

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H03L 1/02

H03L 7/06 H03L 7/16

H03L 7/18



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 97192993.9

[45] 授权公告日 2004 年 8 月 11 日

[11] 授权公告号 CN 1161882C

[22] 申请日 1997. 1. 31 [21] 申请号 97192993. 9

[30] 优先权

[32] 1996. 4. 22 [33] US [31] 08/635,487

[86] 国际申请 PCT/US1997/001824 1997. 1. 31

[87] 国际公布 WO1997/040580 英 1997. 10. 30

[85] 进入国家阶段日期 1998. 9. 11

[71] 专利权人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯

[72] 发明人 史蒂文·F·吉利格

审查员 王 莉

[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

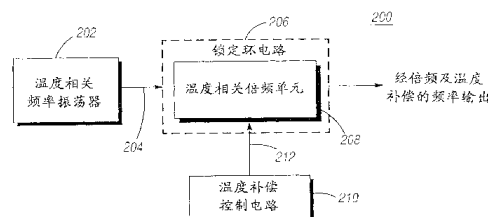
代理人 付建军

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 10 页

[54] 发明名称 具有温度补偿和倍频功能的频率合成器及其方法

[57] 摘要

一种具有温度补偿和倍频功能的频率合成器(200)。此合成器(200)具有一个未经温度补偿的频率振荡器(202)，联接一个包括至少一个温度补偿和倍频单元(208)的锁相环(206)。单元(208)最好是一个多模分频器。单元(208)由一个控制电路(210)编程，以作为温度和分数倍频因子的函数而变化。单元(208)亦可为频率振荡器(202)提供额定频率校正。频率振荡器(202)，并且最好是合成器(200)的所有单元都由单元(208)进行温度补偿以产生一个经过倍频和温度补偿的频率输出。



1.一种具有温度补偿及倍频功能的频率合成器，包括：

一个温度相关频率振荡器；

一个温度传感器；

一个锁定环路，它和一个与之相耦合的倍频单元相连，此倍频单元根据一个存储器的温度相关频率振荡器的温度训练数据被编程为作为温度相关频率振荡器的温度的函数和一个倍频因子的函数而变化，所述锁定环路包括一个相关检测器，该检测器与一个环路滤波器耦合，环路滤波器与一个压控振荡器耦合，压控振荡器的一个输出通过倍频单元耦合到检测器的第一输入，温度相关频率振荡器耦合到检测器的第二输入；

一个控制电路，包括上述存储器，其中存有温度相关频率振荡器的温度训练数据，还包括一个温度补偿控制器，其中温度传感器与温度补偿控制器相耦合，所述控制电路中的该温度补偿控制器耦合于并控制着该倍频单元；

一个连接在该控制电路的一个控制信号通路中的噪声整形数字调制器；

所述温度相关频率振荡器和倍频单元都与所述锁定环路耦合，从而提供一个所需的经温度补偿和倍频的输出频率。

2.权利要求1的频率合成器，其中所述倍频单元是一个分频器。

3.权利要求2的频率合成器，其中所述倍频单元连接在一个锁定环路的反馈通路或一个温度相关频率振荡器的信号通路的一个中。

4.权利要求3的频率合成器，其中锁定环路是一个相位锁定环路，并且进一步包括一个混频器和一个前馈通路，混频器与前馈通路及反馈通路耦合，以便提高相位锁定环路的频率分辨率，而其中倍频单元连接在振荡器的一个信号通路上。

5.一种在具有一个倍频单元的频率合成器中的锁定环路中进行温度补偿和倍频输出的方法，其中频率合成器与一个温度相关频率振荡器相耦合，包含下列步骤：

提供一个温度相关的频率振荡器的温度训练数据；
在温度相关频率振荡器的附近测量一个环境温度值；
寻找一个与环境温度值及倍频因子相应的预定温度相关控制信号；

以及

将此控制信号提供给一个倍频单元，以便获得所需经温度补偿和倍频的输出频率。

具有温度补偿和倍频功能的频率合成器及其方法

发明的领域

本发明一般涉及与压电频率振荡器共同使用于一种多通道无线通信的频率合成器，特别涉及一种带有温度补偿和倍频功能的频率合成器及其工作方法。

发明的背景

用于稳定频率无线通信的频率合成器，一般需要由带有温度补偿电路的晶体受控频率振荡器提供参考频率信号。这些补偿电路可能由模拟或数字器件构成，用来提供随温度变化相对平坦的频率输出。通常，提供一个电容元件以允许振荡器最终频率输出的精确校正。此电容元件通常或者是一种微调电容器的形式，或者是一种受控于外加直流电压的模拟变容二极管的形式。通过调整其电容量，使用者能够将振荡器调整到最终需要的频率。

熟悉现有技术的人应当知道，晶体受控频率振荡器的频率调整范围（调节能力）受到晶体及其电极的结构尺寸的限制。要增大调节能力必须使用增大了宽高比的晶体。但是，与没有更高调节能力要求的晶体相比，宽高比的增加导致晶体更易碎而且成本更高。此外，高调节能力晶体的长期稳定性由于其更加灵敏特性而削弱。

调节能力也可以通过使用具有较大调整范围的电容元件来增加。然而，这通常需要器件具有较大的结构尺寸。除了振荡器成本和尺寸的增加，元件的大小可能带来其它一些问题。具体地说，模拟变容管必然是很大的，不会象数字电路一样随集成电路的按比例缩小而缩小。另外，除了晶体的温度变化，这些电抗元件自身也随着温度变化，这种变化必须通过外加电压来控制，并且需与晶体的温度变化一起进行补偿一样。为了获得较好的变容二极管温度特性，需要提供较高的电压偏置。但是，这限制了低电压、单电源供电频率振荡器的使用。此外，振荡器的交流输出振幅也必须受到

控制以防止变容二级管导通。

在典型的频率合成器的应用当中，频率变换三或三次以上。首先，一个晶体受控频率振荡器具有温度补偿电路，用来提供随温度变化相对平坦的频率输出。其次，振荡器调节到一个需要的频率上。第三，经过校正的振荡器频率在锁相环（PLL）中倍频以产生无线通信设备中本地振荡器所需的较高频率。采用不含有附加合成单元的单一单元实现合成器的温度补偿将是有益的。

因此人们需要一种采用 PLL 频率合成器的温度补偿频率振荡器，它通过更加简单的线路实现更加精确、线性度更高而且更具可重复性的温度补偿；不需要可调电抗元件来将振荡器调整到所需的频率，因而，允许使用更小、更便宜的元件；提供一种温度相关的倍频单元，从而可以实现频率合成器中晶体振荡器和其它电路元件的温度补偿。此外，希望提供一种供成本、小尺寸、低漏电、高增益的振荡器和 PLL，允许晶体振荡器的温度补偿控制、调整、以及 PLL 倍频，而不发生任何有害的寄生频率响应。

本发明提供了一种具有温度补偿及倍频功能的频率合成器，包括：一个温度相关频率振荡器；一个温度传感器；一个锁定环路，它和一个与之相耦合的倍频单元相连，此倍频单元根据一个存储器的温度相关频率振荡器的温度训练数据被编程为作为温度相关频率振荡器的温度的函数和一个倍频因子的函数而变化，所述锁定环路包括一个相关检测器，该检测器与一个环路滤波器耦合，环路滤波器与一个压控振荡器耦合，压控振荡器的一个输出通过倍频单元耦合到检测器的第一输入，温度相关频率振荡器耦合到检测器的第二输入；一个控制电路，包括上述存储器，其中有温度相关频率振荡器的温度训练数据，还包括一个温度补偿控制器，其中温度传感器与温度补偿控制器相耦合，所述控制电路中的该温度补偿控制器耦合于并控制着该倍频单元；一个连接在该控制电路的一个控制信号通路中的噪声整形数字调制器；所述温度相关频率振荡器和倍频单元都与所述锁定环路耦合，从而提供一个所需的经温度补偿和倍频的输出频率。

本发明还提供了一种在具有一个倍频单元的频率合成器中的锁定环路中进行温度补偿和倍频输出的方法，其中频率合成器与一个温度相关频率

振荡器相耦合，包含下列步骤：提供一个温度相关的频率振荡器的温度训练数据的存储器；在温度相关频率振荡器的附近测量一个环境温度值；寻找一个与环境温度值及倍频因子相应的预定温度相关控制信号；以及将此控制信号提供给一个倍频单元，以便获得所需经温度补偿和倍频的输出频率。

附图的简要描述

图 1 是一个现有技术的电路框图，它为温度不相关倍频器提供温度补偿参考频率信号；

图 2 是一个现有技术的电路框图，它提供脉冲扣除电路，对随后用于温度不相关 PLL 的温度相关频率信号进行温度补偿；

图 3 是一个现有技术的电路框图，它利用一个直接数字合成器，对随后用于温度不相关 PLL 的温度相关频率信号进行温度补偿；

图 4 是一个现有技术的电路框图，它为一个 PLL 中的直接数字合成 (DDS) 累加器提供一个温度补偿信号，以针对于温度相关频率振荡器作出修正；

图 5 是一个基于本发明的电路框图，提供一种与一个锁定环路相耦合的温度相关单元，用以对一个来自温度相关频率振荡器的信号进行温度补偿，并将一个温度相关倍频因子提供给锁定环路；

图 6 基于本发明，是图 5 的一个实施方式，其中，锁定环路是一个 PLL，而温度相关倍频单元是一个加载噪声整形数字调制器信号的多模分频器。

图 7 是一个基于本发明的电路框图，提供一种 PLL 内部的多模分频器，以对一个温度相关的频率振荡信号进行温度补偿，该信号用于一个 PLL，提供一个温度相关倍频因子；

图 8 基于本发明，是图 7 电路的一个参考实施方式，其中，一个附加的混频器用于提升 PLL 的分辨率；

图 9 是一个基于本发明的电路框图，提供一种多模分频器及控制电路，以产生一个温度相关频率信号，该信号在 VCO 输出处混入 PLL 回路，提供一个温度相关的倍频因子

图 10 是一种方法流程图，该方法通过使用一个温度相关 PLL 单元提供一个经过倍频和温度补偿的频率输出。

参考实施方式的详细说明

图 1 所示，一种现有技术的频率源 10 提供一个经过倍频和温度补偿的频率输出 12。在此装置中，一个温度补偿频率振荡器 14 与一个提供所需频率输出 12 的温度不相关倍频器相耦合。

频率振荡器 14 包括一个晶体振荡器 18、至少一个通常是变容二极管的频率调节元件 20、一个温度补偿控制器 22、一个温度传感器 24 以及一个存储器 26。存储器 26 包含一个预编程的晶体温度补偿值查询表，表中的数值与由温度传感器 24 提供的预定温度变化电压信号相一致。通常，传感器 24 放置于晶体的附近以减少可能由于跨越频率振荡器 14 的温度梯度而产生的差错。传感器 24 将一个温度指示信号 28 提供给控制器 22，并指引控制器 22 在存储器 26 中查询与传感器信号相一致的晶体补偿值。而后，控制器 22 将相应的调整电压信号传送到调节元件 20 以改变其电容量。调节元件 20 与晶体振荡器电路相耦合，因而电容量的变化将引起频率振荡器 14 的频率输出 32 的相应变化。通过这种方式，频率振荡器 14 提供一个相当稳定的温度补偿频率输出 32 以耦合于倍频器 16。频率振荡器 14 也可能包括一个外加直流电压调节信号（未示出）以允许将频率振荡 14 调整至一个特定的输出频率 32。

倍频器 16 通常是一个包括锁相环（PLL）的频率合成器。基于诸如分数分解或希格玛-德耳塔（ $\Sigma - \Delta$ ）变换等方法的频率合成器，是所知的

在技术上实现温度无关频率倍增大于一的器件。同样，分频器是所知的在技术上实现温度无关频率倍增小于一的器件。通常，倍频器 16 从频率振荡器 14 获得温度补偿频率输出 32 并输出另一个倍增的，一般是较高的，频率 12 用做无线通信设备的一种本地振荡源。

这种现有技术的频率源 10 缺点是，倍频调整发生在电路中，每种调整都需要其自身的特定附加线路。频率振荡器 14 要求调节元件 20 提供晶体的温度补偿，而频率源 10 要求倍频器 16 传送输出频率 12。调节元件 20 通常包括一些大的非线性模拟变容二极管，它们需要一种对于容性负载变化更敏感的特殊晶体设计。而且，更敏感的晶体设计还使得晶体对于温度变化和老化更加敏感。另外，频率源中其它部分的温度变化也没有得到补偿。

图 2 所示，另一种现有技术的频率源 50，应用一个允许频率随温度变化的频率振荡器 52。在此频率源 50 中，振荡器输出 54 是温度相关的，却在随后由一个脉冲扣除电路 56 补偿，以在将输出 54 连接到一个 PLL 58 之前为其提供温度校正。PLL 58 包括一个第一分频器 60、一个第二分频器 62、一个鉴相器 64、一个低通环路滤波器 66，以及一个压控振荡器（VCO）68。而且，该频率源包括一个用来控制脉冲扣除电路 56 的温度补偿控制电路 72。

频率振荡器 52 的输出 54 是一个随温度变化的方波脉冲序列，通过脉冲扣除电路 56 耦合到 PLL 58。控制电路 72 控制脉冲扣除电路 56 从脉冲序列中扣除脉冲，以依据频率振荡器 52 的温度变化降低频率。通过这种方式，一个相当稳定的温度补偿频率输出 76 耦合到 PLL 58。

脉冲扣除电路的输出 76 经第一分频器 60 分频并作为参考信号输入到鉴相器 64。输出所需频率的 VCO 68 的一个输出经第二分频器 62 分频并输入到鉴相器 64。鉴相器 64 通过环路滤波器 66 输出一个相位差信号 78 到 VCO 68 的一个控制端 80。环路滤波器 66 减少由于丢失脉冲序列中的脉冲而在鉴相器 64 中产生的开关暂态（switching transients）。

这种现有技术的频率源 50 缺点是，脉冲扣除强制鉴相器 64 在脉冲丢失的任一期间都产生一个到 VCO 68 的长相差信号 78。这种长和短相差信号 78 之间的切换在 VCO 68 中产生边带信号，可能引起无线通信收发机在

错误的频率上接收或发送。这就必须使用一个频率非常低的低通环路滤波器 66，它需要大的滤波器元件并导致慢的锁定时间。例如，对 15MHz 参考信号的 1 ppm 修正需要从脉冲序列中扣除 15 个脉冲/秒，导致一个 15Hz 相差信号 78 加于环路滤波器 66。环路滤波器 66 需要抑制 15Hz 相差信号 78 起作用。一个 15Hz 滤波器通常需要很大的元件，这是一个缺点。

图 3 所示，另一种现有技术的频率源 100，有与图 2 的频率源非常近似的线路，但是采用一个直接数字合成器 (DDS) 102 代替图 2 的脉冲扣除电路。DDS 102 由来自温度相关频率振荡器 104 的信号定时，一个微控制器 106 完成温度补偿位修正，而 DDS 后 102 中的一个 D-A 转换器将修正值转换为一个温度补偿频率输出 110。此频率源 100 的优点是产生一个规则的脉冲序列而减少了边带信号，但付出了 D-A 转换器中大漏电流的代价。而且，此频率源 100 有需要在电路中附加倍频单元 112 以获得所需倍频输出的缺点，而频率源中其它部分的温度变化也没有得到补偿。

图 4 所示，另一种现有技术的频率源 150，应用一个 DDS 累加器 152 提供频率振荡器 156 的温度补偿，以得到高的频率分辨率。此频率源 150 的缺点是累加器 152 的一个输出 154 的恶劣寄生效应，这是由于使用单一累加器，它从一个累加寄存器的高位得到输出。应当认识到累加器在技术上是为人熟知的。此方法需要有效的滤波，与图 2 脉冲扣除电路 56 所需相似。

图 5 示出了一个根据本发明的频率合成器 200 的一般实现。一个来自未补偿的温度相关参考频率振荡器 202 的信号 204 输入到一个包含一个温度相关倍频单元 208 的锁定环电路 206。锁定环电路 206 可能是一个相位锁定环路、一个频率锁定环路或一个延迟锁定环路。锁定环路 206 包括一个相关检测尤其是，一个相位锁定环电路可能包括一个鉴相器、一个频率锁定环路可能包括一个鉴频器或一个延迟锁定环路可能包括一个鉴延迟器。在一个实施方式中，锁定环电路 206 是一个相位锁定环，而单元 208 是一个多模分频器，最好由一个噪声整形数字调制器校正，以容许频率的小数分割，得到比整数分频器更好的分辨率。

在一个优选实施方式中，单元 208 是一个模二分频器，并且随温度变化，以对频率振荡器 202 温度补偿。这是由一个温度补偿控制电路 210 实

现的，它把一个温度相关控制信号 212 送入单元 208。使用单元 208 不仅是为了温度补偿频率振荡器 202，也是为了倍增振荡器频率并提供频率综合。单元 208 也可用来温度补偿频率合成器电路 200 的所有元件。这比对温度相关单元独立进行温度补偿的现有技术优越。使用单一温度补偿单元 208 给现有技术的合成器以很大的简化，也符合低成本和低漏电的要求。

本发明还带来另一方面的好处，频率振荡器不再需要具有特别敏感性的晶体。这是因为晶体振荡器无须宽调整范围以调整到额定频率。此频率调整功能现在可以与单元 208 的倍频功能一起完成。因此，可以使用更不敏感和更耐用的晶体，以降低成本。而且，更不敏感的晶体具有较好的长期稳定性（老化）。另外，不再需要诸如变容二极管的大调谐阻抗元件，就能将振荡器调整到所需频率。

图 6 所示，一个本发明的实施方式，包括一个温度相关的频率振荡器 202、一个锁定环电路 206（如 PLL 所示）、一个噪声整形数字调制器 214、以及一个温度补偿控制电路 210。锁定环电路 206 包括一个鉴相器 216，它的一个输出耦合到一个环路滤波器 218，218 的一个输出耦合到一个压控振荡器 220，220 的一个输出耦合到一个多模分频器 222，再通过锁定环电路 206 的反馈通路 240 接鉴相器 216 的第一输入。频率振荡器 202 通过一个信号通路 242 将一个频率加到鉴相器 216 的第二输入。最好是，振荡器通过一个改善了频率输出 238 选择适应性的温度无关第二分频器 224，给出一个信号。控制电路 210 包括一个温度传感器 226 和一个连接到温度补偿控制器 228 的存储器 230，为控制分频器 222，控制电路 210 的控制器 228 连接到分频器 222。

温度补偿控制电路 210 监测来自所接温度传感器 226 的温度信号 232，并利用温度信号 232 在所接存储器 230 中查询相应值。存储器 230 存储着由先前合成器温度训练预定的数值。计算这些数值以补偿由于合成器电路元件遇到温度变化而产生的输出频率误差。温度补偿过程可利用一个查询表，两者的计算或组合很好的相等，以决定适当的温度补偿数值。由于传感器 226 指示环境温度的变化，存储器 230 为温度补偿控制器 228 提供适当的相应补偿数值。控制器 228 产生一个适当的温度相关调制控制信号 212，与所需的一个 PLL 倍频因子一同送到分频器 222。在一个优选

实施方式中，控制信号 212 通过一个噪声整形数字调制器 214 起作用，以便将一个降噪温度相关分频器模数控制信号用于分频器 222，从而得到一个经倍频和温度补偿的频率合成器输出。

这不同于（如图 1 所示的）现有技术，那里诸如参考频率振荡器的分立合成器单元是分别进行温度补偿的。而且，就现有技术振荡器而言，使用频率调节元件提供的温度补偿并不包括所有的合成器单元。本发明具有无须使用附加单元就可以在一个单一温度补偿单元内提供所有温度补偿和倍频功能。

在一个优选实施方式中，一个噪声整形数字调制器 214 连接在从控制器 228 到多模分频器 222 的控制信号通路 212 上，来控制分频器 222，以便 PLL 能够在减少寄生频率的同时完成高质量的频率分辨。温度补偿控制电路 210 使得噪声整形数字调制器 214 的输出与温度相关。调制器 214 在一个特定的时段，增大或减小多模分频器 222 的模数，以便得到一个平均分数模。应当认识到，较快的开关提供较好的平均模数。此外，调制器 214 通过温度相关分频器模数控制器 236 将多模分频器 222 的倍频因子作为一个温度的函数加以改变，以便获得一个倍频及温度补偿的合成器频率输出 238。

噪声整形数字调制器 214 可以多种方式实现。现有技术中已知的数字调制器的实现方式是分数分解和希格玛-德耳塔变换，两者都能提供其输出的充分的噪声整形。一个一位输出的希格玛-德耳塔变换器就可达到分频器的良好分辨率，因而达到合成器频率输出的良好分辨率。这些变换器适用于通过以下列方式改变分频器模数来产生一个平均分频器模数：当分频器模数改变时整形所产生的噪声，并从分频器额定输出频率将噪声转换出来。

图 7 所示，一个图 6 合成器的替代实施方式，其中温度相关多模分频器 222 置于振荡器 202 的信号通路 242 上，并且温度无关分频器 224 置于锁定环电路 206 的反馈通路 240 上，206 最好是一个 PLL。应当认识到，合成器中任意或所有的分频器可以用一个温度相关信号来控制，但是，除非系统的性能要求需要附加的复杂性，这将是多余、低效和不经济的。

图 8 所示，一个图 7 合成器的替代实施方式，其中一个混频器 244 连

接在反馈通路 240 上，并耦合到来自振荡器信号通路 242 的前馈通路。附加混频器 244 是为了提高锁定环电路 206 的分辨率。

图 9 所示，另一个本发明的实施方式，其中一个第三温度无关分频器 246 连接在一条来自振荡器 242 的前馈通路上，并且一个温度无关分频器 224 置于锁定环电路 206 的反馈通路 240 上，206 最好是一个 PLL。一个混频器 248 连接在反馈通路 240 上，并通过一个多模分频器 222 耦合到信号通路 242。应当认识到，许多其它的环路结构也可能应用温度相关多模分频器 222。例如，依分辨率和复杂性的不同需要，反馈通路、振荡器信号通路及前馈通路中的每一中，合成器都可以有不止一个。另外，多种独立的锁定环电路可以用一个控制电路并行控制，独立的锁定环信号由一个混频器合并，以提供改善的分辨率。这些通路的任一或全部加上一个温度相关多模分频器可以控制温度补偿和倍频这两方面。

图 10 所示，一个根据本发明的方法 300 的流程图，该方法通过使用一个温度相关倍频单元，提供一个经过倍频和温度补偿的频率输出。此方法 300 包括一个第一步骤 302：在一个作为频率振荡器温度和倍频因子的函数而发生变化的锁定环路中，提供一个温度相关频率振荡器和至少一个倍频单元。在一个优选实施方式中，提供倍频单元是一个多模分频器，而锁定环电路是一个相位锁定环。

第二步骤 304 包括测量一个振荡器附近的环境温度，并产生一个环境温度值。第三步骤 306 包括在一个查询表中寻找一个与环境温度值及所需频率的倍频因子相应的预定温度相关控制信号。做为一种选择，步骤 306 可包括计算温度相关控制信号或寻找和计算控制信号的合并。最后的步骤 308 包括将控制信号用于至少一个倍频单元，以便从合成器中获得所需经温度补偿和倍频的输出频率。

温度补偿方案往往要选择是否对温度相关频率振荡器的老化做修正。一个线性步长的补偿对老化的修正是可取的，因为温度补偿的训练在老化之前进行。如果温度补偿方案步长是非线性的，老化的补偿就不可能线性地叠加到温度补偿上。这种情形需要使用非线性外推电路以正确地补偿老化。在本发明中使用噪声整形数字调制器提供附加的线性度，这对使用老化补偿是有益的。在本发明中使用噪声整形数字调制器的线性的优点，可

以通过例子看出，参考图 8 的发明。首先，使模分频器 222 不受噪声整形数字调制器的控制。这意味着 N 是在一个给定温度上的固定的整数值。令 F_{out} 为经倍频和温度补偿的输出频率， F_{osc} 为温度相关频率振荡器的频率。对于 $M=1$ 的第二分频器 224：

$$F_{out} = F_{osc} \left(1 + \frac{1}{N} \right)$$

经倍频和温度补偿的输出频率， F_{out} 关于 N 的导数是：

$$\frac{\partial F_{out}}{\partial N} = \frac{\partial}{\partial N} \left(F_{osc} \left(1 + \frac{1}{N} \right) \right) = \frac{-F_{osc}}{N^2}$$

归一化到 F_{osc} 时，此式变为：

$$\frac{(\partial F_{out}/\partial N)}{F_{osc}} = \frac{-1}{N^2}$$

本例允许的最小频率变化发生在整数 N 的变化量为 1 时。这代表了 F_{out} 处的最小可能频率分辨率。为了在 F_{out} 点 N 只变化一步就能将频率改变 0.1ppm， N 必须是大约 3200，如下：

$$\text{因为 } \left| \frac{\partial F_{out}/\partial N}{F_{osc}} \right| = \frac{1}{N^2} = 10^{-7}, \text{ 所以 } N \approx 3162$$

为将频率改变 50ppm， N 的变化范围是从大约 2730 到大约 3756，如下：

$$\frac{\Delta F_{out}}{F_{osc}} = \left(\frac{1}{3162} - \frac{1}{2730} \right) \approx -50 \times 10^{-6}$$

$$\frac{\Delta F_{out}}{F_{osc}} = \left(\frac{1}{3162} - \frac{1}{3756} \right) \approx +50 \times 10^{-6}$$

但是， N 每变化一个步长，频率变化在各自的限度内变化。当 $N=2730$ ，每步的频率变化是：

$$\frac{\Delta F_{out}}{F_{osc}} = \left(\frac{1}{2730} - \frac{1}{2731} \right) = 1.34 \times 10^{-7}$$

相当于 0.134ppm 的分辨率。在额定的 $N=3162$ 时，分辨率是 0.100ppm，而当 $N=3756$ ，分辨率是 0.071ppm。因此，使用一个标称 0.1ppm 频率分辨率的整数分频器导致大约 $\pm 30\%$ 的微分非线性。

试图用 $N=3162$ 时的给定频率分辨率，0.1ppm，调整频率 ± 50 ppm，将产生严重误差。例如，在一个线性系统， ± 500 步 (± 50 ppm/0.100 ppm/

步) 将需要完成 ± 50 ppm 的频率调整。但是, 由于频率分辨率的非线性, 导致下面的频率变化:

$$\frac{\Delta F_{\text{out}}}{F_{\text{osc}}} = \left(\frac{1}{3662} - \frac{1}{3162} \right) = -43.2 \text{ ppm}$$

$$\frac{\Delta F_{\text{out}}}{F_{\text{osc}}} = \left(\frac{1}{2662} - \frac{1}{3162} \right) \approx +59.4 \text{ ppm}$$

N 的 500 等步长的积分非线性, 上升和下降两者, 是 -6.8 ppm 和 +9.4 ppm。在所需的 ± 50 ppm 范围的限制内, 这分别相当于 -14% 和 +19% 的误差。对于图 8 的发明, 当多模分频器中只使用整数步长时, 如需要优于 ± 10 ppm 的精确度, 老化补偿使用简单的线性相加基本上是不行的。

本发明通过使用由噪声整形数字调制器控制的多模分频器 (图 8 所示 222) 提供改进的线性补偿功能, 从而降低了老化补偿的复杂性。用于本发明的噪声整形数字调制器提供一种控制多模分频器的途径, 以便它能够有效地提供一个分数的而非整数的除数, 例如 N 加上一个分数。数字调制器通过控制多模分频器在一个指定的时间间隔内除以多于一个的数值来做到这一点。在此指定的时间间隔内有效的除数是多于一个除数的一个加权平均。例如, 如果多模分频器受控在时间间隔的 99% 除以 N, 而在时间间隔的 1% 除以 N+1, 则分频器的有效除数是 $(N+1/100)$ 。此技术允许用小 N 值得到较高分辨率。

噪声整形数字调制器的输出频率有一个基频以及基频附近的噪声边带。数字调制器中的噪声整形是这样一项技术, 数字调制器的过采样输出使它的噪声在除掉基频的频率范围内整形。这导致了具有改善的噪声边带和一个较纯净的合成输出频率的发明。与只对多模分频器使用整数值的可能相比, 本发明中噪声整形数字调制器的应用, 通过提供一个基本线性的温度补偿工作过程, 减小了老化补偿的复杂性。为与前面唯整数工作过程相比较, 基本线性工作过程描述如下。

在一个优选实施方式中, 本发明, 以图 8 所示为例, 为了满足同样的 0.1 ppm 步长需要及 ± 50 ppm 范围, 使用一个数值 $N=100/101$ 的模二分频器连同一个大为 Num/Den (分子/分母) 分数-N 步长。尤其推荐, 分数

分解噪声整形调制器连接在模二分频器的控制信号通路上。噪声整形调制器用长度 Den=1000 的累加器，而 Num 从 0 到 1000 变化。参考图 8；

$$F_{out} = F_{osc} \left(1 + \frac{1}{(N + (Num/Den))} \right)$$

所得的由温度补偿输出频率 Fout 的变化相对 Num 变化引起的模二分频器有效 N 的微小变化是：

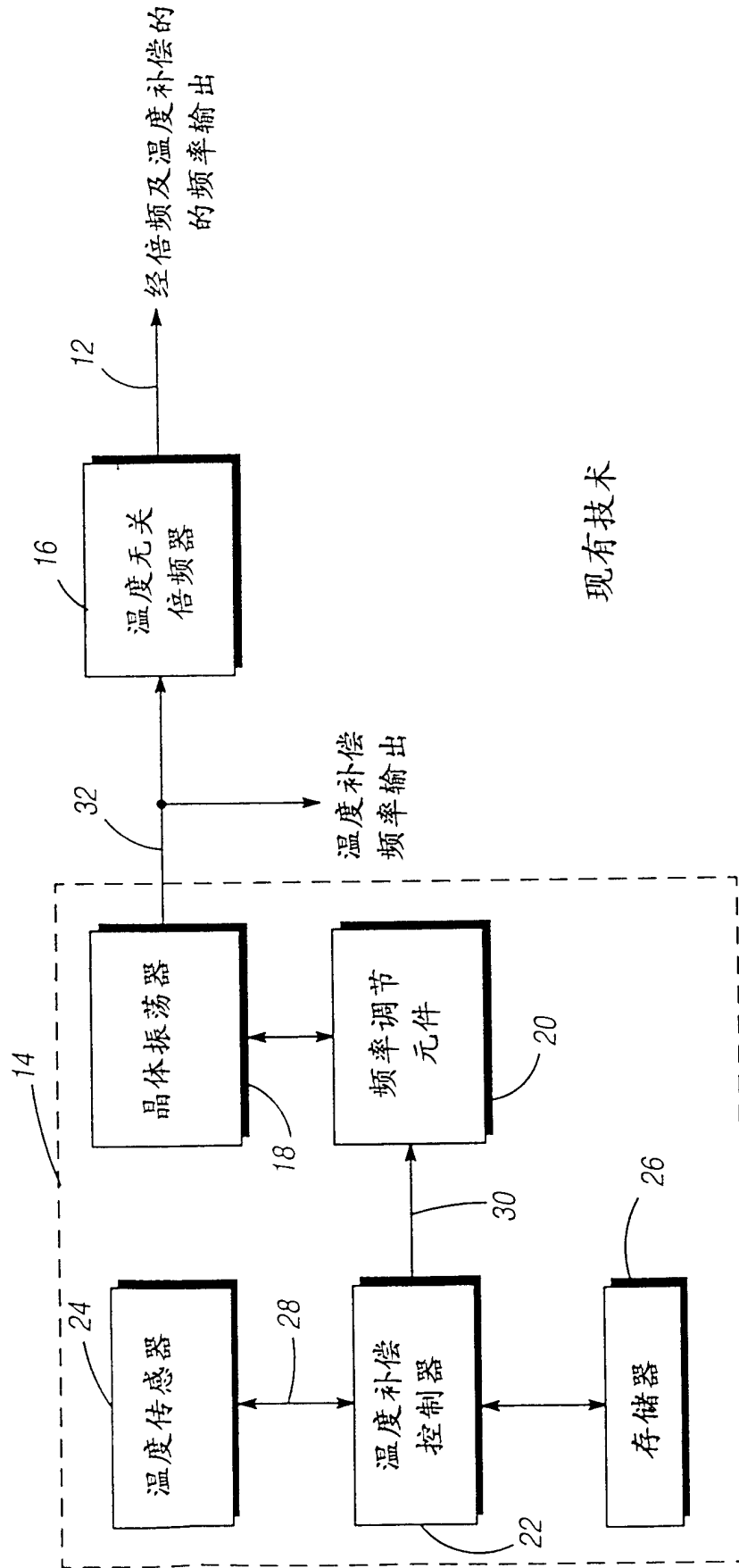
$$\frac{\partial F_{out}/\partial N}{F_{osc}} = \frac{1}{Den} \left(\frac{-1}{(N + (Num/Den))^2} \right)$$

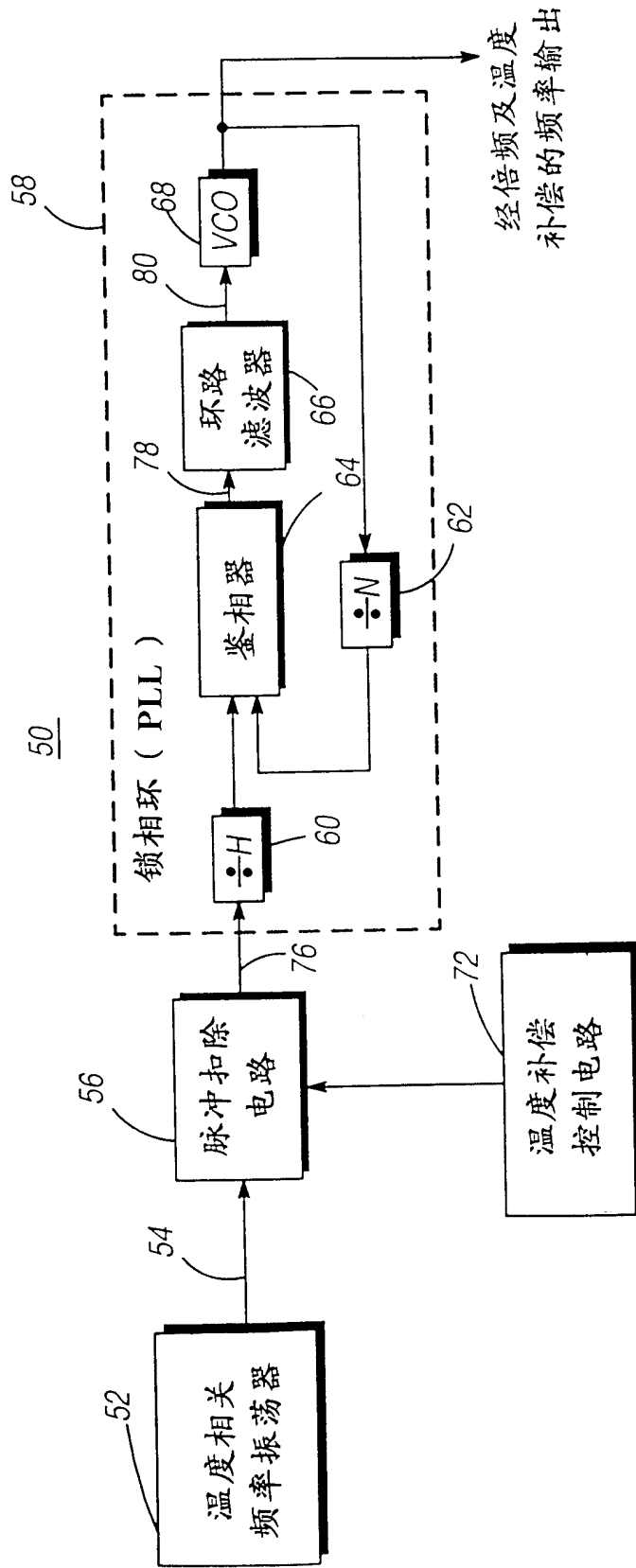
模二分频器的最小可能分辨率在分子步长为 1 时。额定的 Num/Den=500/1000 时分辨率是 0.099ppm，而 Num/Den=1000/1000 时分辨率是 0.098ppm，Num/Den=0/1000 时分辨率是 0.100ppm。本例中，由噪声整形调制器控制的模二分频器给出了一个令人吃惊的结果，大约 $\pm 1\%$ 的微分非线性，这在由使用固定整数 N 而得到的大约 $\pm 30\%$ 的微分非线性之上大大地改进了。另外，本发明的积分非线性是意想不到的大约 0.5%，这将使在想要的 ± 50 ppm 范围的极限处的误差减小至大约 0.25 ppm。因此，当精确度要求好于 0.5 ppm 时，模二分频器具有使老化补偿可以使用简单的线性加的优点。

尽管已经展示和描述了本发明的多种实施方式，可以理解，除了可以重新排列和组合前面的实施方式外，精通技术的人还可做出许多修改和代换，而不脱离本发明的创新精神和范围。

图1

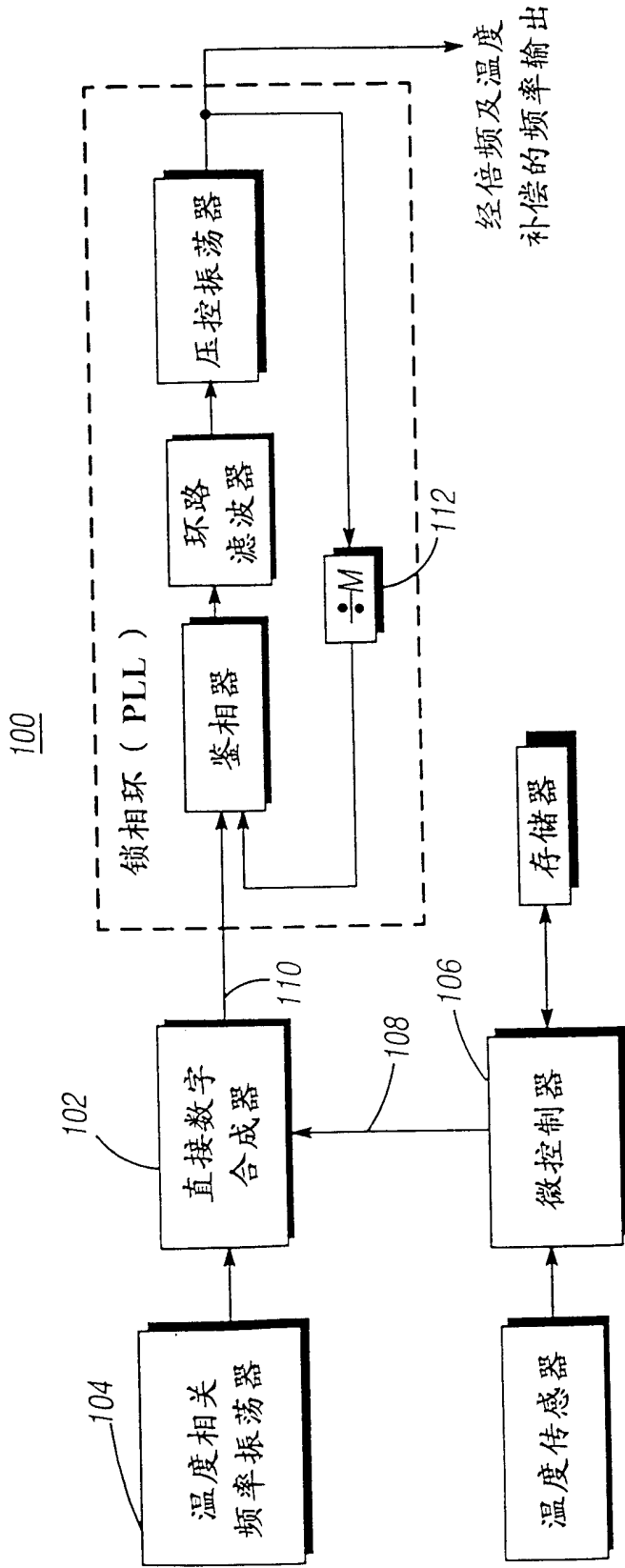
10





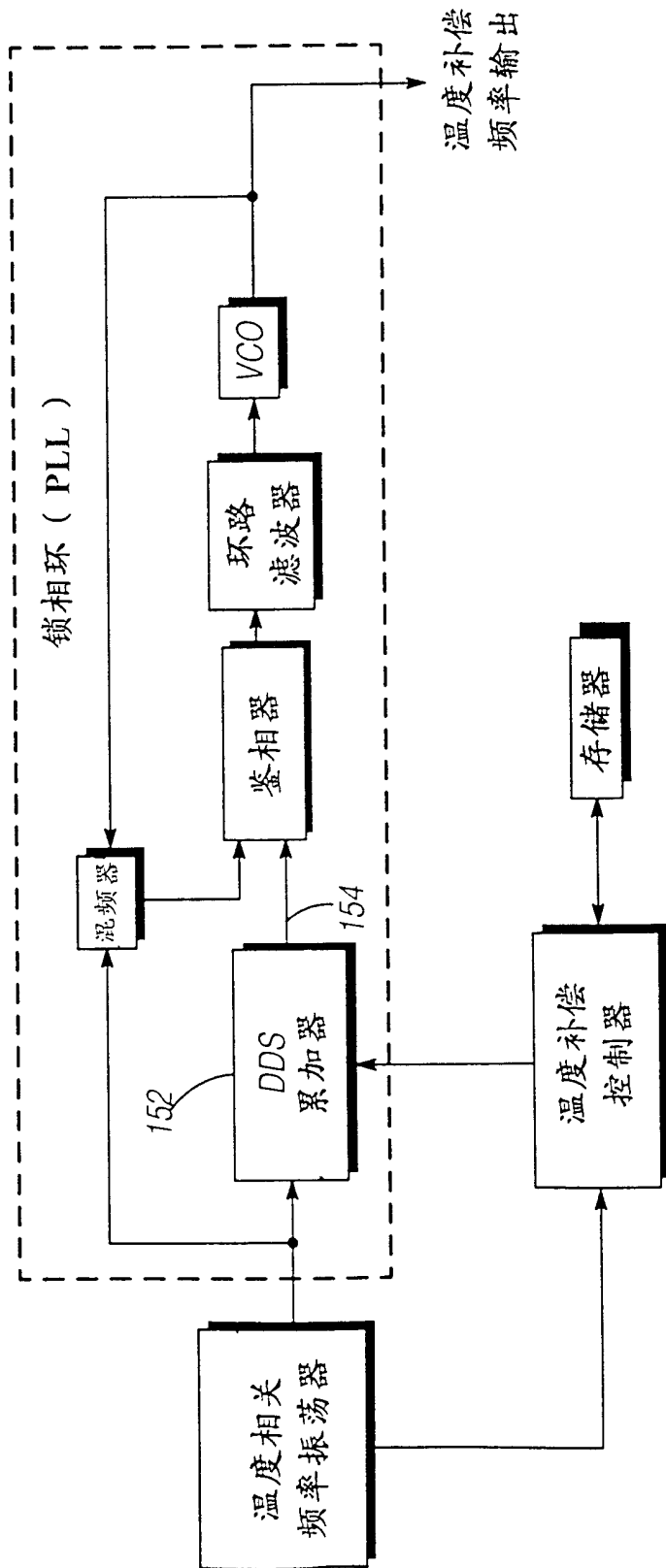
现有技术

图 2



现有技术

图3



现有技术

150

图4

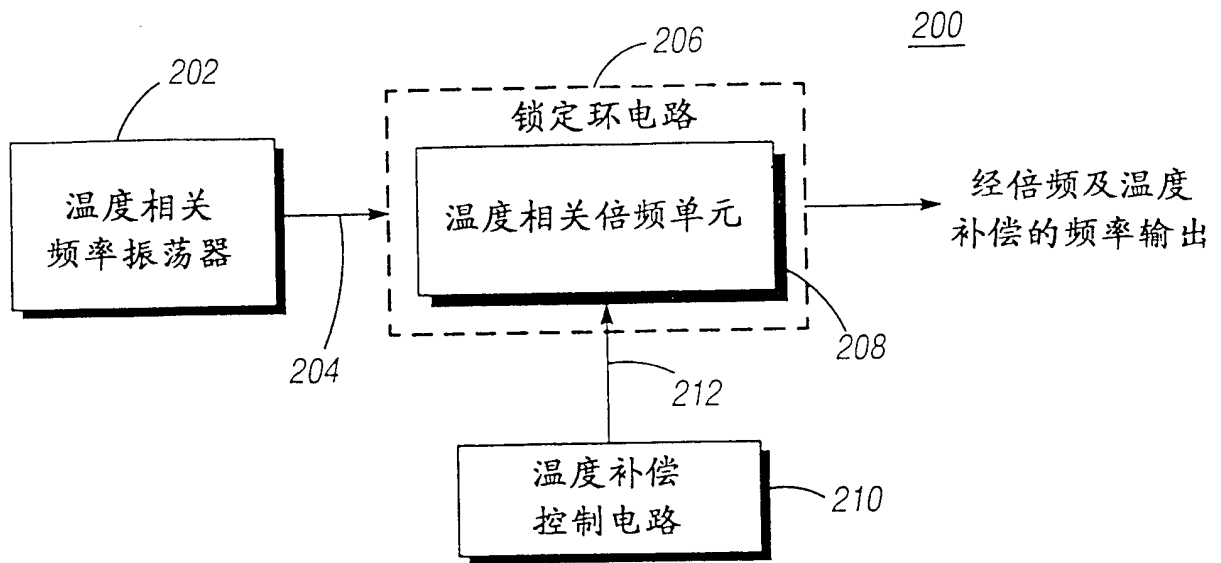


图 5

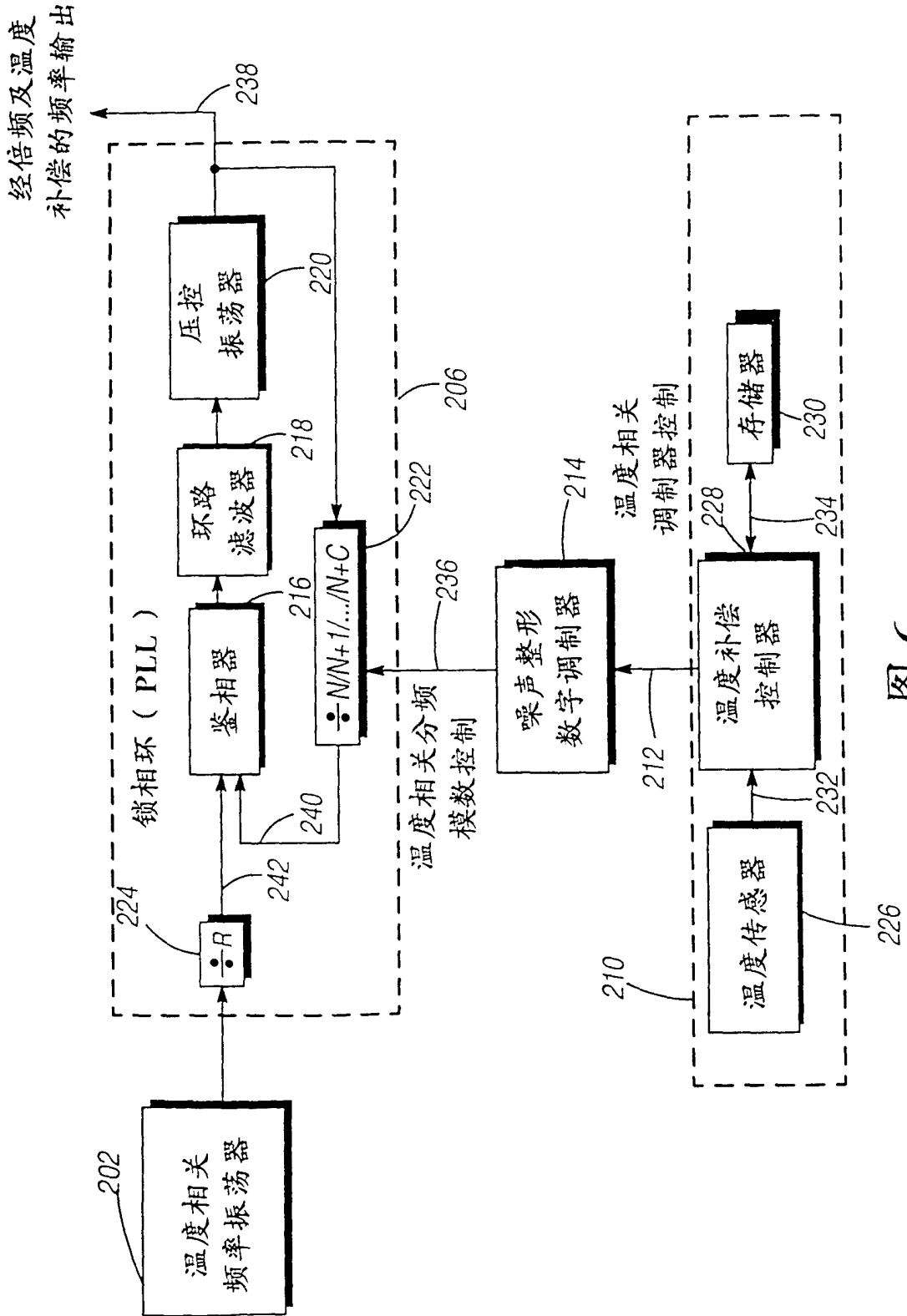


图6

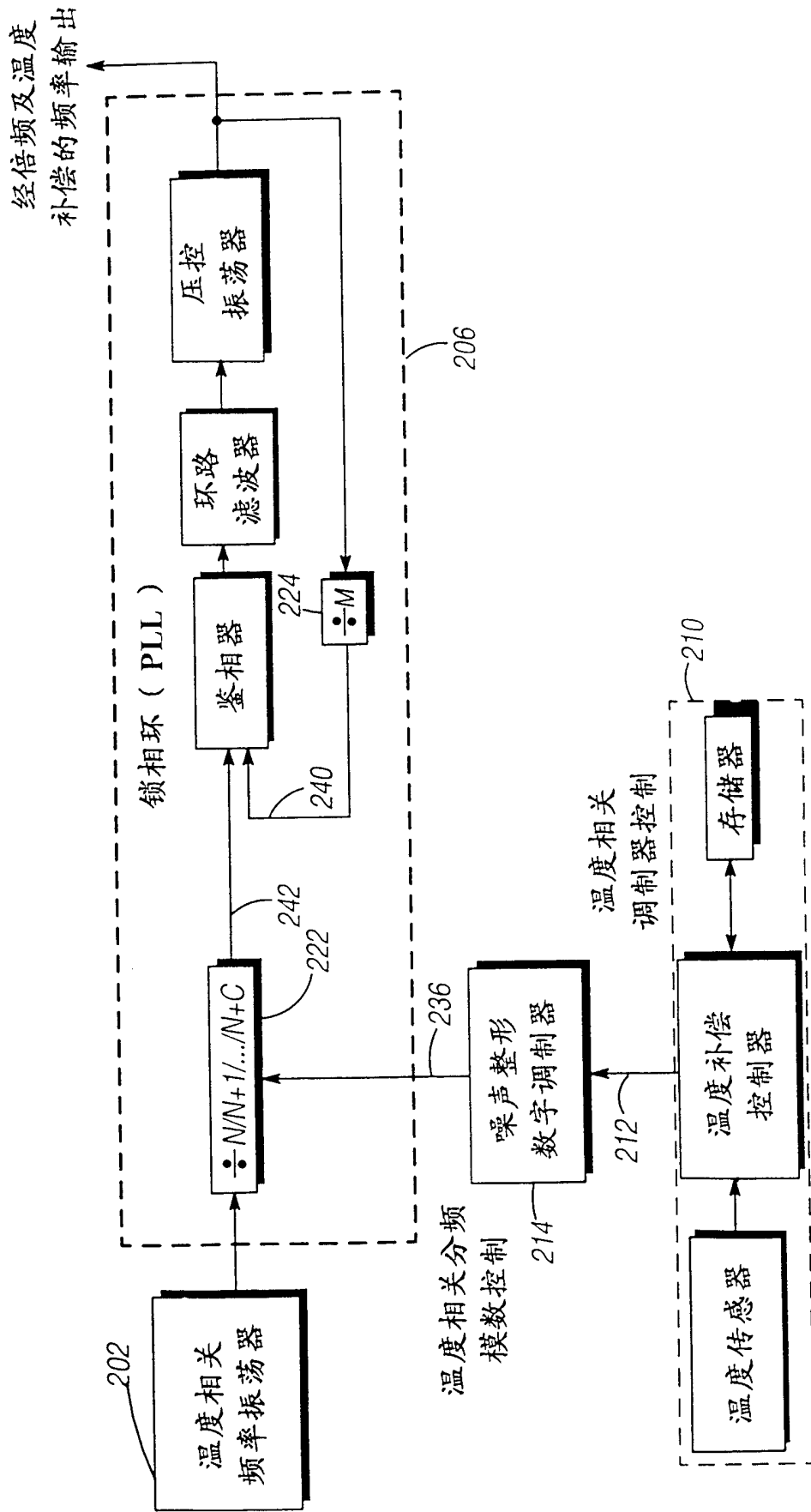


图7

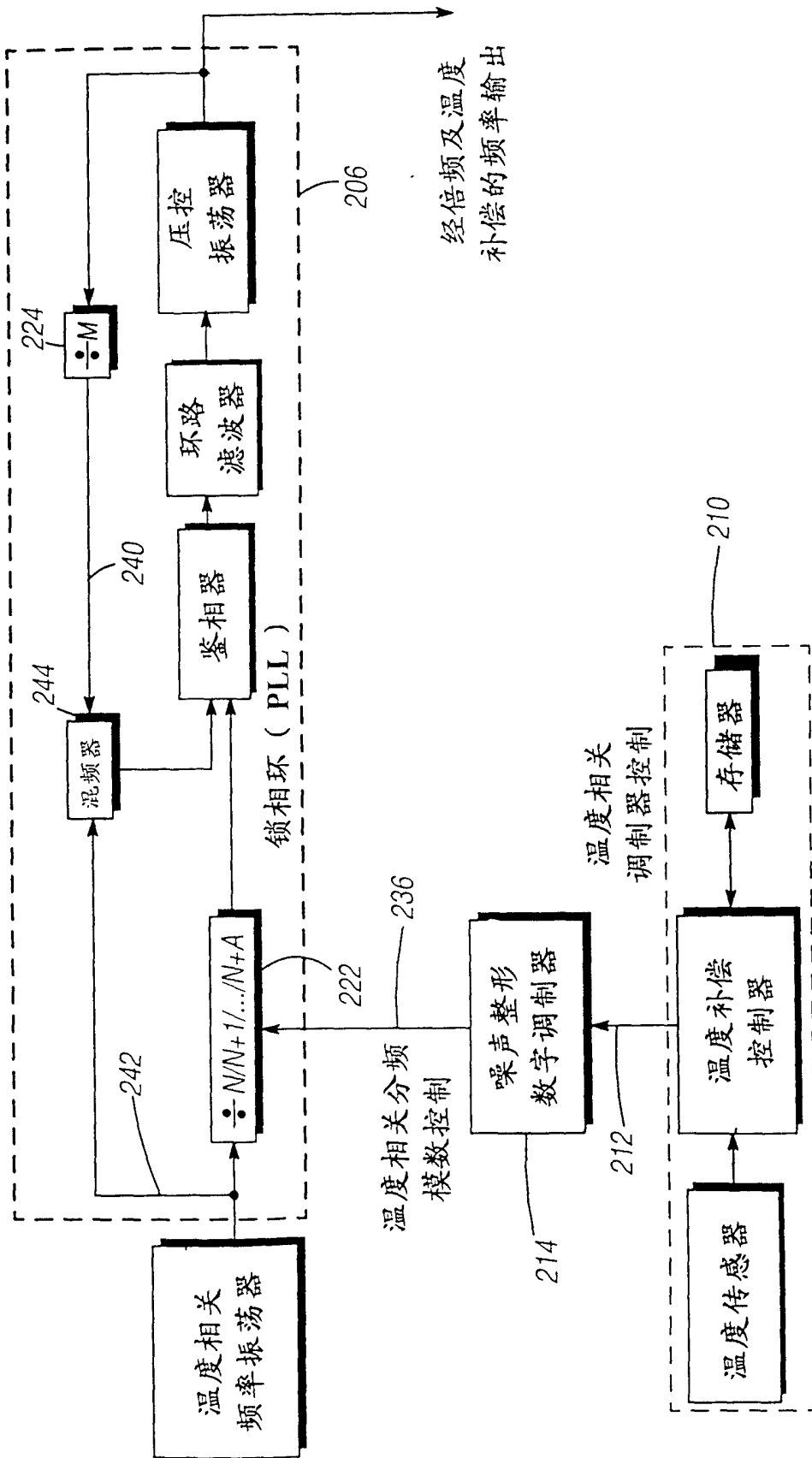
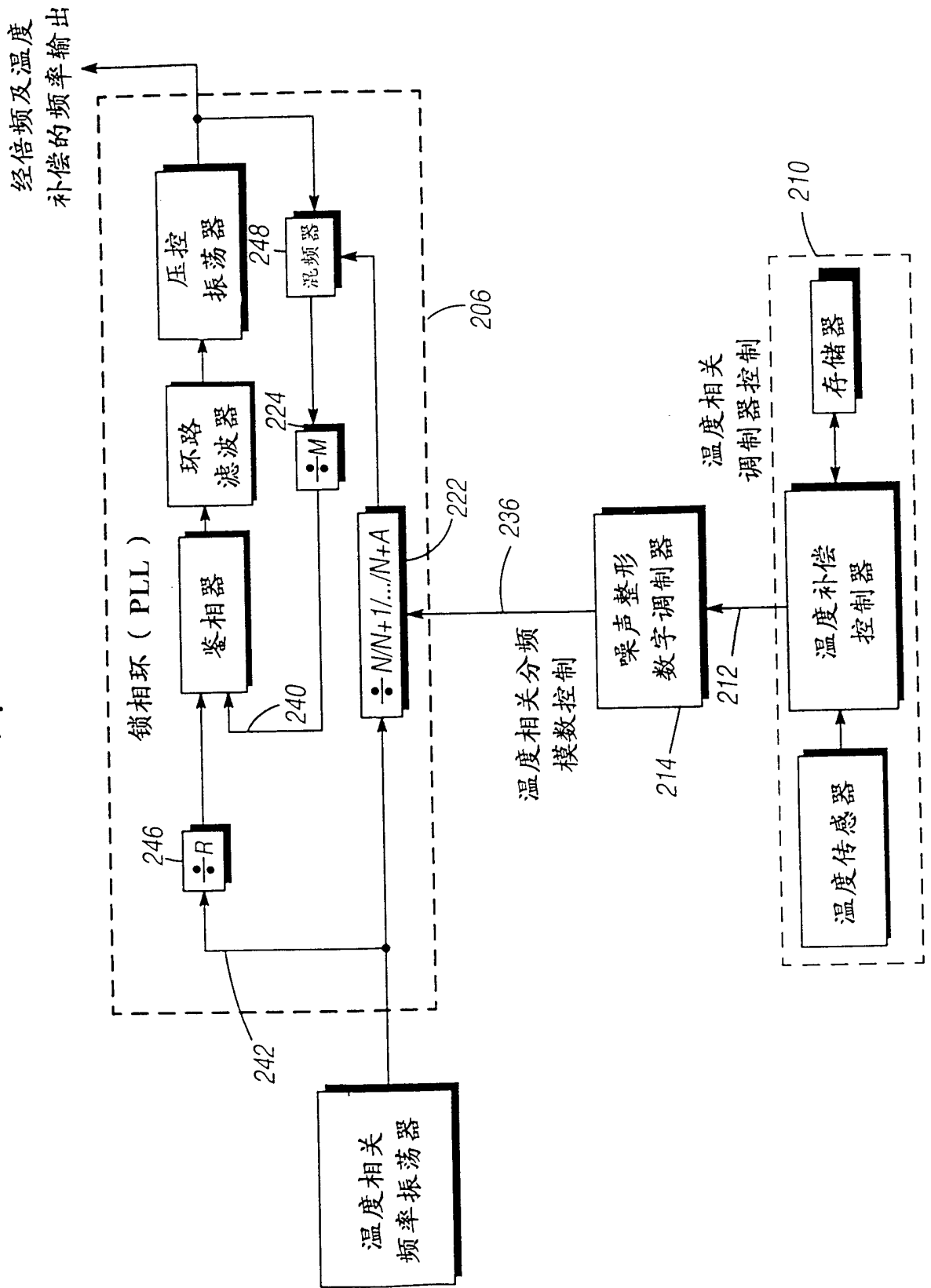


图 8

图9



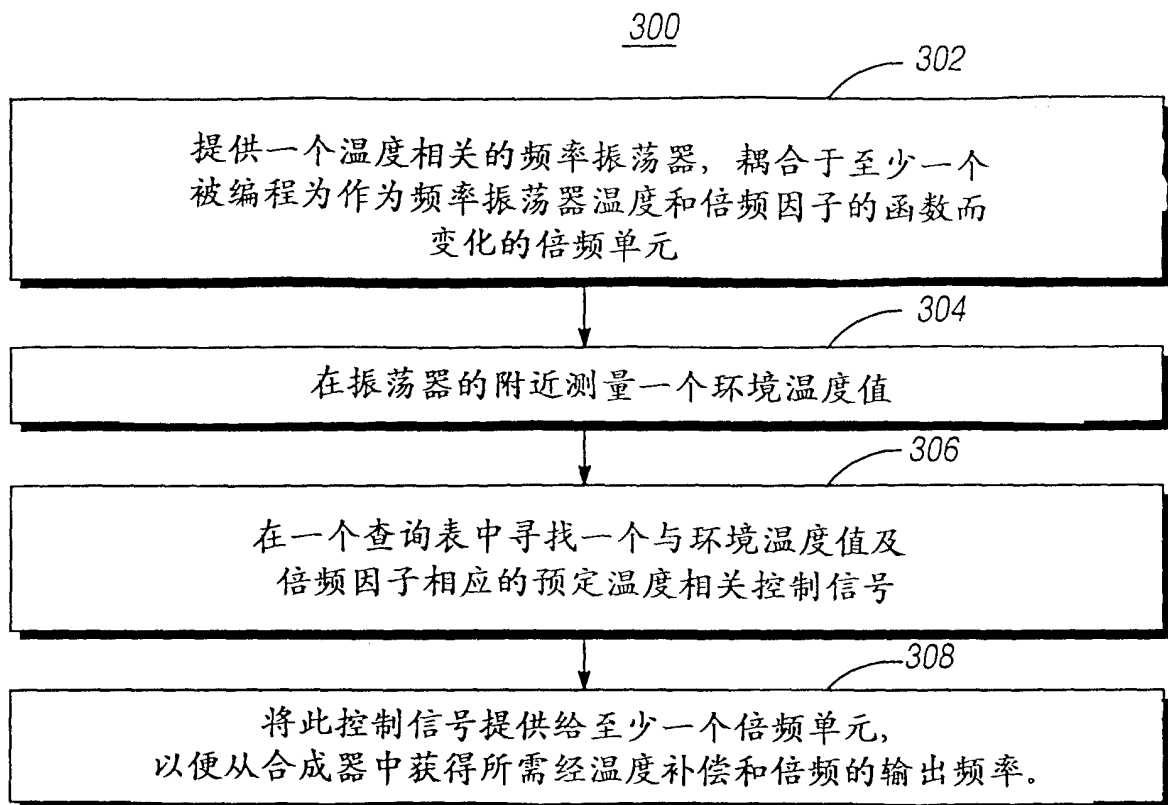


图 10