



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1871827 B

(45) 授权公告日 2010.04.28

(21) 申请号 200480030858.7
 (22) 申请日 2004.10.06
 (30) 优先权数据
 10/689,330 2003.10.20 US
 (85) PCT申请进入国家阶段日
 2006.04.20
 (86) PCT申请的申请数据
 PCT/US2004/032836 2004.10.06
 (87) PCT申请的公布数据
 W02005/043849 EN 2005.05.12
 (73) 专利权人 联发科技股份有限公司
 地址 中国台湾新竹科学工业园区
 (72) 发明人 M·科谢克 L·玛蒂娜特
 Z·兹弗纳
 (74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司 11127
 代理人 任默闻

(56) 对比文件
 CN 1372743 A, 2002.10.02, 全文.
 US 6370205 B1, 2002.04.09, 全文.
 Claudiu Krakovszky et al. Joint Channel and DC Offset Estimation and Synchronization with Reduced Computational Complexity for an EDGE Receiver. IEEE 54th. Vehicular Technology Conference. 2001, 2248-2251.
 Dennis Hui et al. Enhanced DC Estimation via Sequence-Specific Frequency Offset. IEEE Vehicular Technology Conference. 2002, 161-165.

审查员 冯楠

(51) Int. Cl.
 H04L 25/02 (2006.01)
 H04L 25/06 (2006.01)

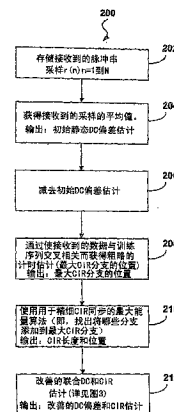
权利要求书 3 页 说明书 16 页 附图 4 页

(54) 发明名称

接收器 DC 偏差校正改进方法、系统、通信系统及集成电路

(57) 摘要

尽管 DC 偏差减小方案可应用于模拟域, 基带中的剩余静态 DCO 仍旧存在, 明显地影响新近高数据率无线通信标准所使用的高电平调制方案的性能。为了实现满意的性能, 在数字域中需要 DCO 补偿算法。开发了一个这种算法, 它基于信道脉冲响应和静态 DCO 的联合估计并确保了具有直接转换无线电架构的 EDGE 调制解调器的令人满意的性能。联合估计算法的进一步修改, 即所谓的“扰动联合 L”, 导致关键衰减信道中 EDGE 均衡器性能的进一步改善。



1. 一种用于减小与接收器相关联的 DC 偏差的方法,包括以下步骤:

(a) 接收信号脉冲串采样 $r(n)$;

(b) 在存储器中存储所述接收到的脉冲串采样 $r(n)$;

(c) 对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均并从存储的脉冲串采样中计算初始 DC 偏差 A_0 ;

(d) 如下地从存储的脉冲串采样中去除 DC 偏差值: $r(n) - A_0$;

(e) 通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动最小二乘法信道脉冲响应估计表示,估计更新的 DC 偏差 A_1 以及信道脉冲响应 \hat{h} :

$$r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目, 并且 L 为大于 0 的正整数; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n) - A_0 - A_1$ 。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述函数 f_j 满足以下条件:

$$\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-k} \rightarrow 0, \forall k = (0, 1, \dots, L-1), \text{ 和}$$

$$\frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} - 1 \rightarrow 0$$

3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述接收器是 EDGE 接收器。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述用于减小 DC 偏差的方法整体在数字域中实现。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述函数 f_j 由 $f_j = \sum_P e^{\frac{jz_j}{k_p}}$ 给出,其中 p 是函数的因素数量且 k_p 是一整数。

6. 一种用于减少与接收机相关联的 DC 偏差的系统,包括:

用于存储接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的装置;

用于对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均并从存储的脉冲串采样中计算出初始 DC 偏差 A_0 的装置;

用于如下地从存储的脉冲串采样中去除 DC 偏差值: $r(n) - A_0$ 的装置;

用于通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动最小二乘法信道脉冲响应估计表示,估计更新的 DC 偏差 A_1 以及信道脉冲响应 \hat{h} 的装置:

$$r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目, 并且 L 为大于 0 的正整数; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n) - A_0 - A_1$ 。

7. 一种用于减小与接收器相关联的 DC 偏差的方法,包括以下步骤:

(a) 接收信号脉冲串采样 $r(n)$;

- (b) 在存储器中存储所述接收到的脉冲串采样 $r(n)$;
- (c) 对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均并从存储的脉冲串采样中计算出初始 DC 偏差 A_0 ;
- (d) 如下地从存储的脉冲串采样中去除 DC 偏差值 : $r(n) - A_0$;
- (e) 通过将存储的脉冲串采样数据和训练序列交叉相关, 识别定义最大信道脉冲响应分支的位置的粗略计时估计 ;
- (f) 执行精细信道脉冲响应同步以识别要添加到所述识别的最大信道脉冲响应分支的分支 ;
- (g) 通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动最小二乘法信道脉冲响应估计表示, 估计更新的 DC 偏差 A_1 以及信道脉冲响应 \hat{h} :

$$r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目, 并且 L 为大于 0 的正整数 ; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差 : $r(n) - A_0 - A_1$ 。

8. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述函数 f_j 满足以下条件 :

$$\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-k} \rightarrow 0, \forall k = (0, 1, \dots, L-1), \text{ 和}$$

$$\frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} - 1 \rightarrow 0$$

9. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述接收器是 EDGE 接收器。

10. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述函数 f_j 由 $f_j = \sum_p e^{\frac{j2\pi p}{k_p}}$ 给出, 其中 p 是函数的因素数量且 k_p 是一整数。

11. 如权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述用于减小 DC 偏差的方法整体在数字域中实现。

12. 一种通信系统, 其中信息通过具有分立信道脉冲响应的信道传送以在信道输出处产生一信号 r_j , 其中 :

$$r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目, 并且 L 为大于 0 的正整数 ; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 这种系统包括 :

用于接收所传送的信息的接收器, 所述接收器具有用于执行 DC 偏差估计和信道脉冲响应估计的装置, 在保持模型不匹配误差较低的同时减小估计误差的所述函数 f_j , 且所述用于执行 DC 偏差估计和信道脉冲响应估计的装置识别满足以下条件的所述函数 f_j :

$$\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-k} \rightarrow 0, \forall k = (0, 1, \dots, L-1), \text{ 和}$$

$$\frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} - 1 \rightarrow 0$$

13. 如权利要求 12 所述的系统,其特征在于,所述接收器是 EDGE 接收器。

14. 如权利要求 12 所述的系统,其特征在于,所述函数 f_j 由 $f_j = \sum_p e^{\frac{j2\pi p}{k_p}}$ 给出,其中 p 是函数的因素数量且 k_p 是一整数。

15. 一种结合通信系统中的接收器实现的集成电路,用于减小与所述接收器相关联的 DC 偏差,所述集成电路包括:

(a) 接收信号脉冲串采样 $r(n)$ 的接口;

(b) 存储所述接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的存储器;

(c) 求平均组件,它对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均,从所述存储的脉冲串采样中计算出初始 DC 偏差 A_0 ,并如下地从存储的脉冲串采样中去除所述初始 DC 偏差值:
 $r(n) - A_0$;

(d) 扰动的最小二乘法信道脉冲响应估计器,它通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动最小二乘法信道脉冲响应估计表示,估计更新的 DC 偏差 A_1 以及信道脉冲响应 \hat{h} :

$$r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目,并且 L 为大于 0 的正整数;且 z_j 是附加白高斯噪声,并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n) - A_0 - A_1$ 。

16. 如权利要求 15 所述的一种结合通信系统中的接收器实现的集成电路,用于减小与所述接收器相关联的 DC 偏差,其特征在于,所述接收器是 EDGE 接收器。

17. 如权利要求 15 所述的一种结合通信系统中的接收器实现的集成电路,用于减小与所述接收器相关联的 DC 偏差,其特征在于,所述函数 f_j 由以下等式给出: $f_j = \sum_p e^{\frac{j2\pi p}{k_p}}$ 其中 p 是函数的因素数量且 k_p 是一整数。

接收器 DC 偏差校正改进方法、系统、通信系统及集成电路

[0001] 优先权信息

[0002] 本申请要求 2003 年 10 月 20 提交的美国专利申请 No. 10/689330 的优先权,其整体结合在此以供参考。

背景技术

[0003] 本发明涉及数据接收器领域,尤其涉及用于减少无线接收器中 DC 偏差的系统和方法。

[0004] 发送数据的检测中的基本挑战来自于信道引起的失真。通常,信道涉及不利地影响接收器处正确检测发送的数据序列的能力的所有非理想效应的组合。这些效应包括,但不限于,传播效应(例如,电缆、无线电信道等)、非线性或者发送(TX)和接收(RX)滤波器效应。当前技术水平的检测技术依赖于了解信道,因此必须进行估计。

[0005] 将在无线通信情况中描述本发明的背景,虽然本发明可用于任何通信系统。如本领域已知的,在无线通信中,利用各种接收器将接收到的射频信号转换到基带。采用零拍接收器,用本地振荡器混合接收到的射频信号,该本地振荡器的频率等于接收的射频信号的载波频率,以便将载波频率变换为 DC 并因此提供接收到的射频信号的调制到 DC 下的调制的“直接转换”。因此,零拍接收器有时被称为直接转换接收器。

[0006] 虽然这些直接转换接收器提供灵活架构和较低成本的优势,但与这些接收器相关联的 DC 偏差会影响接收器的性能。直接转换接收器中 DC 偏差的水平范围从明显大于要解调的期望信号(即调制)到与期望信号的水平相当。因此,通常需要 DC 偏差补偿技术。为了确保对于不同操作条件的灵活性,DC 偏差补偿可以是接收器的数字基带部分的一部分。优选是数字信号处理(DSP)固件的一部分。直接转换接收器的一种应用是在移动或蜂窝通信系统中。在这种系统中,无线电信道接收信号也经受由于多路无线电传输以及发送器和/或接收器滤波引起的码间干扰(ISI)。将利用由 GSM/GPRS/EDGE 蜂窝标准所代表的时分多路存取(TDMA)系统的特殊格式来进一步说明基础原理。

[0007] 原始的 GSM 系统是 TDMA 系统,其中 GPRS 和 EDGE 是其延伸,这意味着特殊信道仅在规定的周期内是活动的。在这种情况下,每个信道被分为八个时隙,其中用户仅在所有八个时隙用于语音传输时是活动的,或者每个标准规范使用多个时隙用于数据传输。

[0008] GSM(包括 GPRS 和 EDGE)使用中间缓行区(midamble)训练序列(置于给定时隙中发生的数据脉冲串采样的中间的训练序列)。选择系统参数以使信道脉冲响应(CIR)的变化在一个脉冲串采样期间相当小,从而不需要自适应的 CIR 估计。midamble 训练序列使得脉冲串采样的已知部分(序列)和脉冲串采样的末端之间的距离(时间上)最小,从而也使得相对于从训练序列获得的 CIR 估计的 CIR 变化最小。

[0009] 在 EDGE 系统中,组合的信道响应通常由线性 TX 高斯整形滤波器(C0)、实际物理信道和 TX/RX 滤波器(模拟和/或数字滤波器)构成。一组信道模型用于性能评估并覆盖实际上可能遇到的典型物理传播信道的较宽范围,如标准化组织(ETSI, 3GPP)所规定的。这些信道被标注为:

[0010] - 静态 (非 ISI 或衰减)

[0011] -TU3 (典型市内, 移动站 (MS) 速度 3km/h, 中等多路, 低衰减)

[0012] -TU50 (典型市内, MS 速度 50km/s, 中等多路和衰减)

[0013] -RA250 (市外区域, MS 速度 250km/h, 无多路, 严重衰减) HT100 (丘陵地带, MS 速度 100km/h, 严重多路, 明显衰减)。

[0014] GSM 训练序列 (由 GPRS 和 EDGE 共享) 具有良好的自相关属性。GSM/GPRS 系统使用 GMSK 调制格式, 而 EDGE 引入了新的 8-PSK 调制格式。在 EDGE 中, 用于 GMSK 和 8-PSK 调制的训练序列是相同的, 二进制的, 且仅仅由于两种调制方案中施加到信号的不同附加旋转而不同。GMSK 有效地对每个码元旋转信号 90 度, 而 EDGE 8-PSK 对每个码元使用 $3\pi/8$ 的旋转。训练序列的属性被用于简化 CIR 估计。例如, 由于训练序列良好的自相关属性, 可以将简单的交叉相关用于 CIR 估计。

[0015] 在 GSM/GPRS/EDGE 系统中的典型的数据接收器实现中, 存储完整的接收脉冲串采样并可以将全数字技术应用于信号处理, 包括 DC 偏差补偿。因此, 参考图 1, 数据接收器存储了数据脉冲串采样 $r(k)$, 其中 $k = 1 \dots N$ 且 N 是脉冲串中的采样数。每个脉冲串采样包括具有已知位序列 (即信息位) 并设置于数据间的中间缓存区, 如图所示。这种已知的位序列被用于帮助均衡化且更特别地用于使能信道估计, 它包括计时信息、CIR 的长度、CIR 分支 (tap) 的计算和相对于最大量 CIR 分支的 CIR 估计的对准、以及 DC 偏差估计。如图 1 所示, 计算 DC 偏差的估计 \hat{A} 。从接收到的脉冲串采样中减去估计的 DC 偏差 \hat{A} 。结果 $r(k) - \hat{A}$, 其中 $k = 1 \dots N$, 被处理以找到 h 的估计。CIR 估计 \hat{h} 可以通过多种方法获得, 包括交叉相关 $[r(k) - \hat{A}]$ 与已知的中间缓存区位序列, 使用最小二乘法 (LS) 估计以及其它先进的技术。

[0016] 用于 GSM 中信道估计的最简单方法是交叉相关。在交叉相关 CIR 估计中, 使训练序列的内部 16 个码元与接收到的码元相关。时间 k 处接收到的码元由以下等式给出

$$[0017] \quad y_n = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{n-i} + z_n$$

[0018] 其中 y_k 是接收到的信号, h_k 是 CIR 分支, t_k 是已知训练序列 (或数据), 而 z_k 是具有方差 σ^2 的 AWGN。以下符号用于在 (已知) 训练序列和 (通常未知) 数据之间进行区分。训练序列码元由 t_0 到 t_{25} 标注。用于左边数据脉冲串采样的数据被标注为 d_0 到 d_{57} , 而用于右边数据脉冲串采样的数据被标注为 d_{58} 到 d_{115} 。通过与内部 16 个训练序列码元的交叉相关:

$$[0019] \quad \hat{h}_k = \frac{1}{16} \sum_{j=5}^{20} y_{k+j} t_j = \frac{1}{16} \sum_{j=5}^{20} t_j \left(\sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i+k} + z_{j+k} \right) = \frac{1}{16} \sum_{i=0}^{L-1} h_i \sum_{j=5}^{20} t_j t_{j-i+k} + \frac{1}{16} \sum_{j=5}^{20} t_j z_{j+k}$$

[0020] 由于训练序列的自相关属性, 顶部, 除非 $i = k$ (假定 $|k-i| < 5$),

$$[0021] \quad \hat{h}_k = \frac{1}{16} \sum_{j=5}^{20} y_{k+j} t_j = h_k + \frac{1}{16} \sum_{j=5}^{20} t_j z_{j+k} = h_k + \Delta h_k$$

[0022] Δh_k 标注由于噪声引起的 CIR 分支估计误差。交叉相关 CIR 估计的主要限制在于它仅可以提供多达 6 个 CIR 分支的精确估计。如果 CIR 长于 6, 且当用高斯脉冲 C0 (3 码元跨度) 卷积时 HT100 信道简介跨过七个码元, 交叉相关 CIR 估计对六个初始分支以外全部的不准确估计。

[0023] 例如, 对于 CIR 长度 6, 在矩阵符号中, \hat{h} 由以下等式给出:

[0024] $\hat{h} = C(Th + z)$

[0025] 其中

[0026]

$$C = \begin{bmatrix} t_5 & t_6 & \cdots & t_{20} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & t_5 & \cdots & \cdots & t_{20} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & & & & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & t_5 & \cdots & \cdots & t_{20} \end{bmatrix}$$

[0027] $T = \begin{bmatrix} t_5 & t_4 & \cdots & t_0 \\ t_6 & t_5 & \cdots & t_1 \\ \vdots & & & \vdots \\ t_{25} & \cdots & \cdots & t_{20} \end{bmatrix}$

[0028] 一般, 矩阵 T 等于

[0029] $T = \begin{bmatrix} t_{L-1} & t_{L-2} & \cdots & t_0 \\ t_L & t_{L-1} & \cdots & t_1 \\ \vdots & & & \vdots \\ t_{25} & \cdots & \cdots & t_{25-L+1} \end{bmatrix}$

[0030] 且矩阵 C 和 T 分别是维度 (16+L-1xL) 和 (26-L+1xL)。这种形式的矩阵 T 采取最佳同步 (即, 精确地知道信道长度和训练序列的位置)。应注意, 矩阵 T 将仅由长达 26-L+1 >= 16+L-1 的训练序列码元构成, 这意味着 L <= 6。在 L > 6 的情况下, 除了训练序列码元外, 矩阵 T 必须包括一些数据采样。例如,

[0031] $T = \begin{bmatrix} t_5 & t_4 & \cdots & t_0 & d_{57} \\ t_6 & t_5 & \cdots & t_1 & t_0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ t_{25} & t_{24} & \cdots & t_{20} & t_{19} \\ d_{58} & t_{25} & \cdots & t_{21} & t_{20} \end{bmatrix}$

[0032] 因此, 在这种情况下, 对于 CIR 分支 0 和 6 的估计变成:

[0033] $\hat{h}_0 = h_0 + \frac{1}{16} (t_5 d_{57} + \sum_{j=6}^{20} t_j t_{j-6}) h_6 + f(z)$

[0034] $\hat{h}_6 = h_6 + \frac{1}{16} (t_{20} d_{58} + \sum_{j=5}^{19} t_j t_{j+6}) h_0 + f(z)$

[0035] 可以看到, 第一个和最后一个 CIR 分支估计都将被失真。这在最后一个分支 h₆ 的情况下更加明显, 因为第一个分支在一些情况下会很大。

[0036] 在矩阵符号中, 交叉相关 CIR 估计由以下等式给出:

[0037] $\hat{h} = \frac{1}{16} Cr = \frac{1}{16} C(Th + z) = h + \frac{1}{16} Cz = h + \Delta h$

[0038] CIR 误差协方差矩阵由以下等式给出

$$[0039] \quad E[\Delta h \Delta h^H] = \frac{1}{16^2} E[C_{ZZ}^H C^H] = \frac{\sigma^2}{16^2} C C^H$$

[0040] 其中 (对于 $L \leq 5$, 和完全同步) $C C^H$ 近似等于 $16I$ (I 是单位矩阵)。如果 $L \geq 7$, 或者在不完全同步的情况下, 估计误差协方差矩阵变成 CIR 和除 AWGN 引起的误差以外的数据的函数。一般, 对于具有交叉相关 CIR 估计的所有分支, CIR 估计误差协方差粗略等于 $\sigma^2/16$ 。

[0041] 为了开始 CIR 估计, 需要识别训练序列的位置。第一同步步骤发生于每码元一次地采样的接收信号。通过使整个训练序列与接收到的信号相关来进行同步。结果由以下等式给出:

$$[0042] \quad a_k = \sum_{j=0}^{25} y_{k+j} t_j = \sum_{j=0}^{25} t_j \left(\sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i+k} + z_{j+k} \right) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \sum_{j=0}^{25} t_j t_{j-i+k} + \sum_{j=0}^{25} t_j z_{j+k}$$

$$[0043] \quad a_k = \sum_{i=0}^{L-1} h_i \sum_{j=0}^{25} t_j t_{j-i+k} + \sum_{j=0}^{25} t_j z_{j+k} = h_k T(0) + \sum_{i=0}^{L-1} h_i T(k-i) + f(t, z)$$

[0044] 其中 $T(0)$ 是 0 延迟处训练序列的自动相关 (等于 26), 而 $T(k-i)$ 是与具有数据码元的交叉相关组合的不同延迟处训练序列的自动相关。在这种情况下, $T(k-i)$ 通常明显小于 $T(0)$, 使得 a_k 粗略等于 $h_k T(0)$ 。结果, 最大量 a_k 的指数对应于训练序列开始的位置, 它相对于第一 CIR 分支 (分支 0) 移动了最大量 CIR 分支的位置。

[0045] 在找到最大量 CIR 分支的近似位置后, 需要设置 CIR 跨度和训练序列的实际开始 (以及因此整个脉冲串采样)。接收到的脉冲串采样可想象为原始数据的若干拷贝的叠加——回波 (echo)——由于不同的 CIR 分支。由于最大量 CIR 分支不必是 CIR 中的第一分支, 所以与该分支相对应的回波不必对应于训练序列的实际开始。因此, 需要一种解决方案来识别 CIR 中存在多少分支以及 CIR 在哪里开始 (即在最大量分支之前存在多少分支)。

[0046] 通常, CIR 的长度预先确定并被假定为足以覆盖最坏情况中的跨度。在 HT100 信道的 EDGE 中, 具有约 7 个分支。CIR 的范围如下地确定: 在找到最大量分支的位置后, 利用交叉相关 CIR 估计获得最大量分支两侧上另十个分支的粗略估计。这十个分支是基于训练序列的属性来选择的。由于最大量分支是 CIR 的一部分, 可使用交叉相关正确估计的分支必须在最大量分支的任一侧或两侧上。因此, 估计这额外的十个分支, 其中知道它们中的至少五个是正确的。这些通常是所估计的十一个中的最大量分支。因此, 下一个步骤通常是应用所谓的最大能量算法。计算所有实验性估计的分支的量。随后, 假定 CIR 应具有 L 个分支, 通过为不同的有效延迟增加 L 分支的量, 计算 CIR 能。将最大能量延迟作为正确的 CIR 跨度。如果最大量分支的指数由 \max_idx 给出, 且相对于 \max_idx 的最大能 CIR 跨度的移动是 tap_shift , 则脉冲串采样的开始由 $\max_idx - \text{tap_shift} - 61$ 给出。

[0047] 在最小二乘法 CIR 估计中, 信道的矩阵表示模式由 $r = Th + z$ 给出, 其中

$$[0048] \quad T = \begin{bmatrix} t_{L-1} & t_{L-2} & \cdots & t_0 \\ t_L & t_{L-1} & \cdots & t_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{25} & \cdots & \cdots & t_{25-L+1} \end{bmatrix}$$

[0049] $h = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-1}]^T$, $r = [r_{L-1} \ r_L \ r_{L+1} \ \dots \ r_{25}]^T$, 和 $z = [z_{L-1} \ z_L \ z_{L+1} \ \dots \ z_{25}]^T$

[0050] 随后, LS CIR 估计由以下等式给出

$$[0051] \quad \hat{h} = (T^H T)^{-1} T^H r = (T^H T)^{-1} T^H (Th + z) = h + (T^H T)^{-1} T^H z = h + \Delta h$$

[0052] 与交叉相关 CIR 估计不同, LS CIR 估计是耦合问题。在 LS CIR 估计中, 所有估计的 CIR 分支都取决于其它估计的 CIR 分支。因此, LS CIR 估计中估计分支的值取决于相对于最大量分支的估计器的时间对准, 以内所有省略的有效 CIR 分支的贡献分布于 LS CIR 估计中的剩余分支之间。结果, 虽然初始同步步骤相对于交叉相关 CIR 估计保持不变, 但最佳 CIR 对准步骤明显不同。

[0053] 为找出最佳 CIR 跨度和相对于最大量 CIR 分支的对准, 所有 CIR 估计都需要等同于特殊 L, 它包括最大量 CIR 分支, 并随后选择作为一些情况中最佳拟合的一个 (例如模型拟合误差)。

[0054] 不幸地, 该过程非常复杂 - 约比交叉相关 CIR 估计复杂三到六倍。此外, 降低 CIR 对准步骤的复杂度的最简单方法, 通过获得由 11 个 CIR 分支构成的粗略 LS CIR 估计, 与交叉相关 CIR 估计一样, 会导致 CIR 估计误差, 且该 CIR 估计误差远劣于使用交叉相关 CIR 估计所能实现的。

[0055] 结果, 如果最佳 CIR 对准过程太复杂, 交叉相关 CIR 估计可用作粗略 CIR 估计, 并因此获得找出较佳 CIR 估计、CIR 长度 L 和相对于最大量 CIR 分支的 CIR 估计的对准所需的参数。用于获得这些参数的过程与用于交叉相关 CIR 估计 (如上所述) 的过程相同。

[0056] 对于 LS CIR 估计, 估计误差由 σ^2 下给出, 而估计误差协方差矩阵由以下等式给出:

[0057]

$$E[\Delta h \Delta h^H] = E[(T^H T)^{-1} T^H z z^H T (T^H T)^{-1}] = \sigma^2 (T^H T)^{-1}$$

[0058] 用于个别分支的误差协方差由估计误差协方差矩阵的对角元素给出, 并粗略等于用于 LS CIR 估计的 $\sigma^2 / (26-L+1)$ 。由于 $(T^H T)^{-1}$ 的非对角元素一般不等于零 (尽管较小), 使 LS CIR 估计误差相关, 但仅仅是稍许地。

[0059] 通过信道估计获得的参数 (包括 DC 偏差和 CIR 估计) 进一步被发送到数据接收器并用于使能解调处理 (例如, 预滤波器计算、均衡化算法选择、基于格子的均衡器的路径量度的计算等)。

发明内容

[0060] 本发明提供了一种用于减小与接收器相关联的 DC 偏差的方法, 包括以下步骤: (a) 接收信号脉冲串采样, $r(n)$; (b) 在存储器中存储所述接收到的脉冲串采样, $r(n)$; (c) 对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均并从存储的脉冲串采样中计算出初始 DC 偏差 A_0 ; (d) 如下地从存储的脉冲串采样中去除 DC 偏差值: $r(n) - A_0$; (e) 通过交叉相关存储的脉冲串采样数据和训练序列, 识别定义最大信道脉冲响应 (CIR) 分支的位置的粗略计时估计; (f) 执行精细 CIR 同步以识别要添加到所述识别的最大 CIR 分支的分支; (g) 通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动 LS CIR 估计表示, 估计更新的 DC 偏差 A_1 以及 CIR \hat{h} :

$$[0061] \quad r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

[0062] 其中 h_i 是 CIR 分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n) - A_0 - A_1$ 。可以在使用上述模型的一个步骤中或者在其中低于步骤由联合 DC 偏差和 CIR 估计构成且第二步骤基于上述模型的两个步骤中进行扰动的 LS CIR 估计。

[0063] 本发明还提供了一种用于减少与接收机相关联的 DC 偏差的系统, 包括: 用于存储接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的装置; 用于对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均并从存储的脉冲串采样中计算出初始 DC 偏差 A_0 的装置; 用于如下地从存储的脉冲串采样中去除 DC 偏差值: $r(n) - A_0$ 的装置; 用于通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动最小二乘法信道脉冲响应估计表示, 估计更新的 DC 偏差 A_1 以及信道脉冲响应 \hat{h} 的装置:

$$r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

[0064] 其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目, 并且 L 为大于 0 的正整数; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n) - A_0 - A_1$ 。

[0065] 本发明还提供了一种用于减小与接收器相关联的 DC 偏差的方法, 包括以下步骤: (a) 接收信号脉冲串采样 $r(n)$; (b) 在存储器中存储所述接收到的脉冲串采样 $r(n)$; (c) 对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均并从存储的脉冲串采样中计算出初始 DC 偏差 A_0 ; (d) 如下地从存储的脉冲串采样中去除 DC 偏差值: $r(n) - A_0$; (e) 通过将存储的脉冲串采样数据和训练序列交叉相关, 识别定义最大信道脉冲响应分支的位置的粗略计时估计; (f) 执行精细信道脉冲响应同步以识别要添加到所述识别的最大信道脉冲响应分支的分支; (g) 通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动最小二乘法信道脉冲响应估计表示, 估计更新的 DC 偏差 A_1 以及信道脉冲响应 \hat{h} :

$$[0066] \quad r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

[0067] 其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目, 并且 L 为大于 0 的正整数; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n) - A_0 - A_1$ 。

[0068] 本发明还提供了一种通信系统, 其中信息通过具有分立信道脉冲响应的信道传送以在信道输出处产生一信号 r_j , 其中:

$$[0069] \quad r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

[0070] 其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目, 并且 L 为大于 0 的正整数; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 这种系统包括: 用于接收所传送的信息的接收器, 所述接收器具有用于执行 DC 偏差估计和信道脉冲响应估计的装置, 在保持模型不匹配误差较低的同时减小估计误差的所述函数 f_j , 且所述用于执行 DC 偏差估计和信道脉冲响应估计的装置识别满足以下条件的所述函数 f_j :

$$[0071] \quad \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-k} \rightarrow 0, \forall k = (0, 1, \dots, L-1), \text{ 和}$$

$$[0072] \quad \frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} - 1 \rightarrow 0$$

[0073] 本发明还提供了一种结合通信系统中的接收器实现的集成电路,用于减小与所述接收器相关联的 DC 偏差,所述集成电路包括:(a) 接收信号脉冲串采样 $r(n)$ 的接口;(b) 存储所述接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的存储器;(c) 求平均组件,它对所述存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均,从所述存储的脉冲串采样中计算出初始 DC 偏差 A_0 ,并如下地从存储的脉冲串采样中去除所述初始 DC 偏差值: $r(n)-A_0$;(d) 扰动的最小二乘法信道脉冲响应估计器,它通过如下模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动最小二乘法信道脉冲响应估计表示,估计更新的 DC 偏差 A_1 以及信道脉冲响应 \hat{h} :

$$[0074] \quad r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

[0075] 其中 h_i 是信道脉冲响应分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差, L 是信道脉冲响应的分支数目,并且 L 为大于 0 的正整数;且 z_j 是附加白高斯噪声,并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n)-A_0-A_1$ 。

附图说明

[0076] 图 1 示出了根据现有技术的数据接收器的框图。

[0077] 图 2 示出了用于减小接收器处的 DC 偏差的本发明方法的概要。

[0078] 图 3 示出了本发明的“扰动”联合 DC 偏差和 CIR 估计算法的概要。

[0079] 图 4 示出了结合了图 2 和 3 的方法的接收器中实现的系统的概要。

具体实施方式

[0080] 尽管相对于其若干较佳实施例来示出并描述本发明,但可以在其中对其形式和细节进行各种变化、省略和添加而不背离本发明的精神和范围。

[0081] 在直接转换接收器中,DC 偏差由接收到的信号或本地振荡器 (LO) 信号的自混合形成。在接收信号的情况中,信号泄漏造成经由 LO 路径的自耦合。在 LO 信号的情况中,泄漏和来自天线的反射允许一部分 LO 信号经由信号路径耦合,导致自混合。这两种机制都产生两个分量:DC 处的一个以及两倍载波频率处的另一个。虽然通过 LP 滤波去除了第二个分量,但 DC 分量引入了 DC 偏差,它在一些情况下会非常大。一般,信号与 DC 偏差比(用 dB 表达)可以是负的。LO 产生的 DC 偏差在接收到的脉冲串采样上通常是恒定的,根据 IC 温度、IC 布局以及设计和其它环境因素而缓慢改变。直接转换接收器中的 DC 偏差必须以某种方式在基带中被校正以维持可靠的接收。虽然采用 GMSK 调制,诸如简单平均或圆心估计的简单 DC 偏差补偿方案是足够的,但一些 EDGE 模式中使用的 8-PSK 调制需要更复杂的 DC 偏差补偿方案。

[0082] 图 2 示出了用于减小接收器处的 DC 偏差的本发明方法 200 的概要。在步骤 202 中,在接收器处本地地接收并存储脉冲串采样 $r(n)$ 。接着,在步骤 204 中,存储的脉冲串采样 $r(n)$ 被求平均且识别初始 DC 偏差 A_0 。在步骤 206 中,如下地从存储的脉冲串采样中去

除了 DC 偏差值： $r(n)-A_0$ 。在步骤 208 中，通过用训练序列交叉相关接收到的数据来获得最大信道脉冲响应 (CIR) 的位置的粗略计时估计。接着，在步骤 210 中，将用于精细 CIR 同步的最大能量算法用于找出应将哪个分支添加到最大 CIR 分支。此后，在步骤 212 中，如下地通过模拟接收到的脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动的 LS CIR 估计表示来估计更新的 DC 偏差 A_1 和 CIR \hat{h} ：

$$[0083] \quad r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

[0084] 其中 h_i 是 CIR 分支， t_j 是已知的训练序列码元， f_j 是 j 的类函数， m 是静态 DC 偏差；以及 z_j 是附加的白高斯噪声。随后，如下地将更新的 DC 偏差从存储的脉冲串采样中去掉： $r(n)-A_0-A_1$ 。

[0085] 图 3 提供了本发明的“扰动”联合 DC 偏差和 CIR 估计算法 300 的一般概要。步骤 302 中，联合最小二乘法 (LS) CIR DC 偏差 (DCO) 算法用于获得初始 CIR 和 DCO 估计。应注意，LS 是联合 CIR DC 偏差估计中的可能方法之一，如 Zvonar 的美国专利 (6504884) 中所述的。本描述中它被用作特殊的计算方法，尽管它可以由诸如迭代计算、MMSE 等的其它方法替代。

[0086] 接着，在步骤 304 中，将计算出的 DCO 估计从接收到的信号脉冲串采样 $r(n)$ 中减去。应注意，步骤 302 和 304 是任选的，这取决于所需的估计质量。此外，在步骤 306 中，基于所使用的训练序列来计算“扰动”的联合 LS CIR DCO 估计矩阵。在步骤 308 中，利用上述“扰动”的估计矩阵重复 LS CIR DCO 估计。接着，在步骤 310 中，将新计算出的 DCO 估计从接收到的信号脉冲串采样 $r(n)$ 中减去。

[0087] 图 4 示出了在结合了图 2 和 3 的方法的接收器中实现的系统 400 的概要。将接收到的信号存入脉冲串采样存储装置 402。接着，将 402 中存储的脉冲串采样信号 $r(k)$ 输入块 404，该块 404 执行 DC 偏差和 CIR 的联合估计。块 404 中估计的 DCO_{A_0} 被转发给块 406，块 406 随后如下地去除 DC 偏差： $r(k)-A_0$ 。接着，利用“扰动”的估计矩阵通过 DC 偏差和 CIR 的联合估计在块 408 中估计剩余的 DC 偏差，且块 410 如下地去除计算出的剩余 DC 偏差： $r(k)-A_0-A_1$ 。此外，将估计的信道脉冲响应 h_0 转发给均衡器 412。现在给出图 2 和 3 的步骤的详细描述。

[0088] 求平均

[0089] 求平均通常去除了现有的 DC 偏差。但不幸地，它也引入了作为数据和信道响应的函数的 DC 偏差。如果求平均被限制于训练序列，则该引入的 DC 偏差的数据部分是已知的。将求平均限于训练序列的缺陷仅在于 DC 噪声项将比在整个脉冲串采样上进行求平均的情况中的更大。考虑与训练序列相对应的接收到的信号，

$$[0090] \quad r_n = m + \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{n-i} + z_n$$

[0091] 其中 r_n 是接收到的信号， m 是固定的 DC 偏差， h_i 是信道分支， t_i 是训练序列，且 z_n 是 AWG 噪声。通过对训练序列上的信号求平均， \hat{m} 由以下等式给出：

$$[0092] \quad \hat{m} = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} y_j = m + \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{L-1} h_i \sum_{j=0}^{M-1} t_{j-i} + \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} z_j$$

[0093] 在从 r_n 中减去 DC 偏差估计后，

$$[0094] \quad \hat{r}_n = r_n - \hat{m} = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(t_{n-i} - \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} t_{j-i}) + z_n - \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} z_j$$

[0095] 应注意,如果信道估计使用由平均脉冲串采样振幅项校正的接收到的信号采样,DC 偏差估计总是对相同类型的问题起作用(作为数据和噪声的函数的剩余 DCO) 并可以精细调整算法。

[0096] 联合 LS DC 偏差和 CIR 估计

[0097] CIR 模型的简单修改允许 CIR 和 DC 偏差的联合估计。联合 CIR 和 DC 偏差估计的一般框架已在 Zvonar 的美国专利(6504884) 中提出。为此讨论的目的,特别关注使用 LS 估计的联合估计的特殊情况。接收到的信号被重写作:

$$[0098] \quad r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + m + z_j$$

[0099] 其中 m 是 DC 偏差。在矩阵形式中,以上等式被重写作 $r = Th+z$, 其中 T 变成

$$[0100] \quad T = \begin{bmatrix} t_{L-1} & t_{L-2} & \cdots & t_0 & 1 \\ t_L & t_{L-1} & \cdots & t_1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & 1 \\ t_{25} & \cdots & \cdots & t_{25-L+1} & 1 \end{bmatrix}$$

[0101] $h = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-1} \ m]^T$, 同时 r 和 z 是不变的。除了现在将不同的矩阵 T 用于估计 L+1 个分支之外,LS CIR 估计器保持不变。在估计后,将 DC 偏差估计从接收到的信号中减去。

[0102] 同步、CIR 对准和 CIR 长度

[0103] 在 DC 偏差面前,实际 CIR(加 DCO) 估计之前的所有步骤的执行劣化。诸如初始同步的一些步骤是稳健的并对 DCO 免疫,而其它(诸如粗略交叉相关 CIR 估计)更加劣化。

[0104] 通过使整体训练序列和接收到的信号缓冲相关来获得初始同步。采用产生最大量交叉相关的延迟用于最大 CIR 分支的指数以及与该分支相对应的训练序列实现的开始。

[0105] 具有 LS 类型估计的最佳精细 CIR 同步过程包括为不同的 CIR 偏差重复 LSCIR DCO 估计,包括最大量分支和选取具有最大能量的 CIR+DCO 实现。但是,该过程需要用于不同延迟的 LS CIR DCO 估计的十一次重复且过分复杂。相反,可以使用次优的精细同步过程,其中将交叉相关 CIR 估计用作粗略的 CIR 估计。

[0106] CIR 估计错误

[0107] 考虑 LS CIR 估计和联合 LS CIR DCO 估计之间的关系是有趣的。要解决的 LS 问题由 $T^H T h = T^H r$ 给出。在联合 LS CIR DCO 估计的情况中, $T^H T$ 由以下等式给出

$$[0108] \quad T^H T = \begin{bmatrix} \sum_{j=L-1}^{25} |t_j|^2 & \sum_{j=L-1}^{25} t_j^H t_{j-1} & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_j^H t_{j-L+1} & \sum_{j=L-1}^{25} t_j^H \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_j t_{j-1}^H & \sum_{j=L-1}^{25} |t_{j-1}|^2 & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1}^H t_{j-L+1} & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1}^H \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_j t_{j-L+1}^H & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1} t_{j-L+1}^H & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} |t_{j-L+1}|^2 & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-L+1}^H \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_j & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1} & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-L+1} & 26-L+1 \end{bmatrix}$$

[0109] 其中 $T^H r$ 由以下等式给出：

$$[0110] \quad T^H r = \begin{bmatrix} \sum_{j=L-1}^{25} t_j^H r_j \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1}^H r_j \\ \vdots \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-L+1}^H r_j \\ \sum_{j=L-1}^{25} r_j \end{bmatrix}$$

[0111] 等式的最后一行给出了 DCO 估计的表达式：

$$[0112] \quad \hat{m} = \frac{1}{26-L+1} \left(\sum_{j=L-1}^{25} (r_j - \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}_i t_{j-i}) \right)$$

[0113] 参数 m 可以从以上等式中消除, 从而获得仅用于 CIR 估计的表达式：

$$[0114] \quad \hat{h} = (T^H (T - \Delta T))^{-1} T^H (r - \bar{r})$$

[0115] 其中 T 现在是减小的维度 ($L \times 26-L+1$), ΔT 是由以下等式给出的 ($L \times 26-L+1$) 矩阵

$$[0116] \quad \Delta T = \frac{1}{26-L+1} \begin{bmatrix} \sum_{j=L-1}^{25} t_j & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1} & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-L+1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_j & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1} & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-L+1} \end{bmatrix}$$

[0117] 而

$$[0118] \quad \bar{r} = \frac{1}{26-L+1} \begin{bmatrix} \sum_{j=L-1}^{25} r_j \\ \vdots \\ \vdots \\ \sum_{j=L-1}^{25} r_j \end{bmatrix}$$

[0119] 是 ($L \times 1$) 矢量。

[0120] 注意, 可以示出: 以下的关系是有效的：

$$[0121] \quad T^H \Delta T = \Delta T^H T = \Delta T^H \Delta T$$

$$[0122] \quad \Delta T^H r = \Delta T^H \bar{r}$$

[0123] 结果

$$[0124] \quad \hat{h} = (T^H (T - \Delta T))^{-1} T^H (r - \bar{r}) = ((T - \Delta T)^H (T - \Delta T))^{-1} (T - \Delta T)^H (r - \bar{r})$$

[0125] 且, 由于 $r = mU + \Delta T h + zU$ (其中 $\bar{z} = \frac{1}{26-L+1} \sum z_j$ 且 U 是具有等于 1 的元素的列矢量), CIR 估计变成

$$[0126] \quad \hat{h} = ((T - \Delta T)^H (T - \Delta T))^{-1} (T - \Delta T)^H (r - \bar{r}) = (\tilde{T}^H \tilde{T})^{-1} \tilde{T}^H (r - \bar{r})$$

[0127] 而

$$[0128] \quad r - \bar{r} = mU + Th + z - mU - \Delta Th - \bar{z}U = (T - \Delta T)h + z - \bar{z}U = \tilde{T}h + z - \bar{z}U$$

[0129] 因此,

$$[0130] \quad \hat{h} = (\tilde{T}^H \tilde{T})^{-1} \tilde{T}^H (r - \bar{r}) = (\tilde{T}^H \tilde{T})^{-1} \tilde{T}^H (\tilde{T}h + z - \bar{z}U) = h + (\tilde{T}^H \tilde{T})^{-1} \tilde{T}^H (z - \bar{z}U) = h + \Delta h$$

[0131] 因此,用于 CIR 分支的联合 LS CIR DCO 估计错误协方差矩阵变成

$$[0132] \quad E[\Delta h \Delta h^H] = (\tilde{T}^H \tilde{T})^{-1} \tilde{T}^H E[(z - \bar{z}U)(z - \bar{z}U)^H] \tilde{T} (\tilde{T}^H \tilde{T})^{-1} = \sigma^2 (\tilde{T}^H \tilde{T})^{-1}$$

[0133] 换句话说,联合 LS CIR DCO 估计对 CIR 估计错误的影响在于 CIR 估计误差协方差矩阵 $(T^H T)^{-1}$ 由矩阵 $T^H \Delta T$ 扰动。如果矩阵 $T^H \Delta T$ 的元素较小,将不强烈地影响 CIR 估计误差。不幸地,在多数 EDGE 训练序列(序号 2 到 7)中,矩阵 $T^H \Delta T$ 的元素相当大并影响 CIR 估计误差的明显恶化。例如,对于 $L = 7$ 和训练序列 $TSC = 5$,CIR 估计误差从粗略的 $\sigma^2/20$ ($20 = 26 - 7 + 1$) 到粗略的 $\sigma^2/13$,这甚至比从交叉相关 CIR 估计误差中理想地预期的更差。

[0134] 如前所示,联合 LS CIR DCO 估计中的 DCO 估计由以下等式给出

$$[0135] \quad \hat{m} = \frac{1}{26 - L + 1} \left(\sum_{j=L-1}^{25} (r_j - \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}_i t_{j-i}) \right)$$

[0136] 由于

$$[0137] \quad r_j = m + \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + z_j$$

[0138] DCO 估计误差等于

$$[0139] \quad \Delta m = \hat{m} - m = \frac{1}{26 - L + 1} \sum_{j=L-1}^{25} \sum_{i=0}^{L-1} \Delta h_i t_{j-i} + \frac{1}{26 - L + 1} \sum_{j=L-1}^{25} z_j$$

[0140] 或者按矩阵符号,

$$[0141] \quad \Delta mU = \Delta T \Delta h + zU$$

[0142] DCO 分支估计误差协方差由以下等式给出

$$[0143] \quad E[\Delta m \Delta m^H] = \text{trace}(\Delta T E[\Delta h \Delta h^H] \Delta T^H) \frac{1}{26 - L + 1} + \frac{\sigma^2}{26 - L + 1}$$

[0144] 其中 $\text{trace}()$ 表示矩阵的对角元素的和。可以看到,DCO 分支估计误差方差与 CIR 分支估计误差方差的和成比例且因此必须大若干倍。当然,在 $L = 7$ 且训练序列 $TSC = 5$ 的情况下,当 CIR 分支估计误差方差粗略地是 $\sigma^2/13$ 时,DCO 分支估计方差粗略地是 $\sigma^2/4.5$ 。

[0145] 扰动的联合 LS CIR DCO 估计

[0146] 如前所示,联合 LS CIR DCO 估计用一些训练序列产生明显更差的性能的原因在于多数 EDGE 训练序列不是用联合 LS CIR DCO 估计形成的。当它们全部具有良好的自动 - 和交叉 - 相关属性时,多数训练序列的不同部分的平均值不趋于零且实际上相当大。通过以上讨论可以清楚,假定可以使矩阵 ΔT 的元素接近零,则联合 LS CIR DCO 估计的性能将接近 LS CIR 估计的性能。

[0147] 例如,考虑代替模型 $r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + m + z_j$, 而使用模型 $r_j = \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + f_j m + z_j$, 其中 f_j

是 j 的类函数,例如 $f_j = \sum_p e^{\frac{i2\pi j}{k_p}}$, 其中 p 是用于该函数的因素数量且 k_p 是设计者选择的整

数。应注意,联合 LS CIR DCO 估计和 LS CIR 估计两者是该模型的特殊情况。前者中, $f_j =$

1,而在后者中 $f_j = 0$ 。

[0148] 采用新模型,估计问题变成 $T(f)^H T(f) h = T(f)^H r$,而 $T(f)^H T(f)$ 由以下等式给出:

$$[0149] \quad T(f)^H T(f) = \begin{bmatrix} \sum_{j=L-1}^{25} |t_j|^2 & \sum_{j=L-1}^{25} t_j^H t_{j-1} & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_j^H t_{j-L+1} & \sum_{j=L-1}^{25} f_j t_j^H \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_j t_{j-1}^H & \sum_{j=L-1}^{25} |t_{j-1}|^2 & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1}^H t_{j-L+1} & \sum_{j=L-1}^{25} f_j t_{j-1}^H \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_j t_{j-L+1}^H & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1} t_{j-L+1}^H & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} |t_{j-L+1}|^2 & \sum_{j=L-1}^{25} f_j t_{j-L+1}^H \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_j f_j^H & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1} f_j^H & \cdots & \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-L+1} f_j^H & \sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2 \end{bmatrix}$$

[0150] 且 $T(f)^H r$ 由以下等式给出

$$[0151] \quad T(f)^H r = \begin{bmatrix} \sum_{j=L-1}^{25} t_j^H r_j \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-1}^H r_j \\ \vdots \\ \sum_{j=L-1}^{25} t_{j-L+1}^H r_j \\ \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H r_j \end{bmatrix}$$

[0152] 该等式的最后一行给出了用于 DCO 估计的修改表达式:

$$[0153] \quad \hat{m} = \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \left(\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H (r_j - \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}_i t_{j-i}) \right)$$

[0154] 如以上的,可以将参数 m 从以上等式中消除,从而获得仅用于 CIR 估计的相同表达式:

$$[0155] \quad \hat{h} = (T^H (T - \Delta T(f)))^{-1} T^H (r - \bar{r}(f))$$

[0156] 其中 T 现在是减小的维度 ($L \times 26 - L + 1$),从以前开始不变,因为它不是 f_j 的函数,而 $\Delta T(f)$ 是 ($L \times 26 - L + 1$) 矩阵,由以下等式给出

$$[0157] \quad \Delta T(f) = \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \begin{bmatrix} f_{L-1} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_j & f_{L-1} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-1} & \cdots & f_{L-1} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-L+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{25} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_j & f_{25} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-1} & \cdots & f_{25} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-L+1} \end{bmatrix}$$

[0158] 且

$$[0159] \quad \bar{r}(f) = \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \begin{bmatrix} f_{L-1} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H r_j \\ \vdots \\ f_{25} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H r_j \end{bmatrix}$$

[0160] 是 (Lx1) 矢量。

[0161] 注意, 对于 $f_j = 1$, 以下关系仍旧有效:

$$[0162] \quad T^H \Delta T(f) = \Delta T(f)^H T = \Delta T(f)^H \Delta T(f)$$

$$[0163] \quad \Delta T(f)^H r = \Delta T(f)^H r(f)$$

[0164] 结果,

[0165]

$$\hat{h} = (T^H (T - \Delta T(f)))^{-1} T^H (r - \bar{r}(f)) = ((T - \Delta T(f))^H (T - \Delta T(f)))^{-1} (T - \Delta T(f))^H (r - \bar{r}(f))$$

[0166] 且由于 $r(f) = mF + \Delta T(f)h + z(f)$, 其中

$$[0167] \quad \bar{z}(f) = \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H z_j \begin{bmatrix} f_{L-1} \\ f_L \\ \vdots \\ f_{25} \end{bmatrix}$$

[0168] 且

$$[0169] \quad F = \frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \begin{bmatrix} f_{L-1} \\ f_L \\ \vdots \\ f_{25} \end{bmatrix},$$

[0170] CIR 估计变成

$$[0171] \quad \hat{h} = ((T - \Delta T(f))^H (T - \Delta T(f)))^{-1} (T - \Delta T(f))^H (r - \bar{r}(f)) = (\tilde{T}(f)^H \tilde{T}(f))^{-1} \tilde{T}(f)^H (r - \bar{r}(f))$$

[0172] 而

$$[0173] \quad r - \bar{r}(f) = mU + Th + z - mF - \Delta T(f)h - z(f) = (T - \Delta T(f))h + m(U - F) + z - z(f)$$

[0174] 因此,

$$[0175] \quad \hat{h} = (\tilde{T}(f)^H \tilde{T}(f))^{-1} \tilde{T}(f)^H (r - \bar{r}(f)) = (\tilde{T}(f)^H \tilde{T}(f))^{-1} \tilde{T}(f)^H (\tilde{T}(f)h + m(U - F) + z - \bar{z}(f))$$

$$[0176] \quad \hat{h} = h + (\tilde{T}(f)^H \tilde{T}(f))^{-1} \tilde{T}(f)^H (z - \bar{z}(f) + m(U - F)) = h + \Delta h$$

[0177] CIR 估计误差由两部分构成, 其中之一是由于噪声而另一个是由于模型不匹配 (即, 假定 f_j 不等于 1)。因此, 用于 CIR 分支的联合 LS CIR DCO 估计误差协方差矩阵变成

[0178]

$$E[\Delta h \Delta h^H] = \sigma^2 (\tilde{T}(f)^H \tilde{T}(f))^{-1} + |m|^2 (\tilde{T}(f)^H \tilde{T}(f))^{-1} \tilde{T}(f)^H (U - F)(U - F)^H \tilde{T}(f) (\tilde{T}(f)^H \tilde{T}(f))^{-1}$$

$$[0179] \quad E[\Delta h \Delta h^H] = \sigma^2 (T^H (T - \Delta T(f)))^{-1} + |m|^2 (T^H (T - \Delta T(f)))^{-1} T^H (U - F)(U - F)^H T (T^H (T - \Delta T(f)))^{-1}$$

[0180] CIR 估计误差协方差矩阵由两部分构成,一个由于 AWGN 是随机的,且另一个由于 DCO 是确定性的。

[0181] 此外,DCO 估计通过以下等式获得

$$[0182] \quad \hat{m} = \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \left(\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H (r_j - \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}_i t_{j-i}) \right)$$

[0183] 由于

$$[0184] \quad r_j = m + \sum_{i=0}^{L-1} h_i t_{j-i} + z_j$$

[0185] DCO 估计误差等于

$$[0186] \quad \Delta m = \hat{m} - m = m \left(\frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} - 1 \right) + \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \sum_{i=0}^{L-1} \Delta h_i \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-i} + \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H z_j$$

[0187] 或者,按矩阵符号

$$[0188] \quad \Delta m = m(f^H U / (f^H f) - 1) + U^H \frac{\Delta T(f) \Delta h + \bar{z}(f)}{U^H f}$$

[0189] 其中 U 是所有元素等于 1 的矢量,且 $f = [f_{L-1} \ f_L \ \dots \ f_{25}]^T$ 。

[0190] 如同在 CIR 估计误差的情况下,DCO 分支估计误差也包括两部分,一个是由于 AWGN,且另一个由于模型不匹配且与 DCO 值成比例。

[0191] 用于 CIR 估计误差和 DCO 估计误差的表达式提供了指导,对于该指导,条件函数 f_j 必须实现以减少估计误差。

[0192] 减少由于 AWGN 引起的 CIR 估计误差的第一个条件是 $\Delta T(f)$ 的元素应接近于零 (或等于零):

$$[0193] \quad \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H t_{j-k} \rightarrow 0, \forall k = (0, 1, \dots, L-1)$$

[0194] 如果该条件有效,CIR 估计误差协方差矩阵变成:

$$[0195] \quad E[\Delta h \Delta h^H] = \sigma^2 (T^H T)^{-1} + |m|^2 (T^H T)^{-1} T^H (U-F) (U-F)^H T (T^H T)^{-1}$$

[0196] 由于 AWGN 引起的估计误差现在与 LS CIR 估计中的相同。但是,由于模型不匹配引起的误差保留并与以下部分成比例

$$[0197] \quad 26 - L + 1 - \frac{\left| \sum_{j=L-1}^{25} f_j \right|^2}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2}$$

[0198] 从而第二条件是使得以上关系也接近零。如果函数 f_j 实现以上两个条件,则用于联合 LS CIR DCO 估计的 CIR 估计误差将与用于 LS CIR 估计的 CIR 估计误差相同。

[0199] 此外, f_j 必须实现以下条件以减少 DCO 估计误差。

$$[0200] \quad \frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} - 1 \rightarrow 0$$

[0201] 该条件将消除由于模型不匹配引起的误差。此外,如果 $\Delta T(f) = 0$,则也将消除 CIR 估计误差对 DCO 估计误差的耦合,从而 DCO 估计误差将变成仅 AWGN 的函数。

$$[0202] \quad \Delta m = \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} \sum_{j=L-1}^{25} f_j^H z_j$$

[0203] 在此情况中,DCO 估计误差方差将等于:

$$[0204] \quad E[\Delta m \Delta m^H] = \sigma^2 \frac{1}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2}$$

[0205] 它是用于优化的最后的条件,并应理想地等于 $\sigma^2/(26-L+1)$,它是 LS CIR DCO 估计的 Cramer-Rao 约束。

[0206] 因此,假定函数 f_j 可以被识别为可实现所有以上条件,则可以找出最佳估计误差而不管训练序列。

[0207] 不幸地,一些列出的条件是矛盾的(即,不能同时满足),这表示用扰动的联合 LS CIR DCO 估计不能达到 Cramer-Rao 约束。

[0208] Hui 的论文标题为“Using a direct conversion receiver in EDGE terminals—a new DC offset compensation algorithm”提出了消除由 DC 偏差引起的误差的一种不同的方法。所提出的方法按接收信号可以被模拟为

$$[0209] \quad r_j = m e^{i\delta} + \sum_{k=0}^{L-1} h_k t_{j-k} + z_j$$

[0210] 的方式修改接收器,其中 $i = (-1)^{0.5}$ 且 δ 是预选角度,训练序列的函数。因此,它们的建议可以被解释为使用函数 $f_j = e_{i\theta_j}$ 的特殊情况。该函数很好地适于最小化 $\Delta T(f)$ 并因此提供了接近于 LS CIR 估计误差的估计误差。Hui 提出:DCO 按如下方式被“旋转”:在 DC 偏差引入信号链之前作为无线电部分的一部分的 LO 的频率将故意偏差 δ 。当该旋转在基带中被校正时,DCO 被有效地旋转相同角度,因为它已同时被添加到接收的信号中。估计误差的改善将取决于可以控制 LO 频率的精度且接收器需要基带接收器(其中接收到的数据被解码且接收器发现它应该接收哪个训练序列)和 LO 之间的控制路径。此外,提出的校正将需要 TS 数量和引入的频率偏差之间存在已知关系,即函数 f 取决于训练序列。Hui 的方法需要接收器的无线电和基带部分之间的相互作用,并具有取决于训练序列的频率偏差。

[0211] 如 Cramer-Rao 约束的发明人所导出的减少估计误差所需的条件不能全部同时实现且可以用若干次优技术处理问题。

[0212] 一般,次优方法将尝试找出实现一些(代替全部)以上列出的用于优化的条件的函数并修改估计过程以最大地利用扰动的联合 LS 估计器的特征。其次,当查找最佳函数 f_j 时,面对找出能实现全部优化条件的闭合形式解的困难。但是,可以选择找到实现至少一些优化条件的函数的闭合形式解。或者,可以规定用于函数 f_j 的参数形式,随后可以为标识

最小化与总体估计误差有关的一些度量的参数进行查找。

[0213] 另一种方法省去了完全消除由于不匹配和非零 ΔT 元素引起的误差的函数 f_j 的查找。取而代之,通过减小 ΔT 元素同时最小地增加由于不匹配引起的估计误差,识别改善 CIR 估计误差的函数 f_j 。通过相对于一些参数函数的参数最小化误差相关的度量找出良好的解决方案。用于这种函数的良好的候选显然是若干复杂正弦曲线 $e^{i\delta j}$ 之一或组合。

[0214] 一种可能是查找最小化度量的参数 δ

$$[0215] \quad (T^H(T-\Delta T(f)))^{-1} + w(T^H(T-\Delta T(f)))^{-1}T^H(U-F)(U-F)^H T(T^H(T-\Delta T(f)))^{-1}$$

[0216] 其中 $f_j = 1 - e^{i\delta j}$, 且 w 是与 DCO 量和 AWGN 方差的比率成比例的权重。想法是找出减小 CIR 估计误差的函数 f_j 。随后,假定 DCO 估计误差与 CIR 估计误差成比例,估计 DCO, 好像 $f_j = 1$,

$$[0217] \quad \hat{m} = \frac{1}{26-L+1} \left(\sum_{j=L-1}^{25} (r_j - \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}_i t_{j-i}) \right)$$

[0218] 另一可能方法基于一种观察,即只要扰动 LS 解决方案中的 DCO 估计误差被减小到低于具有 $f_j = 1$ 的 DCO 估计误差的水平,则迭代的联合扰动 LS CIR DCO 估计(如图 3 所示)必然减小总的估计误差。结果得出:对于 $TSC = 5$, 函数 $f_j = 0.5(1 - e^{i\delta j})$, 其中 $\delta = -2\pi / (26-L+2)$, 是这种函数的良好选择。有趣地,该函数满足条件:

$$[0219] \quad \frac{\sum_{j=L-1}^{25} f_j^H}{\sum_{j=L-1}^{25} |f_j|^2} - 1 \rightarrow 0$$

[0220] 同时也明显减少 ΔT 矩阵的元素。采用这种方法,首先获得“普通”的联合 LSCIR DCO 估计,随后作为第二个步骤,减去该 DCO 估计。随后,重复该估计,但此时使用扰动的联合 LS CIR DCO 估计。最后的 DCO 估计是初始和改善的 DCO 估计之和,同时 CIR 估计是第二个扰动的 LS CIR 估计。该方法在较高的 E_b/N_0 处表现最佳,例如给出了 MCS7HT100 信道中 2.0dB 的改善,其中 $TSC = 5$ 。

[0221] 此外,本发明包括基于计算机程序代码的产品,它是其中存储了程序代码的存储介质,它可用于指示计算机执行与本发明相关联的任何方法。计算机存储介质包括以下的任一个,但不限于:CD-ROM, DVD, 磁带,光盘,硬盘,软盘,铁电存储器,闪存,铁磁存储器,光学存储装置,电荷耦合器件,磁或光卡,智能卡,EEPROM, EPROM, RAM, ROM, DRAM, SRAM, SDRAM, 和/或任何其它合适的静态或动态存储器或数据存储装置。

[0222] 在基于计算机程序代码的产品中执行的是软件模块,它用于:

[0223] (a) 接收信号脉冲串采样 $r(n)$; (b) 在存储器中存储接收到的脉冲串采样 $r(n)$; (c) 对存储的脉冲串采样 $r(n)$ 求平均并从存储的脉冲串采样中计算初始 DC 偏差 A_0 ; (d) 如下地从存储的脉冲串采样中去除 DC 偏差值: $r(n) - A_0$; (e) 通过如下地模拟接收脉冲串采样 $r(n)$ 的扰动的 LS CIR 估计表示,估计更新的 DC 偏差 A_1 , 以及信道脉冲响应(CIR) \hat{h} :

$$[0224] \quad r_j = \sum_{i=0}^{L-1} \hat{h}_i t_{j-i} + f_j m + z_j$$

[0225] 其中 \hat{h}_i 是 CIR 分支, t_j 是已知的训练序列码元, f_j 是 j 的类函数, m 是静态 DC 偏差; 且 z_j 是附加白高斯噪声, 并如下地从存储的脉冲串采样中去除更新的 DC 偏差: $r(n) - A_0 - A_1$ 。

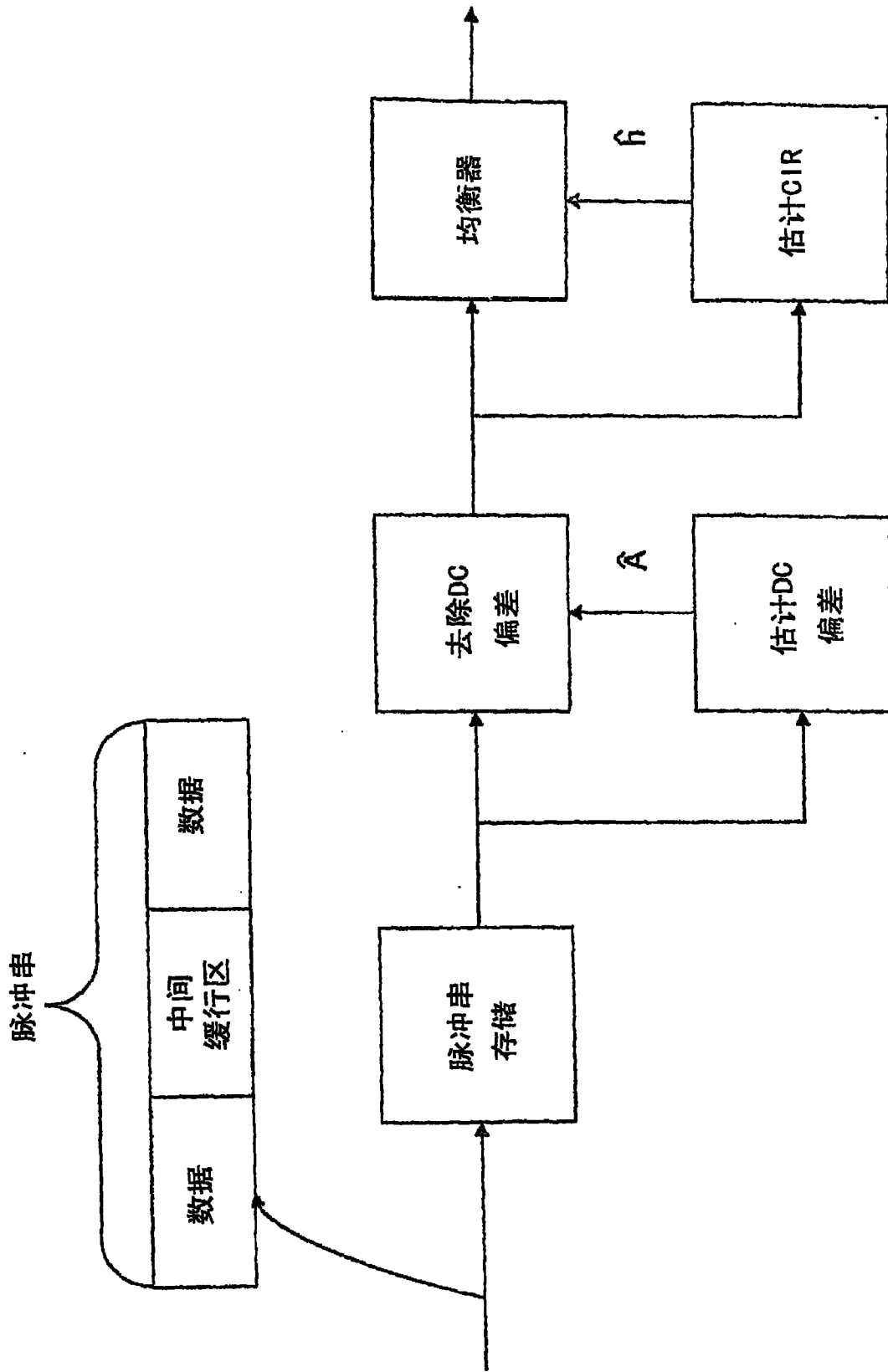


图1(现有技术)

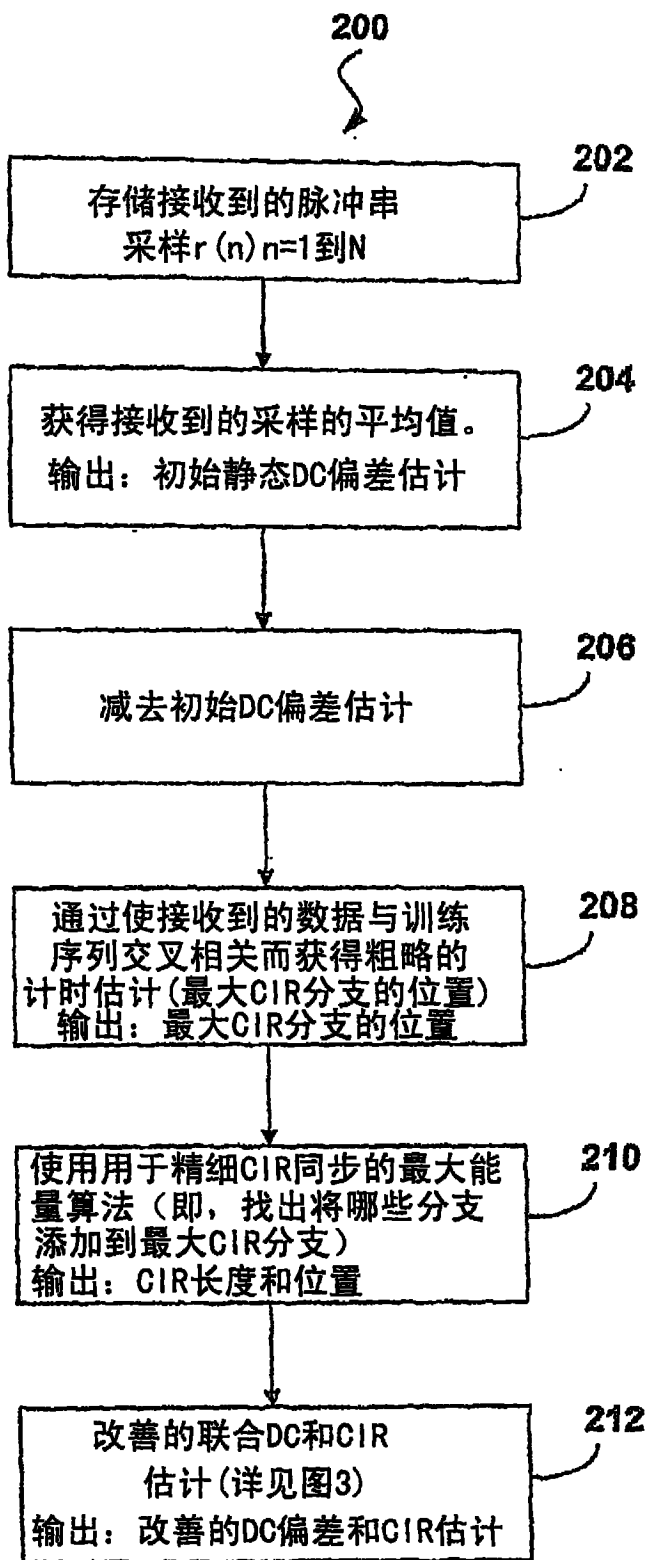


图 2

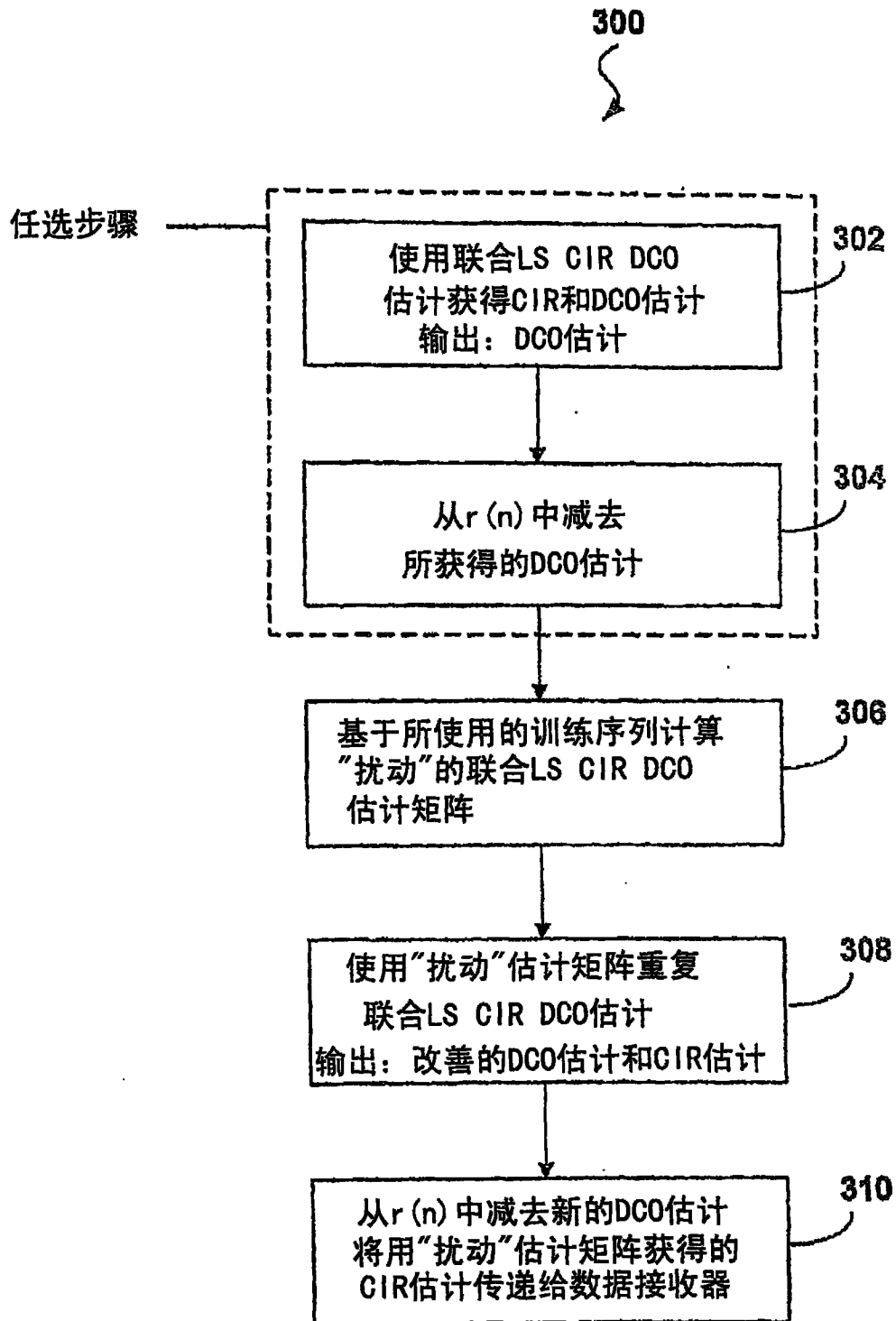


图 3

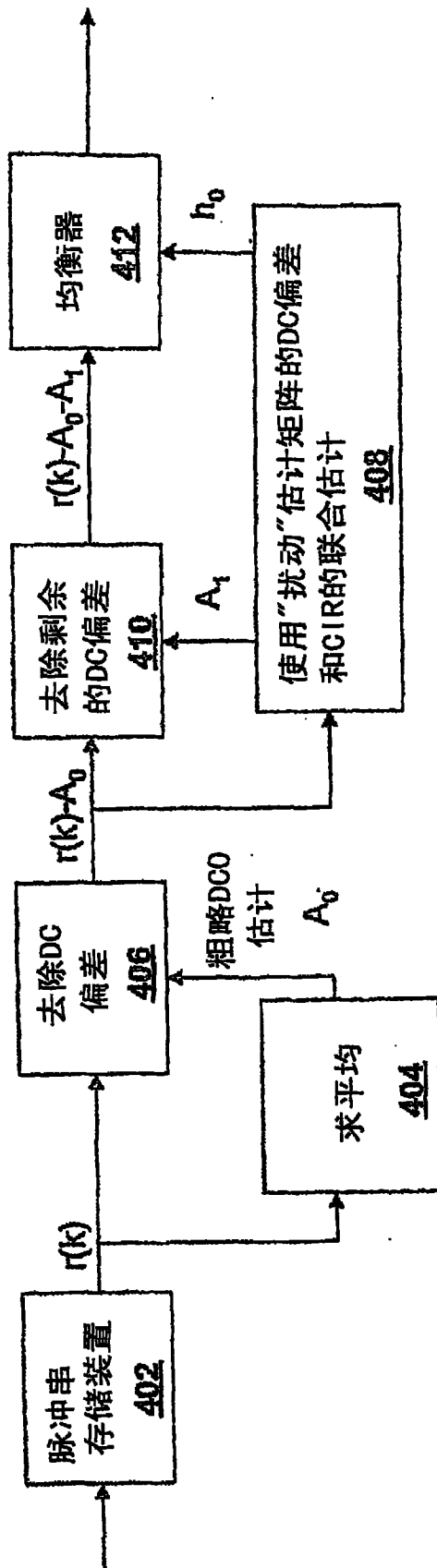


图 4