

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04N 5/21

H04L 25/03



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 97199853.1

[45] 授权公告日 2005 年 5 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1202653C

[22] 申请日 1997. 10. 29 [21] 申请号 97199853. 1

[30] 优先权

[32] 1996. 11. 19 [33] US [31] 08/752,295

[86] 国际申请 PCT/US1997/018473 1997. 10. 29

[87] 国际公布 WO1998/023086 英 1998. 5. 28

[85] 进入国家阶段日期 1999. 5. 19

[71] 专利权人 汤姆森多媒体公司

地址 法国库伯瓦

[72] 发明人 C · Y · 鲁

审查员 魏 玮

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

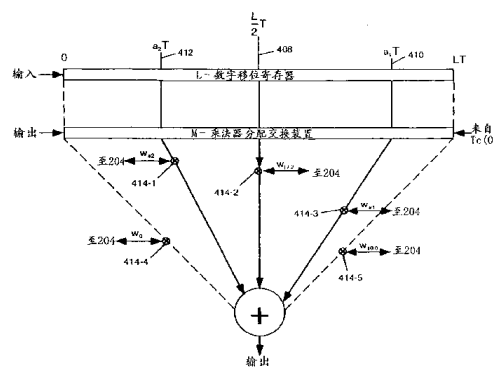
代理人 邹光新 王 岳

权利要求书 6 页 说明书 10 页 附图 3 页

[54] 发明名称 自适应稀疏均衡器滤波器系统和为其分派接头位置的方法

[57] 摘要

一个包括前向(302)和反馈(304)有限冲击响应(FIR)滤波器的稀疏数字自适应均衡器显示出改善的最小均方操作。一个交换器(404)将多个乘法器(414-1到414-5)中的一个分配给该滤波器的接头位置的任何一个。每个乘法器初始地分配了一个具有预定加权系数的预定接头位置。在完成等于给定数量的数据抽样周期的连续时间周期之后,对于每个滤波器确定(a)与分配给非零值接头位置的乘法器有关的第一组系数,和(b)与分配给零值接头位置的乘法器有关的第二组系数。在刚完成的一个时间周期中与第一组系数相关的乘法器在下一个时间周期中保持它们的接头位置。在刚完成的一个时间周期中与第二3组系数相关的乘法器在下一个时间周期中再分配给新的接头位置。



1. 在一个自适应均衡器滤波器系统中, 包括一个稀疏数字自适应滤波器(200)和用于控制所述自适应滤波器(200&204)操作的装置, 其中(1)所述自适应滤波器包括一个数字多接头无限冲击响应(FIR)滤波器(302或304和图4), 响应一个施加到第一输入端的具有抽样周期 T 的连续抽样 $x(n)$; (2)所述用于控制所述自适应滤波器(200&204)操作的装置包括用于响应来自所述自适应滤波器(306&308)的每一连续输出抽样而导出最小均方(LMS)差项 $e(n)$, 并将最小均方差项 $e(n)$ 施加到所述FIR滤波器的第二输入端以根据LMS算法来影响所述FIR滤波器的操作的装置; 和(3)所述多接头FIR滤波器包括 $L+1$ 个接头位置, 其中包括在其(402)第一输入端的接头位置, 为数量的 M 乘法器(M 乘法器的414-1到414-5), 其中 $M < L+1$, 和用于将所述 M 乘法器的任何一个分派给所述 $L+1$ 个接头位置(404)的任何一个; 其特征在于, 所述用于控制所述自适应滤波器操作的装置还包括:

第二装置, 用于初始地将所述 M 乘法器的任何一个分派给所述 $L+1$ 个接头位置中一个分离的预选接头位置和初始地将其预选加权系数 $w(T_c(0))$ 提供给每一分派的乘法器;

第三装置, 响应每一连续时间周期的完成, 用于确定(a)与乘法器有关的第一组分离的加权系数 w , 并将它分派给所述 $L+1$ 个接头位置中的某一个, 其绝对值超出一个给定最小正阈值和(b)与乘法器有关的第二组分离的加权系数 w , 并将它分派给所述 $L+1$ 个接头位置中的某一个, 其绝对值不超出一个给定最小正阈值, 其中每一个连续时间周期具有一个等于抽样周期 T (202)的给定多数目 D 的期间;

第四装置, 在所述连续时间周期的一个刚完成的周期中响应所述第一组的分离加权系数 w , 用于在所述连续时间周期(204& $T_c(n)$)的下一个周期中保持将与所述第一组的分离加权系数 w 有关的乘法器分派到所述 $L+1$ 接头位置的所述某一个的装置;

第五装置, 在所述连续时间周期的一个刚完成的周期中响应所述第二组的分离加权系数 w , 用于在所述连续时间周期(204& $T_c(n)$)的下一个周期中保持将与所述第二组的分离加权系数 w 有关的乘法器分派到所述 $L+1$ 接头位置的所述某一个。

2. 权利要求 1 所述的均衡器滤波器系统, 其中: 所述稀疏数字自适应滤波器适应于用作经由陆地通信信道接收的电视信号的去叠影滤波器; 和其中:

所述第二装置初始地将所述 M 个乘法器 (414-2) 分派给所述 $L+1$ 个接头位置的一个特殊预选位置并初始地将一个具有值 +1 的加权系数 $w(w_{L/2})$ 提供给分派给所述 $L+1$ 接头位置的所述特殊预选位置的一个乘法器 (414-2), 并初始地将剩余的 $M-1$ 个乘法器 (例如, 414-1&414-5) 分派给所述 $L+1$ 个接头位置的另外预选位置并初始地将一个具有最小正值的加权系数 (例如 w_1 & w_5) 剩余 $M-1$ 个乘法器的每一个, 从而所述 $L+1$ 个接头位置的所述特殊预选位置相应于电视主信号。

3. 权利要求 1 或 2 所述的均衡器滤波器系统, 其中:

所述第五装置在将多径 复用器再分派给所述接头位置而非所述 $L+1$ 个接头位置中的某一个是根据预定的优选级规则。

4. 权利要求 3 所述的均衡器滤波器系统, 其中: 所述的优选级规律包括如下规律:

所述接头位置的任何一个而非所述 $L+1$ 接头位置的所述某一个具有被分派在所述连续时间周期的下一个周期中使用的一个乘法器的更高优选级, 只有在至少其一个中间相邻接头位置为在所述连续时间周期的刚完成周期中的所述第一组的一个时;

所述接头位置的任何一个而非所述 $L+1$ 接头位置的所述某一个具有被分派给所述连续时间周期的下一个周期中使用的一个乘法器的更低优选级, 只有在至少其中间相邻接头位置都不是在所述连续时间周期的刚完成周期中的所述第一组或第二组的一个时;

不具有更高或更低优选级的所述接头位置的任何一个而非所述 $L+1$ 接头位置的所述某一个可被分派给在所述连续时间周期的下一个周期中使用的一个乘法器。

5. 权利要求 4 所述的均衡器滤波器系统, 其中: 所述的优选级规律包括如下规律:

更高的优选级接头位置被以预定的重要性顺序分派给乘法器, 其中比另一个更高优选级接头位置更接近于预定接头位置的更高优选级接头位置比所述另一个更高优选级接头位置更重要, 直到所有更高优选级接头位置都已分派给乘法器或所有可用乘法器都已分派; 和

如果在所有更高优先级接头位置都已分派给乘法器仍有乘法器可用，则更低的优先级接头位置被以预定的重要性顺序分派给乘法器，其中比另一个更低优先级接头位置更接近于预定接头位置的更低优先级接头位置比所述另一个更低优先级接头位置更重要，直到所有更低

5 优先级接头位置都已分派给乘法器或所有可用乘法器都已分派。

6. 权利要求 5 所述的均衡器滤波器系统，其中：

所述预选接头位置为所述 FIR 滤波器（图 4，接头 $L/2$ ）的中间接头位置。

7. 权利要求 1 所述的均衡器滤波器系统，其中：

10 乘法器的数目 M 与接头位置的数目 $L+1$ 的比值不大于 50%。

8. 权利要求 1 所述的均衡器滤波器，其中：所述第三装置包括一个功率系数监视器（202），它包括：

第六装置，用于计算所述与乘法器有关的分离加权因子 w 的每一个的平方，然后分派给所述 $L+1$ 个接头位置的所述某一个；和

15 第七装置，用于将一个二进制 ONE 功率系数分派给每一个具有超过所述给定最小正阈值的绝对值的分离平方加权系数和用于将一个二进制 ZERO 功率系数分派给每一个具有未超过所述给定最小正阈值的绝对值的分离平方加权系数；

从而所述第一组包括那些已分派有一个二进制 ONE 功率系数的分离平方加权系数 w 的每一个，而所述第二组包括那些已分派有一个二进制 ZERO 功率系数的分离平方加权系数 w 的每一个。

20

9. 权利要求 8 的均衡器滤波器，其中所述系统包括（A）一个接头控制单元（204），其合并了所述第四和第五装置，和（B）第八装置，用于将所述第二装置初始地分派的所述 $L+1$ 个接头位置的所述分离预选位置的每一个的标识提供给所述接头-控制单元，其中：

25

所述第四装置根据所述连续时间周期的所述刚完成的一个周期的所述二进制 ONE 功率系数来确定在所述连续时间周期的下一个周期中，所述乘法器的哪一个将保持它们的接头位置分派；

所述第五装置根据所述连续时间周期的所述刚完成的一个周期的所述二进制 ZERO 功率系数来确定在所述连续时间周期的下一个周期中，所述乘法器的哪一个将再分派，根据再所述连续时间周期的第一完成周期中所述 $L+1$ 个接头位置的每一个所述初始地分派的位置的标

30

识 ($T_c(0)$) 确定在所述连续时间周期的第二周期中再分派乘法器的接头位置的 ($T_c(n)$), 此后, 根据再所述连续时间周期的前面刚完成周期中所述 $L+1$ 个接头位置的每一个所述初始地分派的位置的标识 ($T_c(n)$) 确定在所述连续时间周期的每一个后续周期中再分派乘法器的接头位置的 ($T_c(n)$)。

10. 权利要求 1 的均衡器滤波器系统, 其中每一个连续输出抽样 $y(n)$ 为多比特数, 而所述第一装置包括:

一个具有施加于一个负输入端的每一个连续输出抽样 $y(n)$ 的代数加法器;

10 一个限幅器 (308), 相应于施加于一个输入端的每一个连续输出抽样 $y(n)$, 用于将该抽样的最低有效位的一个或多个切下以导出所述限幅器的一个输出, 它至少包括每一个连续输出抽样 $y(n)$ 的最大有效位, 所述限幅器的输出被送到所述代数加法器的正输入端;

从而在所述代数加法器的输出端导出误差项 $e(n)$ 。

15 11. 权利要求 10 的均衡器滤波器, 其中:

所述 FIR 滤波器为所述自适应滤波器的一个前向 FIR 滤波器 (302)。

12. 权利要求 10 的均衡器滤波器系统, 其中:

20 所述 FIR 滤波器为所述自适应滤波器的一个反馈 FIR 滤波器(图 3 中自适应滤波器 200a 的 304), 其中每一个连续输出抽样 $y(n)$ 施加于所述第一输入端, 从而所述自适应滤波器为一个 IIR 滤波器。

25 13. 权利要求 12 的均衡器滤波器系统, 器总所述自适应滤波器还包括一个响应于具有施加于第一输入端的所述抽样周期 T 和具有施加于所述第二输入端以根据 LMS 算法影响所述前向 FIR 滤波器操作的所述误差项 $e(n)$ 的连续数据抽样 $x(n)$ 流的前向数字多接头 FIR 滤波器 (302), 其中所述前向 FIR 滤波器包括类似于所述反馈 FIR 滤波器的结构的结构, 其中所述系统还包括:

30 具有施加于第一输入端的所述前向 FIR 滤波器的连续输出抽样和施加于第二输入端的所述反馈 FIR 滤波器的连续输出抽样的第二加法器 (304), 从而可以得到所述施加于所述反馈 FIR 滤波器的所述第一输出端和施加于所述代数加法器的所述负输入端的连续输出抽样 $y(n)$ 的一个输出。

14. 权利要求 10 的均衡器滤波器系统，其中：

所述 FIR 滤波器为所述自适应滤波器的一个反馈 FIR 滤波器（自适应滤波器 200b 的 TLLS 反馈 FIR 滤波器，未示，类似于图 1b 的 LMS 反馈滤波器 FIR104），其中所述限幅器的每一个连续输出抽样施加于
5 所述第一输入端，从而，所述自适应滤波器为一个 DFE 滤波器。

15. 权利要求 14 的均衡器滤波器系统，其中所述自适应滤波器还包括一个前向数字多接头 FIR 滤波器（自适应滤波器 200b 的 TLLS 前向 FIR 滤波器，未示，类似于图 1b 的 LMS 前向滤波器 FIR102），响应于具有施加于第一输入端的所述抽样周期 T 的连续数据抽样 $x(n)$ ，
10 流和施加于第二输入端的所述误差项 $e(n)$ 以根据 LMS 算法影响所述前向 FIR 滤波器的操作，其中所述前向 FIR 滤波器包括类似于所述反馈 FIR 滤波器的结构，其中所述系统还包括：

第二加法器（自适应滤波器 200b 的加法器，未示，类似于图 2a 的加法器 306），具有作为一个输出项的施加于第一输入端的所述前向
15 FIR 滤波器的连续输出抽样和施加于第二输入端的所述反馈 FIR 滤波器的连续输出抽样，施加于所述限幅器的所述输入端和施加于所述代数加法器的所述负输入端的所述输入端的所述连续输出抽样 $y(n)$ 。

16. 一种用于对抽样数据稀疏均衡器滤波器系统分派接头位置的方法，其中系统具有 $L+1$ 个接头的延迟装置和具有在所选接头位置加
20 权抽样的 M 个乘法器，其中 $M < L+1$ ，和用于将各个加权抽样合并以提供一个滤波输出信号的电路，所述方法包括：

将所述 M 个乘法器分派给 M 个预定接头位置；

将预定多用系数施加于所述乘法器的每一个；

25 以一种方式操作抽样的数据系数均衡器滤波器以产生趋于引起抽样数据稀疏均衡滤波器的会聚的更新的多用系数；

根据一个预定标准测试所得到的多用系数；

将与不合标准的多用系数有关的接头分派排除；

根据一个基于根据其前面选择和相邻接头的当前选择而选择不同接头和的算法来分派新的接头位置。

30 17. 权利要求 16 的一种方法，还包括：

以一种方式操作具有新接头选择的抽样数据稀疏滤波器，以产生趋于引起抽样数据稀疏均衡器滤波器会聚的更新的多用系数。

18. 权利要求 16 的一种方法，其中所述方法还包括：

将满足所述标准的多用系数分派相应于由陆地通信信道接收的所述电视信号的预定接头位置。

19. 权利要求 18 的一种方法，其中，所述预定接头位置为所述滤波器 5 的中间接头位置。

自适应稀疏均衡器滤波器系统和 为其分派接头位置的方法

5

本发明涉及稀疏自适应冲击响应 (IIR) 均衡器滤波器和稀疏判决反馈均衡器 (DFE) 滤波器, 诸如可被用于在陆地电视通信信道中的去叠影 (多径均衡), 更具体地说, 涉及这样一种滤波器, 它是二维的, 最小均方 (LMS), 稀疏 (TLLS) 自适应的, 它响应一个多径接收信号而确定滤波器的每一个稀疏非零值接头 (tap) 的特殊接头位置和特殊加权因子, 这导致了首先实现了叠影的最大删除和超时保持。

可以参照 Ciciora 等人所著的, 发表于 IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE 25, 1979 年二月的文章“在电视系统中叠影删除的指南手册”。在该文章的第 42 和 43 页描述了用于去叠影的基于 LMS 的自适应滤波器的结构和操作过程。

基于 LMS 的自适应滤波器广泛用于数字通信系统中的信道均衡。基于 LMS 的自适应滤波器的一个期望特性是其加权系数因子的适当值的推导不需要先前计算的训练信号。然而, 在基于 LMS 的自适应滤波器中实现的数学操作元素的数量是与均衡滤波器接头的数量成线性比例的, 可能需要大量的接头。例如, 在数字陆地 TV 广播应用中, 多径传播可能达到 2ms, 导致所要求的均衡器接头的总数为 200 的数量级, 或在一些情形中更多。与实值数据抽样的前进流一起使用的基于数字均衡器滤波器的一个 LMS 要求包括每一个抽样周期 T 而每个接头两个乘法 (此处 T 为 $0.2\mu s$ (每秒 5 兆抽样) 或对于所接收的数字 NTSC 电视信号的情形更少)。这导致了每秒巨大数量的乘法操作, 这导致了对于基于大 LMS 的自适应均衡器滤波器的相应的 IC 实现成本。这也是阻止基于自适应均衡器滤波器的大 LMS 用于许多商业应用的一个原因。

在去叠影滤波器的情形中, 只有 200 或更多滤波器接头的一小部分为非零值。这使得具有仅仅响应这些非零值的接头位置的稀疏滤波器可以使用。响应于这些非零值滤波器接头的各个加权因子系数可以这样选择, 使得可以得到最大去除叠影的效果。问题是确定 (1) 哪些接头位置在任何时候为非零值滤波器接头和 (2) 各个加权因子系

数的所要求的值。现有技术中的通用方法为提供各个加权因子系数的所要求的值，使用响应于前面通过一个计算机程序利用以前信息所得到的训练信号的一个自适应数字滤波器。举例来说，这样一种训练信号计算机程序可以在 1991, 11 月 11 日授权给 Dieterich 等人的 U. S. 专利 5, 065, 242 中可知。此外，在 1995, 2 月 7 日授权给 Knutson 等人的 U. S. 专利 5, 388, 062 中要求一个用于可编程构成的去叠影滤波器的训练信号计算机程序，选择性地再进行再构建滤波器的有效接头位置，和可编程地提供仅仅响应于非零值接头位置的可选择的加权因子系数值。

在许多应用中，包括电视，通信信道受到稀疏分离回声的破坏。在此情形中，接收机自适应滤波器，在自适应设置时间后，将具有一些非零值接头和一些零值接头。只有那些非零值接头才对信道回声消除有贡献。然而，在缓慢时变信道条件下，回声的延迟是与时间有关的，这样在回声跟踪模式中，随着时间的继续，非零值接头位置可能需要再定位。

可以参照 Yip 和 Etter 所著的“用于缓慢时变回声路径的自适应多回声消除器”，发表在 IEEE Transactions on Communications, 1990 年十月。基本的 Yip- Etter 方法为，在有多于 1 个的回声需要消除时，，用于时变回声的滤波器跟踪性能将通过使用多个较小滤波器的一个分离滤波器而改善，其中每个滤波器是设计用于消除多个回声中的一个。在性能上的改善归功于去除了传统大去叠影滤波器的零值接头。Yip- Etter 方法的问题是针对回声位置和回声期间估计要求复数运算。因此，Yip- Etter 方法很难降低 IC 成本。

有鉴于此，需要实时连续操作以无需训练信号进行第一确定传统大去叠影滤波器的零值接头并有效地删除该零值接头的相对较便宜的去叠影滤波器。此外，需要这样一种便宜的滤波器，可以删除所有的多径回声，而没有上述的 Yip- Etter 方法的问题。

本发明直接导出一个根据稀疏数字自适应 IIR 或 DFE 滤波器的 LMS 算法改善操作性能的均衡器滤波器，其中自适应滤波器包括一个 FIR 滤波器，它包含 $L+1$ 个接头位置，其中包含第一输入端的一个接头位置， M 个乘法器，其中 $M < L+1$ ，用于分派 M 个乘法器中的任何一个给 $L+1$ 个接头位置中的任何一个的交换装置，其中“ L ”由其公

式(1) - (3) 确定。

M 个乘法器中的每一个初始地分派给 $L+1$ 个接头位置的一个分离的预选位置, 而每一个分派的乘法器初始地提供有预选的加权因子 w 。然后, 在具有等于数字数据抽样周期 T 的一个给定复数 D 的期间
5 的每一个连续时间周期完成之后, 确定 (a) 与多径复用器有关的第一组分离的加权系数 w , 并将它分派给所述 $L+1$ 个接头位置中的某一个, 其绝对值超出一个给定最小正阈值和 (b) 与多径复用器有关的第二组分离的加权系数 w , 并将它分派给所述 $L+1$ 个接头位置中的某一个, 其绝对值不超出一个给定最小正阈值。在连续时间周期的刚结束的一个周期中与第一组的分离加权系数有关的乘法器在连续时间
10 周期的下一个周期保持它们到 $L+1$ 个接头位置的某一个的分派, 而在连续时间周期的刚结束的一个周期中与第二组的分离加权系数有关的乘法器在连续时间周期的下一个周期再分派到不同于 $L+1$ 个接头位置的某一个的一个接头位置。

15 附图简述

图 1 为现有技术的基于 LMS 的自适应 IIR 均衡器滤波器的优选实施例的框图;

图 2 为现有技术的基于 LMS 的自适应 DFE 均衡器滤波器的优选实施例的框图;

20 图 3 为基于 TLLS 的自适应均衡器滤波器的总体系统的功能框图;

图 4 为构成基于 TLLS 的自适应均衡器滤波器的本发明的优选实施例的框图;

图 5 为可能具体用于图 3 的前向和反馈 TLLS FIR 滤波器的一般
25 TLLS FIR 滤波器的框图。

图 1 所示的现有技术的基于 LMS 的自适应 IIR 均衡器滤波器包括 LMS 前向 FIR 滤波器 102, LMS 反馈 FIR 滤波器 104, 加法器 106, 加法器 108 和限幅器 110。一个前进的抽样流的每一个连续发生的数字数据抽样 $x(n)$ 施加于 LMS 前向 FIR 滤波器 102 的输入端。LMS 前向
30 FIR 滤波器 102 的输出端所得到的前进的数字数据抽样施加于加法器 106 的第一输入端和 LMS 反馈 FIR 滤波器 104 的输出端所得到的前进的数字数据抽样施加于加法器 106 的第二输入端。在加法器 106 的输

出端所得到的前进数字数据抽样 $y(n)$ (它构成自适应均衡器 IIR 滤波器的删除) 施加于 LMS 反馈滤波器 104 的输入端, 加法器 108 的负输入端和限幅器 110 的输入端。限幅器 110, 它将施加于输入端的每一个数字数据抽样的最低有效位的给定数目切除, 将每一个数字数据抽样剩余的更有效位(图 1 中的 $y'(n)$) 送到加法器 108 的正输入端。加法器 108 得到作为一个输出的数字误差信号流 $e(n)$, 其中每一个误差信号施加于每个 FIR 滤波器 102 和 104 的误差输入端(如图 1 所示)。

图 2 所示的现有技术的基于 LMS 的自适应 DFE 均衡器滤波器 100b 的优选实施例也包括 LMS 前向 FIR 滤波器 102, LMS 反馈 FIR 滤波器 104, 加法器 106, 加法器 108 和限幅器 110。如图 2 所示, 限幅器 110 的输出(图 1 中的 $y'(n)$) (而非加法器 106 输出端的前进数字数据抽样 $y(n)$) 送到 LMS 反馈滤波器 104 的输入端。这是图 2 所示的基于 LMS 的自适应 DFE 均衡器滤波器和图 1 所示的基于 LMS 的自适应 IIR 均衡器滤波器的唯一差别。

如现有技术所知道的, 每一个数据抽样为一个多比特二进制数, 其中最大有效位指示该数的极性(即, 正或负), 而剩余位指示该数的幅度。由限幅器 110 的输出端送到加法器 108 的正输入端的每个数字数据抽样的更有效位可仅仅包括该最大有效位(即极性-指示位)或可包括该最大有效位和至少次最大有效位(即, 最有效的幅度-指示位)。在另一情形中, 由数字误差抽样 $e(n)$ 流的每一个所表示的该数目的极性与它由此被导出的数据抽样的极性相反, 而它的幅度等于或小于它由此被导出的数据抽样的幅度。

传统 LMS 自适应滤波器的算法可以由其输入/输出公式和其接头值更新公式导出。该其输入/输出公式如下

$$y_n = \sum_i^L w_{n,i} x_{n-1} \quad (1)$$

$$= w_{n,0} x_n + w_{n,1} x_{n-1} + \dots + w_{n,L} x_{n-L} \quad (2)$$

其中系数 i 和 n 分别为接头位置和时间; 而其接头位置更新公式为

$$w_{n+1,i} = w_{n,i} + \mu e_n x_{n,i} \quad i = 0, 1, \dots, L, \quad (3)$$

其中 e_n 为在时刻 n 时, 滤波器输出 $y(n)$ 和所期望的输出 d_n 的差值所确定的误差项, 从而

$$e_n = d_n - y_n. \quad (4)$$

由上述公式, 可以很清楚, 在每一个抽样周期中, 在每个 L 滤波器接头位置的 x 值要求乘以在该乘以周期中其加权系数 w_n 的值的根据公式 2 的第一乘法运算, 接下来是乘以在该乘以周期中其误差项 e_n 的值的根据公式 3 的第一乘法运算。

在用于 NTSC 电视信号的传统数字 LMS 去叠影滤波器的理想例子中, 该滤波器如图 1 或图 2 所示, LMS 前向 FIR 滤波器 102 可以具有 100 个滤波器位置和 LMS 反馈 FIR 滤波器 104 可以具有 150 滤波器位置, 而每一个抽样周期仅仅具有 $0.2\mu s$ 。从而, 每秒所需的乘法运算数目为 12.5 亿次 (或对于 250 个接头位置的一个为每秒 5 兆)。用于 NTSC 电视信号的数字去叠影滤波器只采用实数字数据抽样和实加权系数, 而每一个抽样周期应具有小于 $0.2\mu s$ 的期间以容纳高清晰度电视信号的更宽视频带宽。这意味着在每一个抽样周期, 每个接头位置需要 8 个 (而不是 2 个) 乘法运算, 这导致了对于 250 个接头位置, 每秒的乘法运算总数远远大于 12.5 亿次 (或对于 250 个接头位置的一个远远大于每秒 5 兆)。

如上所知的, 基于 LMS 的自适应均衡器的每个 LMS FIR 滤波器部件 (诸如 FIR 滤波器 102 和 104) 的每一个接头位置被提供有初始加权系数值, 它出现在时间 ZERO。在去叠影滤波器的情形中, 每个 FIR 滤波器的预选接头位置 (例如中间接头位置) 提供有一个等于 +1 的初始加权系数值, 从而响应于电视主信号, 而每个 FIR 滤波器的所有接头位置 (例如中间接头位置) 提供有一个具有正最小幅值的初始加权系数值。根据上述 LMS 公式 1 和 3 作为去叠影滤波器从时刻 ZERO 运行的图 2 所示的基于 LMS 的自适应 DFE 均衡器滤波器和图 1 所示的基于 LMS 的自适应 IIR 均衡器滤波器将在大量抽样周期之后产生一个误差项 e_n 的最小化和会聚到一个稳定值的每一个接头位置的加权系数的会聚。具有非零幅值 (即, 高于最低绝对值的阈值的一个值) 的

会聚的加权系数与分别响应于电视主信号和如果在所接收的电视信号中有,也响应每个叠影的最少接头位置。该最少的接头位置与具有零值的会聚加权系数有关,因为它们对滤波器输出 y_n 没有贡献,所以是不需要的。问题是,每个 FIR 滤波器 102 和 104 的总的大量接头位置的在任何时候恰好为零值的特殊接头位置的标识保持为未确定,只在上述通用 LMS 算法的操作之后才被确定,而这需要大量的乘法运算。

参照图 3,图 3 为基于 TLLS 的自适应均衡器滤波器的总体系统部件的功能框图,它解决了使用通用 LMS 算法所带来的上述问题。如上所示,基于 TLLS 的自适应均衡器滤波器的总体系统包括 TLLS 均衡器滤波器 200,功率系数监视器 202,接头控制逻辑单元 204。一个前进的数字数据抽样 $x(n)$ 流施加到 TLLS 均衡器滤波器 200 的第一输入端;一个使用者确定的初始接头-控制信号 $T_{c_{f+b}}(0)$ 的集合施加于 TLLS 均衡器滤波器 200 的各个第二输入端和施加于接头控制逻辑电路 204 的各个第一输入端;一个来自接头控制逻辑电路 204 的自适应接头控制信号 $T_{c_{f+b}}(0)$ 的集合施加于 TLLS 均衡器滤波器 200 的各个第三输入端,一个来自 TLLS 均衡器滤波器 200 的加权的系数值 $w_{f+b}(n)$ 的集合施加于功率系数监视器 202 的各个输入端,一个来自功率系数监视器 202 的加权系数功率系数 P_{f+b} 系数施加于接头控制逻辑电路 204 的各个第二输入端,而一个前进的数字数据抽样 $y(n)$ 流构成来自 TLLS 均衡器滤波器 200 的输出。

如图 3 所示,TLLS 均衡器滤波器 200 可以是具有图 1 所示的基于 LMS 自适应均衡器 IIR 滤波器 100a 类似的结构 of TLLS 均衡器滤波器 IIR 滤波器 200a。更具体地,图 3 所示的结构与图 1 所示结构的差别仅仅在于图 3 中前向和反馈 LMS FIR 滤波器 102 和 104 被前向和反馈 LMS FIR 滤波器 302 和 304 所取代。换句话说,TLLS 均衡器滤波器 200a 在结构和功能上与基于 LMS 的自适应均衡器 IIR 滤波器 100a 相同。此外,TLLS 均衡器滤波器 200 可以采用具有与图 2 所示的基于 LMS 的自适应均衡器 IIR 滤波器 100b 相同结构的 TLLS 均衡器滤波器 DFE 滤波器 200b 的结构形式,除了前向和反馈 LMS FIR 滤波器 102 和 104 被前向和反馈 LMS FIR 滤波器 302 和 304 所取代。

如图 4 所示,前向 TLLS FIR 滤波器 302 具有作为附加输入的集

合 $T_{c_{f+b}}(0)$ 和 $T_{c_{f+b}}(n)$ 的子集 $T_{c_f}(0)$ 和 $T_{c_f}(n)$ 并具有给出附加输出的集合 $w_{c_{f+b}}(n)$ 的子集 $w_{c_f}(n)$ 。类似地, 反馈 TLLS FIR 滤波器 304 具有作为附加输入的集合 $T_{c_{f+b}}(0)$ 和 $T_{c_{f+b}}(n)$ 的子集 $T_{c_f}(0)$ 和 $T_{c_f}(n)$ 并具有给出附加输出的集合 $w_{c_{f+b}}(n)$ 的子集 $w_{c_f}(n)$ 。

5 图 5 为可能具体用于图 3 的前向和反馈 TLLS FIR 滤波器 400 的一般 TLLS FIR 滤波器的框图, 它可以具体用于图 4 的前向和反馈 TLLS FIR 滤波器 302 和 304。TLLS FIR 滤波器 400 包括 L- 接头数字移位寄存器 402, M- 乘法器分派交换装置 404 和加法器 406。一个具有抽样周期 T 的数字数据抽样 $x(n)$ 流施加于移位寄存器 402 的输入端而
10 移位寄存器一般以等于 $1/T$ 的速率移动。L+1 接头位置由 L- 接头数字移位寄存器 402 确定, 包括在移位寄存器 402 的输入端的一个附加接头 0。交换装置 404 可以根据一个在时刻 ZERO 施加于其上的 $T_c(0)$ 接头控制信号的集合, 和其后根据施加于其上的 $T_c(n)$ 自适应接头控制信号的集合, 初始地将 M 个乘法器的每一个分派给 L+1 接头位置
15 的任何一个。所分派的乘法器的相应输出作为输入施加于加法器 406, 而加法器 406 导出等于施加给它的所分派的乘法器的相应输出和的值 (该加法器 406 输出构成来自 TLLS FIR 滤波器 400 的输出)。

一般地, 本发明仅仅要求乘法器 M 的数量, 它是由使用者确定, 小于移位寄存器接头位置 L+1 (即 $M < L+1$)。然而, 当在稀疏去叠影
20 均衡器滤波器中采用 TLLS FIR 滤波器 400 时, 比例 M/N 通常为不大于 50%, 而一般远远小于 50%。在下面对本发明的详述中, 假设在稀疏去叠影均衡器滤波器中采用 TLLS FIR 滤波器 400, 其中接头位置 L/2 相应于所接收的电视主信号 408 而在时刻 ZERO 没有任何关于所接收电视信号是否包括叠影的信息, 无论接头位置 $a1T$ 相应于所接收
25 电视信号中的单个预叠影位置 410 和接头位置 $a2T$ 相应于所接收电视信号中的单个预叠影位置 412 的未知因素。

根据本发明的原理, 在时刻 ZERO, 使用者确定的 $T_c(0)$ 控制信号的集合为这样, 即交换装置 404 分派一个具有 +1 加权系数的 M 乘法器给主信号接头位置 L/2 和分派剩余的 M 乘法器, 其中每个具有最小
30 正加权系数, 给基本基本上与主信号接头位置 L/2 对称放置的接头位置, 并尽可能地, 依预定顺序, 以一个允许 L+1 接头位置的整个范围可以由 M 乘法器最大会聚的量相互分开 (其中主信号接头位置 L/2

为 1 号)：

$(M-1) - \dots - 5-3-1-2-4 \dots - M,$

- 这里 - 代表相邻乘法器之间的间隔。从而，举例，在 $M/L = 50\%$ 时，在相邻乘法器之间有一个未分派的接头位置；在 $M/L = 33\%$ 时，
5 在相邻乘法器之间有两个未分派的接头位置；在 $M/L = 25\%$ 时，在相邻乘法器之间有三个未分派的接头位置。

- 从而对于第一连续周期，允许 TLLS FIR 滤波器 400 以根据上述公式 1 和 3 的 LMS 方式运行，其中每一个间隔为 DT ，其中 D 为预定的相对大数（例如 3000），这使得 DT 周期间隔足够长允许所有初始
10 分派接头位置的加权系数的会聚。在第一周期的结束，所有初始分派接头位置的加权系数送给功率系数监视器 202。功率监视器 202 实施通过将送给它的每一个加权系数平方而测量这些接头位置的每一个的功率的第一功能（即， $P_i = |w_{n,i}|^2$ ），并对每个 P_i 执行将一个二进制 ONE 分派给幅值超出给定最小阈值（它由一个非零值加权系数代表）
15 的每一个 P_i 的功能和将一个二进制 ZERO 分派给幅值未超过给定最小阈值（它由一个零值加权系数代表）的每一个 P_i 的功能。

所有计算的加权系数所得到的功率系数作为 P -系数输入送给接头控制逻辑单元 204，该单元响应于此，而读取每一个功率系数，然后根据下面的规则执行逻辑功能以导出自适应接头控制信号输出：

- 20 1. 在刚完成的 DT 周期中分派给那些与二进制 ONE 功率系数有关的乘法器的接头位置（即，非零值接头位置）在下一个 DT 周期中保持分派该相同的乘法器。

2. 在刚完成的 DT 周期中分派给那些与二进制 ZERO 功率系数有关的乘法器的接头位置（即，零值接头位置）在下一个 DT 周期中不分
25 派任何乘法器，而这些乘法器可以依据下列准则再分派该其他接头位置：

- (1) 在刚完成的 DT 周期中未分派的接头位置变为第一候选组的成员，具有在下一个 DT 周期中分派一个可用乘法器的更高优先权，仅当在刚完成的 DT 周期中它的至少一个中间相邻的接头位置分派有一个具有与二进制 ONE 功率系数相关的乘法器时。
30

- (2) 在刚完成的 DT 周期中未分派的接头位置变为第一候选组的成员，具有在下一个 DT 周期中分派一个可用乘法器的更低优先权，

仅当在刚完成的 DT 周期中它的两个中间相邻的接头位置都未分派有乘法器时。

(3)任何不满足准则(1)和(2)的接头位置不是在下一个 DT 周期中分派一个可用乘法器的候选者。(从而,准则(3)包括在刚完成的 DT 周期中分派有具有二进制 ZERO 功率系数相关的乘法器的任何接头位置)。

(4)作为第一候选组的成员的接头位置依一个给定的重要性顺序分派可用的乘法器,其中任何更接近于中间接头位置 $L/2$ 的候选接头位置比其他远离中间接头位置 $L/2$ 的候选接头位置更重要,直至所有作为第一候选组的成员的接头位置都已分派可用的乘法器或所有可用乘法器都已被分派。

(5)如果在所有作为第一候选组的成员的接头位置都已分派可用的乘法器,仍保持任何可用乘法器,则依相同的给定的重要性顺序将可用乘法器分派给作为第二候选组的成员的接头位置,直至所有作为第二候选组的成员的接头位置都已分派可用的乘法器或所有可用乘法器都已被分派。

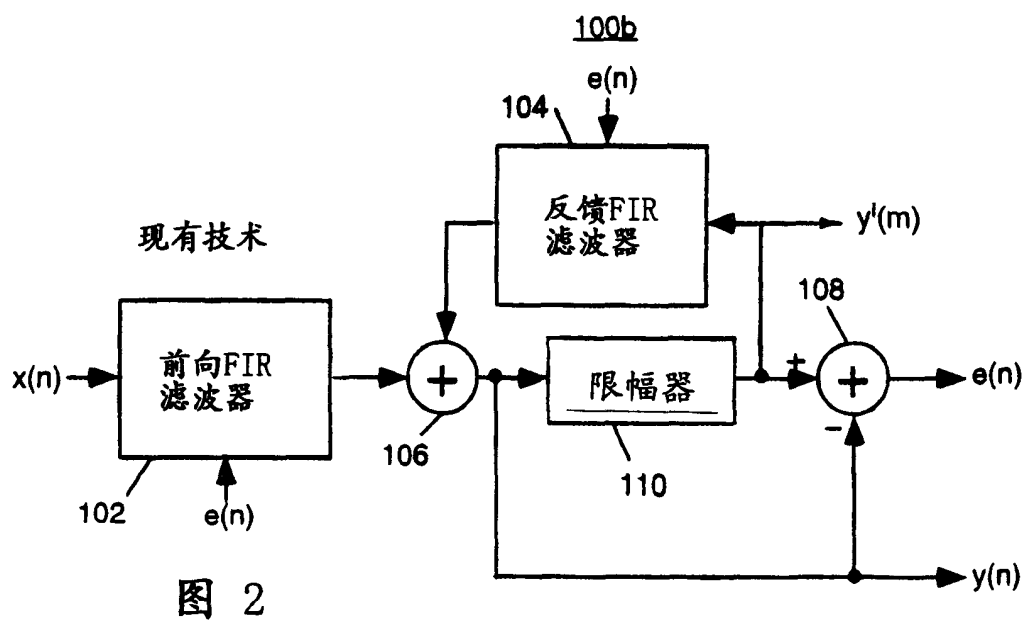
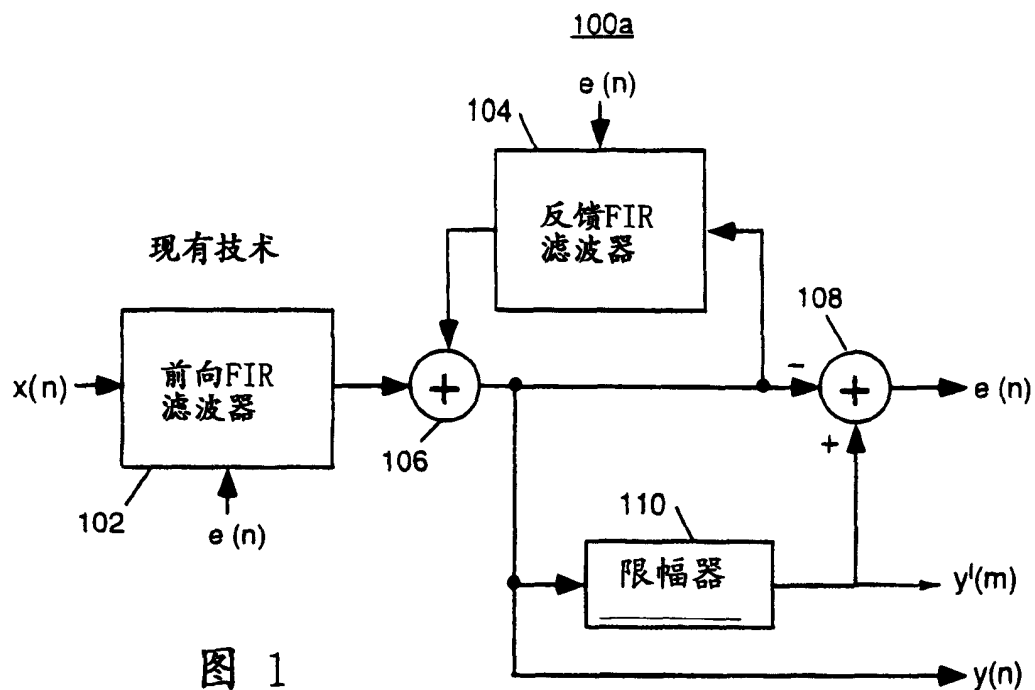
接头控制逻辑单元在每个连续 DT 周期的结束执行上述逻辑功能,这导致了由 M 乘法器进行的有效搜索以首先发现,然后,一旦发现,在前进的连续 DT 周期内就保持非零值接头位置(即那些与二进制 ONE 功率系数相关的接头位置),与每个发现的非零值接头位置保持的时间相同。同时,在每一个前进的连续 DT 周期内,通过在每一个连续 DT 周期中采用那些在刚好一个 DT 周期之前变为可用的 M 乘法器来继续对附加的非零值接头位置进行搜索。

返回图 5,在许多 DT 周期之后,搜索将发现非零值接头位置 $LT/2$, a_1T 和 a_2T (如图 2 中实线所示),它们构成加法器 406 的输出,而分派给这三个非零值接头位置的乘法器 414-1 到 414-3 将在后面的 DT 周期中保持自己。然而,与零值接头位置相关的 M-3 乘法器(例如与接头位置 0 和 100 相关的乘法器 414-4 和 414-5,图 5 中虚线所示)在搜索中的每一后续 DT 周期中保持。因此,如果超时,对应于每个或上述两个叠影的非零值接头位置应改变位置,或出现另一个叠影,连续的搜索将很快发现它们。

显然,实践中统计表明,乘法器对接头位置的 $M/L+1$ 比例越大,

平均而言，用于发现所有存在的叠影的搜索所需的 DT 周期就越少。然而， $M/L+1$ 比例越大，将由于要求越多的乘法器而导致成本的增加。因此，最佳 $M/L+1$ 比例依赖于 TLLS 自适应滤波器所使用的具体环境。

- 5 虽然只描述了一个 TLLS 自适应滤波器的优选实施例时，它由输出加权前向 TLLS FIR 滤波器和一个输出加权反馈 TLLS FIR 滤波器实现，本发明覆盖所有由一个或多个输入加权 TLLS FIR 滤波器，或仅仅由一个前向 TLLS FIR 滤波器或仅仅一个反馈 TLLS FIR 滤波器实现的 TLLS 自适应滤波器。



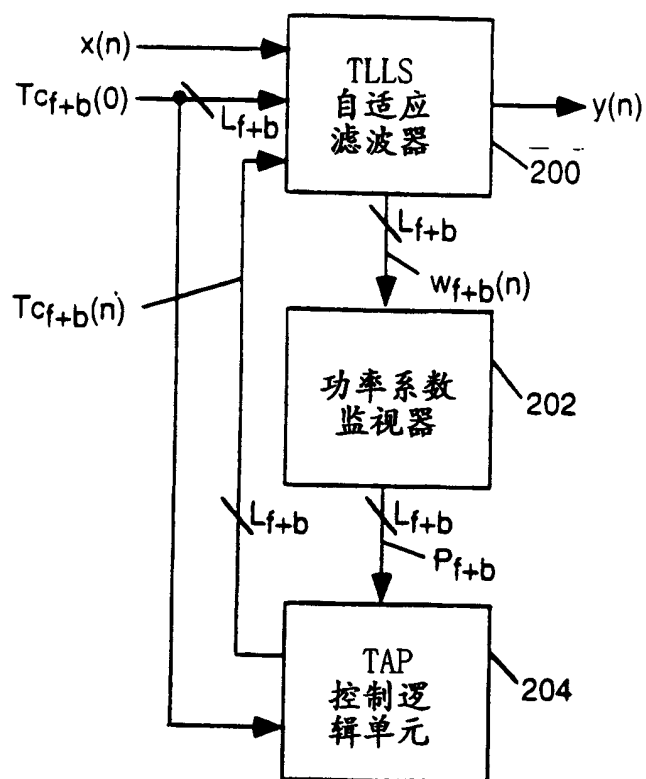


图 3

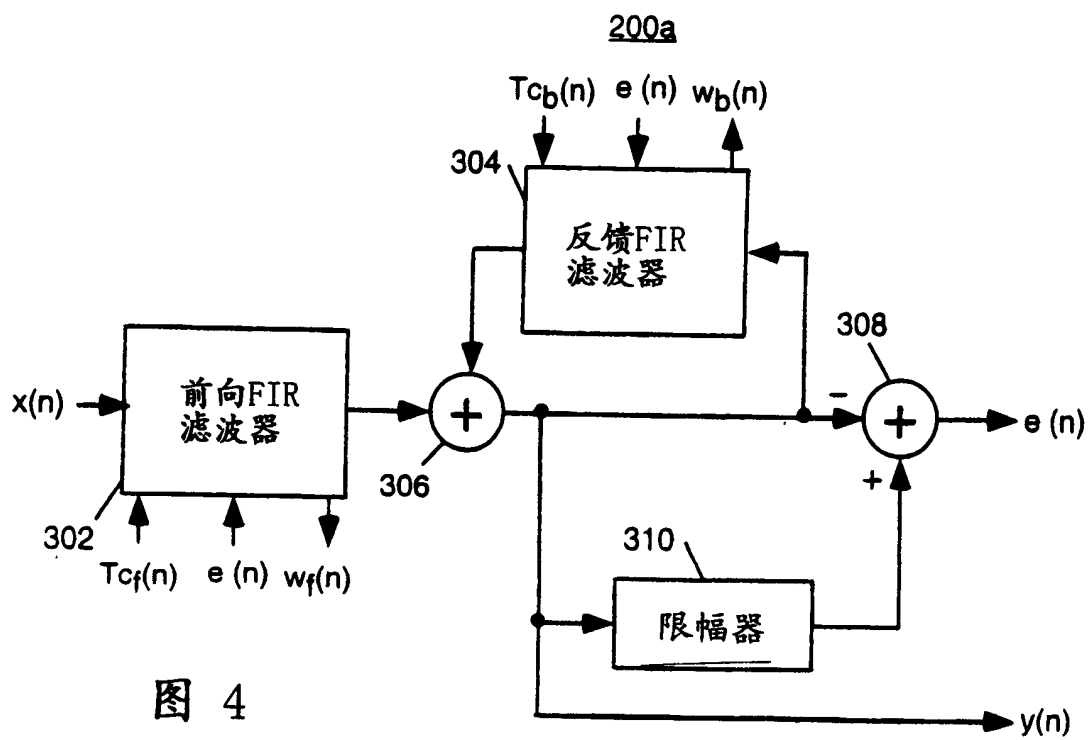


图 4

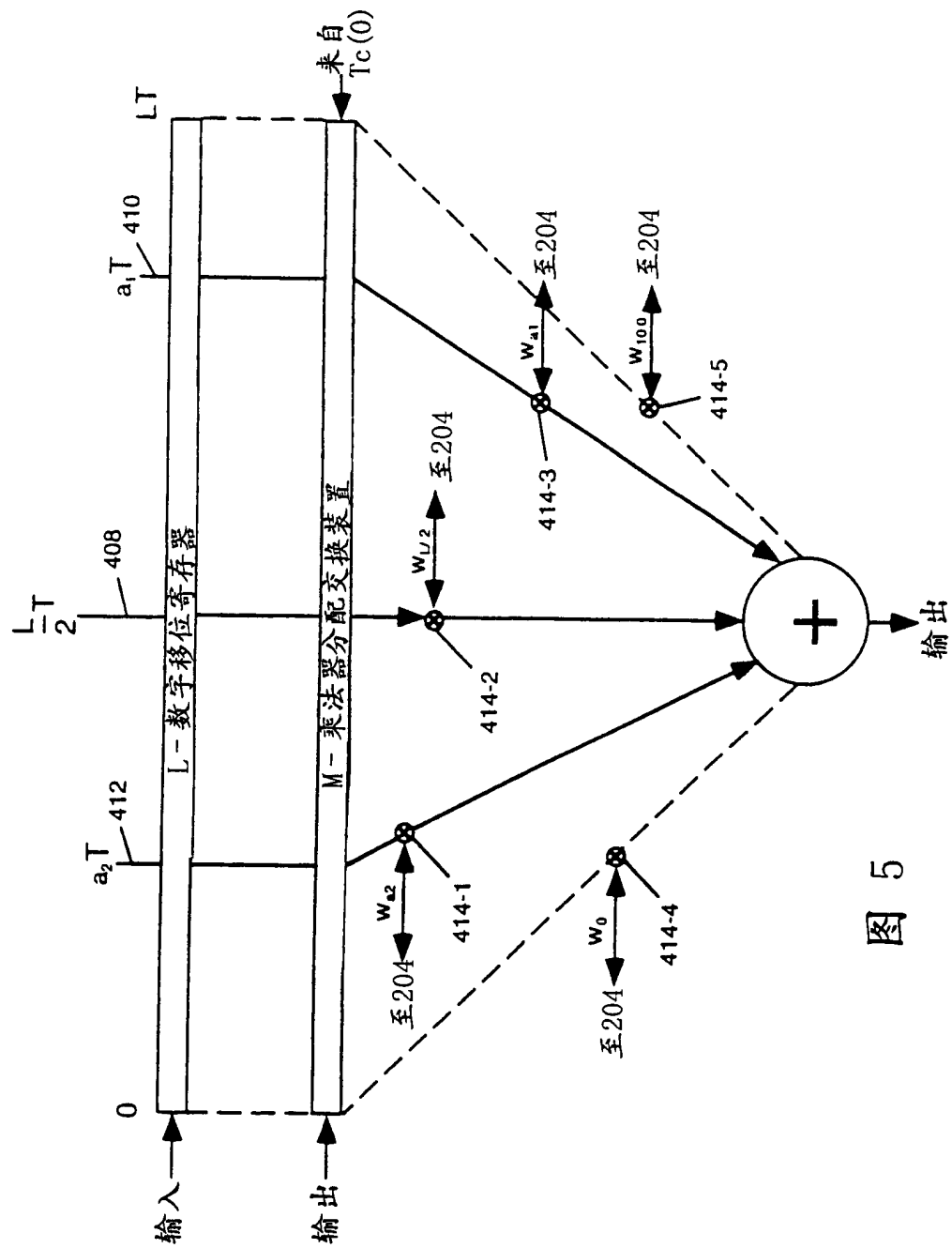


图 5