

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101288228 B

(45) 授权公告日 2010. 10. 06

(21) 申请号 200580037815. 6

代理人 郭蔚

(22) 申请日 2005. 10. 20

(51) Int. Cl.

H03H 7/30 (2006. 01)

(30) 优先权数据

60/625, 869 2004. 11. 08 US

11/238, 469 2005. 09. 29 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007. 05. 08

(56) 对比文件

US 6389084 B1, 2002. 05. 14, 全文 .

CN 1533192 A, 2004. 09. 29, 全文 .

CN 1482747 A, 2004. 03. 17, 全文 .

CN 1496013 A, 2004. 05. 12, 全文 .

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2005/037602 2005. 10. 20

审查员 刘浩然

(87) PCT申请的公布数据

WO2006/052404 EN 2006. 05. 18

(73) 专利权人 美商内数位科技公司

地址 美国特拉华州

(72) 发明人 菲利普·J·佩特拉斯基

米海拉·贝露里 艾佩斯兰·戴米尔

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

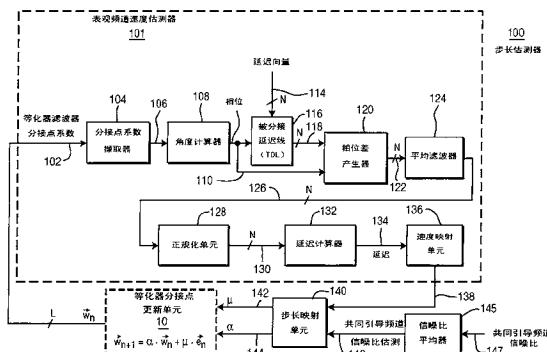
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 6 页

(54) 发明名称

适应性等化器步长估测方法及装置

(57) 摘要

一种可控制被并入收发器（如无线传送 / 接收单元）的适应性等化器步长的步长估测器。步长估测器以该收发器及另一收发器间所建立的频道表观速度为基础来更新该适应性等化器所使用至少一适应性等化器分接点。步长估测器可包含一速度估测器、一信噪比 (SNR) 平均器及一步长映射单元。速度估测器用来估测频道表观速度（也就是频道脉冲响应改变的观察及 / 或测量速率）。信噪比平均器可产生共同引导频道 (CPICH) 信噪比估测。步长映射单元可使用该速度估测及共同引导频道信噪比估测来产生被适应性等化器用来更新滤波分接点系数的步长参数 μ 及滤波分接点漏泄因子参数 α 。



1. 一种步长估测器，可控制被并入一第一收发器中且具有一等化器分接点更新单元的适应性等化器的步长，其中该适应性等化器所使用的至少一滤波器分接点系数系以该第一收发器及一第二收发器间所建立之一频道表观速度为基础来更新，该步长估测器包含：

—速度估测器，可估测一频道表观速度；

—步长映射单元，用于映射该估测表观速度至该适应性等化器所使用的至少一参数，以更新由该适应性等化器所使用的至少一滤波分接点系数，其中该速度估测器包含：

一分接点系数撷取器，可从该等化器分接点更新单元所产生的该滤波器分接点系数撷取至少一等化器滤波器分接点系数；

—角度计算器，可产生所撷取等化器滤波器分接点系数之一相位；

一分接延迟线，以一N延迟值的向量及该撷取等化器滤波器分接点系数的相位为基础而产生N延迟样本；

—相位差函数产生器，可以该N延迟样本及该撷取等化器滤波器分接点系数的相位为基础而产生N相位差函数值；

—平均滤波器，可平均该相位差函数值大小来产生具有多个组成之一平均相位差向量；

—正规化单元，可正规化该平均相位差向量的组成，以产生一具有多个组成的正规化相位差函数向量；

—延迟计算器，可比较该正规化相位差函数向量的各组成及一门槛，以在该门槛产生一延迟；及

—速度映射单元，可映射该门槛处的延迟至速度估测。

2. 根据权利要求1所述的步长估测器，其特征在于，该速度估测器以频道脉冲响应的Doppler频谱为基础来量测该表观速度。3. 根据权利要求1所述的步长估测器，其特征在于，进一步包含一信噪比平均器，可产生一共同引导频道信噪比估测，其中该步长映射单元使用该表观速度估测及共同引导频道信噪比估测来产生该至少一参数。

4. 根据权利要求1所述的步长估测器，其特征在于，该至少一参数包含一步长参数 μ 。

5. 根据权利要求4所述的步长估测器，其特征在于，该至少一参数进一步包含一滤波器分接点漏泄因子参数 α 。

6. 根据权利要求5所述的步长估测器，其特征在于，该等化器分接点更新单元以演算法 $\vec{w}_{n+1} = \alpha \cdot \vec{w}_n + \mu \cdot \vec{e}_n$ 为基础来产生滤波器分接点系数，其中向量 \vec{w}_n 表示该适应性等化器所使用的滤波系数目前值， \vec{w}_{n+1} 表示新值，而向量 \vec{e}_n 表示该等化器分接点更新单元所产生的误差信号。

7. 根据权利要求6所述的步长估测器，其特征在于，若该门槛大于该正规化相位差函数向量中的最小值，则该门槛处的延迟系使用线性内插来执行。

8. 根据权利要求6所述的步长估测器，其特征在于，若该门槛小于正规化相位差函数向量中的最小值，则该门槛处的延迟系使用线性外插来执行。

9. 根据权利要求6所述的步长估测器，其特征在于，该滤波器分接点系数系以一具有L组成的向量信号形式由该等化器分接点更新单元产生，其中L等于分接点数。

10. 根据权利要求6所述的步长估测器，其特征在于，该第一收发器为一各种速度移动的无线传送/接收单元。

11. 根据权利要求 6 所述的步长估测器，其特征在于，该第二收发器为一各种速度移动的无线传送 / 接收单元。

12. 根据权利要求 6 所述的步长估测器，其特征在于，该表观速度以该第一收发器的移动为基础。

13. 根据权利要求 6 所述的步长估测器，其特征在于，该表观速度以该第二收发器的移动为基础。

14. 根据权利要求 6 所述的步长估测器，其特征在于，该表观速度以该第一及第二收发器至少之一操作环境为基础。

15. 根据权利要求 6 所述的步长估测器，其特征在于，该表观速度系以因发生于该第一及第二收发器至少其一的振荡器误差所造成改变为基础。

16. 根据权利要求 6 所述的步长估测器，其特征在于，该表观速度系以该第一收发器的移动、该第二收发器的移动、该第一及第二收发器操作环境中物体的移动及于该第一及第二收发器至少其一发生的振荡器误差中至少其中之一为基础。

17. 一种控制被并入一第一收发器中且具有一等化器分接点更新单元的适应性等化器的步长的方法，其中该适应性等化器所使用的至少一滤波器分接点系数系以于该第一收发器及一第二收发器间所建立之一频道表观速度为基础来更新，该方法包含：

通过以下所述来估测该频道的表观速度：

从该等化器分接点更新单元产生的该滤波器分接点系数撷取至少一等化器滤波器分接点系数；

产生该撷取等化器滤波器分接点系数之一相位；

以一 N 延迟值的向量及该撷取等化器滤波器分接点系数的相位为基础产生 N 延迟样本；

以该 N 延迟样本及该撷取等化器滤波器分接点系数的相位为基础产生 N 相位差函数值；

将该相位差函数值大小进行平均以产生一具有多个组成的平均相位差向量；

正规化该平均相位差向量的组成来产生一具有多个组成的正规化相位差函数向量；

比较该正规化相位差函数向量各组成及一门槛，以在该门槛处产生一延迟；

映射该门槛处的延迟至速度估测；及

映射该估测表观速度至该适应性等化器所使用的至少一参数来更新该滤波分接点系数。

18. 根据权利要求 17 所述的方法，其特征在于，该表观速度以频道脉冲响应的 Doppler 频谱为基础来量测。

19. 根据权利要求 17 所述的方法，其特征在于，该方法进一步包含：

产生一共同引导频道信噪比估测；及

使用该表观速度估测及该共同引导频道信噪比估测来产生至少一参数。

20. 根据权利要求 19 所述的方法，其特征在于，该至少一参数包含一步长参数 μ 。

21. 根据权利要求 20 所述的方法，其特征在于，该至少一参数进一步包含一滤波器分接点漏泄因子参数 α 。

22. 根据权利要求 21 所述的方法，该方法进一步包含：以演算法 $\vec{w}_{n+1} = \alpha \cdot \vec{w}_n + \mu \cdot \vec{e}_n$ 为

基础来产生滤波器分接点系数,其中向量 \vec{w}_n 表示该适应性等化器所使用的滤波系数目前值, \vec{w}_{n+1} 表示新值,而向量 \vec{e}_n 表示误差信号。

23. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,若该门槛大于该正规化相位差函数向量中的最小值,则该门槛处的延迟系使用线性内插来执行。

24. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,若该门槛小于正规化相位差函数向量中的最小值,则该门槛处的延迟系使用线性外插来执行。

25. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该滤波器分接点系数系以一具有 L 组成的向量信号形式产生,其中 L 等于分接点数。

26. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该第一收发器为一各种速度移动的无线传送 / 接收单元。

27. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该第二收发器为一各种速度移动的无线传送 / 接收单元。

28. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该表观速度以该第一收发器的移动为基础。

29. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该表观速度以该第二收发器的移动为基础。

30. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该表观速度以该第一及第二收发器至少之一操作环境为基础。

31. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该表观速度系以因发生于该第一及第二收发器至少其一的振荡器误差所造成改变为基础。

32. 根据权利要求 22 所述的方法,其特征在于,该表观速度系以该第一收发器的移动、该第二收发器的移动、该第一及第二收发器操作环境中物体的移动及于该第一及第二收发器至少其一发生的振荡器误差中至少其中之一为基础。

适应性等化器步长估测方法及装置

技术领域

[0001] 本发明是有关控制被并入如无线传送 / 接收单元 (WTRU) 的收发器中的适应性等化器。更特别是，本发明是有关以被建立于该收发器及另一收发器间的频道表观速度（也就是频道脉冲响应改变的观察及 / 或测量速率）为基础更新该适应性等化器所使用至少一滤波器分接点系数。

背景技术

[0002] 如正规化最小均方 (NLMS) 为基础接收器的适应性等化器为基础接收器，系可提供如雷克 (Rake) 接收器上的分频双工 (FDD) 高速下链封包存取 (HSDPA) 或分码多重存取 (CDMA) 2000 演进发展数据语音 (EV-DV) 的高数据速率服务的优越效能。典型正规化最小均方接收器系包含具有一等化器滤波器及一分接点系数产生器之一适应性等化器，用以产生被用来更新该等化器滤波器的滤波系数的分接点系数。等化器滤波器通常为有限脉冲响应 (FIR) 滤波器。

[0003] 适应性等化演算法中的适应性步长参数 μ (“mu”) 可控制等化器滤波器收敛速率。适应性步长参数 μ 系为影响适应性等化器效能之一门槛参数。应性步长参数 μ 通常于等化器滤波器操作之前被定义或以决定性方式被改变。步长系为尝试收敛至某些点的迭代 (回路) 演算法，如最小均方 (LMS)，正规化最小均方中的各步骤大小。大步长有助于短期间适应性等化器收敛 (以尽量精确方式)，但若步长较小，适应性等化器会收敛地更精确。因此，快速及精确收敛的间系存在置换关系。收敛速度及精确间的理想平衡系视演算法尝试多快收敛至该点而定。收敛时间系与适应性步长参数 μ 反向相关。因此，有了较大步长，收敛可被快速获得。

[0004] 然而，大步长可能产生错误调整误差，其会影响适应性等化器的原始位元错误率 (BER) 效能。因为所使用步长约为最接近者，向量上各点可能达到预期点，所以错误调整误差因最小均方收敛而永远不会被完全达成。

发明内容

[0005] 本发明系为控制被并入收发器 (如无线传送 / 接收单元) 的适应性等化器步长的步长估测器。步长估测器可以被建立于该收发器及另一收发器间的频道表观速度为基础来更新该适应性等化器所使用至少一适应性等化器分接点。步长估测器可包含一速度估测器，一信噪比 (SNR) 平均器及一步长映射单元。速度估测器系被用来估测频道表观速度 (也就是频道脉冲响应改变的观察及 / 或测量速率)。信噪比平均器可产生共同引导频道 (CPICH) 信噪比估测。步长映射单元可使用该速度估测及共同引导频道信噪比估测来产生被适应性等化器用来更新滤波分接点系数的步长参数 μ 及滤波分接点漏泄因子参数 α 。

附图说明

[0006] 可从以下实施例说明及附图更详细理解本发明，其中：

[0007] 图 1A 系为包含依据本发明一实施例配置的表观频道速度估测器的步长估测器例方块图；

[0008] 图 1B 系为与表观频道速度估测器执行表观频道速度估测于一频道上的另一收发器通信的收发器系统图，其包含图 1A 的步长估测器。

[0009] 图 2 系为包含依据本发明另一实施例的步长估测器例方块图；

[0010] 图 3 系为被用于图 2 的步长估测器的表观频道速度估测器例方块图；

[0011] 图 4 显示针对图 3 的表观频道速度估测器的符号延迟对不同速度相关的图形关系例。

[0012] 图 5 显示针对图 3 的表观频道速度估测器的符号延迟对不同信噪比相关的图形关系例。

具体实施方式

[0013] 此后，当被称为“无线传送 / 接收单元”名词系包含但不限于使用者设备 (UE)，行动台，固定或行动用户单元，呼叫器，或可操作于无线环境中的任何其他类型元件。

[0014] 此后，当被称为“收发器”名词者系包含但不限于基地台，无线传送 / 接收单元，B 节点，存取点 (AP) 或接收信号自或传送信号至另一收发器的任何其他无线通信装置。

[0015] 此后，当被称为“表观频道速度”及“频道表观速度”名词者系包含但不限于被建立于第一收发器（如无线传送 / 接收单元，基地台，或类似者）及至少一其他收发器间的频道脉冲响应改变的观察及 / 或测量速率。频道脉冲响应改变可能因一个或更多收发器移动，发生于至少一收发器中的振荡器误差，及至少一收发器操作中的环境中的物体移动所产生。

[0016] 本发明特性可被并入集成电路 (IC)，或被配置于包含多个互连组件的电路中。

[0017] 本发明控制适应性等化器的步长适应。适应步长 μ 系视频道改变速率（如与无线传送 / 接收单元速度相关的 Doppler 展频）及频道信噪比而定。针对快速频道，较佳使用较大步长来促使适应性等化器快速追踪频道变异。相反地，针对较慢频道，较低步长被预期降低错误调整误差而改善适应性等化器效能。

[0018] 适应性步长参数 μ 视信噪比而定系使信噪比下，适应性步长参数 μ 值倾向较高，而低信噪比下，适应性步长参数 μ 通常很小。附加输入亦可适当使用（如适应性滤波器中的延迟展频及主动分接点数）。本发明系被用来经由表观频道速度维持收敛速度及精确度间的理想平衡。

[0019] 图 1A 系为包含依据本发明一实施例配置的表观频道速度估测器 101 的步长估测器 100 例方块图。

[0020] 参考图 1B，步长估测器 100 可控制被并入第一收发器 150 中的适应性等化器 50 的步长。适应性等化器 50 所使用的至少一滤波器分接点系数 102 系以被建立于第一收发器 150 及第二收发器 160 间的频道 155 的表观速度为基础来更新。适应性滤波器 50 包含一等化器分接点更新单元 10，一有限脉冲响应滤波器 12 及一更新向量产生器 16。步长估测器 100 提供一步长 μ (“ μ ”) 参数 142 及一滤波器分接点漏泄因子 α 至等化器分接点更新单元 10。反过来，等化器分接点更新单元 10 产生等化器滤波器分接点系数 102，其被馈送至步长估测器 100 及有限脉冲响应滤波器 12。

[0021] 当第二收发器 160 于频道 155 上传送信号至第一收发器 150 时,该被传送信号系于抵达第一收发器 150 的适应性等化器 50 中的有限脉冲响应滤波器 12 之前被频道 155 讹用(或修改)。有限脉冲响应滤波器 12 可滤波信号并界定滤波脉冲响应,其系于有限脉冲响应滤波器 12 的被等化输出 14 被馈送至更新向量产生器 16 的后,通过等化器分接点更新单元 10 所产生的等化器滤波器分接点系数 102 界定。更新向量产生器 16 可产生包含被馈送至等化器分接点更新单元 10 以更新等化器滤波器分接点系数 102 的向量 \bar{e}_n 的误差信号 18。

[0022] 如图 1A 所示,步长估测器 100 包含一表观频道速度估测器 101,一步长映射单元 140,及一信噪比平均器 145。如图 1B 所示,表观频道速度估测器 101 可估计被建立于包含步长估测器 100 的第一收发器 150 及第二收发器 160 间的频道 155 速度。等化器滤波器分接点系数 102 系通过等化器分接点更新单元 10 被输入表观频道速度估测器 101。等化器滤波器分接点系数 102 系为被乘上适应性滤波器 50 中的输入样本序列的多个值。等化器分接点更新单元 10 的输出系通过找出两向量的内乘积来产生。一向量系为等化器分接点更新单元 10 内的被分接延迟线 (TDL) 状态(输出),而另一向量系为等化器分接点更新单元 10 所使用的等化器滤波器分接点系数 102(或其共轭)的向量。

[0023] 参考图 1A,表观频道速度估测器 101 包含一分接点系数撷取器 104,一角度计算器 108,一被分接延迟线 116,一相位差函数产生器 120,一平均滤波器 124,一正规化单元 128,一延迟计算器 132 及一速度映射单元 136。

[0024] 依据本发明,速度资讯系被撷取自等化器分接点更新单元 10 所使用的滤波系数历史数据。此程序系因等化器分接点更新单元 10 适应性估测最小均方差 (MMSE) 解来侦测如引导信号的参考信号而可行。如此做,最终等化器分接点更新单元 10 会接近频道反向。速度估计系通过可追踪反映频道改变速率(也就是其表观速度)的等化器分接点更新单元 10 所使用之一个或更多滤波分接点值改变速率来执行。

[0025] 分接点系数撷取器 104 可从被接收自等化器分接点更新单元 10 的等化器滤波器分接点系数 102 撷取至少一分接点系数,并传送被撷取分接点系数 106 至角度计算器 108。

[0026] 典型频道脉冲响应通常可通过(分离)延迟及度量脉冲的有限组来特征化。这些脉冲各位置系被称为路径(也就是“多路径”频道组成)。相对第一有效分接点 (FSP) 的各该路径的位置及平均功率系决定等化器分接点权重的位置及大小。

[0027] 被撷取分接点系数 1D6 可为对应第一有效分接点,最有效路径 (MSP),若干分接点平均或任何其他路径的系数。被撷取分接点系数 106 包含多个,且具有一振幅及一相位(或相同地角度值)。角度计算器 108 仅输出被撷取分接点系数 106 的相位 110 至被分接延迟线 116 及相位差函数产生器 120。

[0028] 被分接延迟线 116 全长可大于 N(也就是并非所有延迟均必须具有分接点)。被分接延迟线 116 长度必须至少 D(N),其对应具有来自被分接延迟线 116 输入的最长延迟的分接点。从被分接延迟线 116 输入至输出 n ($0 < n < N+1$) 的延迟将为 D(n)。被分接延迟线 116 系从该输入转移数据经由第一时脉周期上之下一延迟组成而至接续时脉周期上之下一延迟组成。被分接延迟线 116 系以类似移位暂存器方式操作。

[0029] 包含 N 延迟值 D(1)…D(N) 的延迟 114 向量 D(k) 系被输入被分接延迟线 116。被分接延迟线 116 系依据延迟 114 的向量及被撷取分接点系数 106 的相位 110 来产生 N 延迟

样本 118, $X(i-D(k))$, $k = 1 \dots N$ 。指标变数“ i ”系被当作时间指标且随后被压缩。

[0030] 相位差函数产生器 120 可以被分接延迟线 116 所输出的各 N 延迟样本 118 及角度计算器 108 所输出的相位 110 来产生自我相关状相位差函数的 N 样本。更明确说, N 相位差函数值 122 系被产生, 一用于延迟 114 向量的各组成。较佳函数系为 $|pi - |phase(1) - phase(n)||$, 其中 $|x| = x$ 的绝对值, 但其他该函数可被使用。

[0031] 平均滤波器 124 可平均 N 相位差函数值 122 大小来产生具有多个组成, $avg_phase_dif(k)$, $k = 1 \dots N$ 的平均相位差函数向量 126。平均滤波器 124 本质上系为固定低通滤波器, 如移动平均滤波器或简单无线脉冲 (IIR) 滤波器组。

[0032] 正规化单元 128 可正规化平均相位差函数向量 126 组成来产生具有多个组成的正规化相位差函数向量 130。测量系被正规化为小延迟下的测量函数值。平均相位差函数向量 126 中的第一组成系被用来分割平均相位差函数向量 126 中的所有组成来完成该正规化处理。平均相位差函数向量 126 中的第一组成系对应被分接延迟线 116 中的最小延迟, 其系较佳被选择使相位 110 及 N 延迟样本 118 第一组间的任何相位差仅因噪声信号而不因频道改变来补偿因噪声信号产生的随机相位改变。

[0033] 例如, 该正规化系通过第一组成除上平均相位差函数向量 126 各组成如下 : $norm_phase_dif(k) = avg_phase_dif(k) / avg_phase_dif(1)$, $k = 1 \dots N$, 其中 avg_phase_dif 系为平均相位差函数值的向量。

[0034] 正规化相位差函数向量 130 各组成接着通过延迟计算器 132 与门槛相较于门槛处产生一延迟。正规化相位差函数向量 130 系为对应亦递减的曲线样本 (至少接近原点) 以 1.0 开始的递减数字向量 (至少前两个)。

[0035] 延迟计算器 132 的目的系估测曲线跨越等于门槛的值的距离 (时间 / 延迟表示)。若该门槛值大于正规化相位差函数向量 130 中的最小值, 则该估测系使用线性内插来执行。若门槛小于正规化相位差函数向量 130 中的最小值, 则该估测系使用线性外插来执行。输出 134 系为曲线跨越门槛的位置 (延迟)。该门槛值系以类似图 4 所示的曲线为基础根据经验来决定。

[0036] 门槛延迟 134 系依据预定映射函数通过速度映射单元 136 被映射至速度估测 138。步长估测器 100 中的信噪比平均器 145 可以共同引导频道信噪比输入 147 为基础来产生共同引导频道信噪比估测 146, 并将该共同引导频道信噪比估测 146 传送至步长映射单元 140。速度估测 138 及共同引导频道信噪比估测 146 接着被步长映射单元 140 映射至步长 μ 参数 142 及滤波器分接点漏泄因子 α 参数 144 给等化器分接点更新单元 10。

[0037] 来自速度及信噪比的映射系根据经验来决定。此系通过各种速度及信噪比的步长 μ (“ μ ”) 参数 142 及滤波器分接点漏泄因子 α 参数 144 各种值来模拟接收器效能。各速度及信噪比下, μ 及 α 值系通过选择最佳化效能知这些值 (如最低块错误率 (BER) 或最高产出) 来决定。一旦 {速度, 信噪比} 及 { μ , α } 间的关系被决定用于模拟点, 更通用函数可通过传统两因次 (2-D) 曲线配适技术来找出。参考查找表 (LUT) 或两者, 一旦方程式被建立, 则映射程序可直接通过执行该方程式 (或其近似) 来实施。

[0038] 滤波器分接点漏泄因子 α 系被定义如下 :

[0039] $0 < \alpha \leq 1$, 方程式 (1)

[0040] 其中 α 标示无分接点漏泄。当不预期计算滤波器分接点漏泄因子 α 时 (也就是

其为“选择性”）， α 刚好被设定为 1。以速度估测 138 及共同引导频道信噪比估测 146 为基础， μ 参数 142 及 α 参数 144 系被选择。

[0041] 同属最小均方演算法中的滤波系数适应可被写入：

$$[\text{0042}] \quad \vec{w}_{n+1} = \alpha \cdot \vec{w}_n + \mu \cdot \vec{e}_n \text{ 方程式 (2)}$$

[0043] 其中向量 \vec{w}_n 表示等化器分接点更新单元 10 所使用的滤波系数目前值， \vec{w}_{n+1} 表示等化器分接点更新单元 10 所使用的滤波系数新值，而向量 \vec{e}_n 表示被产生当作等化器分接点更新单元 10 的最小均方演算法部分的误差信号。等化器分接点更新单元 10 可产生具有 L 组成的向量信号的滤波器分接点系数 102，其中 L 等于分接点数。

[0044] 图 2 系为包含依据本发明另一实施例的步长估测器 200 例方块图。步长估计系使用共同引导频道信噪比估测及表观频道速度估测来执行，其系以目前频道状况为基础被映射至步长 μ 及滤波器分接点漏泄因子 α 。共同引导频道信噪比估测及表观频道速度估测可经由单路径或路径组合（也就是第一有效分接点，最有效路径或类似者）来获得。

[0045] 参考图 2，步长估测器 200 包含一共同引导频道信噪比估测器 202，一表观频道速度估测器 204，一步长映射单元 140，一延迟缓冲器 214，一加法器 215，一内插器 216 及一编码追踪回路 (CTL) 222。

[0046] 共同引导频道信噪比估测器 202 可以被与目前被追踪的路径校准的准时样本序列 218 为基础来产生共同引导频道信噪比估测 203。步长估测器 200 可接收通常被以两倍 ($2\times$) 主采样速率（也就是晶片速率）采样的样本 210。步长估测器 200 可从该被接收样本 210 撷取准时样本序列 218 及早先与后来样本序列 217。各被撷取流系具有晶片速率样本。

[0047] 被估计共同引导频道信噪比估测 203 系被映射单元 140 依据预定映射函数映射至步长 μ 参数 142。表观频道速度估测器 204 可以准时样本序列 218 为基础来产生速度估测 205。速度估测 205 亦被映射单元 140 用于映射至滤波器分接点漏泄因子 α 参数 144。表观频道速度估测器 204 之一配置例系结合图 3 被说明如下。

[0048] 被接收样本 210 系通过脉冲成型（接收器根升余弦 (RRC)）滤波器以两倍晶片速率输出来产生。被接收样本 210 对于提供因表观频道速度所产生的振幅及相位变异资讯至步长估测器 200 很重要。步长估测器 200 亦可接收第一有效分接点位置资讯 212，其可通过已具有频道脉冲响应的数据机来供应。步长估测器 200 锁定路径位置来估测对应表观频道速度。

[0049] 延迟缓冲器 214，加法器 215，内插器 216 及编码追踪回路 222 系形成步长估测器 200 中的延迟锁定回路 (DLL)，藉此编码追踪回路 222 可内部创造被接收样本 210 的早先与后来样本序列 217 间的误差信号。编码追踪回路 222 中的误差信号可经由内插器 216 驱动分数延迟使其被迫使达到平均零。该分数延迟包含采样速率倍数中的延迟（也就是有关采样速率的整数延迟）。例如，若编码追踪回路 222 创造两样本的累积延迟，则输入数据流系被 2 样本延迟。该分数延迟可提供误差量至内插器 216 使准时样本序列 218 可被以零时点偏置对参考信号（如全球行动电信系统 (UTMS) 中的共同引导频道）设定。该分数延迟可采用 +/- 采样速率，如 -0.1, 0.2, 0.4Tc 间的任何值，其中 Tc 为晶片速率。

[0050] 早先与后来样本序列 217 系于编码追踪回路 222 处被与乱码序列产生相关。编码追踪回路 222 可以该相关结果来产生内插器指标信号 220 及缓冲器位址信号 224（也就是

整数倍数样本延迟)。指标信号 226 系通过加法器 215 将给定第一有效分接点位置信号 212 及缓冲器位址信号 224 加总来产生。延迟缓冲器 214 系以指标信号 226 为基础针对被追踪路径(如第一有效分接点)校准被接收样本 210 于特定解的内(如晶片解)。延迟缓冲器 214 必须大得足以追踪移动路径。

[0051] 内插器 216 可从延迟缓冲器 214 接收被延迟样本 219 并以 +/-0.125Tc 或更少增量于 +/-0.5Tc 内转移被延迟样本 219。若被延迟样本 219 的被累积转移超过 0.5Tc(如 0.625Tc), 则内插器 216 将经由内插器指标信号 220 执行分数转移 0.125Tc, 而缓冲器位址信号 224 被增加 1(也就是 0.5Tc)。

[0052] 内插器 216 及编码追踪回路 222 系被用来追踪第一有效分接点, 最有效路径或任何其他路径。准时样本序列 218 系通过追踪该被追踪路径的移动来产生。第一有效分接点位置资讯 212 系通过经由延迟缓冲器 214 延迟被接收样本 210(也就是整数调整), 及 / 或经由内插器 216 推进被接收样本 210(也就是分数调整)经由编码追踪回路 222 来追踪。内插器 216 可从编码追踪回路 222 接收内插器指标信号 220, 并产生准时样本序列 218 及早先与后来样本序列 217。编码追踪回路 222 创造被映射入指向预定内插器权重(系数)的指标的分数误差, 其针对分数样本延迟控制分数延迟及 / 或从编码追踪回路 222 领先被接收样本 210。

[0053] 延迟缓冲器 214 大小系为时点飘移及第一有效分接点更新速率的函数。时点飘移系为基地台及无线传送 / 接收单元间的频率偏移所产生的移动。表观频道速度亦产生频率偏移。因此, 路径似乎正移动。例如, 数据机具有基地台的同步化资讯及频道脉冲响应知识(路径位置), 并以该路径位置设定编码追踪回路 222(也就是针对给定第一有效分接点位置信号 212 开始采样)。若该给定路径移动, 编码追踪回路 222 遵循它直到超过多样本延迟或领先的缓冲限制为止。然而, 若第一有效分接点位置资讯于编码追踪回路 222 碰撞缓冲器边界之前被适时更新, 则编码追踪回路 222 可毫无困难地遵循路径。

[0054] 图 3 系为被用于图 2 的步长估测器 200 的表观频道速度估测器 204 例方块图。表观频道速度估测器 204 包含一控制回路 301, 一乱码产生器 304, 多个共轭单元 308, 326, 乘法器 312, 331, 333, 一解展频器 316, 一可变延迟单元 322, 一固定延迟单元 330 及一速度映射单元 374。

[0055] 依据本实施例, 目前符号及延迟符号的间达成图 2 步长估测器 200 的延迟缓冲器 214 中的目标相位所需的时间量系经由控制回路 301 来估测。控制回路 301 可产生延迟值 320 当作速度函数。延迟值 320 接着通过速度映射单元 374 被映射为一速度。

[0056] 来自图 2 的步长估测器 200 的准时样本序列 218 系被馈送至乘法器 312 的第一输入。乱码产生器 304 可产生被馈送至多个共轭单元 308 的乱码 306。多个共轭单元 308 接着产生被馈送至乘法器 312 的第二输入的乱码共轭 310。准时样本序列 218 被乘上乱码共轭 310 以产生解波样本序列 314。解波样本序列 314 系被解展频器 316 解展频, 而符号序列 318 此后被产生。

[0057] 符号序列 318 系被输入可变延迟单元 322, 多个共轭单元 326 及固定延迟单元 330。多个共轭单元 326 可产生目前符号的多个共轭 328。可变延迟单元 322 可依据延迟值 320 来延迟符号序列 318 并产生第一延迟符号序列 324。固定延迟单元 330 可延迟符号序列达一符号持续期间并产生第二延迟符号序列 332。

[0058] 目前符号的多个共轭 328 系被乘法器 331 乘上第一延迟符号序列 324 以产生第一延迟共轭信号 334。目前符号的多个共轭 328 亦被乘法器 333 乘上第二延迟符号序列 332 以产生第二延迟共轭信号 336。

[0059] 控制回路 301 包含可选映射单元 338,340, 控制回路 344,348,368, 加法器 355, 364, 一除法器 356 及一限幅器 372。控制回路 301 可以该第一及第二延迟共轭信号 334,336 为基础输出延迟值 320, 其实部分系被可选映射单元 338,340 选择性映射至被映射值 342, 346(+1 或 -1)。被延迟共轭信号 334 系为可变延迟值 324 为基础的自我相关输出。被延迟共轭信号 336 系为有关一符号延迟 332 的自我相关值。信号 334 及 336 系被可选映射单元 338,340 选择性映射, 且接着于正规化发生之前被回路滤波器 344,348 平顺化。

[0060] 正规化处理系为任何例中确保不同信噪比中的速度重复能力所需。若正规化不被执行, 则图 3 中的被滤波共轭信号 350 可能不提供 0 及 1 的间值。若映射单元 338,340 不被使用, 则延迟共轭信号 334,336 系被回路滤波器 344,348 直接滤波。

[0061] 最终正规化值范围系从 0 至 1。可被施加至图 3 的可变延迟单元 322 的最小延迟系永远大于一符号延迟, 其为固定延迟单元 330 的精确延迟。因此, 正规化产生 0 及 1 的间范围的值。参考位准值可以商数结果信号 360 值为基础来决定。如第 4 及 5 图中说明者, 基本处理将创造图 3 中的商数结果信号 360 反应。被回路滤波器 344 产生的被滤波共轭信号 350 系被馈送至除法器 356 的第一输入。被回路滤波器 348 产生的被滤波共轭信号 352 系经由可加总小固定值 354 以避免被零除而产生总和结果信号 358 的加法器 355 被馈送至除法器 356 的第二输入。除法器 356 可以总和结果信号 358 除被滤波共轭信号 350 来产生商数结果信号 360。此为被用来避免因信噪比设定而产生变异的正规化处理。

[0062] 因为相关系通过使用已知序列 (也就是共同引导频道信号) 来执行, 被相关信号的信噪比位准将直接影响被计算相关。参考 / 相关值信号 362 系被加法器 364 从商数结果信号 360 扣除。

[0063] 当映射单元 338,340 创造如图 4 说明的 0 或 1 及图 5 中的部分时, 正规化会迫使商数结果信号 360 介于 0 及 1 的范围的间。若 0 及 1 映射考虑最小硬体被实施, 则因为曲线创造永远小于 0.7 的值, 依据图 4, 0.7 参考位准将为最佳值。当映射产生 +1 及 -1 时, 则较小的参考值可取代 0.7 被使用。然而, 例如使用 0.4 映射 +1 及 -1 系需图 3 的更多硬体 322, 而速度映射单元 374 必须被更新各不同参考位准。因此, 值 0.7 系为映射产生经由回路滤波器 368 及限幅器 372 被馈送产生延迟值 320 的差分结果信号 366 的较佳值。

[0064] 回路滤波器 368 系被用来降低控制回路 301 中的噪声信号影响。限幅器 372 的限幅很合理, 因为不需估测 250kmh 以上及 3kmh 以下的速度。同时, 限幅可降低速度映射单元 374 的硬体大小。参考 / 相关值 362 系为控制回路 301 尝试收敛至的目标值。

[0065] 图 4 显示针对图 3 的表观频道速度估测器 204 的符号延迟对不同速度相关的图形关系例。图 4 中的相关值系对应图 3 无噪声信号模拟的商数结果信号 360。如图 4 所示, 自我相关曲线以较小延迟较高速度跨越参考位准 0.7, 以较大延迟较慢速度通过参考位准。当适当延迟被创造于延迟 320 处时, 目的系获得图 3 中的差分结果信号 366 的零平均值。为了确保零平均值并使控制回路 301 收敛, 参考 415 (也就是 0.7 相关) 必须被撷取。

[0066] 因此, 速度系与延迟量成反比来设定正规化自我相关为参考位准 415。达成 0.7 正规化自我相关值所需的符号延迟系首先被反向, 接着被乘上一因子来产生速度估测 205。

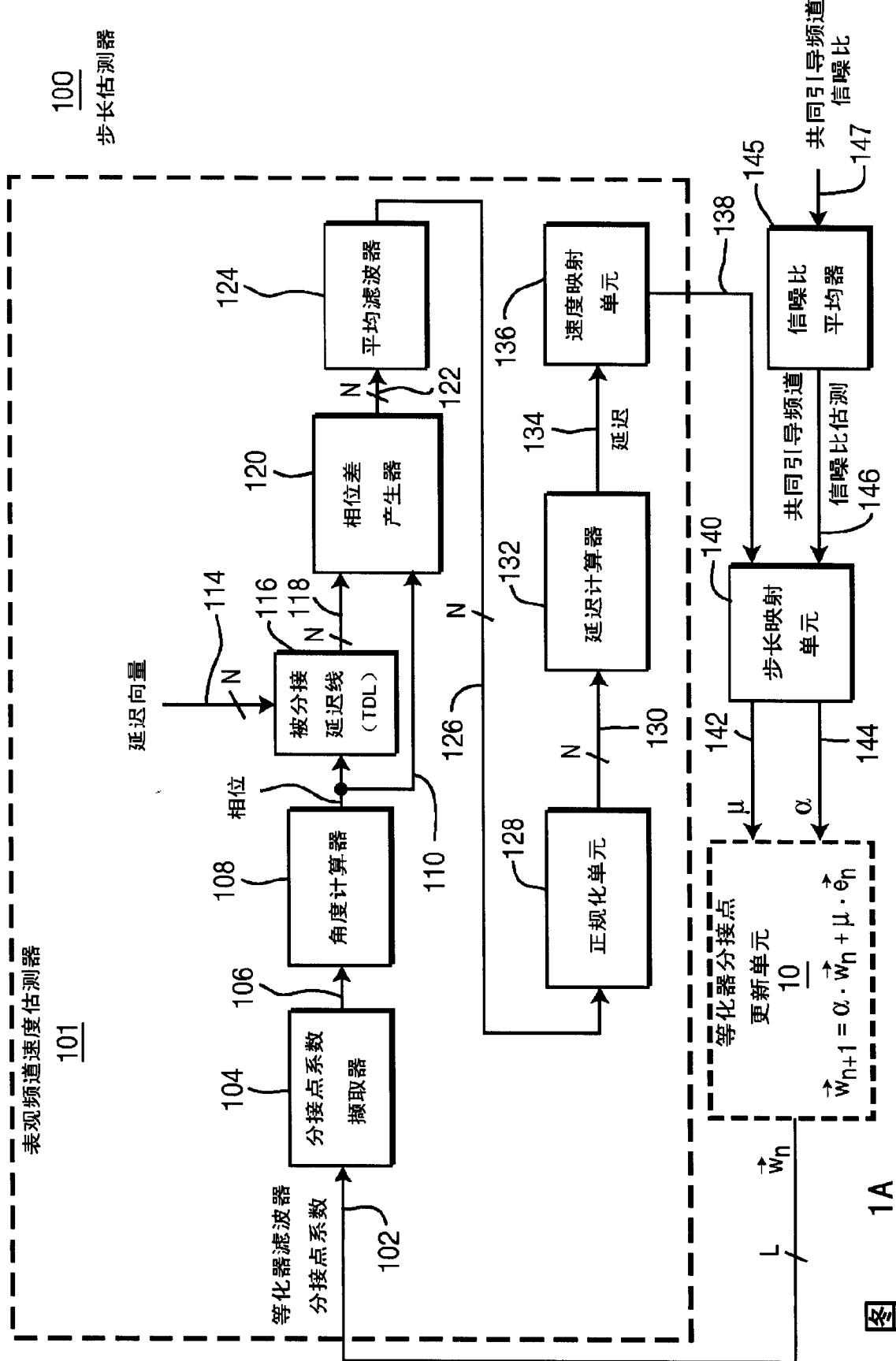
[0067] 图 3 的表观频道速度估测器 204 的控制回路 301 一定不可调整为局部最大。例如图 4 所示 250kmh 曲线，具有最小符号延迟的最大值 405 系为 1.0。同时，相同曲线周期性具有局部最大及最小值（如值 0.6 系为 35 符号延迟值下的局部最大 410）。如图 4 所示，由于非常高噪声信号及 / 或干扰位准，若图 3 所示第一估测延迟 320 具有接近 250kmh 的值 35 的符号延迟，则回路调整为 35 的符号延迟值并估测较 250kmh 为慢的 60kmh 速度。参考 / 相关值 362 系被选择使图 4 的速度相关自我相关值不通过多延迟点中的 0.7 参考位准。延迟值 320 系依据预定映射函数通过速度映射单元 374 映射至速度估测 205。

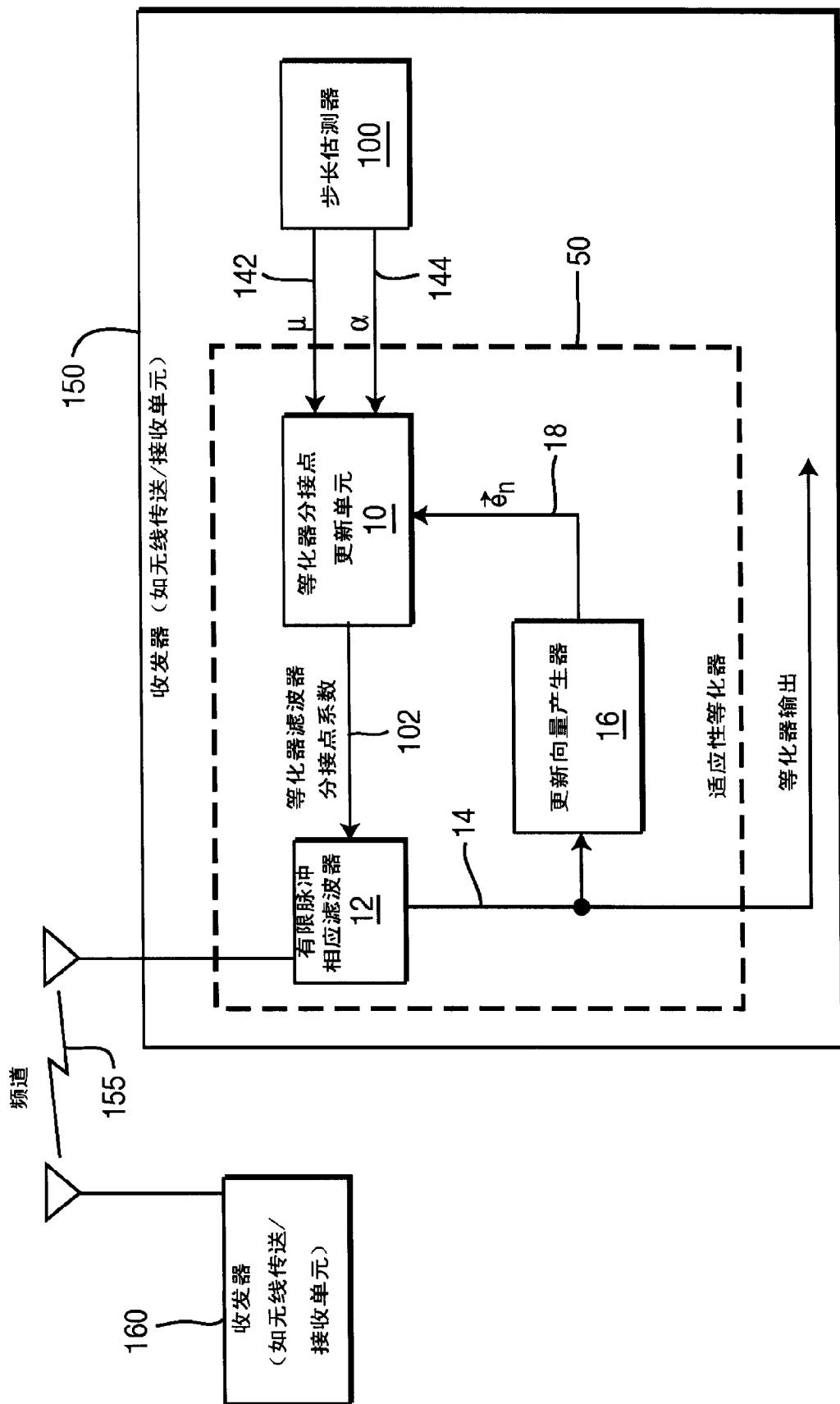
[0068] 本发明系建立在 Doppler 频谱的自我相关函数系为第 0 顺序 Bessel 函数的基础上。Bessel 行为允许相关的值被设定估测延迟量来达成目前符号及延迟符号间的预期相关。如图 4 所示，当延迟值增加且无线传送 / 接收单元速度增加时，符号间的相关通常会降低。通过迫使延迟锁分隔的符号间的相关收敛至目标值，延迟量可通过预定映射函数被映射至一速度。该目标值系被设定为较图上局部峰值为高的 0.7。如图 4 所示，自控制回路 301 到达收敛的后，映射函数可被定义，收敛处的延迟值可被映射至对应速度。

[0069] 图 3 的可选映射单元 338, 340 可使用 0 及 1 或 +1/-1 映射。图 4 描绘 0 及 1 映射。

[0070] 图 5 显示针对图 3 的表观频道速度估测器 204 的符号延迟对不同信噪比相关的图形关系例。图 5 中的相关值系对应商数结果信号 360，参考 / 相关值 362 及进行中处理的自我相关值局部峰值的间差异。例如，0 或 1 映射的 delta 于 35 符号延迟处具有 $0.7 - 0.6 = 0.1$ ；而针对 +1/-1 映射，delta 变为 $0.7 - 0.2 = 0.5$ ，其具有抗噪声信号变动的较大免疫力。

[0071] 虽然本发明已以较佳实施例做说明，但熟练技术人士将明了以下申请专利范围所描述的本发明范畴内的其他变异。





图

1B

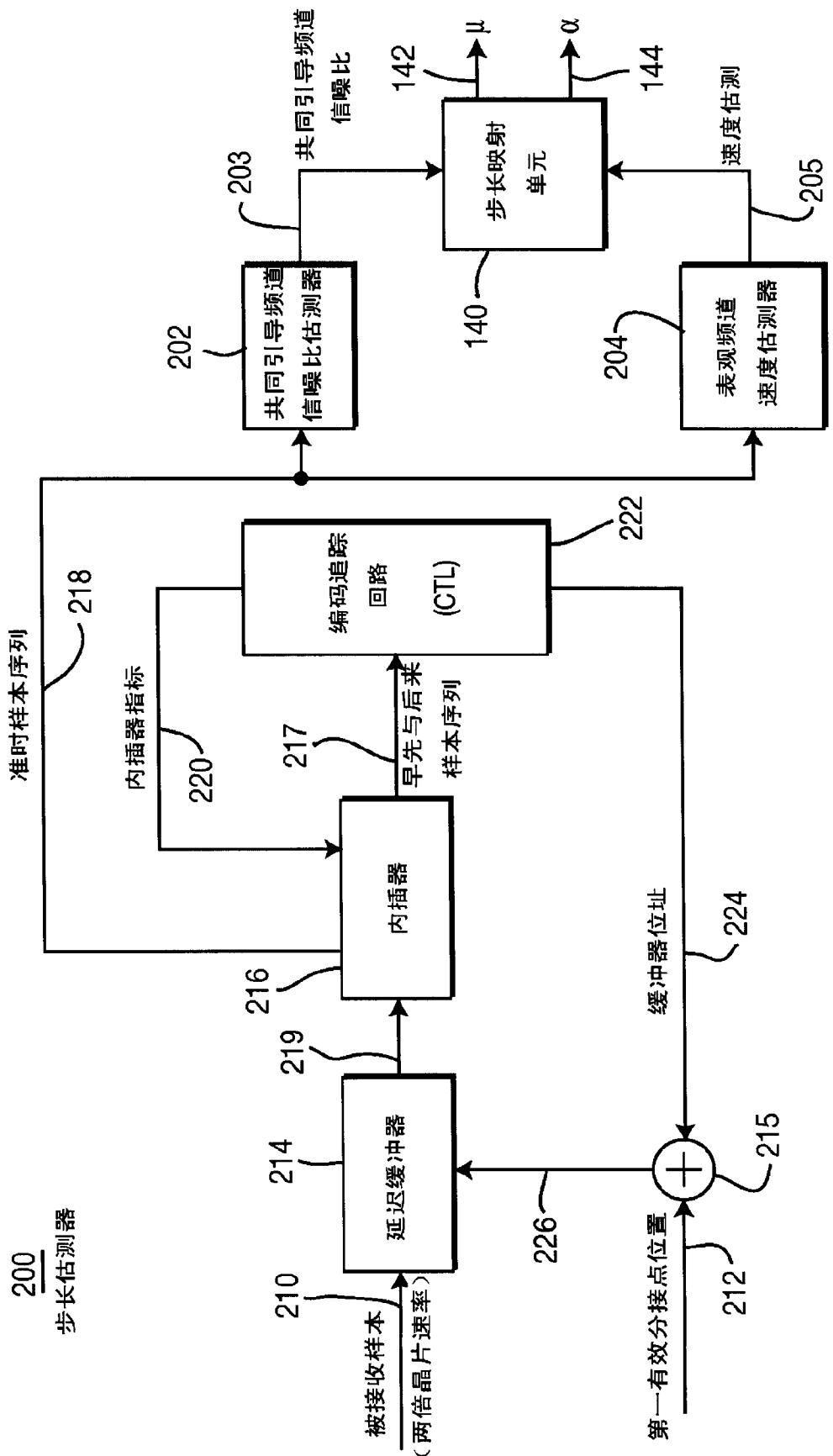


图 2

