

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 01813015.1

H04L 5/06 (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01)
H04L 27/01 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)

[45] 授权公告日 2007年2月7日

[11] 授权公告号 CN 1299461C

[22] 申请日 2001.6.29 [21] 申请号 01813015.1

[30] 优先权

[32] 2000.7.17 [33] US [31] 09/617,813

[86] 国际申请 PCT/SE2001/001511 2001.6.29

[87] 国际公布 WO2002/007399 英 2002.1.24

[85] 进入国家阶段日期 2003.1.17

[73] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 M·许尔

[56] 参考文献

US5799038A 1998.8.25

EP0368307A2 1990.5.16

US5200981A 1993.4.6

US5894334A 1999.4.13

CN1130330A 1996.9.4

US5642385A 1997.6.24

US5031197A 1991.7.9

审查员 李萍

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 程天正 罗朋

权利要求书 3 页 说明书 12 页 附图 8 页

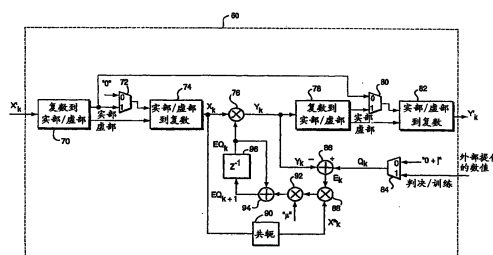
[54] 发明名称

用于均衡器更新和采样速率控制的方法和设备

[57] 摘要

在 DMT 接收机中, 通过使用已知的信号(诸如导引音)同时执行均衡器更新和精确的采样速率控制。已知信号被分离成实部和虚部分量。均衡器使用分离装置来处理实部和虚部分量。实部分量被使用来控制接收机中的采样速率定时。接收信号的虚部分量被用于均衡自适应过程中, 例如更新均衡器系数值。在一个示例性实施例中, 为了均衡接收信号的实部分量被设置为零, 以及未被均衡的实部分量被使用来恢复/跟踪采样速率定时。因为实部分量没有被均衡, 所以达到了同时进行定时恢复/跟踪与均衡。仅仅虚部分量被均衡和被使用来更新均衡器系数值。此后, 未被均衡的实部分量和均衡的虚部分量被组合。在另一个示例性实施例中, 实数值的均衡器系数是对于已知信号被确

定的。已知信号的实部和虚部分量用实数值的均衡器系数被均衡。这样均衡的实部分量对于在某些定时控制应用中是合乎需要的定时控制信号来说, 自适应于归一化的幅度。均衡的实部和虚部分量被组合。均衡器系数只使用接收信号的虚部分量被更新。



定。已知信号的实部和虚部分量用实数值的均衡器系数被均衡。这样均衡的实部分量对于在某些定时控制应用中是合乎需要的定时控制信号来说, 自适应于归一化的幅度。均衡的实部和虚部分量被组合。均衡器系数只使用接收信号的虚部分量被更新。

1. 一种接收机(32)中使用的方法,包括分离接收的信号的实部和虚分量(102),均衡接收信号的虚分量(104),以及在控制接收机的定时中使用接收信号的实分量(122),其特征在于:

在均衡自适应过程中使用接收信号的虚分量,而不用实分量(124),并且

其中接收信号是已知信号。

2. 权利要求1中的方法,其中接收信号是导引音。

3. 权利要求1中的方法,其中控制定时包括调节接收机用于采样接收信号的采样速率。

4. 权利要求1中的方法,其中控制定时包括使得接收机中的定时信号与用于发送被接收机接收的信号的发射机中的定时信号同步。

5. 权利要求1中的方法,其中均衡自适应过程包括更新均衡器系数值。

6. 权利要求5中的方法,其中虚分量通过使用均衡器系数值被均衡。

7. 权利要求6中的方法,还包括:

确定在接收信号的实际的数值与均衡了的虚分量信号之间的误差,以及

使用该误差来更新均衡器系数值。

8. 权利要求5中的方法,其中只有接收信号的虚分量被均衡。

9. 权利要求5中的方法,其中接收信号的实部和虚分量被均衡。

10. 权利要求9中的方法,还包括:

确定相应于已知信号的均衡器系数值;以及

用均衡器系数值更新已知信号的实部和虚分量。

11. 权利要求1中的方法,其中在控制接收机的定时中使用接收信号的实分量,而不用接收信号的虚分量。

12. 权利要求1中的方法,其中接收机是离散的多音接收机,以及均衡处理过程在频域中实施。

13. 权利要求1中的方法,还包括:

在均衡后组合实分量和虚分量,以产生复数输出信号。

14. 权利要求 1 中的方法，其中在接收机中，实分量被滤波和被施加到被耦合到模拟数字变换器的压控振荡器上。

15. 一种接收机 (32)，包括：模拟数字变换器 (50)，用于采样接收信号；定时控制单元 (62)，用于控制模拟数字变换器 (50)；以及均衡器 (60)，用于均衡采样的信号，其特征在于：

该均衡器 (60) 被安排成使得接收信号的实分量被使用来控制定时单元 (62)，以及接收信号的虚分量而不是实分量被使用于一个均衡自适应过程 (124)，并且其中接收信号是已知信号。

16. 权利要求 15 中的接收机，其中接收机是利用多个副载波来传输信息的离散多音接收机 (32)，以及均衡器是频域均衡器 (60)，接收机还包括：

串行-并行变换器 (54)，把模拟-数字变换器 (50) 的输出变换成相应于该多个副载波的并行时域样值；以及

快速富立叶变换处理器 (56)，用于把该并行时域样值变换成提供给频域均衡器 (60) 的并行频域样值。

17. 权利要求 15 中的接收机，其中定时控制单元是压控振荡器 (66)，以及还包括：

滤波器 (64)，用于滤波所接收的信号的实分量。

18. 权利要求 15 中的接收机，其中均衡器 (60) 被安排成用于把接收信号的实分量设置为零 (72)、用于均衡接收信号的虚分量、和用于把该接收信号的实分量附加到均衡了的虚分量上 (80)。

19. 权利要求 18 中的接收机，其中均衡器 (60) 被安排成通过使用接收信号的均衡了的虚分量而不用接收信号的实分量来自适应一个相应于该接收信号的均衡器系数 EQ_k 。

20. 权利要求 15 中的接收机，其中均衡器 (60) 被安排成使用同一个均衡器系数 EQ_k 来更新接收信号的实分量 (98) 和虚分量 (76)。

21. 权利要求 20 中的接收机，其中该同一个均衡器系数 EQ_k 是实数值均衡器系数 (100)，它通过使用虚分量而不用实分量被更新。

22. 权利要求 20 中的接收机，其中接收机是利用多个副载波来传输信息的离散多音接收机 (32)，以及均衡器是频域均衡器 (60)，该接收机还包括：

串行-并行变换器(54),用于把模拟-数字变换器(50)的输出变换成相应于该多个副载波的并行时域样值;以及

快速富立叶变换处理器(56),用于把该并行时域样值变换成提供给频域均衡器(60)的并行频域样值。

23. 权利要求15中的接收机,其中均衡器(60)包括:

第一装置(70、80、82),用于处理接收信号的实部分量;以及

第二装置(70、74、76、78、80、82),用于处理接收信号的虚部分量。

24. 权利要求23中的接收机,其中第一和第二装置允许同时进行:由均衡器(60)均衡接收信号;以及在定时控制单元中从接收信号恢复定时信号。

25. 权利要求24中的接收机,其中均衡器(60)更新相应于接收信号的均衡器系数 EQ_k 。

26. 权利要求24中的接收机,其中实部分量不被均衡,以及虚部分量被均衡。

27. 权利要求24中的接收机,其中实部分量和虚部分量通过使用同一个均衡器系数都被均衡。

28. 权利要求24中的接收机,其中实部分量被使用来控制定时单元。

29. 权利要求24中的接收机,其中第一和第二装置被去除联系。

30. 权利要求24中的接收机,其中第二装置把实部分量设置为零,这样,只有虚部分量被均衡,以及其中第一装置提供未被均衡的实部分量来控制定时单元。

31. 权利要求24中的接收机,其中第一装置用实数值的均衡器系数来均衡实部分量,然后它被使用来控制定时单元,以及其中第二装置用实数值的均衡器系数来均衡虚部分量,该均衡了的虚部分量被第二装置使用来确定均衡器误差,以便修正实数均衡器系数。

用于均衡器更新和采样速率控制的方法和设备

发明领域

本发明涉及通信系统，更具体地说，涉及均衡、以及采样速率恢复和跟踪。一个特别有利的应用是离散多音（DMT）系统。

发明背景

数字调制信号被加以均衡，以使发射机、接收机、和在发射机与接收机之间的通信信道的非理想的相位和频率特性的影响最小化。非理想信道特性对于不同的信号频率分量产生不同的相位延时和衰减。除了均衡以外，在数字接收机中也执行定时和采样速率调节。在接收机中导引音或其他已知信号可被使用来恢复和跟踪信号发射机的采样速率。为了简化起见，术语“导引音”或“导引信号”此后被使用来包括用来恢复和/或跟踪采样速率的任何信号。有关导引音误对准的信息可以在锁相环中被使用来把接收机的模拟-数字变换器的采样速率“锁定”到发射机的定时上。EP 0 368 307 描述具有分开的实部和虚部分量横向均衡器的数字解调器。实部和虚部均衡了的信号被相加，和被输入给 VCO，它的输出是用于接收机的模拟-数字变换器的采样时钟。

在离散多音（DMT）系统中，接收机可以利用频域均衡器（FEQ）来补偿由通信信道造成的衰减和相位失真。虽然这是均衡器的专门的功能，频域均衡器也可以尝试“补偿”所接收的导引信号的相位和幅度，它们会负面影响采样速率恢复和跟踪系统的精度。避免这个问题的一个方法是在不同的时间执行均衡和采样速率恢复，只在均衡器被“关断”而不用于定时控制的时间间隔期间内使用导引信号。然而，这个方法允许在频域均衡器被“接通”以及导引信号不用于定时控制的时间间隔期间内采样速率的不可接受的偏差的机会。

另一个复杂的因素是，采样速率恢复控制环的特性取决于控制信号的幅度。在控制环滤波器中的滤波系数例如典型地是对于一定的环路增益和控制信号幅度被最佳化的，以便提供需要的瞬态响应和对噪声的灵敏度。所以，训练导引信号的频域均衡器系数以达到归一化的幅度可能也是重要的。如果导引信号频率被使用于符号同步，这也是

正确的。

本发明提供一种也能解决上述的问题的、用于同时地均衡器更新和采样速率控制的方法和设备。一个已知信号(诸如导引音)被接收,

以及被分离成实部和虚部分量。分离装置被使用来处理均衡器中的实部和虚部分量。实部和虚部分量中的一个分量（优选地是实部分量）被使用来控制接收机中的采样速率定时。已知信号的虚部分量被用于均衡自适应过程中，例如，更新均衡器系数值。然而，实部和虚部分量的作用可以颠倒。

在一个非限制性的示例性实施例中，为了均衡，已知信号的实部分量被设置为零。未被均衡的、实部分量被使用来恢复/跟踪采样速率定时。因为实部分量没有被均衡，所以定时的恢复/跟踪与均衡被去除联系。仅仅虚部分量被均衡和被使用来更新均衡器系数值。此后，未被均衡的实部分量和均衡的虚部分量被组合。

在另一个非限制性的示例性实施例中，实数值的均衡器系数是对于已知信号被确定的。接收信号的实部和虚部分量用实数值的均衡器系数被均衡。这样均衡的实部分量对于在某些定时控制应用中是合乎需要的定时控制信号来说，有归一化的幅度。均衡的实部和虚部分量被组合。均衡器系数只使用已知信号的虚部分量被更新。

按照本发明的第一示例性实施例的接收机包括模拟-数字变换器，用于采样已知信号；和均衡器，用于均衡除已知信号的实部分量外的采样的信号。定时控制单元通过使用未被均衡的、已知信号的实部分量控制模拟数字变换器的采样速率。按照本发明的第二示例性实施例的接收机也包括模拟-数字变换器、均衡器、和定时控制单元。然而，实数值的均衡器系数被均衡器采用来更新已知信号的实部和虚部分量。已知信号的这样均衡的实部分量控制定时单元。然而，实数值的均衡器系数只通过使用已知信号的虚部分量被更新而不使用实部分量。

附图简述

当参照结合附图作出的以下的详细说明时，可以更容易地了解本发明的各个特性和优点，图上相同的参考数字表示相同结构的单元，其中：

图 1 显示离散的多音通信系统的一个例子；

图 2 显示在 DMT 接收机中的采样速率恢复和跟踪结构；

图 3 显示在复平面上的频域导引信号；

图 4A-4C 显示具有不同的频率和/或相位的时域导引信号；

图 5 是显示频域均衡器对于信道衰减和相位失真如何补偿接收的符号的图;

图 6 显示允许同时进行均衡、以及采样速率恢复和跟踪的均衡器的示例性、非限制性的实施例;

图 7 在复平面上显示图 6 所示的均衡器的补偿;

图 8 在复平面上显示图 9 所示的均衡器的补偿;

图 9 是显示可被使用于同时进行均衡、以及采样速率恢复和跟踪的、按照本发明的另一个非限制性的示例性实施例的均衡器的功能方框图;

图 10 是显示用于实施按照本发明的例子的均衡过程的流程图; 以及

图 11-14 是显示当不使用均衡器时、当使用图 6 的示例的均衡器时、和当使用图 9 的示例的均衡器时, 对于不同程度的衰减的瞬态响应的图。

发明详细描述

在以下的说明中, 为了说明而不是限制, 阐述具体的细节, 诸如具体实施例、协议、数据结构、和技术, 以便提供对本发明的透彻的了解。然而, 本领域的技术人员将会看到, 本发明可以以不同于这些具体细节的其他的实施例来实施。在其他的情形下, 已知的方法、系统、和装置的详细说明被省略, 以免用不必要的细节遮蔽本发明的说明。而且, 各个功能块在某些图上被显示。本领域的技术人员将会看到, 这些功能可以通过使用各个硬件电路、使用软件功能与适当编程的数字微处理器或通用计算机、使用专用集成电路 (ASIC)、和/或使用一个或多个数字信号处理器 (DSP), 而被实施。

图 1 是显示通过信道 34 被连接的基本 DMT 发射机 30 和基本 DMT 接收机 32 的部件的方框图。串行输入数据被编组成块, 被变换成并行形式, 以及被编码器 36 编码。N 个工作子信道中的每个子信道包含被分配给该子信道的多个比特, 每个 N 比特的组通过符号被变换成二维信号星座。来自编码器 36 的输出是 N 个复数, 每个比特组一个复数, 它们然后被馈送到方块 38, 计算逆离散傅立叶变换 (IDFT)。输出是实数序列, 可被看作为是相隔一定的频率的 N 个调制了的正交载波的叠加。IDFT 输出通过并行-串行变换器 40 被变换回串行格式。数字调

制了的数据流在 40 处被循环地加前缀，以及通过数字-模拟变换器 (DAC) 42 被转换成模拟形式。模拟信号在 44 处被低通滤波，通过隔直流变压器 46，以及通过传输信道 34 被发送。

在接收机处，接收的模拟信号被传送到隔直流变压器和低通滤波器 48，由模拟-数字变换器 (ADC) 50 被转换成数字形式，通过有限冲击响应 (FIR) 滤波器 52 在时域被预均衡以便限制信道的有效的存储器，以及在接收机后处理期间内、在变换器 54 中去除循环前缀。最终得到的数字信号被 DFT 块 56 解调，它可被实施为 $2N$ 快速富立叶变换 (FFT) 运行，以及被转换成并行频域信号。因为信道的幅度对频率和延时对频率响应在所使用的频带中不一定是恒定的，所以接收的信号将不同于发送的信号，以及加到解码器 58 中的并行输入将不同于来自编码器 36 的相应的并行输出。频域均衡器 (FEQ) 补偿这些差值，以及紧接在并行频域信号被传送到解码器 (总的见方块 58) 之前，各个地调节每个载波的衰减和延时。频域均衡了的和解码了的信号由解码器被变换回串行形式。理想地，来自块 58 的输出串行数据是与加到编码器 36 的输入串行数据相同的。

图 2 显示接收机 32 的一部分，此处导引音被使用来恢复和跟踪采样速率。导引音在 DFT 块 56 中被解调，产生复数信号 X_{pilot} ，它在频率均衡器 (FEQ) 60 中通过使用均衡器导引信号系数或加权因子 EQ_{pilot} 被均衡，产生均衡了的导引信号 Y_{pilot} 。该均衡了的导引信号在反馈控制环中被使用来调节模拟-数字变换器 50 的采样速率。块 62 提取均衡了的复数导引信号 Y_{pilot} 的实数部分。信号 Y_{pilot} 的实数部分在控制压控振荡器 (VCO) 66 之前在环路滤波器 64 中被滤波。VCO 66 调节模数变换的采样速率。因此，有关导引音的误对准的信息 (即，频率或相位的任何偏差) 在锁相环中被使用来把 AD 变换器 50 的采样速率锁定到发射机的采样速率上。该采样频率确定所发射的、接收机锁定于其上的导引信号的频率。

为了恢复和跟踪采样速率，反馈环的控制信号必须跟踪导引信号的频率和相位。DFT 块 56 提供在导引信号频率上的控制信号。考虑图 3 的例子，它假设相应于导引音的复数符号 $(0+j)$ 由发射机 30 进行发送。在接收机 32 中，这个复数导引符号的衰减了的和移相了的代表物由 DFT 56 被恢复。因为发送的导引音的实部被认为是零，故实数信号

与零的偏差可被用为反馈环的控制信号。换句话说，非零的、实部分量被用作反馈环控制信号。

显示这个概念的另一个方法是考虑时域中的导引信号，如图 4A-4C 所示。图 4A 上的正弦曲线具有正确的相位，因为在 DFT 间隔中第一个正弦曲线样值是零。然而，这个正弦曲线具有错误的频率，因为在 DFT 间隔中正弦曲线的周期的数目不是整数。在图 4B 上，正弦曲线具有正确的频率，因为在 DFT 间隔中周期的数目是整数，即，3 个。然而，这个正弦曲线具有错误的相位。图 4A 和 4B 上显示的两个正弦曲线导致 DFT 输出 Y_{pilot} 的非零的实部。在图 4C 上，导引信号的频率和相位都是正确的，以及 Y_{pilot} 的实部是零或接近于零。当在导引信号频率上发送信号 $(i+j)$ 而不是 $0+j$ 时，由于固定的 45° 的去旋转可以容易地完成，这个相同的跟踪方案是管用的。

频域均衡器 60 可被看作为一个抽头的、复数乘法器，其中频域样值被乘以相关的系数或加权因子。这个系数通过使用自适应算法被更新。最通用的自适应算法是最小均方 (LMS) 算法，它对于一个抽头复数结构，可以通过使用以下的方程被描述：

$$EQ_{k+1} = EQ_k + \mu \cdot X_k^* E_k, \quad (1)$$

其中 EQ_k 是在时间 k 的系数， X_k^* 是在时间 k 的输入频域样值 X 的复数共轭值， E_k 是在时间 k 的频域误差，以及 μ 是步长。

如图 5 所示，频域均衡器 60 试图通过放大和移相接收的频域样值（在图 5 所示的星座图上用信号点代表）而补偿信道衰减和相位失真。如上所述，用导引信号补偿由信道造成的衰减和相位失真，可能有害地影响基于导引信号的采样速率恢复和跟踪的装置。本发明人认识到，均衡器系数 EQ_k 相应于复数项 $Ae^{j\phi}$ ，它允许分开的装置在 DMT 接收机中控制导引音的实数和复数信道（I 和 Q 信道）。例如，考虑在复平面上均衡了的点 $0.5 + 1.25j$ 。如果该点沿虚轴移动，则沿实轴的数值不改变。同样地，沿实轴的移动不影响沿虚轴的数值。通过使用这些约束条件，频率均衡器导引系数的自适应与发射机采样速率的恢复/跟踪，可被去除联系而仍能同时实现。

导引信号频域均衡器系数的自适应与采样速率的跟踪, 通过使用相应于导引信号的频域均衡器输出的实部来控制采样速率和通过使用相应于导引信号的频域均衡器输出的虚部来控制导引信号频域均衡器系数的自适应, 而被去除联系。当然, 实部和虚部分量可被使用来执行相反的功能。在第一非限制性的示例性实施例中, 只有接收的导引信号的虚部被均衡; 接收的导引信号的实部不被均衡。均衡器误差 E_k 被假设是纯虚数。然后, 在频域均衡器的输出处实部被重新插入。仅仅虚部被均衡器自适应。把未被均衡的实部用作跟踪采样速率的控制信号。因此, 本发明允许同时进行定时恢复和均衡, 而不是在两者之间的时间共享的过程。

图 6 显示在频率均衡器 60 中实施的本发明的第一非限制性的例子。每个多路转换器 72、80 和 84 的“0”支路被选择来处理导引信号频率, 以及“1”支路被选择用于所有其他的频率。DFT 56 的输出用 X_k' 代表。复数导引音 X'_{pilot} (或其他适当的已知信号) 在方块 70 中被处理, 以便分离成实部和虚部分量。当“0”被选择时, DFT 输出 X'_{pilot} 的实部在多路转换器 72 中被设置为零, 以及被路由到不受对导引信号的虚部执行的均衡的影响的多路转换器 80。 X_k' 的实部 (对于导引信号被设置为零) 和处理了的虚部在方块 74 中被变换回复数信号。应当指出, 在复数与实部/虚部分量之间变换的方块 70、74、78 和 82 是概念性方块, 因为在硬件实施方案中复数典型地被表示为实部/虚部分量。方块 74 的输出然后在方块 90 中进行复数共轭运算, 作为 X_k 加到乘法器 76。在均衡了的导引信号 Y_k 与数值 Q_k 之间的误差 E_k 在乘法器 88 中与 X_k' 相乘, 以及在乘法器 92 中乘以步长 μ , 产生以上的公式 (1) 的第二项, 即, $\mu X_k' E_k$ 。数值 Q_k 或者是已知的实际发送了的导引信号, 其中下标 k 相应于导引信号频率, 或者是对于不同于导引信号频率的所有其他频率的外部提供的数值。

因此, 当在导引信号频率上训练均衡器时, 多路转换器 84 处在位置“0”, 在其中把 Y_k 从预定的数值 (例如, $0+j$) 中减去。对于所有其他频率, 多路转换器 84 处在位置“1”, 在其中使用与这些频率有关的外部数值。这些外部数值或者是类似于用于导引信号频率的已知数值的、用于其他频率的训练数值, 或者是根据用于其他频率的均衡的数值 Y_k 的反馈判决。如上所述, 多路转换器 84 的输出 Q_k 是已知的发

送了的信号（即，在本例中，或者是 $0+j$ ）或者是外部提供的数值。

乘法器 92 的输出在加法器 94 中与 EQ_k 相加，产生更新了的均衡器系数。来自加法器 94 的输出在延时块 96 中被延时，产生用于下一个频域样值的 EQ_k 。在乘法器 76 中把 X_k 乘以 EQ_k ，产生均衡了的频域样值 Y_k ，然后在方块 78 中把它分离成实部和虚部分量。接收的信号导引 X'_{pilot} 的未被均衡的实部分量在多路转换器 80 中与导引信号的均衡了的虚部分量相组合，以及在方块 82 中被重新形成为复数频域样值 Y_k' 。

因此，仅仅自适应用于导引音的均衡器系数的虚部，使得定时反馈控制环信号，即，导引信号的实部，不受影响，因为频率均衡器没有引入附加的增益或相位调节。这可在图 7 上看到，其中校正矢量只是在垂直的虚轴方向；没有电平的、实数值的校正分量。然而，可能有这样的情形，当最好是具有电平的、实数值的校正分量时，有诸如现在描述的情形。

在许多情形下，最好是控制接收机的定时恢复反馈环的瞬态响应，以确保最佳的性能。为了达到这样的控制，导引信号均衡应当以可控的方式来增加或减小反馈环的增益。这可以通过归一化定时控制信号的幅度，即导引信号的实部分量而完成。反馈环的系数被选择成提供从某个准则看来被认为对于系统来说是最好的、某个瞬态响应，它为了最终结果的精度而折衷瞬态响应的持续时间。因此，环路的系数通过用于 FEQ 所需要的增益的某个标称值而被选择。趋向于这些标称值的自适应，意味着环路接近于打算的方式工作，而不是在环路中具有某个随机增益。

为了得到具有归一化了的幅度的定时控制信号，接收的导引信号可以在复平面上沿“径向”方向被均衡。如果实部和虚部分量以相同的量来改变比例，则效果是与在环路中引入实数增益相同的。换句话说，均衡了的矢量将在径向方向上被更新。这个方法并不利用一种严格的去耦合，而是利用在均衡器更新与采样速率控制之间的可控的耦合。导引信号的一部分不能独立于其他部分而减小或增加。如果接收的导引信号点被更新为更大的径向数值，则实部值相应地增加，增加环路中的增益，这导致更快速的自适应。同样地，如果初始信号太强，则径向自适应减小实数值，在定时环路中造成较慢的自适应，但最终结果更精确。这两种情形都产生环路所设计的增益。

图 8 显示导引信号的径向均衡，其中实部（电平矢量）和虚部（垂直矢量）分量都通过使用同一个数值 α 被均衡。按照本发明的第二示例性非限制性的实施例，导引信号在径向方向上的均衡以可控的方式被执行，它也允许通过使用导引信号的均衡了的实部分量同时进行精确的定时恢复/跟踪。

在第二示例性实施例中，更新接收的导引信号的虚部的均衡器系数 EQ 是纯实数。然而，可以使用不同于导引信号的均衡了的实部分量。重要的是，径向自适应是通过以相同的数目来更新接收的导引符号的实部和虚部而完成的。例如，复数 $1+j$ 是在复平面上幅度 $\sqrt{2}$ 和角度 45° 的矢量。如果实部和虚部都放大 3 倍，则得出的矢量是 $3+j3$ ，具有 $\sqrt{18}=2\sqrt{3}$ 的幅度、但同样的 45° 角度。这可以更一般地表示为：

$$\begin{aligned} & \alpha \cdot \text{real}\{X_{\text{pilot}}\} + j \cdot \alpha \cdot \text{imag}\{X_{\text{pilot}}\} \\ & = \alpha \cdot X_{\text{pilot}} = \alpha \cdot |X_{\text{pilot}}| e^{j\text{imag}(X_{\text{pilot}})} \end{aligned} \quad (2)$$

再次地，图 8 显示最后得到的、具有相同角度的、较长的矢量。

为了确定均衡器系数对于哪些情形是纯实数，回到公式 (1)，即， $EQ_{k+1} = EQ_k + \mu X_k^* E_k$ ，以及把接收的导引信号频率信号点表示为：

$$X'_k = X_{r,k} + jX_{i,k} \quad (3)$$

其中 $X_{r,k}$ 和 $X_{i,k}$ 分别是在时刻 k 的实部和虚部。对于导引信号频率，实部被设置为零，正如上面描述的，这样，修正的导引符号成为

$$X_k = 0 + jX_{i,k} = jX_{i,k} \quad (4)$$

然后，误差被规定为在已知的发送了的点 Q_k 与均衡了的接收的信号点 $Y_k = EQ_k X_k$ 之间的差值：

$$\begin{aligned} E_k &= Q_k - EQ_k X_k = Q_k - jEQ_k X_{i,k} \\ &= Q_{r,k} + j(Q_{i,k} - EQ_k X_{i,k}) \end{aligned} \quad (5)$$

通过使用公式 (1)、(4) 和 (5)，修正算法的更新项现在成为：

$$\begin{aligned} X_k^* E_k &= -jX_{i,k} [Q_{r,k} + j(Q_{i,k} - EQ_k X_{i,k})] \\ &= (-EQ_k X_{i,k}^2 + Q_{i,k} X_{i,k}) - jX_{i,k} Q_{r,k} \\ &= (-EQ_{k,r} X_{i,k}^2 + Q_{i,k} X_{i,k}) - j(X_{i,k} Q_{r,k} + EQ_{k,i} X_{i,k}^2) \end{aligned} \quad (6)$$

假设导引信号中已知信号的点被固定在 $Y_k = 0 + jQ_i = jQ_i$ (即，与时刻 k 无关)。则公式 (6) 简化为：

$$X_k^* E_k = (-EQ_{k,r} X_{i,k}^2 + Q_{i,k} X_{i,k}) - jEQ_{k,i} X_{i,k}^2 \quad (7)$$

这意味着，如果把约束条件 $EQ_{0,i} = 0$ 施加到初始系数上，则算法的接连的更新项目将是纯实数，只要 μ 是实数。则最终得到的均衡器系数更新项被给出为：

$$X_k^* E_k = -EQ_{k,r} X_{i,k}^2 + Q_{i,k} X_{i,k} \quad (8)$$

图 9 显示具有导引信号的径向自适应的一个抽头自适应均衡器的示例性实施例。图 9 显示的大多数方块类似于图 6 上的方块。然而，乘法器 98 把导引信号 X_i' 的实部分量乘以由方块 100 输出的当前的导引均衡器系数 EQ_k 的实部。由乘法器 98 产生的乘积通过多路转换器 80 作为信号 X_i' 的实部被提供到方块 82。乘法器 76 把导引信号 X_i' 的虚部分量乘以由方块 100 输出的当前的导引均衡器系数 EQ_k 的实部。这样，相同的数值被使用来更新接收信号点的实部和虚部。实际上，图 9 实施公式 (1) - (8)。

现在结合图 10 的流程图描述按照本发明的例子的过程。已知信号被接收，例如，导引音 (方块 101)。接收的信号被分离成实部和虚部

分量(方块102)。在均衡器中,分离装置被使用来处理实部和虚部分量(方块104)。这允许去除已知信号的均衡器系数的自适应与恢复/跟踪采样速率的联系,即使它们被同时执行。在方块106,作出判决:是否只有已知信号的虚部分量要被均衡。如果是的话,则为了用于均衡,把已知信号的实部分量设置为零(方块108)。已知信号(例如,导引音)的未被均衡的实部分量被使用来恢复/跟踪模拟-数字变换器的采样定时(方块110)。只有已知信号的虚部分量被均衡(方块112)。相应于已知信号的均衡器系数,如上所述,通过只使用虚部分量被更新(方块114)。已知信号的未被均衡的实部分量和已知信号的均衡了的虚部分量然后被组合(方块116)。

如果已知信号的实部和虚部分量要被均衡,则对于已知信号确定实数值的均衡器系数 EQ_r (方块118)。实部分量和虚部分量然后用该实数值均衡器系数被均衡(方块120)。均衡了的实部分量被使用来恢复/跟踪采样速率定时(方块122)。实数值的均衡器系数只通过使用虚部分量被更新(方块124)。已知信号的均衡了的实部和虚部分量然后被组合(方块126)。

图11-14显示对于三种不同情形的模拟结果:(1)当不使用频率均衡器时,(2)当只在虚轴方向上执行频率均衡器系数的更新时,以及(3)当在径向方向上执行频率均衡器系数的更新时。这三种结构分别对于发送信号的相应于0dB(无衰减)、3dB、6dB和12dB的四个不同的衰减电平被估值。“无频率均衡”曲线和“仅仅虚部更新”曲线是相同的,正如从倒三角形可以看到的。“径向更新”通过虚线表示。对于所有四个衰减电平,仅仅虚部的结构的瞬态响应具有与当不使用频率均衡相同的瞬态响应。对于不衰减情形,径向方向结构的瞬态响应的持续时间长于不使用频率均衡器时的瞬态响应。这是由于频率均衡器系数必须从它的初始状态(在本例中是0)进行自适应,而对于其他两种结构,增益从开始就处在最佳电平。然而,在3dB衰减时,观察到瞬态响应的持续时间的改进。在12dB衰减时,改进相当大。

虽然本发明是对于具体的说明性实施例描述的,但本领域的技术人员将会看到,本发明并不限于这里描述和说明的特定的实施例。除了所显示和描述的以外的、不同的格式、实施例和调整,以及许多修

正、变动和等价的安排也可被使用来实施本发明。因此，本发明打算仅仅由附属权利要求的范围被限定。

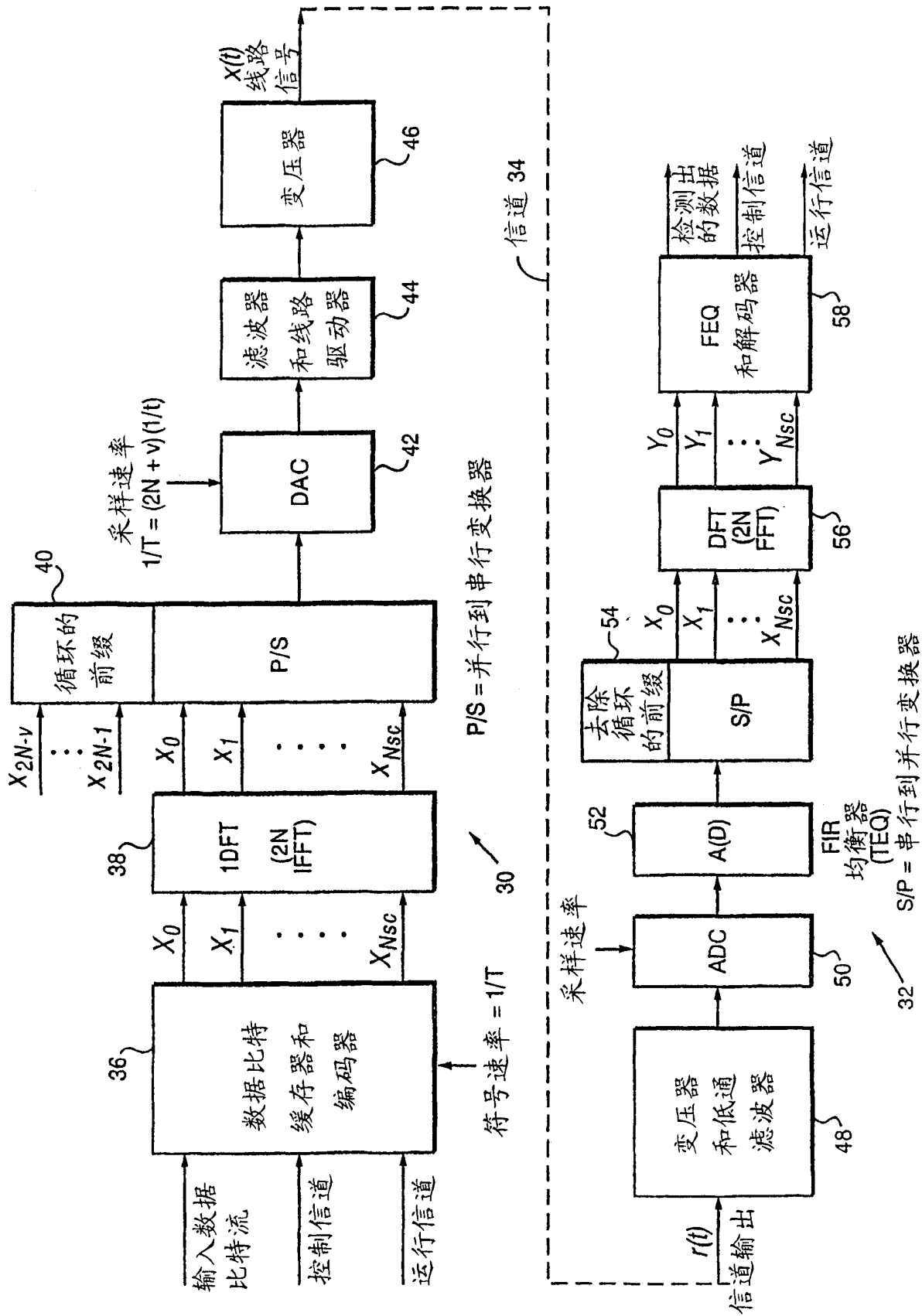


图 1

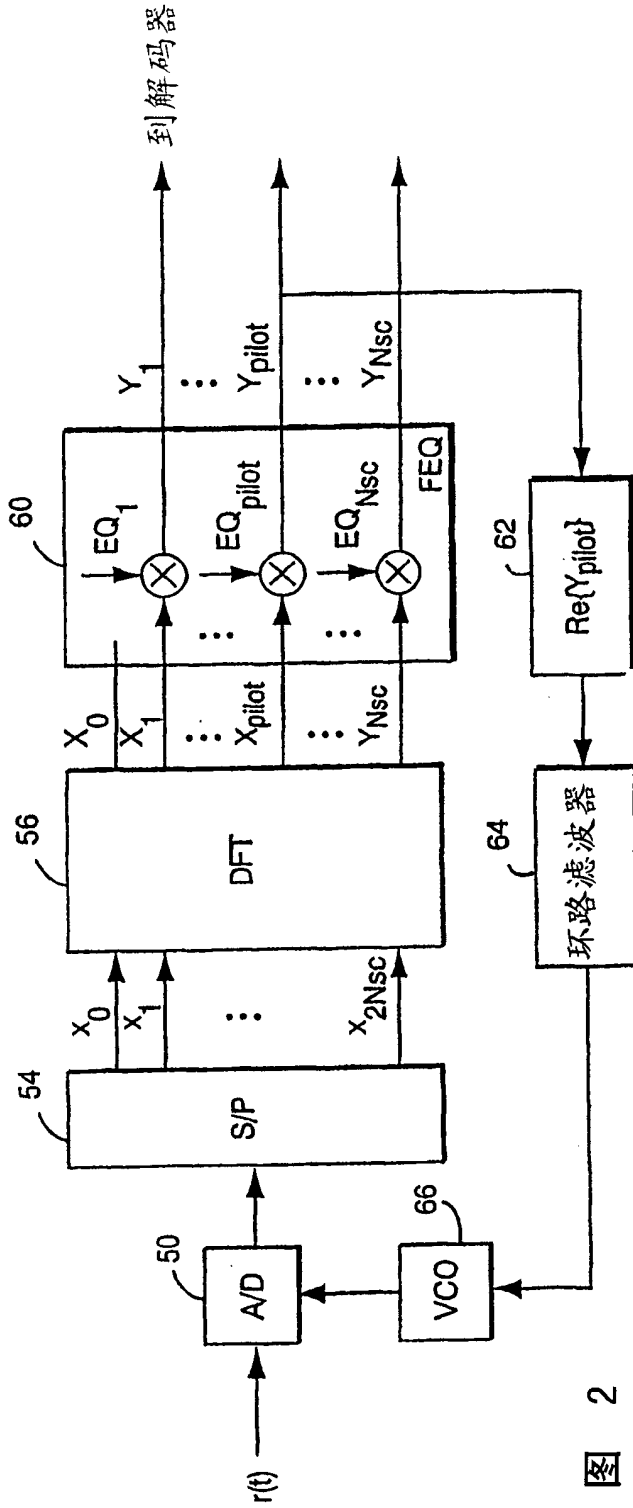


图 2

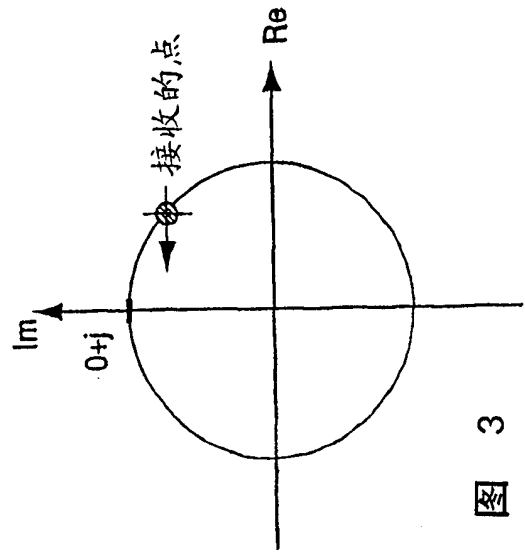


图 3

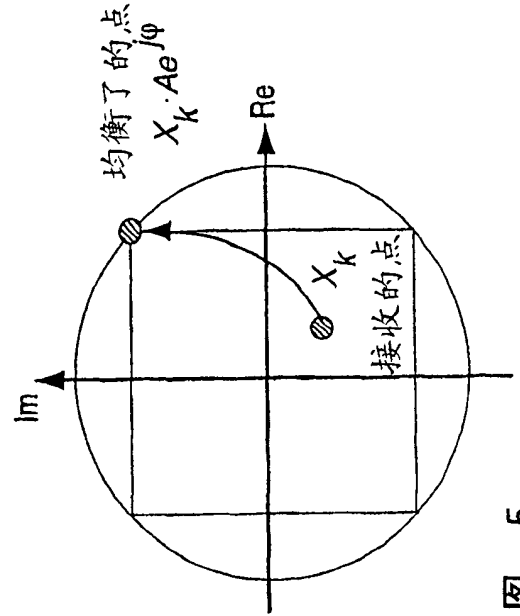
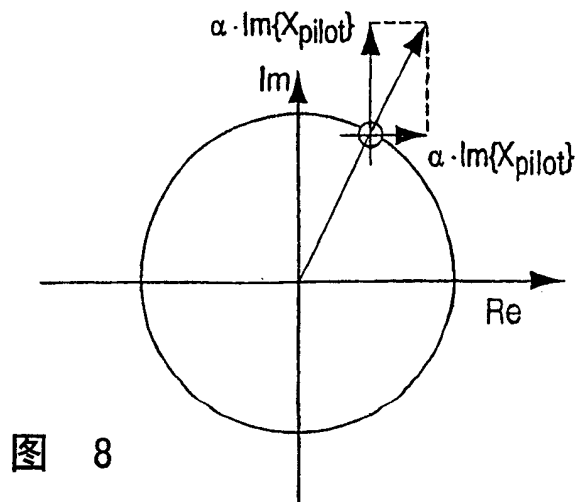
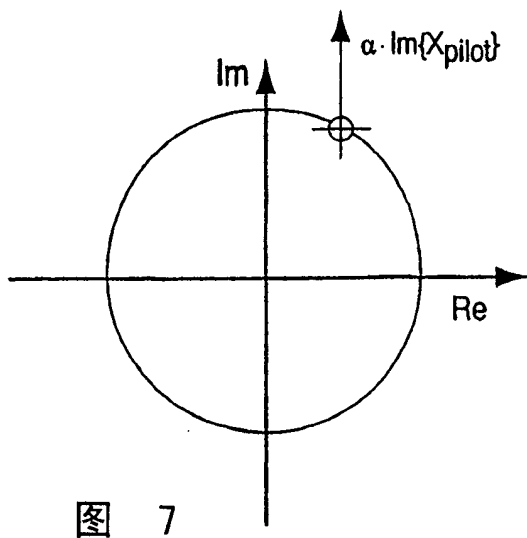
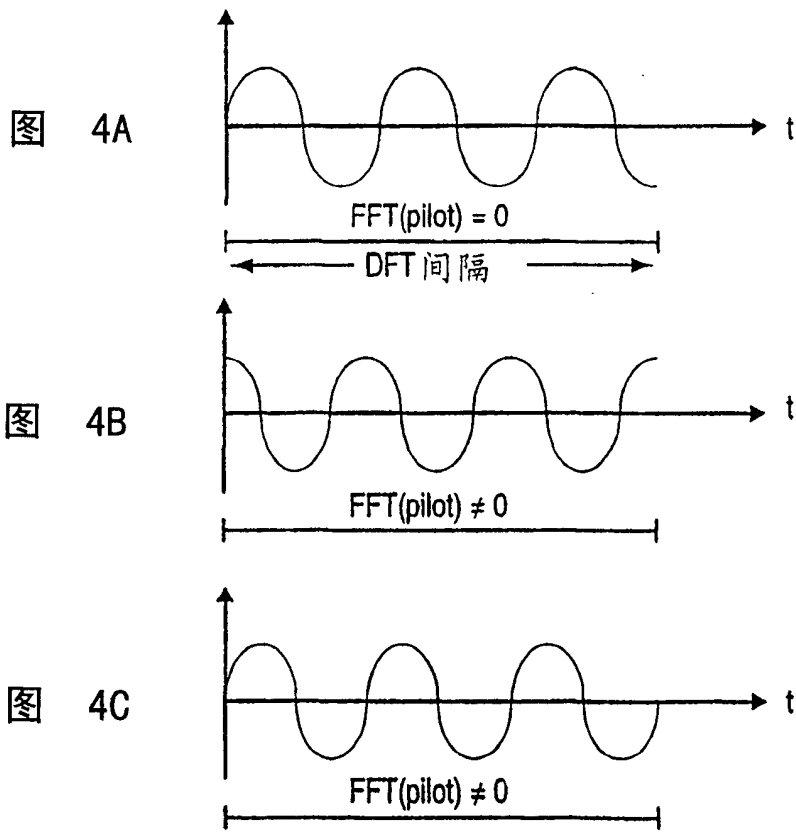


图 5



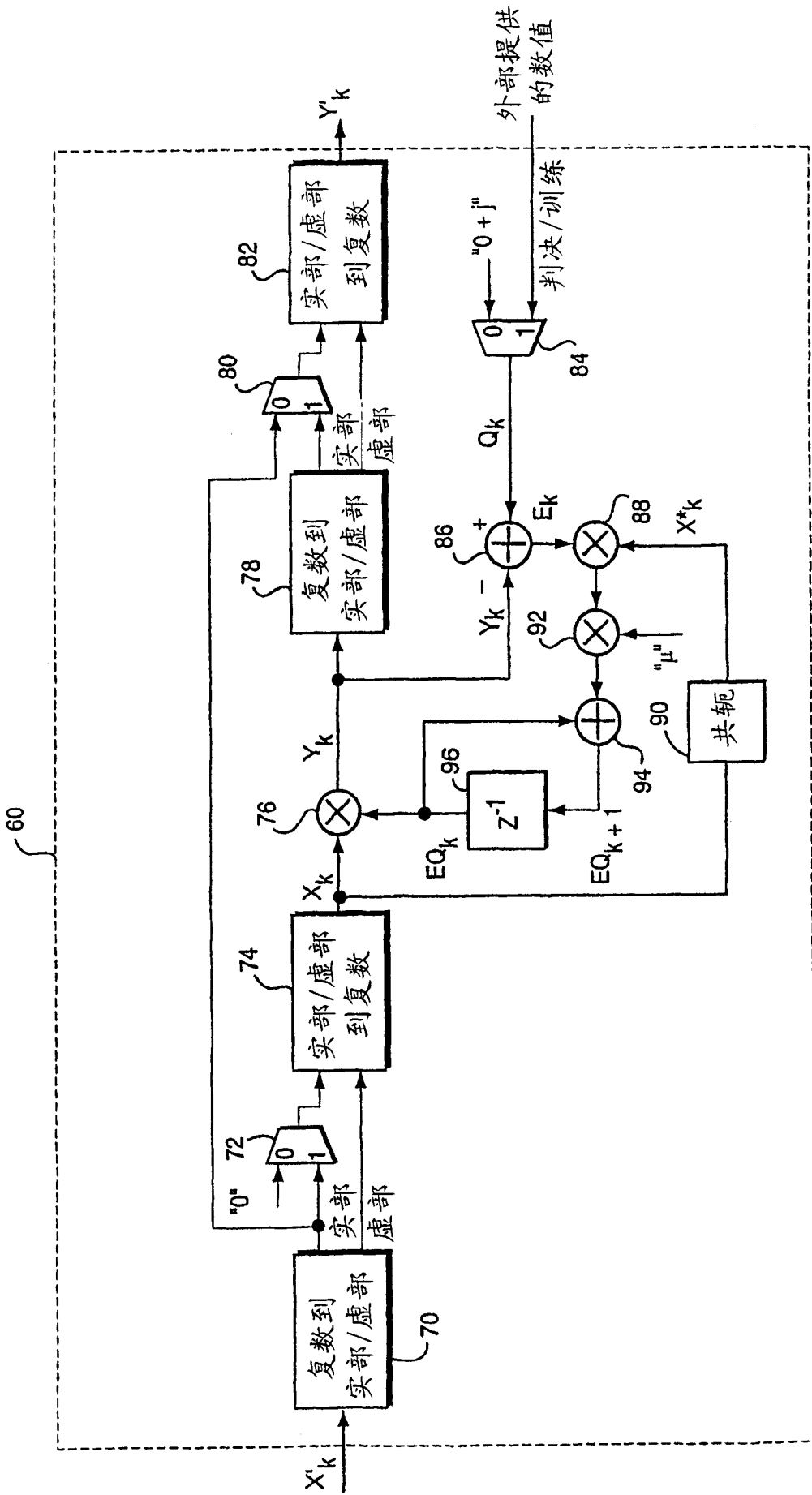


图 6

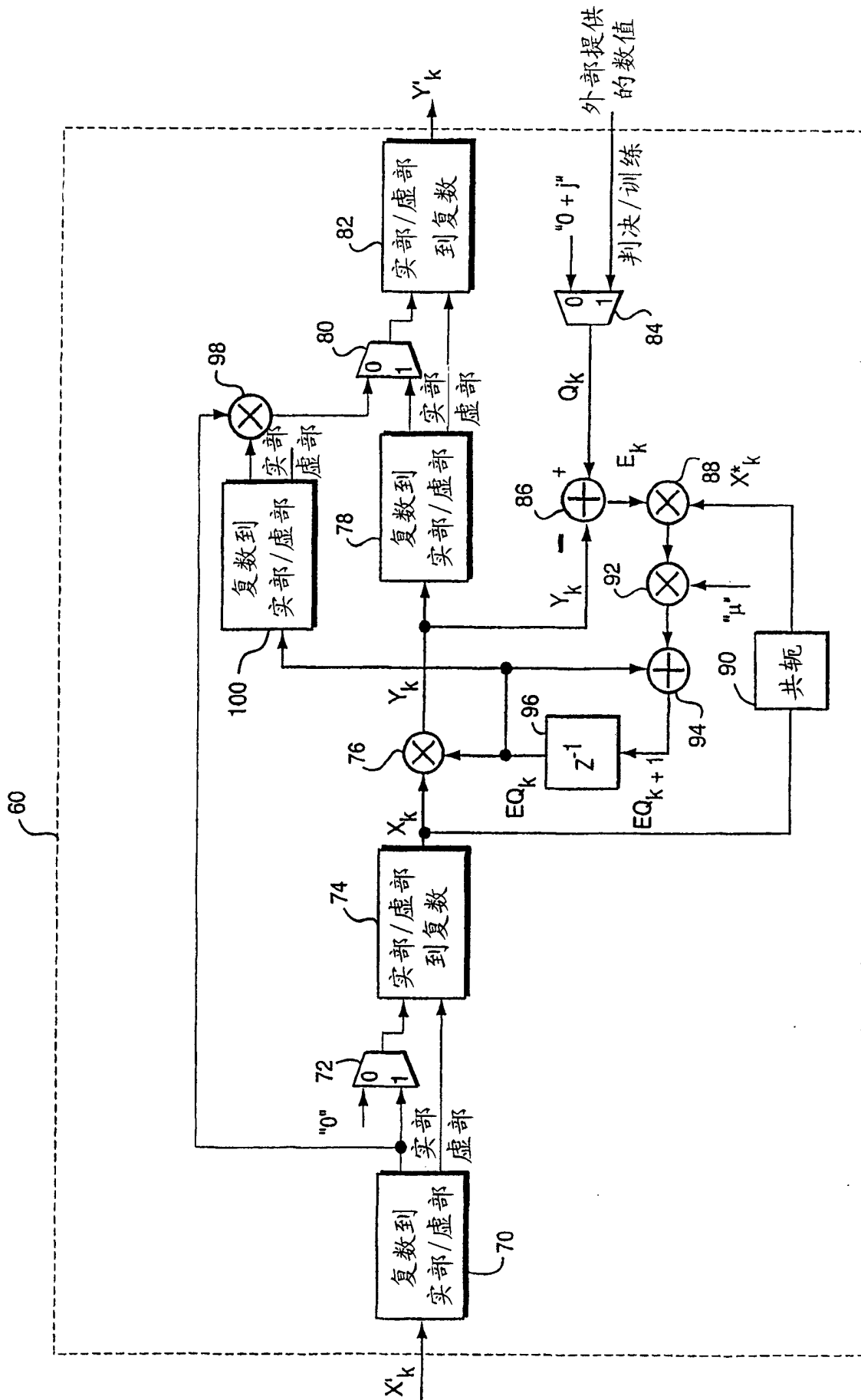


图 9

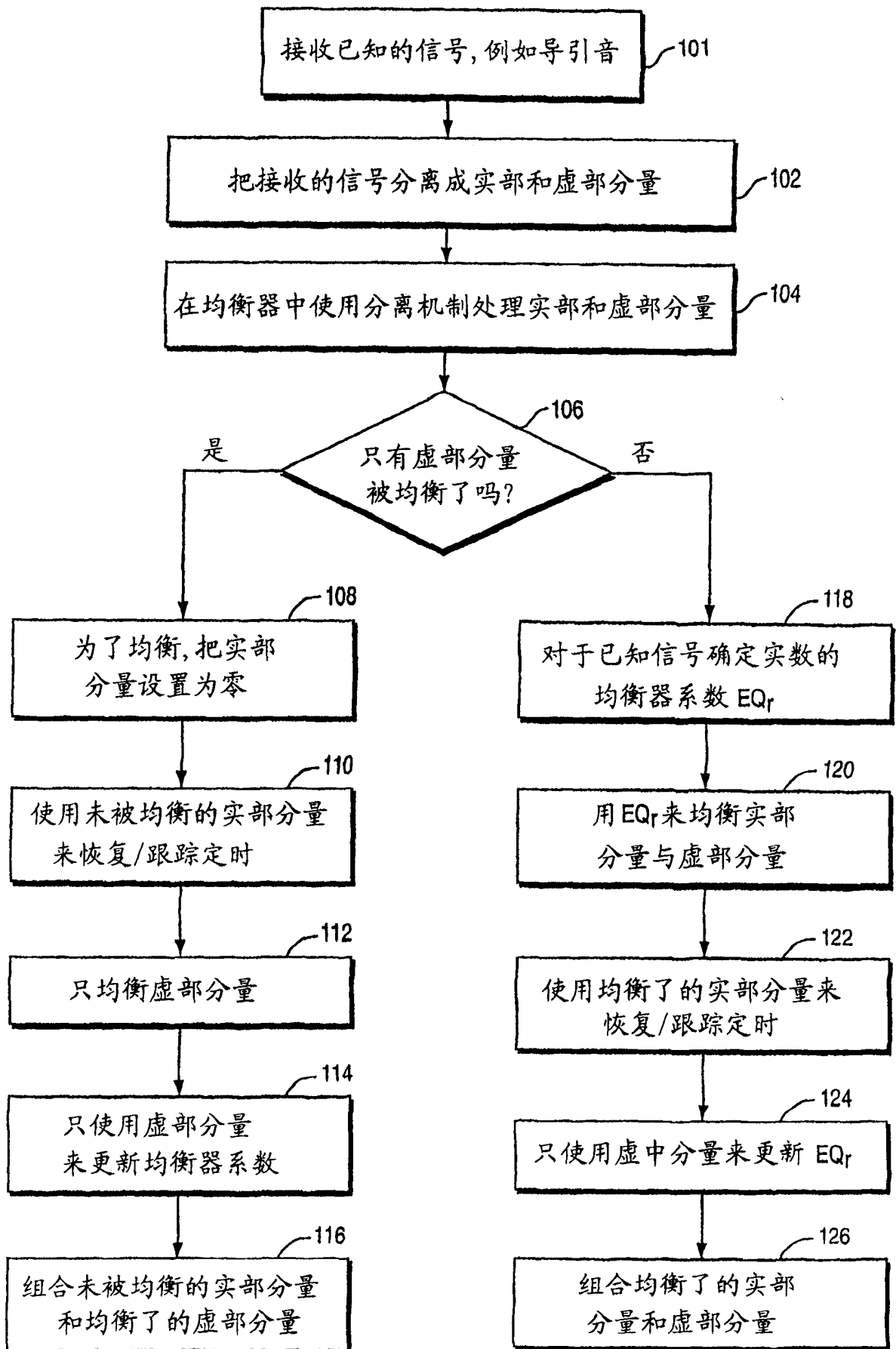


图 10

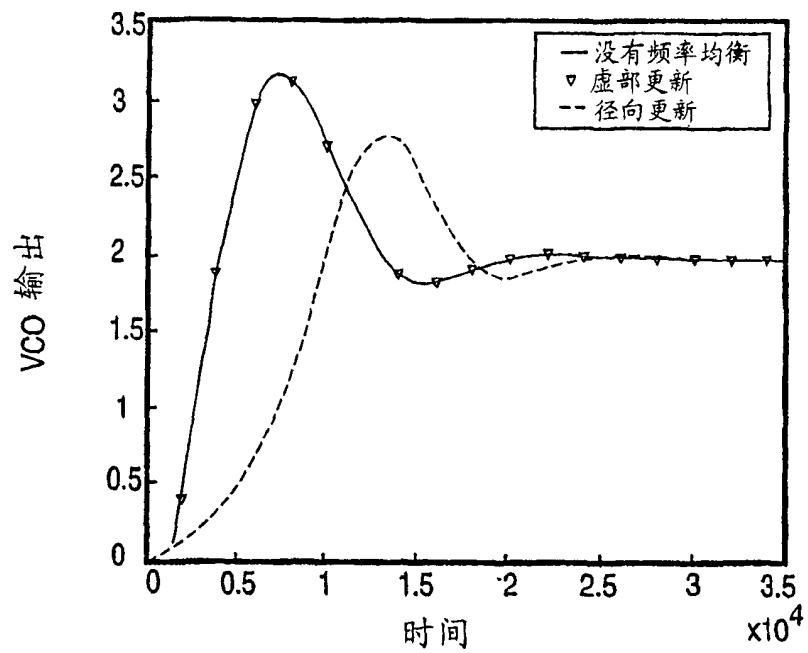


图 11 对于0dB衰减的瞬态响应

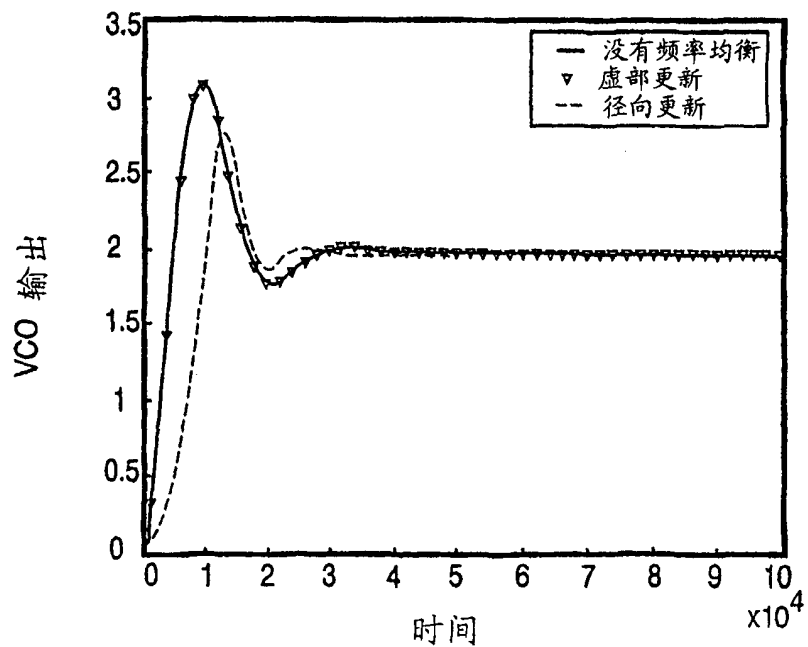


图 12 对于3dB衰减的瞬态响应

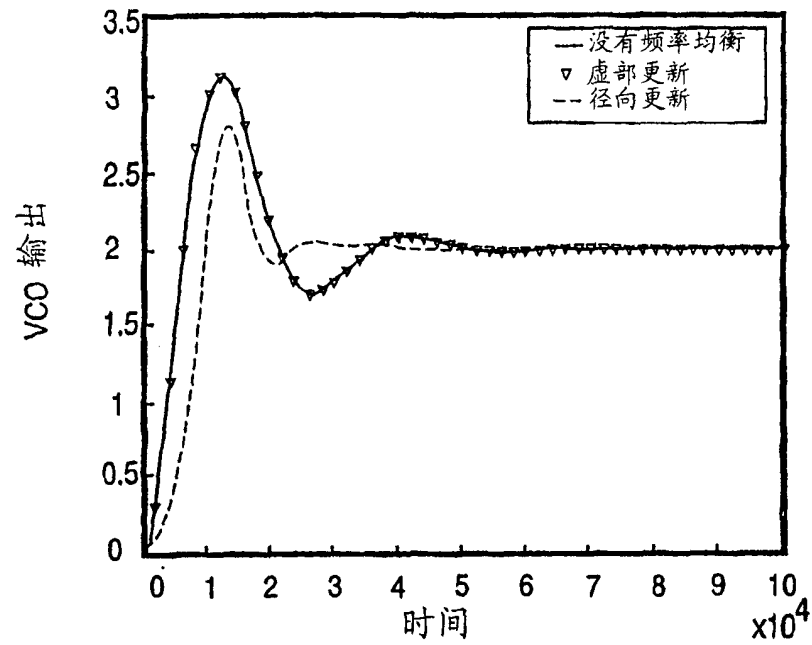


图 13 对于6dB衰减的瞬态响应

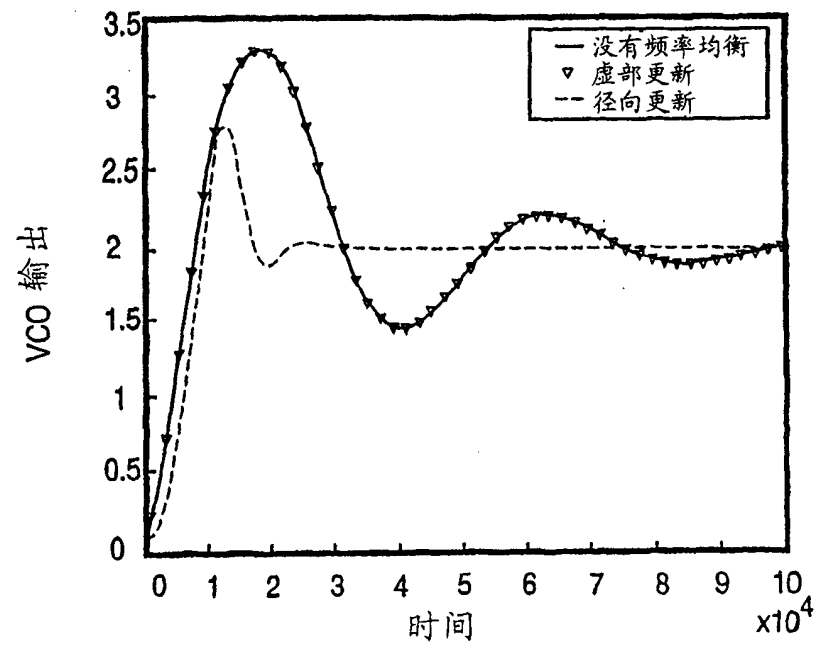


图 14 对于12dB衰减的瞬态响应