

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H03F 1/32

H04B 1/00



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00124104.4

[45] 授权公告日 2005 年 4 月 6 日

[11] 授权公告号 CN 1196253C

[22] 申请日 2000.8.16 [21] 申请号 00124104.4

[30] 优先权

[32] 1999.8.19 [33] US [31] 09/377,387

[71] 专利权人 朗迅科技公司

地址 美国新泽西州

[72] 发明人 里泽·甘纳丹 罗伯特·E·梅尔

审查员 李晴晖

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商
标事务所

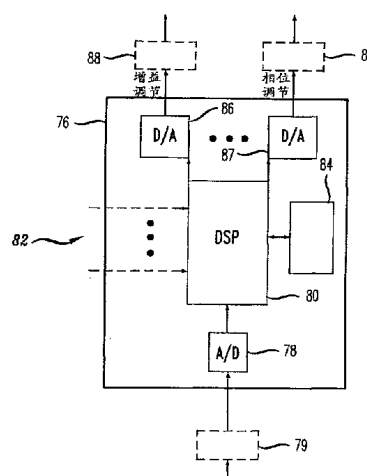
代理人 蒋世迅

权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图 6 页

[54] 发明名称 适应改变混合信号之间的相对增益
或相位的调节值的方法

[57] 摘要

一种适应改变混合信号之间的相对增益或相位的调节值的方法，包括根据至少误差历史或与调节分辨率相关的适应阈值之一改变调节分辨率以得到一个调节值。例如，该方法可以按误差信号的函数动态地调节用于增益和/或相位调节的调节分辨率。响应大的误差信号(距零点较远)，该方法减小调节分辨率，得到更快的收敛速率。在一个前馈失真减小系统中，减小调节分辨率改进了放大器的瞬时响应。当进行相位或增益调节以接近零点时，误差信号减小，并且自适应失真减小系统增大调节分辨率。



1. 一种适应改变混合信号之间的相对增益或相位的调节值的方法，所述方法的特征在于：

根据至少误差信号历史或与调节分辨率相关的适应阈值之一改变调节分辨率以得到一个调节值。

2. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述改变包括：

接收由所述混合信号得到的一个误差信号；以及

响应所述误差信号的大小，改变所述误差信号与所述调节值之间的关系。

3. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述改变包括：

接收由所述混合信号得到的一个误差信号；以及

按所述误差信号的大小的非线性函数确定所述调节值。

4. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述改变包括：

接收由所述混合信号得到的一个误差信号；以及

根据所述误差信号的大小确定一个调节因子。

5. 权利要求 4 的方法，其特征在于所述确定包括：

基于所述误差信号与以前误差信号的平均确定所述调节因子。

6. 权利要求 5 的方法，其特征在于所述确定包括：

基于所述误差信号的加权平均确定所述调节因子。

7. 权利要求 6 的方法，其特征在于所述确定包括：

基于所述误差信号的指数加权平均确定所述调节因子。

8. 权利要求 7 的方法，其特征在于所述确定包括：

通过将所述调节因子乘以所述误差信号的大小产生所述调节值。

9. 权利要求 7 的方法，其特征在于所述确定包括：

产生所述调节因子作为所述调节值。

10. 权利要求 1 的方法，其特征在于所述改变包括：

接收由所述混合信号得到的一个误差信号；

使用所述误差信号与适应阈值比较；

基于所述比较的结果适应一个调节因子；以及
使用所述调节因子确定所述调节值。

11.权利要求 10 的方法，其特征在于所述适应包括：
通过根据所述比较的结果减小所述调节因子，增加调节分辨率。

12.权利要求 10 的方法，其特征在于所述适应包括：
通过根据所述比较的结果增加所述调节因子，减小调节分辨率。

13.权利要求 10 的方法，其特征在于所述使用及适应包括：
基于所述误差信号与以前误差信号的平均确定一个值；

比较所述值与所述适应阈值；以及

如果所述值大于所述适应阈值则增加所述调节因子。

14.权利要求 10 的方法，其特征在于所述使用包括：

根据误差信号的第一窗口与误差信号的第二窗口之间的差异的函数确定一个值；

比较所述值与所述适应阈值；

如果所述调节因子小于所述适应阈值则减小所述调节因子；以及
基于所述比较的结果适应所述适应阈值。

15.权利要求 10 的方法，其特征在于所述使用及适应包括：

基于所述误差信号与以前误差信号的平均确定一个值；

比较所述值与所述适应阈值；

如果所述值小于所述适应阈值则减小所述调节因子；以及
基于所述比较的结果适应所述适应阈值。

16.一种适应改变混合信号之间的相对增益或相位的调节值的方法，所述方法包括：

接收由所述混合信号得到的一个误差信号；以及

基于所述误差信号与以前误差信号的平均确定调节因子。

17.权利要求 16 的方法，其特征在于所述确定包括基于所述误差信号的加权平均确定所述调节因子。

适应改变混合信号之间的相对 增益或相位的调节值的方法

技术领域

本发明涉及调节例如一个失真减小系统中混合信号之间的相对相位和/或增益的一种增益和/或相位调节控制系统。

背景技术

放大器通常在信号上加上多余的失真，使输出信号包括失真或非线性分量以及信号分量。失真包括加在输入信号上或对输入信号有不利影响的任何多余的信号。因此，需要一种能够基本消除或明显减小由放大器产生的失真的技术。

前馈校正通常被应用于现代放大器中，以改进放大器对各种输入模式的线性。前馈校正的本质是处理由放大器产生的失真，例如互调（IMD）分量，使得在最后的叠加点消除失真。由于输入 RF 载波模式以及产生失真位置的不可预见性，一个已知的频率分量即导频信号与放大过程产生的失真一起被注入主信号路径。在前馈放大器中，前馈失真减小电路使导频信号与失真一起减小。因此，通过设计前馈失真减小电路以探测和消除导频信号，可以同时消除失真。

导频信号是一个电信号，包括至少一个频率分量，其频谱位于电路的工作频带的附近。对于导频信号的更完整的描述如图 1 所示，图 1 显示一个射频（RF）放大器的频率响应，包括导频信号的位置。导频信号可以位于工作频带的下边缘附近（如导频 1）和/或位于工作频带的上边缘附近（如导频 2）。导频与中心频率 f_0 的工作频带的一个边界的频谱间隔为 Δf 。导频信号的电特性（如幅值、相位响应、频谱成分）是已知的。应当注意到尽管导频信号显示为具有某个幅值的一个或两个频谱分量，但是导频信号可以包括具有不同幅值的多个频谱分量。

前馈失真减小电路通过向 RF 放大器加导频信号并且基于从被加的导频信号获得的信息进行调节,从而减小 RF 放大器产生的失真。图 2 公开了前馈校正电路 10 及其使用来自导频信号的信息减小 RF 放大器 12 产生的失真。一个输入信号,例如包括至少一个载波信号,被加到分路器 14。分路器 14 在主信号路径 16 和前馈路径 18 上复制该输入信号。分路器 14 是称为回路#1 的载波消除回路的一部分,回路#1 除了分路器 14 之外,还包括增益和相位电路 20、耦合器 22、RF 放大器 12、延迟电路 24 及耦合器 26 和 28。主路径 16 上的信号被加到增益和相位电路 20。增益和相位电路 20 的输出以及导频信号被加到耦合器 22。典型地,导频信号的幅值比输入信号的幅值小得多(例如小 30dB),使其不会干扰放大器 12 的工作。耦合器 22 的输出被加到放大器 12,放大器 12 的输出包括放大的输入信号、放大的导频信号以及放大器 12 产生的失真信号。

放大器 12 的输出的一部分从耦合器 26 引出并通过耦合路径 30 在耦合器 28 处与前馈路径 18 上的延迟的输入信号混合,以隔离导频信号与前馈路径 18 上的失真。前馈路径 18 上的输入信号被延迟电路 24 足够延迟,使得该信号与通过路径 30 出现在耦合器 28 处的信号经历了相同的延迟。得到的误差信号包括放大器 12 产生的失真以及耦合器 28 的输出处保留的载波信号和导频信号的任何部分。载波消除回路中载波消除的量与分路器 14 至耦合器 28 的两条路径之间的合适的增益和相位匹配有关。

增益和相位电路 20 根据控制路径 32 和 34 上的控制信号调节输入信号的相位和增益,使得通过路径 30 出现在耦合器 28 处的信号与耦合器 28 处的延迟的输入信号基本反相(幅值相等但相位相差 180°)。使用信号探测和控制电路 35,增益和相位电路 20 的控制路径 32 和 34 上出现的增益和相位控制信号以众所周知的方式从耦合器 28 的输出处的信号中导出。通常,信号探测和控制电路 35 为载波消除回路探测一个误差信号。该误差信号表示点 A 处的信号的幅值,并且信号探测和控制电路 35 试图通过提供增益和/或相位控制信号减小误差信号的

幅值。

在本例中，信号探测和控制电路 35 包括一个探测器 36，如对数探测器，产生表示点 A 处信号幅值的信号。滤波器 38 对该对数探测器的输出进行滤波，产生表示误差信号幅值的 DC 型幅值信号。该幅值信号提供给一个零电路 40。零电路 40 响应幅值信号，在控制路径 32 和 34 上提供控制信号，以调节耦合器 28 处的混合信号之间的相对增益和/或相位，并减小误差信号，由此减小了载波信号。当误差信号被减小时，在耦合器 28 处混合的载波信号基本相互抵消，在耦合器 28 的输出处留下导频信号以及放大器 12 产生的失真。因此回路#1 是一个载波消除回路，用于在前馈路径 18 上隔离导频信号与放大器 12 产生的失真。

失真减小回路或回路#2 试图利用耦合器 28 的输出处的误差信号减小主信号路径 16 上的导频信号，由此减小放大器 12 产生的失真。前馈路径 18 上的带失真的导频信号被馈入增益和相位电路 42。增益和相位电路 42 的输出被馈入放大器 44，放大器 44 的输出被加到耦合器 46。耦合器 46 使前馈路径 18 上的放大的导频信号和失真与主信号路径 16 上来自放大器 12 的信号（载波信号、带失真的导频信号）混合。主信号路径 16 上的延迟电路 40 使主信号路径 16 上来自放大器 12 的输出的信号发生延迟，与通过耦合路径 30 经耦合器 28 到耦合器 46 的来自放大器 12 的输出的相应信号经历基本相同的延迟。

耦合器 48 提供一个误差信号，表示耦合器 46 的输出处去往导频探测路径 50 的信号。因为导频信号的频率、幅值和其它电特性是已知的，所以导频探测和控制电路 52 可以从导频探测路径 50 上的误差信号中探测导频信号的剩余部分的幅值。导频探测和控制电路 52 确定导频信号的幅值，并且响应剩余导频信号的幅值，导频探测和控制电路 52 向相位和增益电路 42 提供控制信号。通常，导频探测和控制电路 52 将探测导频信号并利用该信息产生路径 66 和 68 上的控制信号，使增益和相位电路 42 调节前馈路径 18 上的导频信号的增益和/或相位，使得主路径 16 上的导频信号和失真一样，与耦合器 46 处前馈路径 18

上的导频信号和失真基本反相（幅值相等但相位相差 180° ）。耦合器 46 处相应的导频信号和失真基本相互抵消，在系统的输出处留下载波信号。因此，回路#2 是一个失真减小回路，试图消除导频信号，以基本消除放大器 12 产生的失真。

在本例中，导频探测和控制电路 52 包括导频接收电路 54，导频接收电路 54 包括一个混频器 56，将导频探测路径 52 上的误差信号进行频率转换成为较低频率；以及一个滤波器 58，便于信号探测器 60 探测导频信号。探测器 60，例如一个对数探测器，产生一个表示点 B 处信号幅值的信号。滤波器 62 对探测器 60 的输出进行滤波，以产生一个表示剩余的导频信号的幅值的 DC 型幅值信号。幅值信号被提供给零电路 64。响应该幅值信号，零电路 64 向相位和增益电路 42 提供控制路径 66 和 68 上的增益和相位控制信号。控制信号用于调节耦合器 46 处混合的信号之间的相对增益和/或相位，以及减小幅值信号，由此减小剩余的导频信号。导频信号的消除量显示出失真的消除量。当导频信号的幅值被最小化时，耦合器 46 处混合的导频信号和失真在耦合器 46 的输出处相互基本消除。

但是，在实际系统中，极少有混合信号的完全消除。信号消除量与混合信号之间的合适的增益和相位匹配有关。信号减小与增益和相位失配的函数关系如图 3 所示。放大器 12 和 44 与其它器件一样，其增益和相位特性是随时间变化的。这种变化典型地是由于温度、输入功率、器件老化及制造变化而引起的。为了保持载波消除回路的载波消除性能以及失真减小回路中的失真减小，信号探测和控制电路 35 及导频探测和控制电路 52 被用于基于相应误差信号的幅值自动控制相应的载波消除和失真减小回路的增益和相位特性。零电路 40 和 64 试图通过比较每个误差信号样值与以前的误差信号样值，减小误差信号（显示改进的消除）。响应该比较，零电路 40 或 64 提供控制信号以进行相位和/或增益调节。与此例有关，零电路可以用于控制相位和/或增益。由于探测和控制电路 35 和 52 进行增益和相位调节但是每个电路仅显示一个探测器，因此零电路 40 和 64 重复地进行一系列的增益调

节和一系列的相位调节。

零电路 40 或 64 的性能可以由两个参数度量：与能够实现的消除量有关的误差消除以及与发现零点的速度有关的收敛速率。来自零电路 40 或 64 的相位和增益调节控制电压变化决定于步距或时间常数（例如.01-.05）乘以误差信号的大小。例如，相位和增益控制电压可以基于以下方程改变： $\Delta V_{out}(n+1) = -K(n+1) * |error(n)| * sign(error(n) - error(n-1)) * sign(\Delta V_{out}(n))$ 。因此，如果 $error(n) - error(n-1)$ 的符号为正（意味着上次调节使误差信号增大），则方程前面的负号使调节 $\Delta V_{out}(n+1)$ 的符号与上次电压变化 $\Delta V_{out}(n)$ 的符号相反。如果 $error(n) - error(n-1)$ 的符号为负（意味着误差信号的改进），则方程前面的负号使导致改进的上次调节 $\Delta V_{out}(n)$ 的符号保持不变。

当前馈校正电路 10 被调谐时，步距被设置以建立一个调节分辨率，以足够的收敛速率提供足够的误差信号消除。此后，步距或调节分辨率保持不变。因为零电路使用一个固定的时间常数，所以在可达到的最小误差信号与达到最小误差信号的速度之间存在一个折衷。如果使用固定的步距，误差信号不能减小到低于某个固定的大小。当误差信号接近最小值时，步距与误差信号相比变得很粗略，使得步距限制了误差信号可被降低的量。该限制是由于误差信号的大小对于接近零点的增益和相位调节具有较高的灵敏度造成的。当误差信号较大时，相同的步距会限制收敛速率。此外，如果步距或调节分辨率太小并且当增益和相位调节距零点很远（或误差信号较大）时，增益或相位调节是否在改进误差信号的探测无法精确进行，导致不正确的判断或调节。

在图 2 的例子中，对数探测器 36 或 60 的线性输出范围为 600mV-2V。因此，误差信号的偏置量为对数探测器 36 或 60 的 600mV 限制。在滤波之后，对数探测器 36 或 60 将误差信号输出到零电路 40 或 64。零电路 40 或 64 最初被调谐为建立一个从 0.01 至 0.05 的固定步距。为了确定调节控制信号，例如一个调节电压，零电路 40 或 64 使固定步距或调节分辨率乘以误差信号的大小。在本例中，增益和相

位调节器 20 和 42 可以处理路径 32 和 34 上 6mV-100mV 范围的控制信号，控制信号每变化 1V，相位调节器产生 15 度的相位变化，增益调节器产生 1dB 的增益变化。这样一个控制电压变化提供.09-1.5 度的相位调节和.006 dB-.1dB 的增益调节。但是，如果步距固定，则零电路 40 或 64 并且因此增益和相位调节器的动态范围受到限制。例如，如果步距固定在.03，则零电路 40 或 64 使增益和/或相位调节值的动态范围为 18mV-60mV。因此，得到的增益和相位调节器 20 和 42 的动态范围对于单个调节值被限制为.27-.9 度的相位调节或.018dB-.06dB 的增益调节。动态范围限制了稳态误差消除以及达到稳态误差消除的速度。

零灵敏度及零点位置随系统参数及传输功率的变化而变化。例如，在一个多用户无线通信系统，例如码分多址（CDMA）、时分多址（TDMA）、全球移动通信系统（GSM）和正交频分复用（OFDM）中，多话音和/或业务信道被混合为单个或多个载波。一个线性放大器应当能够在微秒和毫秒范围的瞬时响应技术要求内对传输功率变化及突发的业务变化迅速响应，同时提供足够的误差消除。

发明内容

根据本发明的一个方面，提供了一种适应改变混合信号之间的相对增益或相位的调节值的方法，所述方法的特征在于：根据至少误差信号历史或与调节分辨率相关的适应阈值之一改变调节分辨率以得到一个调节值。

根据本发明的另一个方面，还提供了一种适应改变混合信号之间的相对增益或相位的调节值的方法，所述方法包括：接收由所述混合信号得到的一个误差信号；以及基于所述误差信号与以前误差信号的平均确定调节因子。

根据本发明的另一个方面，提供了一种自适应增益和/或相位控制系统，适应增益和/或相位调节分辨率以提供改进的性能。例如，自适应增益和/或相位控制系统可以按误差信号的函数动态地调节增益和/或相位调节的调节分辨率。响应较大的误差信号（距零点较远），自适

应增益和/或相位控制系统降低调节分辨率，得到较快的收敛速率。在一个前馈失真减小系统中，降低调节分辨率改进了放大器的瞬时响应（例如，给定任意一组工作条件，放大器对变化的输入的响应有多快）。当进行相位或增益调节以接近零点时，误差信号减小，并且自适应失真减小系统提高调节分辨率。通过随误差信号接近零点而提高调节分辨率，可以进行能够进一步减小误差信号的更精细的相位或增益调节。例如，在一个前馈失真减小系统中，这样的方案可以在不牺牲放大器的瞬时响应的条件下，阻止误差信号由于有限的分辨率而反复地在零点周围跳转。

附图说明

阅读以下详细描述并参考附图，本发明的其它方面和优点将会更明显。其中：

图 1 显示一个 RF 放大器的示例频率响应曲线，显示放大器工作的频率；

图 2 是一个用于 RF 放大器的前馈失真减小系统的方框图；

图 3 显示消除误差作为混合信号之间幅值和相位失配的函数的图；以及

图 4 显示根据本发明的原理的一个自适应增益和/或相位控制系统的方框图；

图 5a 和 5b 显示根据本发明的原理的自适应增益和/或相位控制系统与标准固定步距零电路相比的消除和收敛速率性能。

具体实施方式

根据本发明的原理的一个自适应增益和/或相位调节控制系统的示例性实施例在以下一个前馈失真减小系统中描述。图 4 显示一个自适应增益和相位控制电路 76 的一般方框图，自适应增益和相位控制电路 76 接收一个表示混合信号的消除误差的误差信号。与实施例有关，自适应增益和相位调节系统 76 可以替换前馈装置 10（图 2）中的零电路 40 或 64。通过提供相位和/或增益调节控制信号以进行混合信号之间的相对增益和/或相位调节，以改进混合信号的误差消除，自适应增

益和相位调节电路 76 可以减小误差信号。为了改进误差消除和/或收敛速率，自适应相位和增益调节电路 76 改变调节分辨率。增益和/或相位控制电路 76 可以通过改变误差信号与得到的调节值之间的关系或者建立误差信号与得到的调节值之间的非线性关系改变调节分辨率。例如，相位和/或增益控制电路 76 可以通过改变用于基于误差信号或其它系统参数计算增益和/或相位调节值的步距或调节因子，从而改变增益和/或相位调节分辨率。

由于增益-相位平面上的零点位置随时间变化，因此自适应调节系统增强对于系统工作参数，如温度、输入功率、放大器偏置的变化条件下的系统控制性能。例如，如果误差信号较大，则使调节分辨率较粗略，例如通过增加步距，以提高收敛速率。如果误差信号较小，则提高调节分辨率，例如通过减小步距，以进一步减小误差信号。利用相同的和/或其它的系统参数如温度、老化、电源电压、偏置电压和/或输入信号功率以确定用于增益和/或相位控制电路 76 的调节分辨率的其它实施例也是可能的。此外，实施例可以利用以前的系统参数例

如以前的误差信号功率和/或以前的输入功率以调节该调节分辨率。

在图 4 的实施例中，误差信号由模数 (A/D) 转换器 78 进行模数转换。与实施例有关，一个防偏置滤波器 79 可以用于消除大于 $1/2$ A/D 采样频率的频率，以改进表示误差信号幅值的信号的探测。DSP 80 接收误差信号和/或附加系统信息 82。响应误差信号和/或其它系统信息 82，DSP 80 使用一个调节分辨率，例如通过调节步距或调节因子，以提供试图减小误差信号的增益和/或相位调节控制信号。DSP 80 可以使用可以存储在存储器 84 中的以前的或累积的信息，例如误差信号历史，以确定调节分辨率。存储器 84 可以集成或电子耦合在 DSP 80 上。在本实施例中，DSP 80 产生数字形式的增益和相位调节信号。数模 (D/A) 转换器 86 将增益调节信号转换为模拟形式用于增益调节器 (没有显示)，数模 (D/A) 转换器 87 将相位调节信号转换为模拟形式用于相位调节器 (没有显示)。重构滤波器 88 和 89 可以分别用于消除来自 D/A 86 和 87 的输出的高频分量。DSP 还可以执行其它控制和计算并响应一个不同的误差信号提供附加的增益和/或相位控制信号 (没有显示)。例如，DSP 80 可以用于响应探测电路 35 的输入处以及路径 50 上的相应的误差信号，提供增益和/或相位控制信号 32、34、66 和/或 68 (图 2)。在其它实施例中，自适应增益和相位调节控制电路 76 可以使用分立元件、集成电路和/或软件驱动处理电路实现。

在一个实施例中，增益和/或相位控制电路 76 使用一个误差信号历史，例如当前及以前误差信号的加权平均或指数加权平均，通过改变步距或调节因子以连续适应调节分辨率。一个增益和/或相位调节的步距或调节因子 $K(n+1)$ 可以用以下方程表示：

$$K(n+1)=K_s*[a^m*error(n)+a^{m-1}*error(n-1)+...+a^0*error(n-m)],$$

其中 K_s 为归一化和比例因子，用于使控制电路 76 的输入和输出电压匹配到增益和/或相位调节电路 (没有显示) 的范围，“a”表示一个选择值 (例如 2)，n 表示基于以前增益调节和/或以前相位调节的误差信号的当前采样号，m 表示用于确定加权平均的以前误差信号的数量。 K_s 可以由以下方程确定：

$$K_r = \frac{\text{增益}}{\sum_{i=0}^m \alpha^i},$$

其中增益被设置用于能够被 D/A 86 或 87 精确转换的最小可得到的调节因子。

在一个实施例中，增益和/或相位调节控制电路 76 可以使用方程 $\Delta V_{\text{out}}(n+1) = -K(n+1) * |\text{error}(n)| * \text{sign}(\text{error}(n) - \text{error}(n-1)) * \text{sign}(\Delta V_{\text{out}}(n))$ 确定增益或相位调节值 $V_{\text{out}}(n+1)$ 。如果 $\text{error}(n) - \text{error}(n-1)$ 的符号为正（意味着上次调节变化 $\Delta V_{\text{out}}(n)$ 使误差信号增大），则方程前面的负号使调节变化 $\Delta V_{\text{out}}(n+1)$ 的符号与上次电压变化 $\Delta V_{\text{out}}(n)$ 的符号相反。如果 $\text{error}(n) - \text{error}(n-1)$ 的符号为负（意味着误差信号的改进），则方程前面的负号使导致改进的上次调节 $\Delta V_{\text{out}}(n)$ 的符号保持不变。与实施例有关，每次可以不使用上次调节值的大小而计算调节值 $V_{\text{out}}(n+1)$ ，或者可以通过称为递归调节判定的一个调节变化改变上次调节值。例如，增益或相位调节值 $V_{\text{out}}(n+1)$ 可以等于 $V_{\text{out}}(n) + \Delta V_{\text{out}}(n+1)$ ，其中 $V_{\text{out}}(n)$ 为上次调节值， $\Delta V_{\text{out}}(n+1)$ 为调节变化。上次调节值 $V_{\text{out}}(n)$ 可以是一个固定的或特别的量，调节变化的累积或者以一个固定的量开始按调节变化量变化。在一些实施例中，调节因子 $K(n+1)$ 的大小是调节变化 $\Delta V_{\text{out}}(n+1)$ 的大小或调节值 $V_{\text{out}}(n+1)$ 的大小。调节因子 $K(n+1)$ 关于误差信号 $\text{error}(n)$ 的大小是非线性的。因此，随着误差信号减小，调节值以非线性方式减小，以反映一个增加的调节分辨率。随着误差信号增大，调节值以非线性方式增大，以反映一个减小的调节分辨率。

在其它实施例中，增益和/或相位调节控制系统 76 使用阈值适应调节分辨率。例如，控制系统 76 可以基于误差信号的值或误差信号的加权平均以及一个适应阈值通过改变调节因子适应调节分辨率。例如，使用图 2 的系统作为参考，如果误差信号 $\text{error}(n)$ 小于适应阈值 $T(n)$ ，则控制系统 76 可以使用一个较小的步距如 .01。如果误差信号 $\text{error}(n)$ 大于 $T(n) + T_0$ 或第二阈值，则控制系统 76 可以使用一个较大的步距如 .05，其中偏置 T_0 或第二阈值用于防止滞后。如果误差信号位于第一和第二阈值之间，则控制系统 76 可以使用一个中间步距如 0.03。或

者，与阈值比较有关，可以使用一个适应因子 K_0 对适应因子或步距进行调节。因此，如果误差信号大于适应阈值，则调节因子增大，例如乘以一个适应因子如 2，使得 $K(n+1)=K(n)*2$ 。如果误差信号小于适应阈值，则可以减小调节因子，例如除以适应因子。与实施例有关，可以使用多个适应阈值及相应的适应因子（例如存储在一个查表中）；不同的阈值偏置和水平；渐增变化的适应因子或阈值；以及不同的或变化的适应阈值、因子或值。

在其它实施例中，以前误差信号或以前误差信号的函数，例如误差历史 $H(n)=a^m*error(n)+a^{m-1}*error(n-1)+...+a^0*error(n-m)$ ，可以与适应阈值比较以确定调节因子。例如，如果 $H(n)*K_s$ 大于第一适应阈值，则调节因子 $K(n+1)$ 可以增大，例如使用一个适应因子或值。在一个实施例中，如果 $H(n)*K_s$ 小于适应阈值 $T(n)$ ，则 $K(n+1)=K(n)/K_0$ ，其中 K_0 是等于 2 的适应因子， $K(n)$ 是当前调节因子。如果 $H(n)*K_s$ 大于 $T(n)+T_0$ 或第二适应阈值，则 $K(n+1)=K(n)*K_0$ ，其中偏置值 T_0 或第二阈值用于防止滞后。与实施例有关，可以根据阈值水平改变阈值偏置。可以使用附加的阈值水平和/或不同的适应因子或值以增大或减小或进一步增大或减小调节分辨率。或者，可以使用或基于在时间上不相交或重叠的以前误差信号的窗口进行适应阈值比较，例如两个窗口或涉及两个窗口的函数的结果之间的差异可以与适应阈值比较或者用于确定调节分辨率、因子或值，例如 $\Delta H=H(n)-H(x)$ ，其中 $H(n)$ 表示基于一组过去的 n 个误差信号的一个误差历史值， $H(x)$ 表示基于与该组过去的 n 个误差信号不相交或重叠的一组 x 个误差信号的一个误差历史值。

与实施例有关，控制系统 76 可以根据调节分辨率的变化调节适应阈值。在一个实施例中，如果适应因子增大，则适应阈值会同时增大；如果适应因子减小，则适应阈值会减小。例如，如果 $K(n+1)>T(n)+T_0$ ，则 $T(n+1)=T(n)*T_a$ ，其中 T_a 是等于 1.1 的阈值因子。如果 $K(n+1)<T(n)$ ，则 $T(n+1)=T(n)/T_a$ 。与实施例有关，可以使用不同的阈值因子，并且还可以根据阈值水平改变阈值因子。

图 5a 显示一个图，比较使用.0125 步距的标准固定步距零电路与根据本发明的原理响应来自最初具有 1dB 增益差分及 10 度相位差分的混合信号的误差信号的自适应算法的不同实施例的收敛速率性能。曲线 90 表示固定步距零电路的以伏特为单位的误差探测器输出。曲线 90 在大约 1.45V 处开始，经过 6ms，显示出零电路的固定调节分辨率使得误差信号在对数探测器 60（图 2）的.7V 与.83V 之间绕零点跳动。曲线 92 显示具有步距 $K(n+1)$ 的一个自适应调节控制系统的误差探测器输出，步距 $K(n+1)$ 的计算是使用以前 4 个误差信号的指数加权误差历史 $H(n)$ 以及 2 个相位调节和 2 个增益调节的交互系列进行的。曲线 92 在大约 1.45V 处开始，经过 5ms，误差信号降到大约.65-.68V。曲线 94 显示具有步距 $K(n+1)$ 的一个自适应调节控制系统的误差探测器输出，步距 $K(n+1)$ 的计算是使用以前 4 个误差信号的指数加权平均以及 4 个相位调节和 4 个增益调节的交互系列进行的。曲线 94 在大约 1.45V 处开始，经过 4ms，误差信号降到大约.63 和.65V 之间。曲线 96 显示具有步距 $K(n+1)$ 的一个自适应调节控制系统的误差探测器输出，步距 $K(n+1)$ 的计算是使用以前 2 个误差信号的指数加权平均以及 4 个增益调节和 4 个相位调节的交互系列进行的。曲线 96 在大约 1.45V 处开始，经过 3ms，误差信号降到大约.68V，其值在大约.65 至.75V 之间。

图 5b 显示使用上述标准固定步距零电路的载波消除的结果 98，以及使用自适应调节控制系统的载波消除的结果 100，自适应调节控制系统使用的步距的计算是使用以前 4 个误差信号的指数加权平均以及 4 个增益和 4 个相位调节的交互系列进行的。如图所示，自适应调节控制系统能够比标准方法实现优于 10dB 的消除。

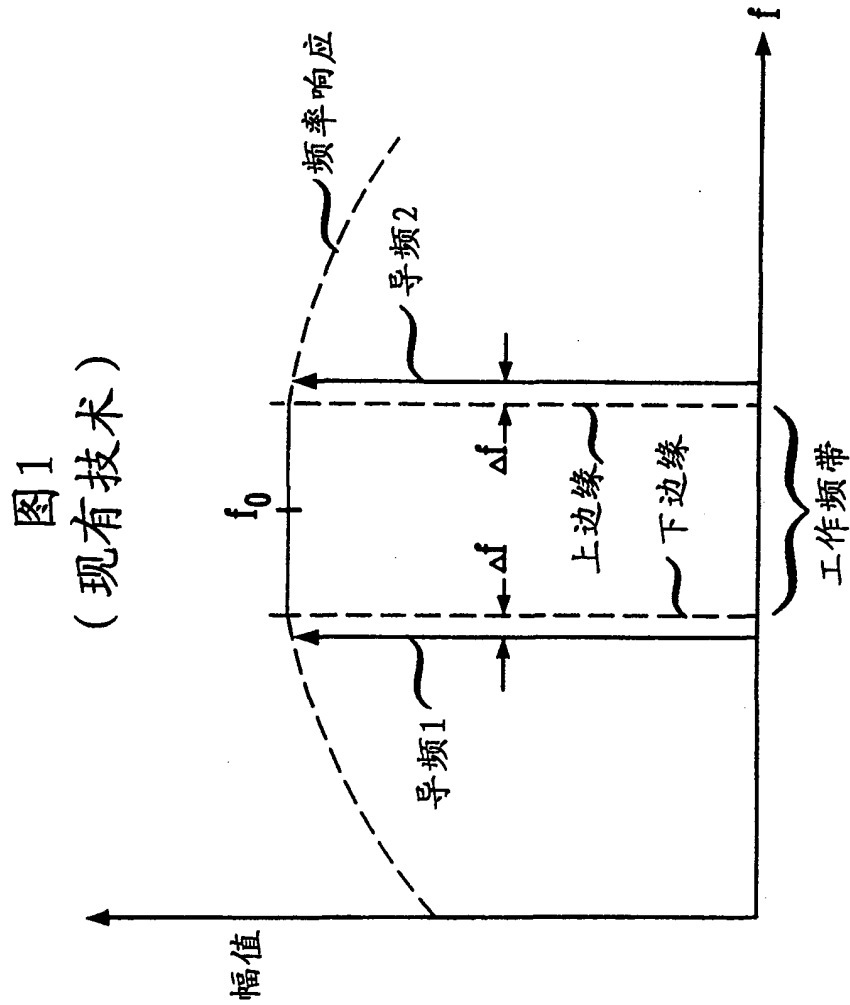
因此，自适应增益和/或相位控制系统适应调节分辨率以改进一个失真减小系统中的误差消除和/或收敛速率。在此过程中，增益和/或相位控制系统还可以提供一个增大的调节值动态范围。与实施例有关，增益和相位调节分辨率可以相互无关，例如相位调节可以基于与相位调节相应的误差信号，增益调节可以根据与增益调节相应的误差信号。

因此，增益或相位的调节分辨率可以独立确定。此外，与实施例有关，增益或相位调节分辨率和/或值可以被不同确定以用于增益和相位调节。在其它实施例中，为了进一步改进收敛速率，可以进行单个交互的增益和相位调节，由此在探测上次相位（或增益）调节的同时进行增益（或相位）调节，和/或当进行增益（或相位）调节时，在干涉相位（或增益）调节之前使用上次增益（或相位）调节的结果确定增益（或相位）调节，如与本申请同时申请，被转让给同一受让人，并且名称为“交互的增益和相位控制系统及方法”的美国专利申请系列号 No.XX/XXX,XXX 中所述，这里一并参考。

除了上述实施例，根据本发明的原理的省略和/或增加元件和/或使用所述系统的变型或部分的自适应增益和/或相位调节系统的其它配置也是可能的。例如，上述实施例被描述为用不同方式改变调节分辨率。用不同方法改变调节分辨率，例如通过在调节因子上增加而不是乘以一个适应因子或用其它方法调节一个适应阈值，或者通过增加一个调节因子、步距或乘数以得到一个调节值的其它实施例也是可能的。此外附加的输入，例如来自温度传感器的输出，输入功率探测器和/或放大器偏置探测器，可以用于调节调节分辨率或步距，例如使用查表及误差信号和附加的输入作为输入以提供某个调节分辨率或使用误差信号和/或附加的输入以确定如何确定调节值。

此外，自适应增益和/或相位控制系统的实施例被描述为与使用一个导频信号的某个前馈 RF 放大器装置一起使用，但是自适应增益和/或相位控制系统可以被用于改进其它放大器或电路装置中的混合信号。例如，通过匹配相位而不是减小或消除混合信号，相对增益和/或相位调节可以用于增加或建设性地混合混合信号的幅值。此外，控制系统被描述为使用误差信号的大小或误差历史适应调节分辨率，但是基于其它信息适应调节分辨率或基于误差信号或误差历史以及其它信息适应调节分辨率的其它实施例也是可能的。调节分辨率可以用各种方式改变。通常，通过改变误差信号与得到的调节值之间的关系或使用它们之间的非线性关系适应调节分辨率。

与应用有关，增益和/或相位电路可以位于前馈放大器装置中的不同位置和/或路径。例如增益和相位调节电路 20 可以位于耦合器 28 之前的路径 18 上；增益和相位调节器 42 可以位于耦合器 26 之后的路径 16 上；或者增益和相位调节电路 20 和 42 可以都位于任一位置。控制系统被描述为使用一个带模拟和数字转换的软件驱动处理电路，但是其它配置可以应用专用集成电路、软件驱动处理电路、固件或得益于本公开的一个普通的熟练的技术人员将理解的其它的分立元件的装置实现。已经描述的仅是本发明的原理的应用的示例。熟练的技术人员将很容易地意识到这些或者各种其它变型、装置和方法可以用于本发明，而不用严格遵循这里所示例和描述的示例应用，并且不会偏离本发明的精神和范围。



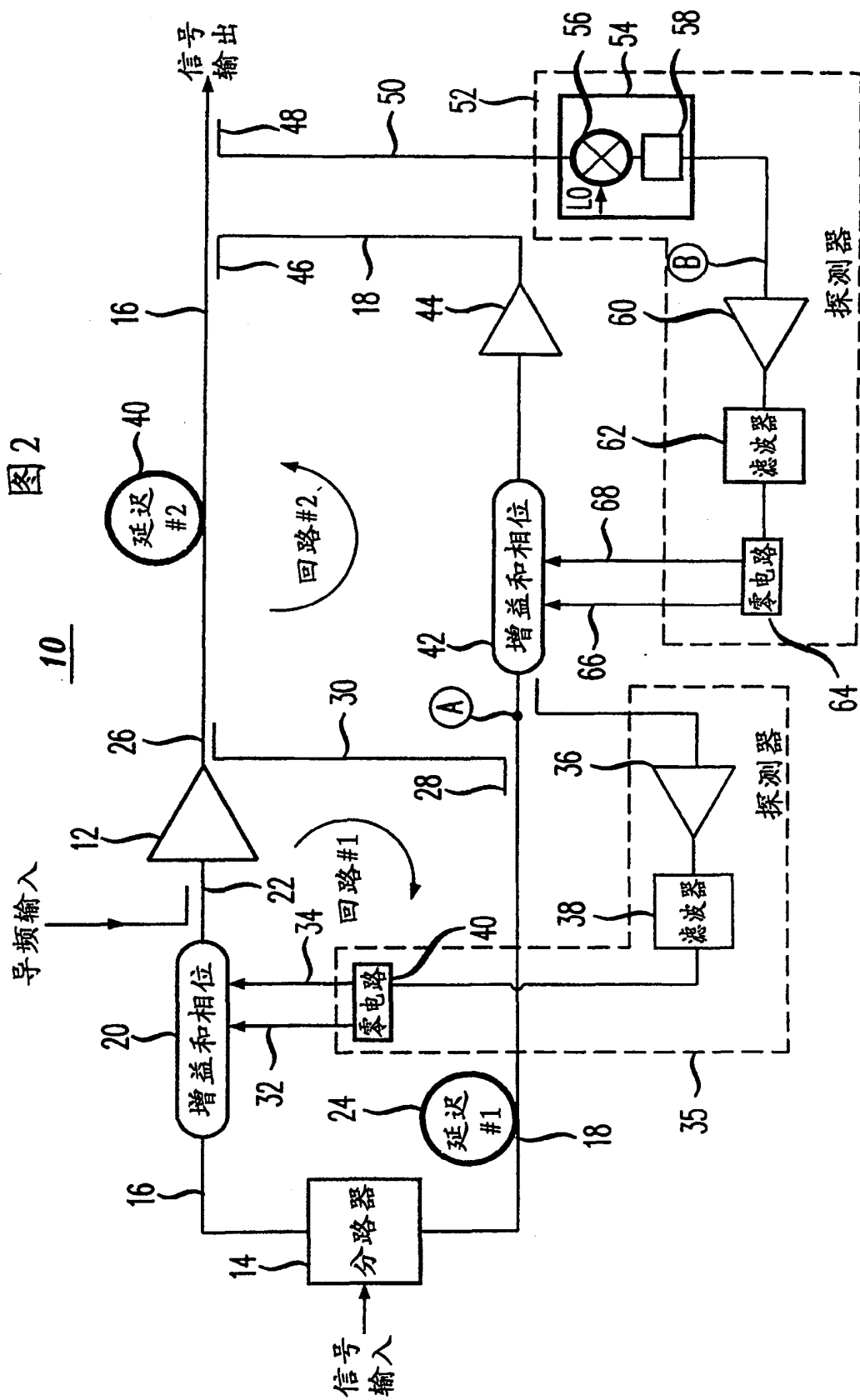


图3

RF功率放大器消除误差 (dB) 作为幅值和相位失配的函数

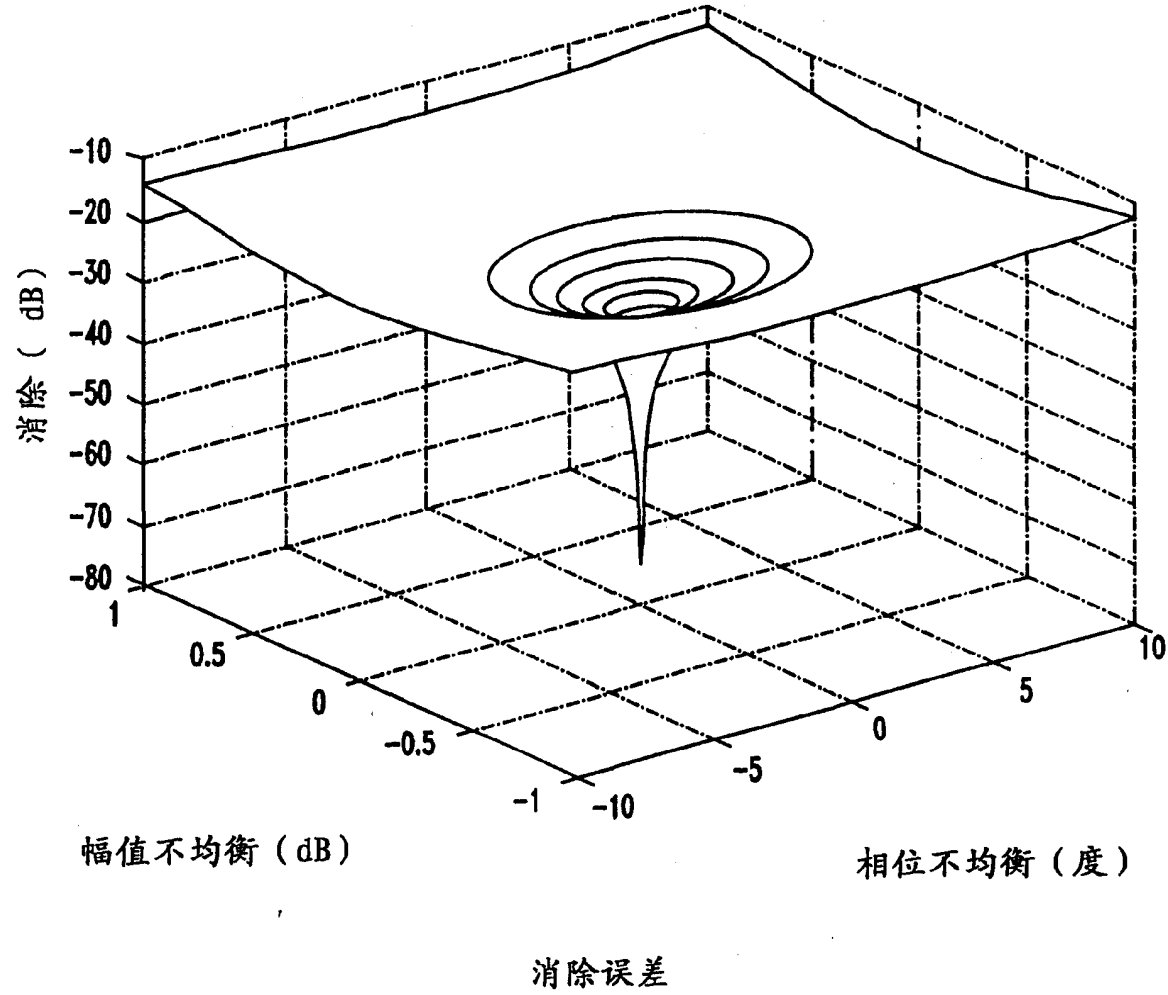
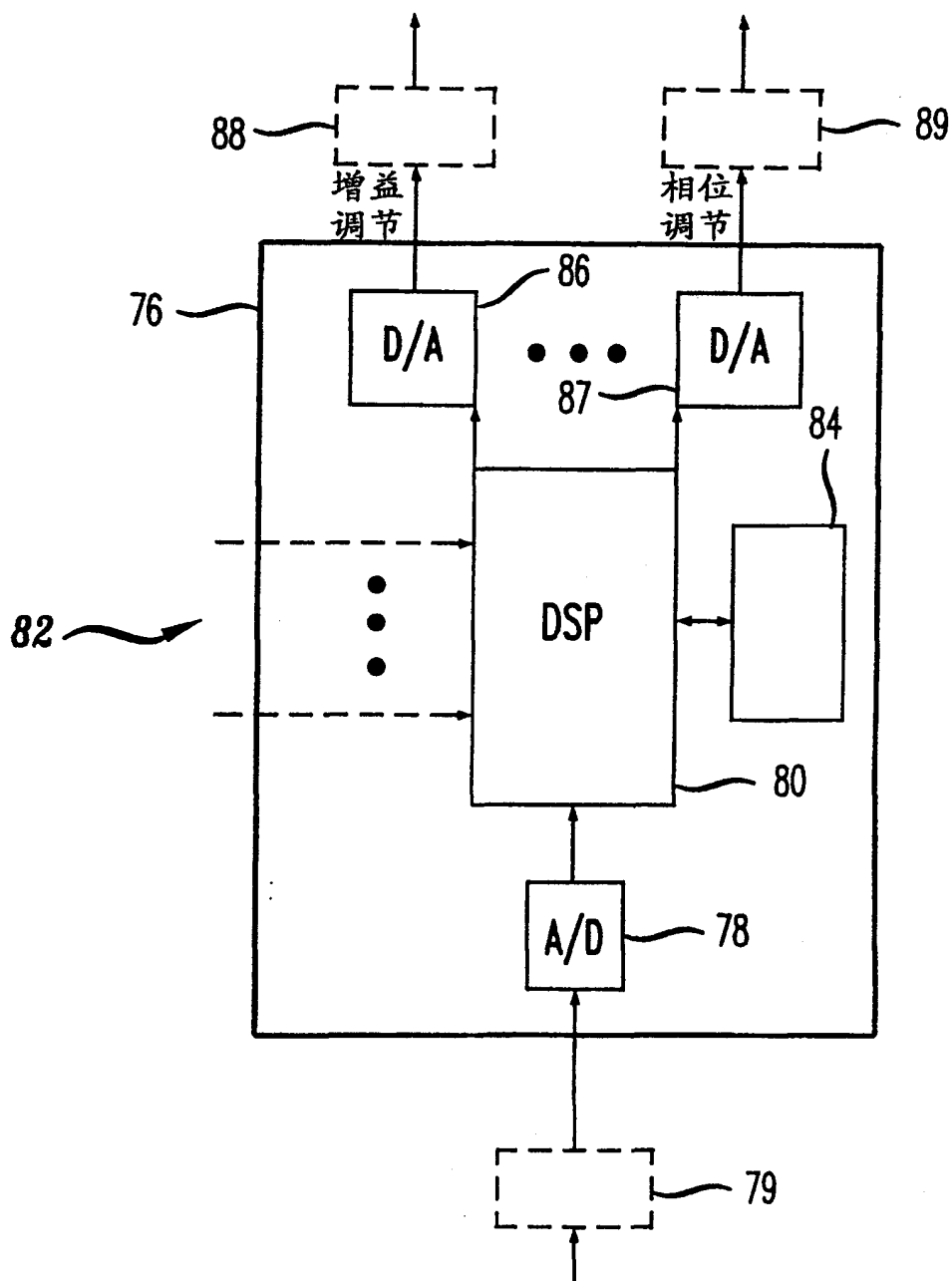


图 4



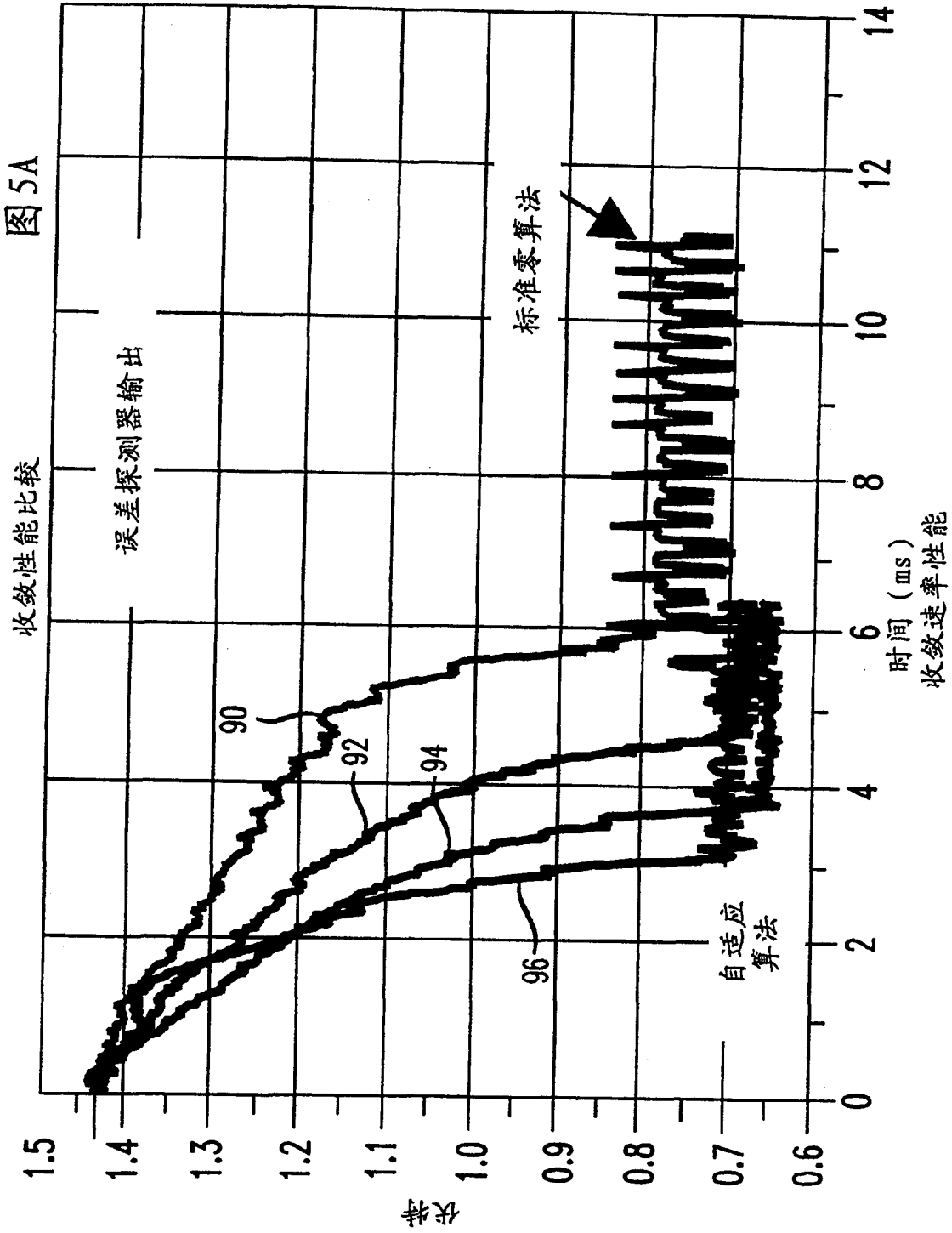


图 5B

