[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
G05F 1/575 (2006.01)
H02M 3/335 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03805465.5

[45] 授权公告日 2008 年 6 月 4 日

[11] 授权公告号 CN 100392551C

[22] 申请日 2003.7.10 [21] 申请号 03805465.5

[30] 优先权

[32] 2002.7.10 [33] US [31] 60/395,115

[32] 2002.7.12 [33] US [31] 60/395,697

[32] 2003.6.12 [33] US [31] 10/460,825

[86] 国际申请 PCT/US2003/021542 2003.7.10

[87] 国际公布 WO2004/006037 英 2004.1.15

[85] 进入国家阶段日期 2004.9.7

[73] 专利权人 马维尔国际贸易有限公司

地址 百慕达汉密尔顿

[72] 发明人 S·苏塔迪加 何润生 张建成

[56] 参考文献

US5612588A 1997.3.18

US6115266A 2000.9.5

US6020729A 2000.2.1

审查员 周 希

[74] 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司

代理人 赵蓉民

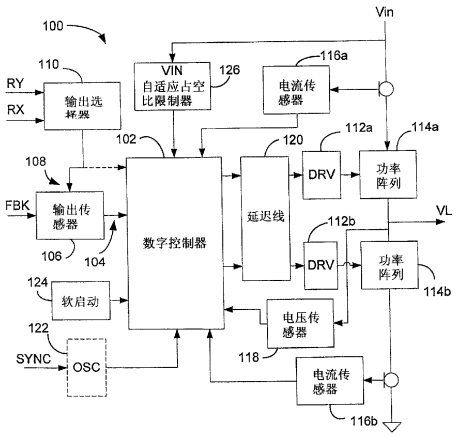
权利要求书 2 页 说明书 32 页 附图 26 页

[54] 发明名称

输出调节器

[57] 摘要

一种将输入电压转换为已调输出的输出调节器包括功率级，其从输入电压中产生功率输出。 输出滤波器过滤所述功率输出以产生已调输出。 输出传感器产生数字检测信号以指示所述已调输出包含于至少三个参考范围中的哪一个内。 所述至少三个参考范围中的每一个都包括已调输出的多个可能值。数字控制器，响应所述数字检测信号，产生驱动信号以控制所述功率级。



1. 一种将输入电压转换为已调输出的输出调节器，其包括：

功率级，其从输入电压中产生功率输出；

输出滤波器，其过滤所述功率输出以产生已调输出；

输出传感器，其产生数字检测信号以指示所述已调输出包含于至少三个参考范围中的哪一个内，所述至少三个参考范围中的每一个都包括已调输出的多个可能值；以及

数字控制器，其响应所述数字检测信号，产生驱动信号以控制所述功率级；

其中所述至少三个参考范围中的至少一个是基于所述输出调节器的操作模式可调节的，以及

其中所述操作模式是基于所述输出调节器的至少一个所检测的特性可选择的。

2. 根据权利要求 1 所述的输出调节器，其中所述功率级的结构包括开关调节器。

3. 根据权利要求 2 所述的输出调节器，其中所述开关调节器的功率级的拓扑从包括 buck、boost、flyback、sepic、Cuk 和 Zeta 的组中选择。

4. 根据权利要求 1 所述的输出调节器，其中所述的数字控制器进一步生成占空比估计，所述的驱动信号基于所述占空比估计。

5. 根据权利要求 1 所述的输出调节器，其中所述的数字检测信号表示参考电压和所述已调输出之间的差。

6. 根据权利要求 2 所述的输出调节器，其中进一步包括控制模式，其从包括电压模式和电流模式的组中选择。

7. 根据权利要求 4 所述的输出调节器，其中进一步包括调节所述占空比估计的延迟线，所述延迟线接收相应于占空比估计和选择信号的输

入脉冲信号。

8. 根据权利要求 1 所述的输出调节器，其中所述的已调输出从包括输出电压和输出电流的组中选择。

9. 根据权利要求 1 所述的输出调节器，其中所述的参考范围从包括交叠和连续的组中选择。

输出调节器

交叉引用相关申请

本申请要求 2002 年 7 月 10 日申请的美国临时申请号 60/395,115 和 2002 年 7 月 12 日申请的美国临时申请号 60/395,697 的权利，其全部内容通过引用合并于此。

技术领域

本发明涉及输出调节器。

背景技术

输出调节器被用于多种机器和设备，实际上包括所有的电子设备。输出调节器通常将未调节的输入功率转换为一个或多个已调输出，用于向机器或设备内的电路提供电力。已调输出最常见的是已调电压，但是也可生成已调电流和已调功率。输出调节器可集成到机器或设备中，或输出调节器可以是装配到机器或设备上的独立部件。输出调节器的几个特性可用于判断具体设计的质量，包括诸如功率密度、效率、输出调节和瞬态响应之类的工作特性。有必要改进输出调节器的工作特性以改进使用了输出调节器的机器和设备，例如使其做得更小、需要更少的电力、具有改进的精度和可靠性或者具有改进的瞬态工作特性。

发明内容

一种将输入电压转换为已调输出的输出调节器包括从输入电压中产生功率输出的功率级。输出滤波器过滤功率输出以产生已调输出。输出传感器产生数字检测信号以指示已调输出包含于至少三个参考范围中的哪一个内。至少三个参考范围中的每一个都包括已调输出的多个可能值。数字控制器响应数字检测信号，产生驱动信号以控制功率级。

在其他特征中，功率级的结构从由线性调节器和开关调节器组成

的组中选择。开关调节器的功率级的拓扑从由 buck、boost、flyback、sepic、Cuk 和 Zeta 组成的组中选取。数字控制器进一步生成占空比估计。驱动信号基于该占空比估计。数字检测信号表示参考电压和已调输出之间的差。

在其他特征中，控制模式从由电压模式和电流模式组成的组中选择。延迟线调节占空比估计。延迟线接收相应于占空比估计和选择信号的输入脉冲信号。已调输出从由输出电压和输出电流组成的组中选择。参考范围从由交叠的和连续的所组成的组中选择。

本领域的技术人员能够从前面的描述中意识到，本发明的宽广的所讲授的内容可以多种不同的形式实现。因而，尽管是联系本发明的具体实施例对其进行介绍的，但是并不应该以此来限制本发明的真正范围，因为专业技术人员研究了附图、说明书和所附权利要求书之后其他的修改都将是显而易见的。

附图说明

图 1 是输出调节器的一个方案的方框图。

图 2 是用于输出调节器的数字控制器的一个方案的方框图。

图 3 是用于输出调节器的数字控制器的操作的一个方案的流程图。

图 4 是用于输出调节器的组件的两维视图。

图 5 是自适应多模式控制系统的一个方案的状态图。

图 6 是导通期间的输出电压图。

图 7 是自适应多模式控制系统操作的一个方案的流程图。

图 8 是具有输出限幅器的输出调节器一个方案的方框图。

图 9 是电压范围间的关系的一个方案的方框图。

图 10 是输出限幅器的一个方案方框图。

图 11 是输出限幅器操作的一个方案的流程图。

图 12A 是功率阵列的一个方案的方框图。

图 13 是和功率阵列中检测电流的一个方案相关的波形的时序图。

图 14 是用于控制功率调节器中的能量流的功率开关阵列操作的一个方案的流程图。

图 15 是电流检测技术的操作的一个方案的流程图。

图 16 是二极管模拟系统一个方案的方框图，其用于模拟输出调节器的自由轮转二极管，该输出调节器作为开关调节器工作。

图 17 是和二极管模拟系统一个方案相关的波形的时序图。

图 18 是二极管模拟系统的操作的一个方案的流程图。

图 19 是用二极管模拟系统实现的空载控制技术的操作的一个方案的流程图。

图 20 是用于功率阵列中控制损耗的一个方案的流程图。

图 21 是通过功率调节器的功率级抑制噪声产生的操作的一个方案的流程图。

图 22 是用于控制输出调节器的电路节点的电容的操作的一个方案

此页无内容。

此页无内容。

的流程图。

图 23 是用于在脉冲信号中产生延迟的延迟线的一个方案的方框图。

图 24 是和延迟线的一个方案相关的波形的时序图。

图 25 是用于为输出调节器增加脉冲宽度分辨率的操作的一个方案的流程图。

图 26 是用于为开关调节器确定占空比的数字控制器的一个方案的方框图。

图 27 是用于开关调节器的数字控制器的一个方案的方框图。

图 28 是占空比估计器的一个方案的状态图。

图 29 是和电压限幅器一个方案相关的电压水平的视图。

图 30 是用于为开关调节器产生占空比的数字控制器一个方案相关的波形的时序图。

图 31A 是用于为开关调节器确定占空比的占空比估计器的一个方案的方框图。

图 31B 是另一个用于为开关调节器确定占空比的占空比估计器的一个方案的方框图。

图 32 是用于为开关调节器产生占空比的操作的一个方案的流程图。

图 33 是包括节能间歇模式（ESDM）的数字控制器的一个方案的方框图。

图 34A 是用于在恒定电流模式和间歇电流模式之间控制切换的数字控制器的一个方案的方框图。

图 34B 是和数字控制器一个方案相关的波形的时序图。

图 35 是用于在恒定电流模式和间歇电流模式之间控制切换的操作的一个方案的流程图。

图 36 是用于数字控制器的状态信息存储系统的一个方案的方框图。

不同图中的相同参考标记表示相同的元件。

具体实施方式

图 1 表示用于向负载 12 提供已调功率的功率调节器 10。该功率调节器 10 可包括数字控制器 14，其接收反馈信号 16 并生成一个或多个驱动功率级 20 的控制信号 18。功率级 20 将未调电压如 Vin 22 转换为斩波波形，其由输出滤波器 24 过滤以产生已调输出 26。该已调输出 26 优选为直流（DC）输出，并可以是包括电压、电流和功率在内的任何输出特性。未调电压可以是任何形式的输入功率，例如交流（AC）电压和 DC 电压。对于交流输入电压，可包括整流级（未示出）以将 AC 电压转换为 DC 输入电压 Vin 22。输出传感器 28 检测已调输出 26，并将反馈信号发送至数字控制器 14。功率调节器 10 可采用任何拓扑结构，如 buck、boost、flyback、sepic、Cuk 和 Zeta。

图 2 表示电压转换器 100 的一部分，该电压转换器 100 用于将未调节的输入电压 Vin 转换为用于向负载（未示出）提供功率的已调输出。数字控制器 102 产生一对驱动信号以控制从 Vin 到斩波波形的转换。可以任何方式实现数字控制器 102，例如执行软件或固件的可编程装置、数字电路、逻辑电路、数字信号处理器以及它们的组合。数字控制器 102 响应对应于已调输出的数字误差信号 104 生成驱动信号。

输出传感器 106 可检测已调输出，生成数字误差信号 104。输出传感器 106 可将已调输出和参考信号 108 比较以生成数字误差信号。参考信号 108 可以是如模拟信号和数字信号的任何类型的信号，且可以任何方式产生。

例如，输出选择器 110 可产生参考信号 108 以响应一个或多个输入 Rx 和 Ry。该输入可以是连到参考电压如接地的电阻器。电阻器的值对应于输出的电压水平和公差的选择。输出选择器 110 可以是独立的模块或包括在数字控制器 102 内。

驱动器电路 112a 和 112b 可缓冲来自数字控制器 102 的驱动信号，并产生驱动上端和下端功率阵列 114a 和 114b 的信号。驱动电路 112a 和 112b 可具有较低的输出阻抗以减少功率阵列 114a 和 114b 在工作状态间转换时的过渡时间。驱动器电路 112a 和 112b 可采用任何类型的驱动器。

每个功率阵列 114a 和 114b 都包括一个或多个以切换模式工作的功率开关器件，其在导通和关断状态之间循环。可使用任何类型的功率

开关器件，如 MOSFET、BJT、IGBT 和 MCT。功率阵列 114a 和 114b 可按任何拓扑结构配置，如 buck、boost、flyback、sepic、Cuk 和 Zeta。

此处，功率阵列 114a 和 114b 是以 buck 结构说明的。上端功率阵列 114a 连接在 Vin 和公共节点 VL 之间。下端功率阵列 114b 连接在 VL 和较低的电压如地之间。随着功率阵列 114a 和 114b 在导通和关断状态间切换，Vin 和地被施加到 VL 上。当 Vin 施加到 VL 上时，能量从 Vin 通过 VL 流到输出滤波器（参看图 1）。

电流传感器 116a 和 116b 可测量流过功率阵列 114a 和 114b 的电流。电流传感器可采用诸如变流器、串联电阻器、赫尔效应器件的检测电流的以及基于导通状态下跨 MOSFET 所形成的电压确定电流的任何方法。每个电流传感器 116a 和 116b 可产生指示电流特性的数字输出，如峰值电流、平均电流和实际电流。电流的数字输出可以是一个或多个位。

电压传感器 118 可检测 VL 处的电压。电压传感器 118 可基于所检测的电压产生数字输出。VL 的数字输出可以是两位或更多位。VL 信息可用于控制和保护如通过下端功率阵列 114b 非直接检测电流。

延迟线 120 可通过数字控制器 102 微调估计占空比。延迟线 120 可产生延迟信号来延长估计占空比。例如，估计占空比可计算为时钟脉冲宽度的整数倍，并且延迟线 120 可通过小于时钟脉冲宽度的增量来改变估计占空比。延迟线 120 可以接收一个或多个位的数字信号，例如多位数字信号，并产生具有控制的脉冲宽度的脉冲。可采用任何类型的脉冲延伸技术。而且，延迟线 120 可包括产生微小增量的抖动。在示例性系统中，延迟线 120 可产生最小增量分辨率，其等于“t1”，并通过施加抖动，产生的脉冲的均值可以“t1”的任何微小部分脉冲延伸。在一种抖动方法中，在连续脉冲系列中选定数目的脉冲可以整数“N”个增量延伸，该系列脉冲中余下的脉冲可以整数“N-1”或“N+1”个增量延伸以产生微小延伸的脉冲。

振荡器 122 可为电压转换器 100 产生时钟信号。振荡器 122 可接收外部同步信号来同步时钟信号。可使用任何类型的振荡器，例如锁相环振荡器和晶体振荡器。

软启动电路 124 可产生软启动信号，在接通电源期间限制能量传

送到输出。软启动信号可以是 5 位信号，其控制驱动信号的脉冲宽度以限制能量传输至输出。例如，在接通期间，软启动信号可在限制最大脉冲宽度的值上斜坡上升。可采用任何类型的软启动技术，如限制占空比、控制驱动信号的工作频率以及可控地增加参考电压，用输出反馈信号与其比较以逐渐增加输出电压至稳态水平。软启动电路 124 可基于逐个周期限制能量传输。

自适应占空比限制器 126 可产生数字信号以限制能量传输至输出，作为输入功率的电气特性的函数，输入功率的电气特性例如 Vin、输入电流 Iin、输入纹波电压 VINripple、输入功率 Pin、输入源阻抗 Rs 和输入能量 Qin。例如，自适应占空比限制器 126 可监控 Iin，并产生数字信号以限制占空比，以使 Iin 的大小不超过阈值。自适应占空比限制器 126 可基于逐个周期工作以控制阈值。每个周期，自适应占空比限制器 126 可改变阈值，并为下一个周期限制占空比。下一个周期的占空比可基于前面周期的输入功率电气特性和阈值的比较确定。

图 3 表示电压转换器 100 的操作模式的一个方案。在模块 150，检测已调输出并将其和参考比较。所检测的已调输出可以是任何电气特性，如电压和电流。在模块 152，产生数字反馈信号作为所检测的已调输出的函数。数字反馈信号可以是多位信号。数字反馈信号的每个值可与所检测的已调输出的模拟值相对应。在模块 154，基于数字反馈信号确定估计占空比。估计占空比可表示为应用到计数器上的计数器界限。计数器可以产生一个脉冲作为时钟信号和计数器界限的函数。在模块 156，产生软启动信号以限制能量在接通期间传输到已调输出。软启动信号限制占空比，在该占空比上功率阵列被过渡驱动。在模块 158，产生输入限制信号以限制能量作为输入功率的函数传输到已调输出。例如，在输入电压小于预定电压或输入电流大于预定电流时，功率传输被限制。在模块 160，可生成计时占空比。在模块 162，以小于时钟信号的时钟脉冲的持续时间来调整计时占空比。例如，计时占空比的分辨率由时钟频率限制，以使计时占空比不等于估计占空比，而是大于或小于估计占空比。然后计时占空比可被增加或减小以更近似等于估计占空比。在模块 164，可控制一个或多个功率阵列作为计算占空比的函数以传输能量至已调输出。

图 4 表示电压转换器 100 的组件（package）结构的一个方案。组件结构有利地减少了对噪声的灵敏度，该噪声由电压转换器 100 的工作产生。组件 200 包括数字控制器和功率开关器件，用于控制电压转换器 100 中的能量流。组件 200 的管脚结构为与电压转换器 100 相关的改进的迹线通路而提供。返回管脚 202 可沿组件 200 的第一侧边设置。返回管脚 202 为流到 Vout 的电流提供回流路径。Vin 管脚 204 和中间抽头管脚 CT 206 可沿组件 200 的第二侧边设置。用于控制输入/输出（I/O）的管脚 208－212 可沿组件 200 的第三侧边设置。控制 I/O 可包括如频率补偿 Cf 和输出电压选择 R1 和 R2 的功能。

多模式控制系统

图 5 表示用于控制输出调节器的自适应多模式控制系统 300 的一个方案。多模式控制系统 300 可作为已调输出的函数自动地在三个或更多个操作模式之间切换。输出调节器可以是包括切换和线性的任何类型的调节器，并可调节诸如电压和电流的任何输出特性。多模式控制器 300 可被配置为包括任何操作模式的组合，如滞后模式、自适应滞后模式、脉宽调制模式、恒定接通时间模式、恒定关断时间模式、谐振模式、固定频率软切换模式、电压模式、电流模式，固定频率和包括操作模式组合的可变频率。多模式控制器 300 实现于数字控制系统中并和时钟信号一起工作。自适应多模式控制系统 300 可基于时钟信号的逐个周期在操作模式间切换。每个时钟周期，可检测输出调节器的一个或多个特性，然后基于所检测的特性选择操作模式。可采用任何的输出调节器特性，例如输出电压、输出电流、偏置电流、切换电流和温度，其中每个特性可以是任何数学形式，例如峰值、平均值、加权平均值、变化率和瞬时值。

在开关调节器的示例性结构中，当开关调节器接通时，自适应多模式控制系统 300 可以电压模式滞后控制 302 接通。图 6 表示几个工作状态下开关调节器的已调输出电压 320。

在电压模式滞后控制 302 S1 期间，已调输出电压 320 向稳态值快速地斜坡上升。在电压模式滞后控制 302 S1 中，当电压小于参考电压如 V0 时，能量被传输到已调输出电压 320。当已调输出电压 320 增加

至大于 V0 时，多模式控制系统 300 中断驱动信号，并在短时延迟后能量传输中止。

当已调输出电压 320 在如 VH3 和 VL3 的值范围内时，自适应多模式控制系统 300 可切换到电压模式自适应滞后控制 304 S2。在电压模式自适应滞后控制 304 S2 中，限制滞后控制下的最大接通时间和最大关断时间以减小能量传输到已调输出的速率，减小了稳态值附近的阻尼振荡的振幅。

随着已调输出电压的阻尼振荡的减小，自适应多模式控制系统 300 可切换到电压模式或电流模式的脉宽调制（PWM）控制 306 S3。在电压模式 PWM 控制 306 S3 过程中，输出调节器工作在恒定频率上，并通过控制占空比调节输出电压，能量在该占空比传输到输出。可基于输出调节器的输出电流、输出电压和输出电压在其中变化的电压范围切换至电压模式 PWM 控制 306 S3。

当输出电流减小到一个轻负载限之下时，可切换到恒定接通时间电流模式控制 308 SY 以节约能量。在恒定接通电流模式控制 308 SY 期间，可控制开关调节器的关断时间以维持已调输出。随着输出电流减小，开关调节器的开关频率可减小或完全停止，减小了开关调节器的开关损耗。在没有负载或负载很小时，开关调节器可进入时钟停止的休眠模式。

图 7 表示自适应多模式控制系统的一个方案。在模块 330，提供三个或更多个操作模式用于控制输出调节器。可在任何时钟驱动介质如固件、软件和硬件中配置操作模式。在模块 332，产生时钟信号用于操作多模式控制系统 300。在模块 334，可检测一个或多个输出调节器的特性。输出调节器特性可作为时钟周期如相应于输出调节器的最小接通时间或占空比的多个时钟周期的函数被检测。在模块 336，检测到的输出调节器特性可被评估以确定使用哪个操作模式。在模块 338，可基于该评估选择一个操作模式。输出调节器特性的评估和操作模式的选择可在采样频率上基于逐个周期作出，如每个时钟周期和每个预定数目的时钟周期。在模块 340，所选的操作模式被用于计算接通时间，将为下一个导电周期设定该接通时间。在模块 342，输出调节器将输入电压转换为输出调节器的输出作为计算的接通时间的函数。

输出限幅器

图 8 表示用于产生已调输出的输出调节器 400 的一个方案。输出调节器 400 可包括数字控制器 402，其接收反馈信号 404 并产生一个或多个驱动信号 406 以驱动功率级 408。功率级 408 将未调电压如 Vin 转换为斩波波形，其由输出滤波器 412 过滤以产生已调输出 414。已调输出 Vout 优选为 DC 输出，且可基于包括电压、电流和功率在内的任何输出特性调节。

输出限幅器 416 可产生反馈信号 404 以响应对输出电压的检测。输出限幅器 416 可确定输出电压包含于其中的电压范围。输出限幅器 416 可确定两个或更多个电压范围以描述组合的电压范围，并随后确定输出电压包含于哪个电压范围内。例如，从 0 伏特延伸至 10 伏特的组合的电压范围可由从 0 伏特到 8 伏特的第一电压范围，从 8 伏特到 9 伏特的第二电压范围和从 9 伏特到 10 伏特的第三电压范围和 10 伏特到更高伏特的第四电压范围描述。如果输出电压是 8.5 伏特，那么输出电压落在第二范围内。可选择电压范围交叠，也可连续。图 9 表示电压范围交叠结构的例子。第一电压范围从 0 伏特延伸到 VL3 伏特。第二电压范围从 VL3 伏特延伸到 VH3 伏特。第三电压范围从 VL2 伏特延伸到 VH2 伏特。第四电压范围从 VL1 伏特延伸到 VH1 伏特。第二、第三和第四电压范围可描述关于标称电压 VA0 的电压调节范围。在另一个替换实施例中，可选择电压范围连续延伸，如从 0 到 VL3、VL3 到 VL2、VL2 到 VL1、VL1 到 VH1、VH1 到 VH2、和 VH2 到 VH3。

输出限幅器 416 可以取样频率基于逐个周期动态地设定电压范围。例如，每个周期可改变一个或多个参考水平如 VL3，以便每一电压范围所涵盖的电压可改变每个周期。在另一方案中，参考水平可作为已调输出的纹波电压的函数进行控制。例如，可调整已调输出的标称水平最近处的参考水平以确保纹波电压是参考水平所涵盖的电压范围的预定百分比。另一方案，在电压瞬态期间电压范围可设定为相对较广的范围，而在稳态期间，电压范围可设定为窄范围。此外，基于逐个周期，可改变电压范围的配置，如从连续到交叠。虽然，输出限幅器 416 是作为具有电压参考描述的，电流参考也用于定义电流范围，电流可与该电流范围比较。

输出限幅器 416 可比较输出电压和预定的电压范围，并选择数字值以表示输出电压所处的电压范围。反馈信号 404 是数字信号，其具有两个或更多位以表示相应于输出电压的电压范围，如携带编码信号的数字总线和表示每个电压范围的独立的数字线。

图 10 表示用于产生表示电压范围的数字值的电压限幅器 450 的一个方案，所检测的电压包括在该电压范围内。参考产生器 452 可产生几个用于为每个电压范围设定电压限的电压参考 454。可有电压参考的任何安排，如为每个电压限分配独立的电压参考 454 和从单个电压参考中获得多个电压限。

控制信号 455 可动态地控制电压参考，以便可以取样频率基于逐个周期控制电压限。控制信号 455 可控制一个或多个电压参考，并在两个或更多个电压水平之间切换电压参考。控制信号 455 可为模拟的、数字的、混合信号的、并行的、串行的、一线或多线式的及其组合。

一个或多个比较器 456 可比较输出电压和电压限 454。当使用多个比较器 456 时，比较器可并行地将输出电压和定义电压范围的每个电压限进行比较。在一个替换实施例中，可用单个比较器 456 来比较输出电压和可控的电压参考，该电压参考是按照相应于电压限的值的时钟变迁的顺序来排序的。

编码器 458 可将比较器 450 的输出编码为具有两个或多个位的数字信号。数字信号可以是任何形式，如并行和串行的。

图 11 表示电压限幅器的操作。在模块 470，产生三个或更多个参考水平以定义电压范围。参考水平可以是静态的或动态的。静态参考水平可以保持在恒定水平。动态参考水平可基于逐个周期控制，以便电压范围动态地改变。例如，在功率调节器接通期间，当调节器输出增加时，电压范围可设定为功率调节器输出的稳态水平的 10%。然后，当功率调节器输出开始趋稳态水平稳定时，电压范围可减小到稳态水平的 5%。在步骤 472，检测器件特性的水平。可检测任何器件特性，如输出电压、输出电流、开关电压、电感器电流和输入电压。在步骤 474，器件特性可与至少一个参考水平比较。在步骤 476，器件特性水平所落入的电压范围可基于步骤 474 确定。在步骤 478，生成数字信号以指示出器件特性水平所落入的范围。

功率阵列

图 12A 表示功率阵列 500 的一个方案，该功率阵列从输入电压中产生斩波电压。功率阵列 500 可包括在功率调节器，如在本说明书中所描述的功率调节器 10 中。功率阵列 500 可包括功率开关器件 Q1-Q8 的一个或多个开关阵列 502a 和 502b，以控制两个节点之间的能量流。功率开关器件 Q1-Q8 可每个独立操作于两个状态，即导通状态和关断状态。在导通状态时，功率开关器件具有低阻抗且在两个节点之间传导能量。在关断状态时，功率开关器件有高阻抗，且阻挡两个节点之间的能量流。任何数量和任何类型的开关器件可用于功率开关器件，如 MOSFET、BJT、MCT、IGBT 和射频（RF）FET。功率开关器件 Q1-Q8 可包括多种尺寸的任意混合，例如对于 MOSFET，一个器件可具有 0.1 欧姆的 Rds（导通），而其它器件可分别具有 0.2 欧姆和 0.4 欧姆的 Rds（导通）。

开关阵列 502a 和 502b 可连接为任何拓扑结构，如 buck、boost、flyback、Cuk、sepic 和 Zeta。此处，开关阵列 502a 和 502b 连接为 buck 拓扑结构，其中上端开关阵列 502a 在导通周期内传导能量，而下端开关阵列 502b 在自由轮转周期内传导能量。开关阵列 502a 和 502b 可包括任何功率开关器件的组合，如 MOSFET、BJT、MCT、IGBT 和 RF FET。

驱动器阵列 505 缓冲从开关控制器 504 到功率开关器件 Q1-Q8 的驱动信号。驱动器阵列 505 可包括若干个驱动器 506。每个驱动器 506 优选驱动单个功率开关器件，然而每个驱动器 506 可驱动多于一个的功率开关器件 Q1-Q8。驱动器 506 提高功率开关器件 Q1-Q8 的切换速率以减少功率开关器件在导通状态和关断状态间切换的开关损耗。任何类型的电路和器件可用于驱动器 506 以提高功率开关器件 Q1-Q8 的切换速率。

开关控制器 504 产生用于控制功率开关器件的 Q1-Q8 驱动信号。开关控制器 504 数字化操作，且可由任何形式的数字实体如数字电路和执行软件或固件的可编程器件实现。开关控制器 504 可接收占空比信号 508，并基于该占空比信号 508 产生驱动信号。开关控制器 504 可以取样频率基于逐个周期工作以确定驱动信号。取样频率可以是输出调节器开关频率的 20 倍或更高。例如，在固定频率工作期间，输出

调节器可在 50 kHz 到 1 MHz 间工作，而取样频率的范围在 1 MHz 和 100 MHz 之间。相应于取样频率每个时钟周期开关控制器 504 可确定驱动信号。

每个功率开关器件 Q1-Q8 可基于逐个周期独立地使能或者禁能。可以控制使能的开关阵列内的功率开关器件的数量。使能/禁能的功率开关器件 Q1-Q8 的数量可基于任何工作特性确定，工作特性如输出电流、环境温度、工作温度、输出电压和电感器电流。例如，当输出电流约等于最大输出电流一半时，在每个开关阵列的四个功率开关器件中只有两个被使能，以使功率开关器件的开关损耗最小化。在另一方案中，在导通周期期间随着开关器件中电流的斜坡上升，额外的功率开关器件可被使能以减少传导损耗。相似地，在瞬时负载改变期间，功率开关器件的数量可增加或减少，因此，例如减少开关损耗和传导损耗。

开关控制器 504 可通过驱动信号独立地控制功率开关器件 Q1-Q8 中的每一个，以便在开通和关断状态间的切换期间每个功率开关器件间的时间关系可逐个周期地控制。在每个开关阵列 502a 和 502b 中功率开关器件 Q1-Q4 和 Q5-Q8 的开通和关断切换的时间顺序可独立控制。例如，参考图 13，其示出了和功率阵列 500 相关的波形，可控制功率开关器件 Q1-Q4 的关断状态到导通状态的切换 520，以使首先 Q4 关断，接着 Q2 和 Q3 一起关断，最后是 Q1 关断。

时间顺序可以任何方式控制，如基于流过功率开关器件的电流、使用切换间的预定的延迟时间、在另一个功率开关器件切换完成之后触发一个功率开关器件的切换以及基于开关阵列公共的节点处的电压瞬变。

电流传感器 510 和 512 可检测流过功率开关器件 Q1-Q8 的电流。流过功率开关器件 Q1-Q8 的电流可在输出调节器的任何位置检测，例如和输出电感器串联、和上端开关阵列 502a 串联以及和下端开关阵列 502b 串联。可使用任何类型的电流传感器，如变压器－电阻器传感器、电感器－电阻器传感器、赫尔效应传感器、DC 电流传感器、AC 电流传感器，电感器三级（inductor-tertiary）绕组传感器和串联电阻器。

图 14 表示用于功率阵列的功率开关阵列的操作，其用于控制功率

调节器中的能量流。在步骤550，提供两个或更多个并联的开关器件用于控制功率调节器中的能量流。优选地，每个功率开关器件接收独立的驱动信号。然而，开关器件可被安排成两组或更多组功率开关器件，每组接收独立的驱动信号。在步骤552，确定要使能的功率开关器件的数量。功率开关器件数量可被调整以减少功率开关器件中的功率损耗，包括开关损耗和传导损耗。例如，可检测输出电流或开关电流，要被使能的功率开关器件的数量可基于检测到的电流而控制。当较低的工作电流流过功率开关器件时，通过减少被使能的功率开关器件的数量，可以减少开关损耗。在步骤554，确定功率开关器件接通切换的时间顺序。接通切换的时间顺序可基于任何技术，例如选择开关切换之间的固定时间的延迟、基于电压调节器的工作特性如电压水平，电流水平和工作温度选择时间延迟。在步骤556，产生驱动信号以控制功率开关器件的接通切换。在步骤558，确定关断切换的时间顺序。关断切换的时间顺序并不受所确定的接通切换的时间顺序限制。优选地，关断切换的时间顺序和接通时间顺序是独立确定的。然而，关断切换时间顺序可基于接通时间顺序确定，如通过镜像接通切换时间顺序而确定。在步骤560，产生用于关断切换的驱动信号。

电流检测

图13表示功率阵列500电流检测操作的一个方案。取样波形SMPL 524表示示例性取样速率。波形526-540表示功率开关器件Q1-Q8导通周期的一部分。波形542表示流过输出电感器的电流。在功率阵列500的导通周期的自由轮转部分期间，电感器中的电流以线形速率减少。波形544表示检测电压。检测电压可以等于检测阻抗乘以检测电流，该电流相应于流过输出电感器的电流。检测电压的分辨率可以取样频率基于逐个周期调节。检测电压波形544被圈住的部分546表示检测电压的分辨率随着电感器电流大小的减小而增加。在一个方案中，功率阵列500放大以增加检测电流的分辨率。可以取样频率基于逐个周期控制该分辨率。在一个方案中，基于分辨率触发器如检测电流大小、被使能的功率开关器件的数量和导通周期中预定的时间，可通过放大检测电流信号控制该分辨率。在另一个方案中，分辨率可通过控制电

流传感器件的阻抗而控制，例如通过：1）检测功率开关器件的跨 ON 阻抗的电流，和 2）控制功率开关器件的数量，该功率开关器件在导通周期时并联工作。其它检测电路如变压器-电阻器传感器、电感器-电阻器和赫尔效应器件，传感器件如电阻器的阻抗可被控制。在每种情形下，可以取样频率控制整个导通周期的分辨率，以致随着检测电流大小的减小，在导通周期期间功率阵列 500 可放大以减小分辨率。

图 15 表示电流检测操作技术的一个方案。在步骤 580，为检测电流，电流传感器被设定为初始分辨率。在步骤 582，检测流过一个或多个功率开关器件 Q1-Q8 的电流。电流可间接也可直接检测。例如，可检测并联的 MOSFET 的漏极-源极电压 Vds，而根据 Vds 和已知的 MOSFET 的 ON 阻抗可计算出电流。在步骤 584，基于逐个周期，以取样频率为电流传感器确定下一个分辨率。通过最大化检测电路限制内的检测信号的大小，可选择下一个分辨率以使噪声误差最小化。在步骤 586，将电流传感器设为下一个分辨率，然后在下一个周期再次检测流过开关器件的电流。

自由轮转二极管模拟

图 16 表示二极管模拟系统 600 的一个方案，用于模拟用作开关调节器的输出调节器的自由轮转二极管。输出调节器包括输出滤波器 605。虽然二极管模拟系统 600 是以具有接地参考输出的 buck 拓扑表示的，但其可采用任何拓扑，如 boost、buck-boost、cuk、sepic 和 zeta，且输出可参考到任何电路节点，如高端参考和低端参考。二极管模拟系统 600 有利地利用自由轮转开关阵列 602 以模拟输出调节器的自由轮转二极管。自由轮转开关阵列 602 可包括若干个并联且独立控制的功率开关器件。可选择功率开关器件使其比同等的自由轮转二极管具有较低的组合传导损耗，以减少在输出调节器的自由轮转阶段的传导和开关损耗。自由轮转开关阵列 602 也可提供可控阻抗以减少噪声产生以及轻负载条件下如间歇模式工作时的负电流的电流路径。自由轮转开关阵列 602 的功率开关器件和第一功率开关器件 604 中每个都工作在导通状态或关断状态，以控制从输入电源 Vin 到已调输出 606 的能量流。每个功率开关器件可配置为任何组的功率开关器件，如单功

率开关器件和功率开关阵列。功率开关器件可以是任何类型的开关器件如 MOSFET、BJT、MCT 和 IGBT。驱动器 608 和 610 可缓冲输送到开关阵列 602 和功率开关器件 604 的驱动信号。驱动器 608 和 610 可通过增加功率开关器件的开关速率减少功率开关器件的开关损耗和传导损耗。任何类型的驱动器可用于驱动功率开关器件。

上端电流检测电路和下端电流检测电路可检测流过开关阵列 602 和第一功率开关器件 604 的电流。可使用任何类型的电流检测电路，例如分流电阻器、电阻器-变压器、跨已知阻抗的电压检测和赫尔效应。下端电流检测电路可包括电压参考 V_{ILIM} 和跨接开关阵列 602 的比较器 614。比较器 614 可产生自由轮转开关电流信号以响应对流过开关阵列 604 的电流和电压参考 V_{ILIM} 的比较。电压参考 V_{ILIM} 可基于导通电流时跨第一功率开关器件形成的压降设定一个值。电压参考可基于逐个周期程序化，以便例如，可调整下端电流检测电路阈值以解释自由轮转开关阵列 602 的阻抗变化，例如在并联功率开关器件的数量和温度影响中的变化。

上端电流检测电路可包括电流检测电路 616 以检测流过第一功率开关器件 604、参考 I_{TH} 和比较器 618 的电流。比较器 618 可比较流过第一功率开关器件 602 的电流和参考 I_{TH} 的大小。比较器可产生导通开关电流信号。参考 Ith 可基于逐个周期程序化。

控制器 620 可产生用于控制功率开关器件 602 和 604 的驱动信号。控制器 620 可确定驱动信号作为脉宽信号 622 的函数。来自比较器 614 和 618 的输出也可用于确定驱动信号。例如，控制器 620 可以响应检测流过自由轮转阵列 602 的电流趋近 0 安培，禁能自由轮转开关阵列 602 内的一个或多个功率开关器件，以引起跨开关阵列 602 的电压增加而促进比较器 618 的分辨率。控制器 620 也可保持或偏移比较器 618 的阈值电压 V_{ILIM} 的水平，以准备随着自由轮转开关阵列 602 中的电流继续降低而禁能另一个功率开关器件。以这种方式，控制器 620 可随着流过自由轮转开关阵列 602 的电流减少而放大。通过随着电流减少而禁能开关阵列 602 中的单个功率开关器件，在第一功率开关器件 604 和开关阵列 602 之间的公共节点“A”处的阻抗逐渐增加，消除和抑制在公共节点上的噪声。

在另一个例子中，在轻负载情形时，控制器 620 可将自由轮转功率开关器件 602 用作双向开关器件以使电流可在正方向和负方向上流动。控制器 620 可在很轻的负载下以连续输出电流模式工作，包括零输出电流。

图 17 表示和二极管模拟系统 600 一个方案相关的波形。第一波形 640 表示流过输出滤波器 605 中感应器的电流。第二波形表示公共节点的电压 Vx，第三波形 644 表示用于第一功率开关器件 604 的驱动信号。第四波形 646 表示加权的驱动信号，其用于自由轮转开关阵列 602 的功率开关器件。第四波形的每个水平指示出被使能的功率开关器件的不同数量。例如，在较高电流水平，可使能四个功率开关器件。随后随着电流小，功率开关器件中的一个被禁能。随着电流继续减小，两个以上的额外的功率开关器件被禁能。最后，开关阵列 602 中余下的功率开关器件被禁能。

图 18 表示二极管模拟系统 600 操作的一个方案。在步骤 650，第一功率开关器件 604 从导通状态切换到关断状态。在步骤 652，监控流过第一功率开关器件的电流。在步骤 654，将流过第一功率开关器件 604 的电流和参考水平比较。在步骤 658，自由轮转开关阵列 602 的工作状态可从关断状态改变为导通状态。自由轮转开关阵列 602 可作为脉宽信号和流过第一功率开关器件或自由轮转开关阵列 602 的电流的函数控制。例如，随着第一功率开关器件 604 基于脉宽信号切换到关断状态，自由轮转开关阵列 602 的功率开关器件可切换到导通状态。在另一方案，如果流过第一功率开关器件 604 的电流超过预定限，自由轮转开关阵列 602 被阻止改变工作状态为导通状态。在步骤 660，自由轮转开关阵列 602 的工作状态可从导通状态改变为关断状态。在一个方案中，作为脉宽信号的函数，将自由轮转开关阵列 602 的功率开关器件切换到关断状态。

在另一个方案中，基于流过自由轮转开关阵列 602 的电流，自由轮转开关阵列 602 的功率开关器件按顺序切换到关断状态。在步骤 662，监控流过自由轮转开关阵列 602 的电流。在步骤 664，比较监控电流和参考水平。在步骤 666，基于流过开关阵列 602 的电流的大小，控制开关阵列 602 中的独立的功率开关器件。例如，如果流过自由轮

转开关阵列 602 的电流超过参考水平，就禁能开关阵列 602 中的一个或多个功率开关器件。随着电流趋向零安培减少或从零安培附近增加，按顺序控制功率开关器件，以有利地增加了节点“A”的阻抗，从而消除了节点“A”处的噪声产生。在步骤 668，可改变参考水平，且可返回操作到步骤 662 以继续。

空载控制

图 19 表示用二极管模拟系统 600 实现的空载控制技术操作的一个方案。在步骤 700，提供至少两个有公共节点的功率开关器件，其中一个功率开关器件是导通功率开关器件，而另一个功率开关器件是自由轮转功率开关器件。导通功率开关器件在导通阶段期间传送能量至输出调节器的输出。自由轮转功率开关阵列在自由轮转阶段期间导通能量。每个功率开关器件可以是一个功率开关阵列也可以是单个开关器件。在步骤 702，将两个功率开关器件中的一个从导通状态切换到关断状态。在步骤 704，在关断切换期间，监控流过已被关断的功率开关器件的电流。在步骤 706，将流过第一功率开关器件的电流和参考水平比较。在步骤 708，当流过功率开关器件的电流减小到小于参考水平时开始的具有预定时间周期的延迟发生。在步骤 710，其它功率开关器件的工作状态从关断状态改变到导通状态。

可控的功率开关器件损耗

图 20 表示用于控制功率调节器中功率阵列 500 的损耗的操作的一个方案。功率阵列 500 可包括一个或多个开关阵列 502。在步骤 730，提供至少一个具有控制从输入源到输出的电流的功率开关器件的开关阵列 502。在步骤 732，可接收输出和输入信息，如输入电压、输出电压和输出电流。在步骤 734，可确定流过开关阵列 502 的期望电流。使用任何信息如输出和输入信息、占空比信息和操作模式信息可确定期望电流。在步骤 736，可确定开关阵列 502 的期望功率损耗。该期望功率损耗可包括使能的功率开关器件的传导损耗和开关损耗。开关阵列 502 可包括两个或多个相同或不同尺寸的功率开关器件如 MOSFET，每个都具有不同的 Rds(导通)。可使能不同组的功率开关器件以减小在特定工作条件下开关阵列的功率损耗。例如，在稳态或瞬态轻负载工

作条件下，只有一个具有最高 Rds(导通)的功率开关器件可被使能以使和开关阵列 502 相关的开关损耗被最小化。相似地，在稳态或瞬态最大负载操作条件时，所有功率开关器件可被使能以最小化开关阵列 502 的传导损耗。

可使用功率开关器件的工作条件如 Vds、Ids 和 Rds(导通)计算出期望功率损耗来确定出功率开关器件的期望功率损耗。也可使用查询机理如查询表估计出期望功率损耗来确定出期望功率损耗。查询机理可遍及工作条件的参考范围来估计功率损耗。查询机理也可对具体的工作条件指示出优选要使能的功率开关器件组。可基于逐个周期确定期望功率损耗以获得期望损耗，如估计损耗和计算损耗。

在步骤 738，可确定要被使能的功率开关器件数量和类型。可选择最小化期望功率损耗的功率开关器件的组合。对用于几个功率开关器件组合的开关阵列，功率开关器件组合可通过计算出期望功率损耗而确定。功率开关器件组合也可通过使用查询机理而确定。在步骤 740，可使能所选的功率开关器件的组合。可基于逐个周期控制功率开关器件，以便在功率调节器的工作阶段期间，如导通阶段和自由轮转阶段，可改变功率开关器件的数量。例如，在功率调节器的切换周期期间，随着功率开关器件中电流减少，可改变功率开关器件的数量。

噪声抑制

图 21 表示通过功率调节器的功率级抑制噪声产生的操作的一个方案。步骤 750，功率级可包括至少两个具有公共节点的开关阵列。开关阵列可以任何拓扑形式安排，如 buck、boost、sepic 和 zeta。每个开关阵列可包括一个或多个并联的且独立控制的功率开关器件，以便可基于逐个周期对每个开关阵列内的开关器件的数量进行控制。功率开关器件优选为 MOSFET，但可使用具有可变输出电容的任何类型的功率开关器件，例如 BJT、IGBT 和 MCT。对每个开关阵列内导通的功率开关器件的控制使得公共节点的阻抗被控制。示例性操作可包括上端开关阵列和下端开关阵列，其以降压结构连接，其中上端开关阵列在导通阶段工作，而下端开关阵列在自由轮转阶段工作。在步骤 752，可监控公共节点的噪声特性，如电压和电流。在步骤 754，可将噪声特性

与一个或多个参考水平比较以产生阻抗控制信号。在步骤 756，开关阵列响应阻抗控制信号而被控制。例如，可操作具有四个并联的功率开关器件的上端开关阵列，以便四个功率开关器件按序逐个关断，以致在整个控制的时间周期上公共节点的阻抗可从低阻抗变到高阻抗，从而在开关切换中消除了噪声尖峰的产生。

控制电容

图 22 表示用于控制输出调节器电路节点的电容的操作的一个方案。输出调节器可包括具有至少一个开关阵列的功率级，该开关阵列连到第一开关器件以将输入源转换为已调输出。在步骤 770，开关阵列可通过公共节点连到第一开关器件。开关阵列可包括并联的且独立控制的两个或多个的共射共基连接的功率开关器件对，以便可基于逐个周期对开关阵列内的导通的功率开关器件的数量进行控制。第一开关器件对可以是单个共射共基连接的功率开关器件对，也可以是共射共基连接的功率开关器件对的开关阵列。功率开关器件对可以是具有可变输出电容的任何类型的共射共基连接的功率开关器件，例如具有 BJT 的 MOSFET、具有 IGBT 的 MOSFET 以及具有 MCT 的 MOSFET。在谐振模式、软开关和类谐振模式开关调节器中，控制公共节点的电容具有特别的优势。例如，控制固定频率软开关调节器中公共节点的电容，可在增加的输入电压和输出负载范围上控制功率开关器件的谐振。在步骤 772，监控流过开关阵列的电流。开关阵列电流可直接或间接监控，如通过监控输出调节器的输出电流。在步骤 774，基于流过开关阵列的电流确定公共节点的期望电容。期望电容可选择为使开关阵列电流与跨开关阵列的 Vds 的预定电压相谐振的电容。例如，在软开关转换器中，接通时，流过功率开关器件的电流可使功率开关器件的电容与零伏特谐振，以减少开关损耗。在这个例子中，可控制电容以便流过开关阵列的电流足够谐振开关阵列的 Vds 至预定的电压水平，从而减少开关损耗。在步骤 776，确定要使能的开关阵列中的功率开关器件的组合。每个功率开关器件具有相关的输出电容，其形成公共节点电容的一部分。通过使能在开关阵列中所选的功率开关器件，可控制公共节点的总电容。与每个相关的电容。为第一开关器件使用开关阵列

可增加公共节点电容可被控制的范围。在步骤 778，控制开关阵列中的功率开关器件以在公共节点处产生期望电容。在步骤 780，所选的功率开关器件可在整个导通周期被使能/禁能，以便在公共节点处的电容在整个导通周期保持恒定。在步骤 782，功率开关器件也可按顺序接通或关断以控制公共节点的电容。

延迟线

图 23 表示用于在脉冲信号中产生延迟的延迟线 800 的一个方案。延迟线 800 特别适合于延迟用于输出调节器的数字控制系统中所产生的脉冲信号的边沿以提高脉冲信号的分辨率。可使用任何类型的延迟线，例如插入器和延迟锁定环。图 24 表示数字控制系统中的示例性脉冲信号 820。数字控制信号可包括时钟信号 822，其用于产生诸如脉冲信号 820 的数字信号。脉冲信号 820 的脉宽为输出调节器设定导通时间。可通过改变脉冲信号的脉宽将输出调节器的已调输出维持在调节范围内。在调节该已调输出中的误差与脉冲信号的脉宽分辨率相关，该脉冲信号由时钟信号 822 的频率限制。最大脉宽分辨率受限于等于或大于时钟信号 822 脉宽的增量。受限的脉宽分辨率可引起误差的增大，该误差相应于最大脉宽分辨率与期望脉宽的周期时间的比率。

延迟线 800 通过提高脉宽分辨率可有利地减少脉宽误差。延迟线 800 可包括若干个延迟电路 802 以产生若干个延迟的脉冲信号 820 的边沿。延迟电路 802 可以任何结构布置，例如串联结构、并联结构和串并联结构。可使用任何类型的延迟电路 802 的时间周期关系，如相等的、两个的、指数的。可使用任何数量的延迟电路 802，虽然该数量优选在 4 到 40 的范围内。延迟电路的数量越大，脉宽分辨率的改进就越大。延迟电路 802 的输出可以输入到用于选择延迟的复用器 804。组合器 806 可将所选延迟和脉冲信号进行组合以产生高分辨率的输出。尽管是 DLL 800 以延迟脉冲信号的上升沿示出并描述的。然而，延迟线 800 也可延迟脉冲信号的下降沿。

图 25 表示用于提高输出调节器的脉宽信号分辨率的操作的一个方案。在步骤 850，为输出调节器接收脉宽信号。在步骤 852，从脉宽信号产生两个或更多个延迟脉冲信号。在步骤 854，选择一个延迟脉冲信

号以获得期望的延迟时间。该选择基于代表脉宽误差的延迟脉冲信号的选择，以便将延迟脉冲信号和脉宽信号组合以减小脉宽信号误差。在步骤 856，将所选的脉冲信号和脉宽信号组合。在步骤 868，基于该组合产生高分辨率的脉冲信号。

自适应占空比限

图 26 表示用于产生占空比信号以操作输出调节器的数字控制器 900 的一个方案。占空比确定器 902 可接收数字误差信号 e_k，其是参考和输出调节器的输出之间的输出误差的函数。在一个方案中，误差信号 e_k 可指示输出误差包含于其中的几个电压范围中的一个。例如，误差信号可指示输出误差落在从 0.5 伏特到 0.8 伏特的电压范围内。在另一个方案中，误差信号可指示出输出误差的大小。误差信号 e_k 可以是任何形式的信号，如数字信号和模拟信号。

占空比确定器 902 可产生标称占空比信号作为误差信号 e_k 的函数。占空比确定器 902 可接收额外的数字输入，如来自第二环的误差信号、输出调节器的电压和电流状态信息。标称占空比信号可以是任何类型的代表占空比的数字信号，例如具有可控脉宽的脉冲信号和一个或多个位的数字信号如多位数字信号。

占空比限制器 904 可限制能量传送到输出，该输出作为输入或输出功率的调节器特性的函数，调节器特性如 Vin、输入纹波电压 Vin_{ripple}、输入电流 Iin、输入功率 Pin、输入能量 Qin、输入源阻抗 Rs，输出功率 Po、输出电压 Vo 和输出电流 Io。占空比限制器 904 可控制占空比以限制能量传送到输出。占空比限制器 904 可工作于输出调节器的所有工作阶段，如稳态工作、接通、过流、过压。占空比限制器 904 可比较一个或多个输入/输出调节器特性和相应的阈值，然后作为该比较的函数限制占空比。占空比限制器 904 可以取样频率或更低的频率基于逐个周期工作以控制阈值。每个周期，占空比限制器 904 可为下一个周期改变阈值且限制占空比。下一个周期的占空比可基于比较前面周期的输入功率调节器特性和阈值而确定。例如，占空比限制器 904 可监控 Iin 并产生数字信号以限制占空比，以使 Iin 的大小不超过阈值。另一个实施例中，占空比限制器 904 可以确定输入源阻抗或者可以接

收指示输入源阻抗的信号，且做出响应，占空比限制器 904 可产生数字信号以限制占空比。可采用任何方法测量输入源阻抗。

占空比估计

图 27 表示用于控制开关调节器的数字控制器 950 的一个方案。图 28 表示在数字控制器 950 中实现的状态图 940 的一个方案，该数字控制器 950 用于产生占空比信号以操作开关调节器。状态图 940 可包括三个或更多工作状态。在示例性数字控制器 950 中，状态 S0 942 可实现用于稳态控制的 PWM 控制。状态 S2 944 可为瞬态条件实现减缓误差梯度控制。状态 S3 946 可为最大误差条件实现滞后控制。

数字控制器 950 可包括占空比估计器 952 以产生标称占空比信号 Up*和 Down*，其相应于标称稳态值，从该标称稳态值为开关调节器产生电流稳态值。占空比估计器 952 可用于产生标称负载信号于所有工作状态，如 PWM 和减缓误差控制。然而，占空比估计器 952 优选不用于滞后控制工作状态。在滞后控制中，占空比可直接与误差信号关联，以致当误差信号在一种状态时，占空比设定在 ON 状态（up），而当误差信号在其它状态时，占空比设定在 OFF 状态（down）。占空比估计器 952 可产生标称占空比信号作为输入信号的函数，输入信号如误差信号、UD 脉冲和延迟控制。开关调节器中的功率开关器件可工作于当前占空比以控制从输入源到输出负载的能量转换。例如，具有 duck 拓扑的开关调节器和固定频率操作，标称占空比信号 Up*可近似等于相应于输出电压与输入电压的比率的值。在固定频率操作中，标称稳态值的组合可相应于开关调节器总的开关周期，如对 1 MHz 的开关频率为 1 微秒。

调整确定器 954 可确定调整值 ADJ，以和标称占空比信号组合，从而产生已调整占空比信号 Up 和 Down。调整确定器 954 可产生调整值作为误差信号及来自开关调节器的其它信号的函数。调整确定器 954 一般可用于除滞后控制以外的所有工作状态。因为在滞后控制工作状态中，占空比或是 100% ON 或是 100% OFF，不需要调整值。在一个方案中，用于 PWM 状态 942 和减缓误差控制状态 944 的调整值可计算如下：

$$ADJ_k = g(e_k) + h(trend_k)$$
$$Up_k = Up^* - ADJ_k * FAC^{on}$$
$$Down_k = Down^* + ADJ_k * FAC^{off}$$

其中 FAC 可基于标称占空比确定，

$$g(e_k) = \begin{cases} 0 & if \quad |e_k| < A1 \\ sign(e_k) * \Delta_1 & if \quad A1 \le |e_k| < A2 \\ sign(e_k) * \Delta_2 & if \quad A2 \le |e_k| < A3 \end{cases}$$

$$h(trend_k) = \begin{cases} 0 & if \quad |trend_k| < 1 \\ trend_k & if \quad |trend_k| \ge 1 \end{cases}$$

$$trend_k = F_{slope} * \overline{e_k - e_{k-n}}$$

其中 F_{slope} 是常数，$\overline{e_k - e_{k-n}}$ 是来自前面“n”个周期的误差的平均值，其中“n”是在一个开关周期内的取样数目，且

A1、A2 和 A3 在图 29 中定义，其表示用于产生误差信号的电压限幅器的电压水平。

Δ_1 和 Δ_2 是环路增益（loop gains），其以取样速率选择且具有基于误差信号的值。选择环路增益的值 Δ_1 和 Δ_2 相关，如 Δ_2 约等于 Δ_1 的两倍。数字控制器的环路增益可以最大为取样速率且包括取样速率的任何速率自适应改变。每个环路增益可动态地改变作为输出调节器的任何参数的函数，所述参数包括误差信号的电压范围、已调输出的电压范围和占空比。

数字控制器的环路补偿可包括 $g(e_k)$与 $h(trend_k)$的比率。环路补偿可以最大为取样速率且包括取样速率的任何速率自适应地改变。在一个方案中，常数 F_{slope} 可自适应改变，以改变环路补偿。环路补偿可动态地改变作为输出调节器的任何参数的函数，所述参数例如误差信号的电压范围、已调输出的电压范围和占空比。

组合器 956 可组合标称占空比信号和调整值，以产生已调整占空比信号。在一个方案中，已调整占空比信号可用作计数器界限以产生 UD 脉冲。

在该情形下，计数器 958 可产生 UD 脉冲作为时钟信号 CLOCK 和已调整占空比信号的函数。UD 脉冲具有“on”水平和“off”水平，且

具有变化的脉宽以表示用于驱动开关调节器功率开关器件的接通时间。计数器 958 可计数时钟周期的数量，该时钟周期是计数器界限设定的以产生 UD 信号的“开通时间”和“关断时间”。例如，已调整占空比信号的 Up 部分可设定用于接通时间的计数器界限，而已调整占空比信号的 Down 部分可设定用于关断时间的计数器界限。优选地，信号计数器可产生 UD 信号以响应包括 Up 和 Down 信息的信号计数器界限信号。UD 脉冲可包括和脉冲分辨率相关的量化误差，该脉冲分辨率是由时钟信号的频率限制的。图 30 表示量化误差的例子，其中 UD 脉冲 970 是从时钟信号 972 产生的，且已调整占空比信号 974 可具有与时钟信号的频率相关的量化误差 976。

延迟线 960 可微调 UD 脉冲，其由计数器 958 产生以减少量化误差。延迟线 960 响应接收 UD 脉冲和延迟控制信号，可产生微调脉冲信号，该微调脉冲信号的占空比约等于相应于已调整占空比信号的脉宽。延迟线 960 可延迟 UD 脉冲的任一边沿以产生微调的脉冲信号。例如，在一方案中，可产生脉宽短于相应已调整占空比的 UD 脉冲，然后延迟线 960 可延迟下降沿以产生微调的脉冲信号。在另一方案中，可产生脉宽长于相应已调整占空比 UD 脉冲，然后延迟线 960 可延迟上升沿以产生微调的脉冲信号。

控制模块 962 可产生延迟控制信号作为 UD 脉冲和已调整占空比信号的函数。延迟控制信号可优选为多位信号。

占空比限制器 964 可限制传送到输出的能量作为开关调节器的电气特性的函数，所述电气特性如 Vin、输入电流 Iin、输入功率 Pin、输入能量 Qin 和电感器电流 I_L。占空比限制器 964 可控制占空比以限制输送到输出的能量。占空比限制器 964 可包含于数字控制器 950 中的任何地方。在一个方案中，占空比限制器 964 可操作多位信号如已调整占空比信号。在另一方案中，占空比限制器 964 可操作脉冲信号如微调的脉冲信号。

图 31A 表示用于产生标称占空比信号 Up*和 Down*的占空比限制器 970 的一个方案，用于操作开关调节器的当前占空比可从该标称占空比信号产生。占空比估计器 970 可包括一个或多个用于确定标称占空比的模式。

模式 1 估计器 972 可确定标称占空比信号作为当前占空比和前面的占空比值的接通时间（上升时间）的函数。模式 1 估计器 972 可对当前占空比和前面的占空比值应用任何估计技术，如最小均方技术或三次插值技术，以确定标称占空比。在一个方案中，模式 1 估计器可估计延迟控制和 UD 脉冲以确定接通时间。预定的当前和前面的占空比值可用于估计标称占空比。

模式 2 估计器 972 可确定标称占空比信号作为误差信号的函数。模式 2 估计器 974 可在若干个周期上确定误差的数学函数，如比开关调节器的开关周期大的任何数量。可采用任何类型的数学函数，例如运动平均值、平均值和加权平均值。误差的数学函数可与一个或多个参考比较。然后基于比较，Up*可被增加、减小或保持恒定。

图 31B 表示示例性模式 2 估计器 1000。累积器 1002 可在约等于开关调节器的转换时间周期 1000 倍的整个时间周期上计算误差的运行平均值。一个或多个比较器 1004 可比较累积器 1002 的输出和两个参考 X1 和 X2，参考可由参考产生器 1006 产生。计数控制器 1008 可基于比较器 1004 的输出控制标称占空比的计数。例如，如果运行平均值大于 X1，计数控制器 1008 可减小 Up*计数一步。如果运行平均值小于 X2，计数控制器 1008 可增大 Up*计数一步。如果运行平均值小于 X1 且大于 X2，那么计数控制器 1008 可保持 Up*计数不变。

在长时间周期上计算误差的数学函数可提供缓慢和准确的标称占空比估计。而且，用于控制开关调节器已调输出的控制环的传送函数可减小到单零，从而减小了与数字控制器相关的相移。减小的相移可用于增加控制环的相位裕度、增加环的交界频率以及增加相位裕度和增加交界频率的组合。在模式 2 估计器 974 产生恒定 Up*值的时间周期，控制环减小到单零。

模式选择器 976 可基于模式选择标准在占空比估计器 970 的模式之间选择。在一个方案中，模式选择器 976 可基于 Up^*_1 和 Up^*_{prior} 之间的差在 Up^*_1 和 Up^*_2 之间选择，如下：

$$Up^* = \begin{cases} Up^*_1 & if \quad |Up^*_1 - Up^*_{prior}| > T1 \\ Up^*_2 & if \quad |Up^*_1 - Up^*_{prior}| < T1 \end{cases}$$

其中 Up^*_1 是由模式 1 估计器 972 产生的上值（up value），Up^*_2 是

由模式 2 估计器 972 产生的上值，而 Up^*_{prior} 是前面周期的 Up*值，对于 1 MHz 的开关频率 T1 可近似等于 5 纳秒。

可采用任何模式选择标准，如比较 Up^*_1 和 Up^*_{prior} 的运行平均值，和比较 Up^*_1 的运行平均值和 Up^*_{prior}。而且可为 T1 选择任何值。

图 32 表示为开关调节器确定占空比工作的一个方案。在步骤 980，在第一模式中确定标称占空比作为前面占空比的函数。在步骤 982，在第二模式确定标称占空比作为累积的误差的函数。在步骤 984，在两个模式之间选择以计算标称占空比。在步骤 986，基于模式选择标准如计算占空比改变的速率，作出选择。

节能间歇模式控制

图 33 表示数字控制器 1050 的一个方案，该数字控制器 1050 包括节能间歇模式以控制数字控制器 1050 的功率消耗。数字控制器 1050 可包括本说明书描述的部分或所有功能。

节能间歇模式（ESDM）控制器 1152 可监控检测点，如输出电压、电感器电流或输出电压以确定何时切换到节能间歇模式。在检测点监控的参数可反映输出调节器的功率状态，如低输出功率或电感器中间歇电流。例如，当输出电流小于预定大小时或者当流过输出电感器的电流变成间歇时，ESDM 控制器可以切换到节能间歇模式。ESDM 控制器 1152 可有利地控制输送到数字控制器 1150 控制功能部分的功率流。数字控制器 1050 如 PWM 控制器 1154、延迟线 1156 和电压检测比较器 1158 内的控制功能可在节能模式时关闭，以减少功率消耗。

图 34A 表示用于控制输出调节器的切换模式间切换的数字控制器 1100 的一个方案。特别地，数字控制器 1100 可控制连续电流模式（CCM）操作和间歇电流模式（DCM）操作之间的切换。图 34B 表示和 DCM 操作相关的波形。第一波形 Vout 1110 表示输出调节器的已调输出电压。第二波形表示输出调节器的电感器电流 IL 1112。在 DCM 期间，已调输出电压 1110 和电感器电流 1112 工作于三个阶段中；导通阶段、自由轮转阶段和间歇阶段。在导通阶段时，将来自输入源的能量传输到输出滤波器，引起电感器电流 1112 使输送的能量斜坡上升到已调输出（负载），导致已调输出电压 1110 的增加。在自由轮转阶段，

存储在电感器中的能量被输送到已调输出，引起电感器电流 1112 已调输出电压 1110 斜坡下降。在间歇阶段，电感器中所有能量被输送到已调输出，因此电感器电流可近似保持为零，且能量从输出电容器转移以供应能量至已调负载。

数字控制器 1100 可包括一个或多个比较器 1102 以确定何时在 CCM 和 DCM 之间切换。在一个方案中，比较器 1102 可将已调输出电压 1110 和电感器电流 1112 与参考水平比较，以产生用于控制 CCM 和 DCM 之间切换的控制信号。

一个或多个参考产生器 1104 可产生参考水平。可采用任何类型的参考产生器 1104。参考产生器 1104 可产生参考水平 V1 用于偏移所检测的已调输出电压。参考水平 V2 可用于和偏移的已调输出电压 1110 比较，以控制 DCM 到 CCM 的切换。可产生参考水平 I1 以反映预定的电流，如最小负载电流。电感器电流 1112 可与 I1 比较以确定电感器电流小于 I1 的时间的百分数。

模式控制器 1106 可控制切换模式作为比较器输出的函数。在一个方案中，基于电感器电流小于 I1 的时间的百分数，模式控制器 1106 可控制 CCM 到 DCM 的切换。在另一个方案中，基于所检测的输出电压升高到大于 V1 的水平，模式控制器 1106 可控制 CCM 到 DCM 的切换。在 DCM 中，模式控制器可将接通时间设定为常数，且通过改变输出调节器的开关频率而调节已调输出。

为了控制 DCM 到 CCM 的切换，当切换到 DCM 时，数字控制器 1100 可将所检测的已调输出电压偏移到参考水平 V1 以上。然后，随着输出负载电流增加，所检测的已调输出电压的波形改变形状，波形的一部分向参考水平 V2 移动。比较器 1102 可将偏移的已调输出电压与参考水平 V2 比较，并指示出当偏移的已调输出电压近似小于或等于参考水平 V2。模式控制器 1106 可响应比较器 1102 的输出，将切换模式从 DCM 切换到 CCM。

图 35 表示切换模式控制操作的一个方案。在步骤 1120，监控以连续电流模式操作的开关调节器的电感器电流。在步骤 1122，比较电感器电流和参考电流水平，如 Imin，其中 Imin 是在间歇电流操作开始前的最小输出电流。继续步骤 1124，确定切换周期的百分数，在该切换

周期期间，电感器电流近似小于或等于最小输出电流。在步骤 1126，比较切换周期百分数和参考百分数如近似等于 40%。在步骤 1128，如果占空比百分数超过参考百分数，切换到 DCM。在步骤 1130，检测已调输出电压。在步骤 1132，将所检测的已调输出电压偏移到第一电压参考 V1 之上。在步骤 1134，比较偏移的已调输出电压和第二电压参考 V2。继续步骤 1136，如果偏移的已调电压一部分小于或等于 V2，那么模式控制器切换到 CCM 模式。

捕获状态信息

图 36 表示用于为输出调节器 1200 捕获数字控制器 1201 状态信息的存储系统 1200。输出调节器 1200 可以是包括开关调节器、线形调节器、电流调节器、电压调节器和功率调节器在内的任何类型的调节器。输出调节器 1200 可包括功率级 1204 和输出滤波器 1206，以将来自输入源的能量转换成已调输出，该能量用于供应能量至负载 1208。输出传感器 1210 可检测已调输出并向数字控制器 1201 提供输入。

存储系统 1200 可包括信息控制器 1203 以恢复状态信息。信息控制器 1203 可有利地捕获任何状态信息，如输出电压、输出电流、标称占空比、已调整占空比、功率开关器件接通时间、功率开关器件关断时间、输入电流、误差电压、延迟控制值、调整值和所有其它由数字控制器 1201 或输出调节器 1200 接收或处理的数字值。

存储器 1212 可存储状态信息。可采用任何类型的存储器，如静态 RAM、动态 RAM、快闪 RAM 和内容可寻址 RAM。状态信息可临时性以任何方式组织，这些方式包括使用时间戳、按序存储信息和基于触发事件存储状态信息的子集。触发事件可以是任何类型的事件，如状态值超过预定阈值、预定时间间隔已用完以及多个触发事件的组合。状态信息可在任何时间间隔上存储，例如切换周期一部分的短间隔和延伸到数月和数年的长间隔。

状态信息分析器 1214 可分析存储的状态信息。状态信息分析器 1214 可评估存储的信息以确定系统和元件工作条件，例如对标称工作范围的偏离、元件可靠性估计和元件保养的必要性。可在预定的时间周期评估所存储的状态信息。状态信息分析器 1214 可永远与存储系统

1202 连接通信或间歇地与独立的系统连接，该系统用于评估一个或多个输出调节器的状态。

已经说明了本发明的多个实施例。尽管如此，应该明白的是，在不偏离本发明的精神和范畴下，可对本发明做出不同的修改。因此，其它的实施例包括在权利要求的范畴内。

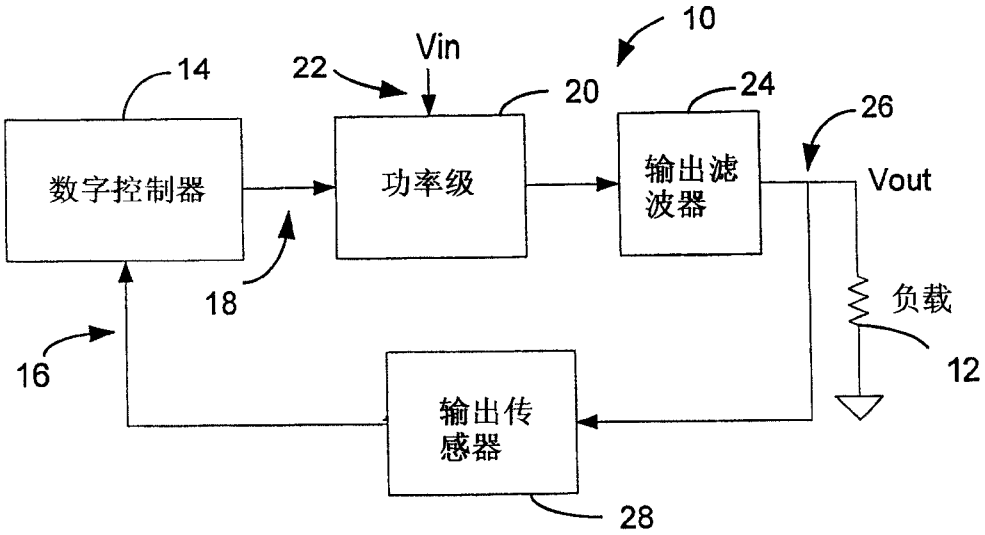

10
Vin
22
14
20
24
26
数字控制器
功率级
输出滤波器
Vout
18
负载
16
12
输出传感器
28

图1

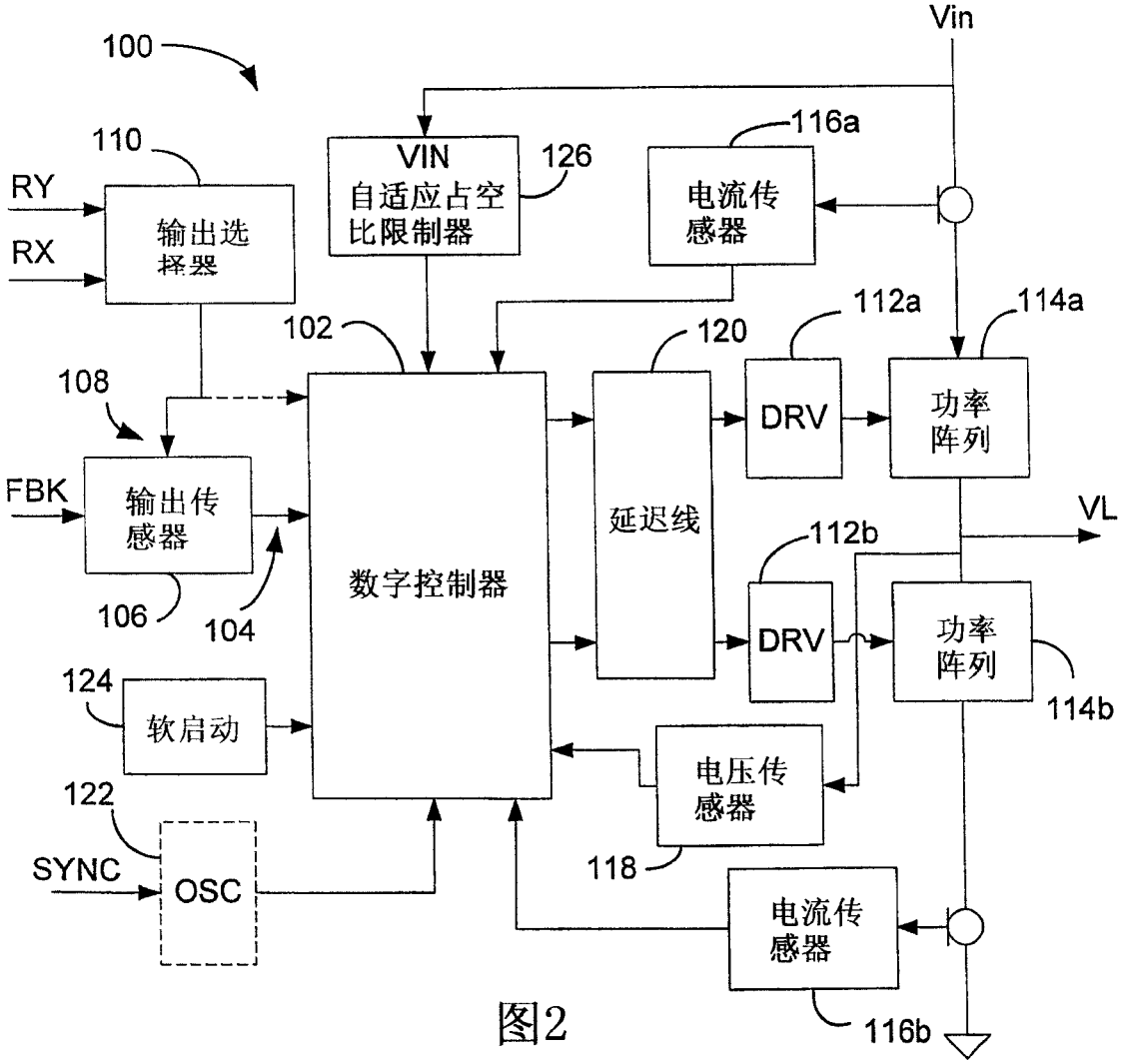

100
Vin
110
VIN自适应占空比限制器
126
116a
RY
RX
输出选择器
电流传感器
102
120
112a
114a
108
DRV
功率阵列
FBK
输出传感器
数字控制器
延迟线
VL
112b
106
104
DRV
功率阵列
124
软启动
114b
电压传感器
122
SYNC
OSC
118
电流传感器
116b

图2

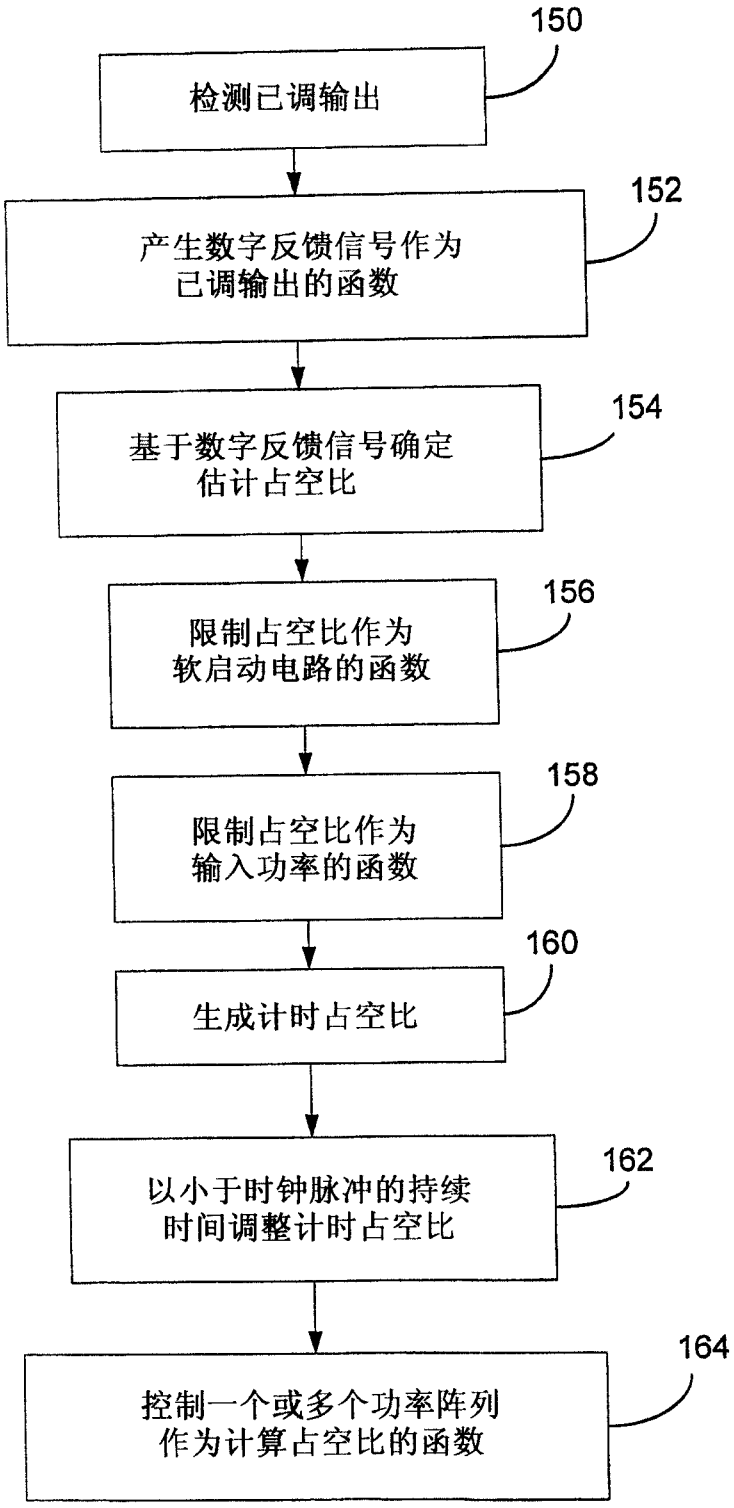

150
检测已调输出
152
产生数字反馈信号作为
已调输出的函数
154
基于数字反馈信号确定
估计占空比
156
限制占空比作为
软启动电路的函数
158
限制占空比作为
输入功率的函数
160
生成计时占空比
162
以小于时钟脉冲的持续
时间调整计时占空比
164
控制一个或多个功率阵列
作为计算占空比的函数

图3

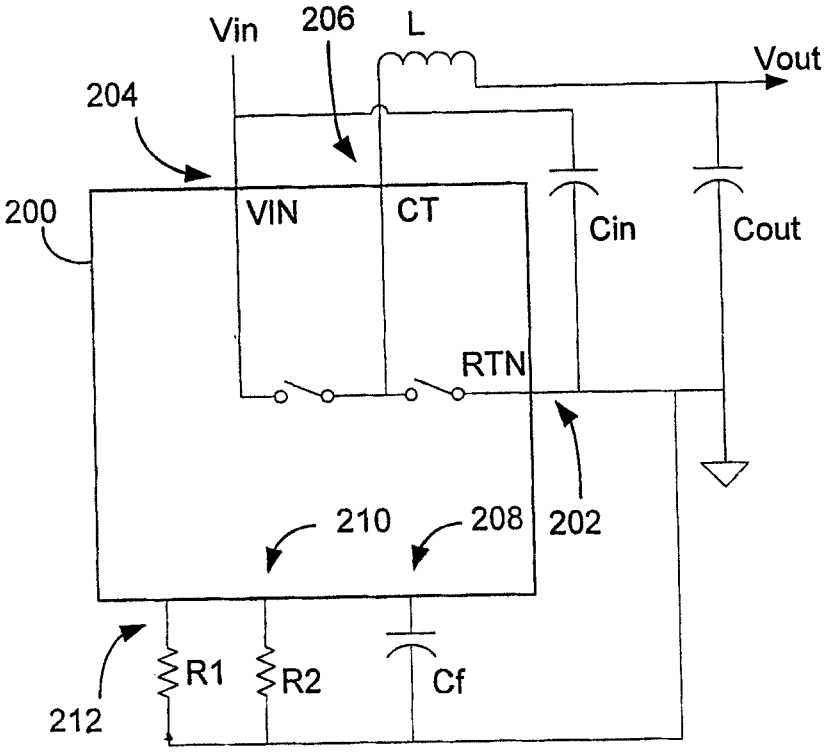

Vin
206
L
Vout
204
200
VIN
CT
Cin
Cout
RTN
210
208
202
212
R1
R2
Cf

图4

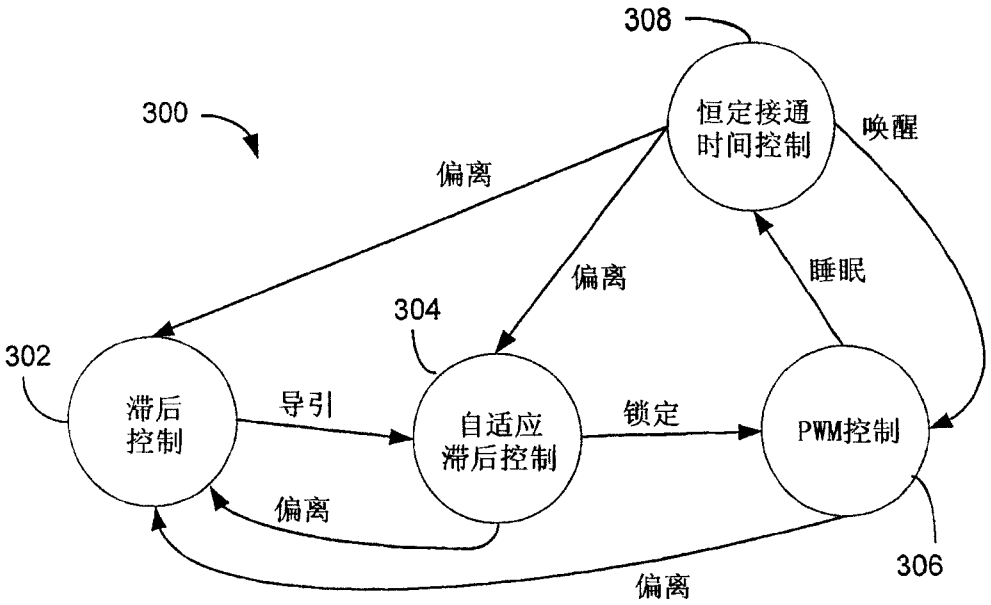

308
300
恒定接通
时间控制
唤醒
偏离
偏离
睡眠
304
302
滞后
控制
导引
自适应
滞后控制
锁定
PWM控制
偏离
306
偏离

图5

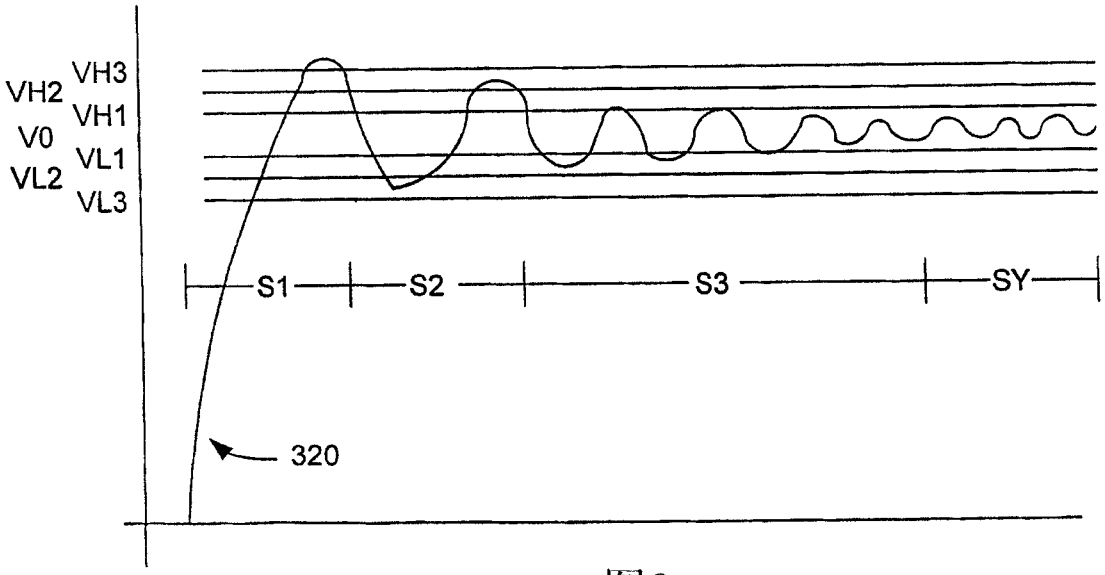

VH2
VH3
VH1
V0
VL1
VL2
VL3
S1
S2
S3
SY
320

图6

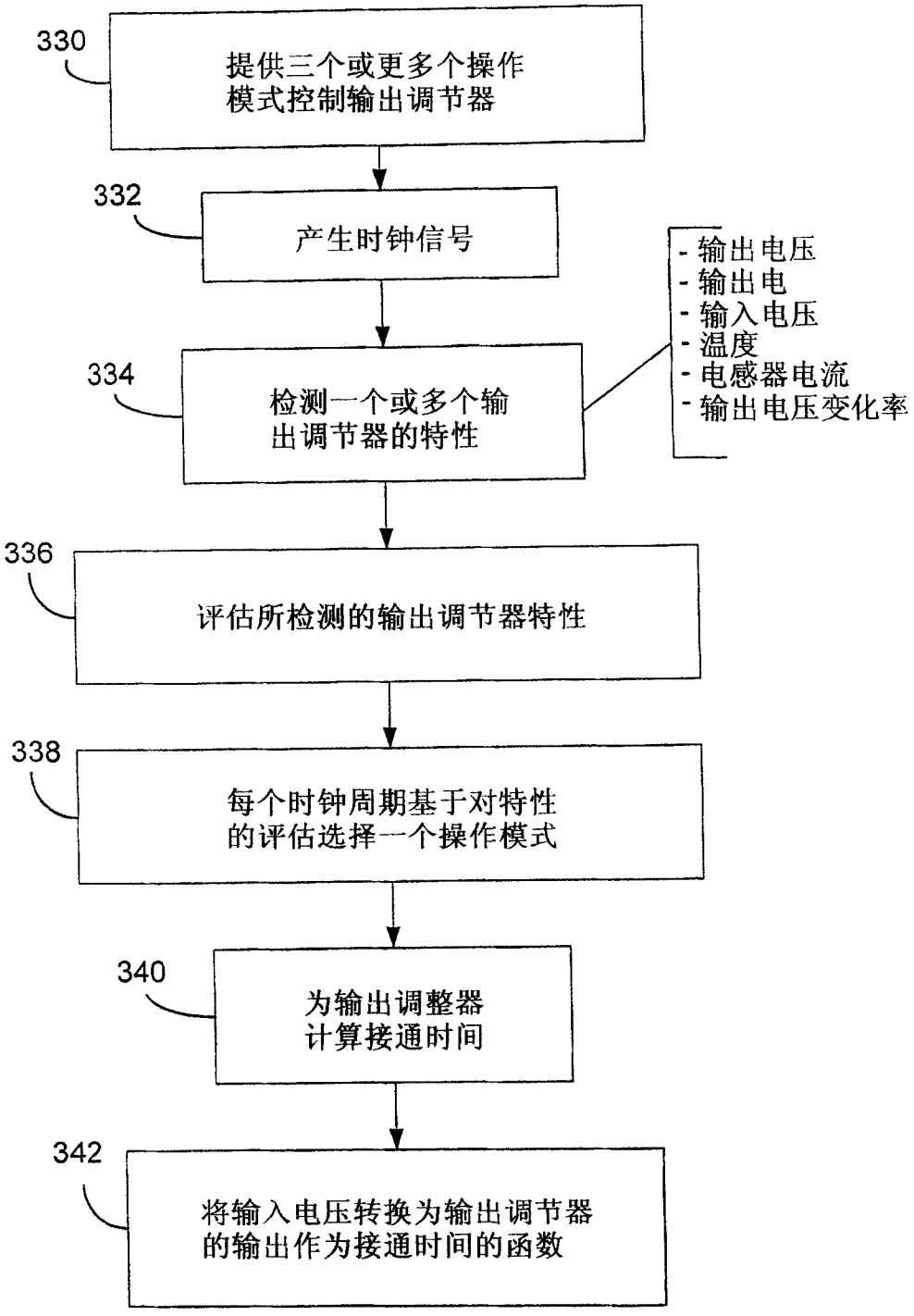

330
提供三个或更多个操作模式控制输出调节器
332
产生时钟信号
334
检测一个或多个输出调节器的特性
- 输出电压
- 输出电
- 输入电压
- 温度
- 电感器电流
- 输出电压变化率
336
评估所检测的输出调节器特性
338
每个时钟周期基于对特性的评估选择一个操作模式
340
为输出调整器计算接通时间
342
将输入电压转换为输出调节器的输出作为接通时间的函数

图7

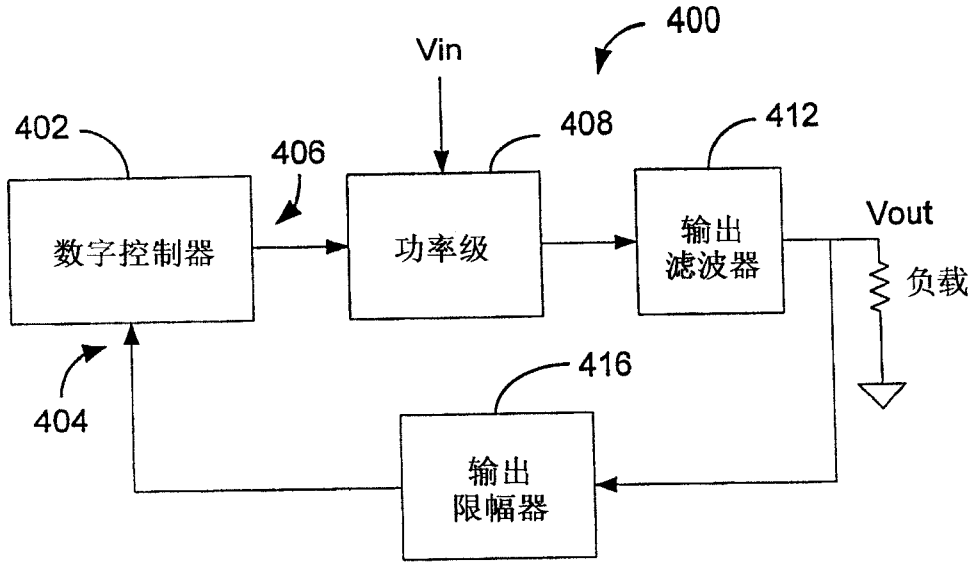

400
Vin
402
406
408
412
数字控制器
功率级
输出
滤波器
Vout
负载
404
416
输出
限幅器

图8

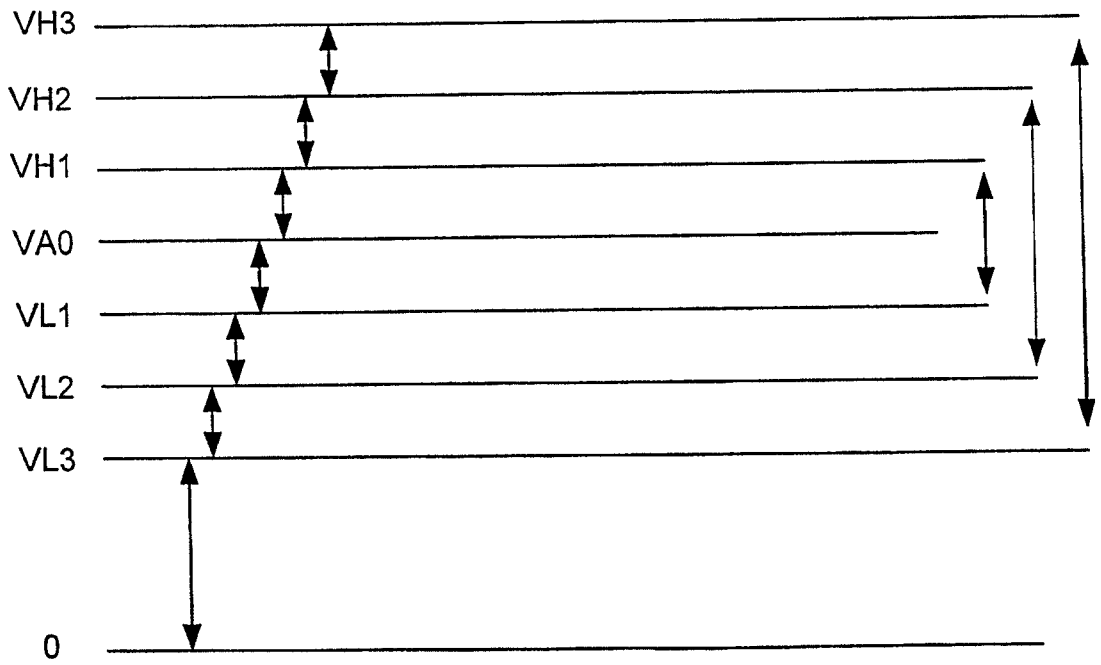

VH3
VH2
VH1
VA0
VL1
VL2
VL3
0

图9

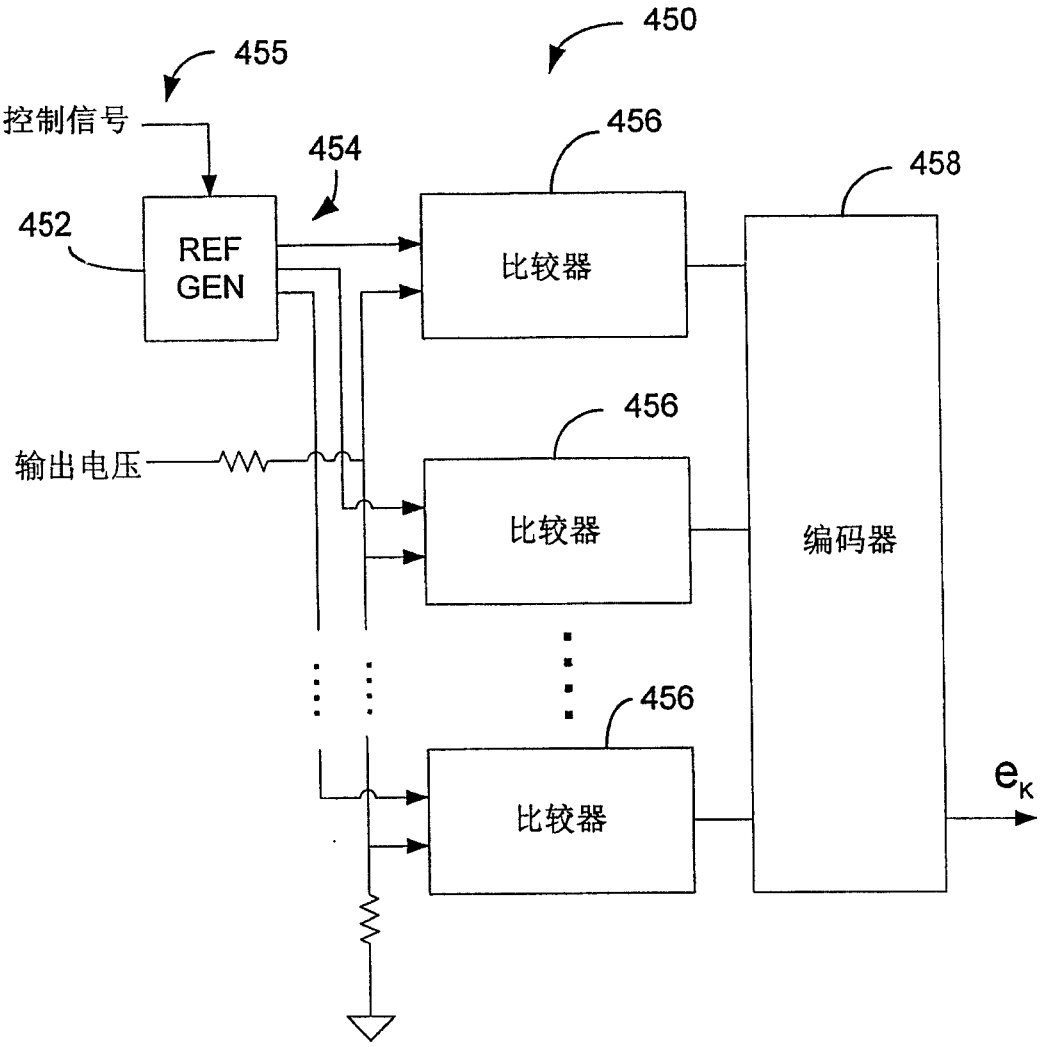

450
455
控制信号
454
456
458
452
REF
GEN
比较器
输出电压
456
比较器
编码器
456
比较器
e_K

图10

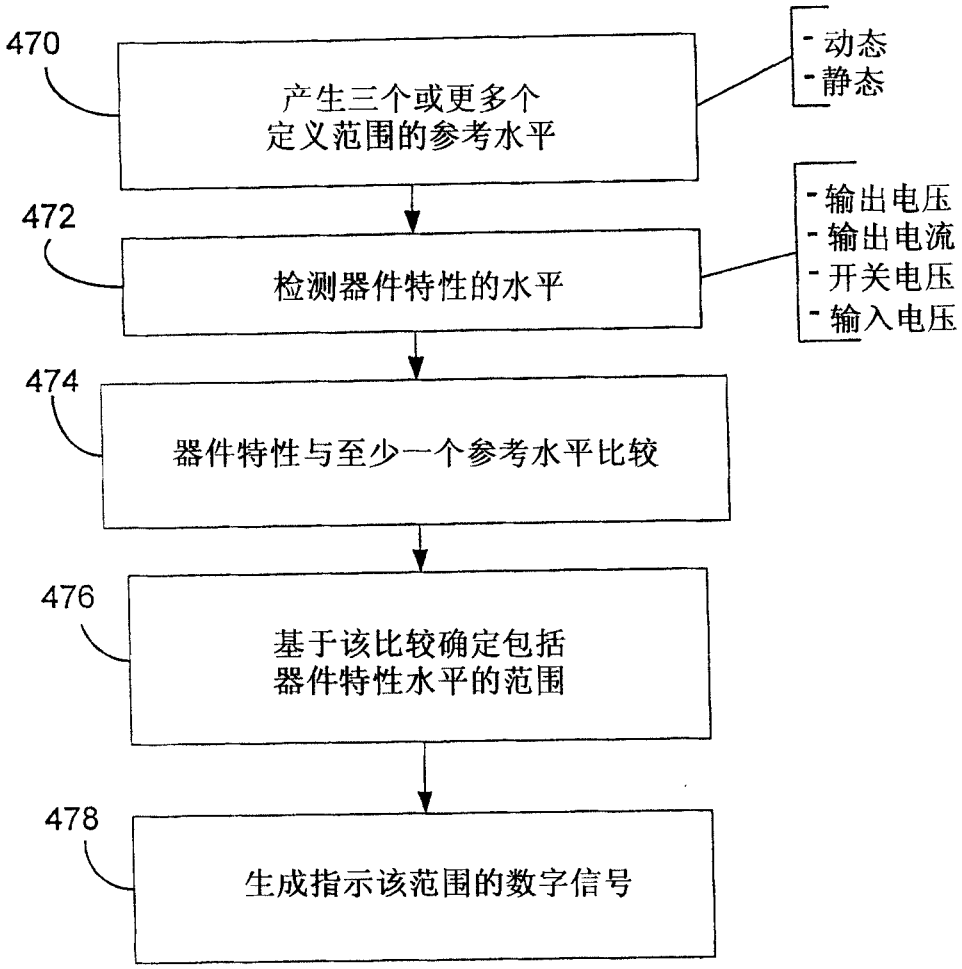

470
产生三个或更多个
定义范围的参考水平
- 动态
- 静态
472
检测器件特性的水平
- 输出电压
- 输出电流
- 开关电压
- 输入电压
474
器件特性与至少一个参考水平比较
476
基于该比较确定包括
器件特性水平的范围
478
生成指示该范围的数字信号

图11

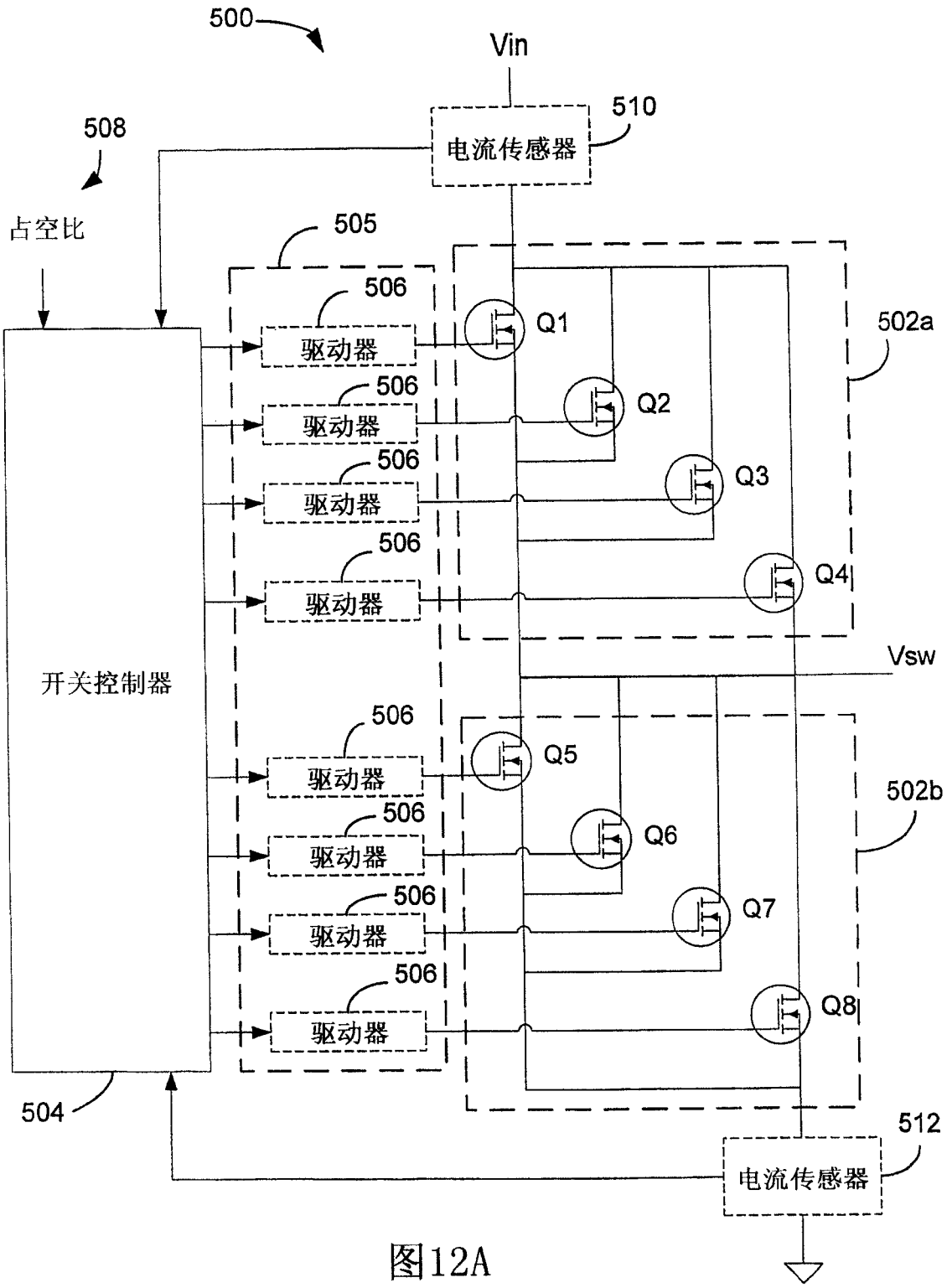

500
Vin
510
电流传感器
508
占空比
505
506
驱动器
Q1
502a
Q2
Q3
Q4
开关控制器
Vsw
Q5
502b
Q6
Q7
Q8
504
512
电流传感器

图12A

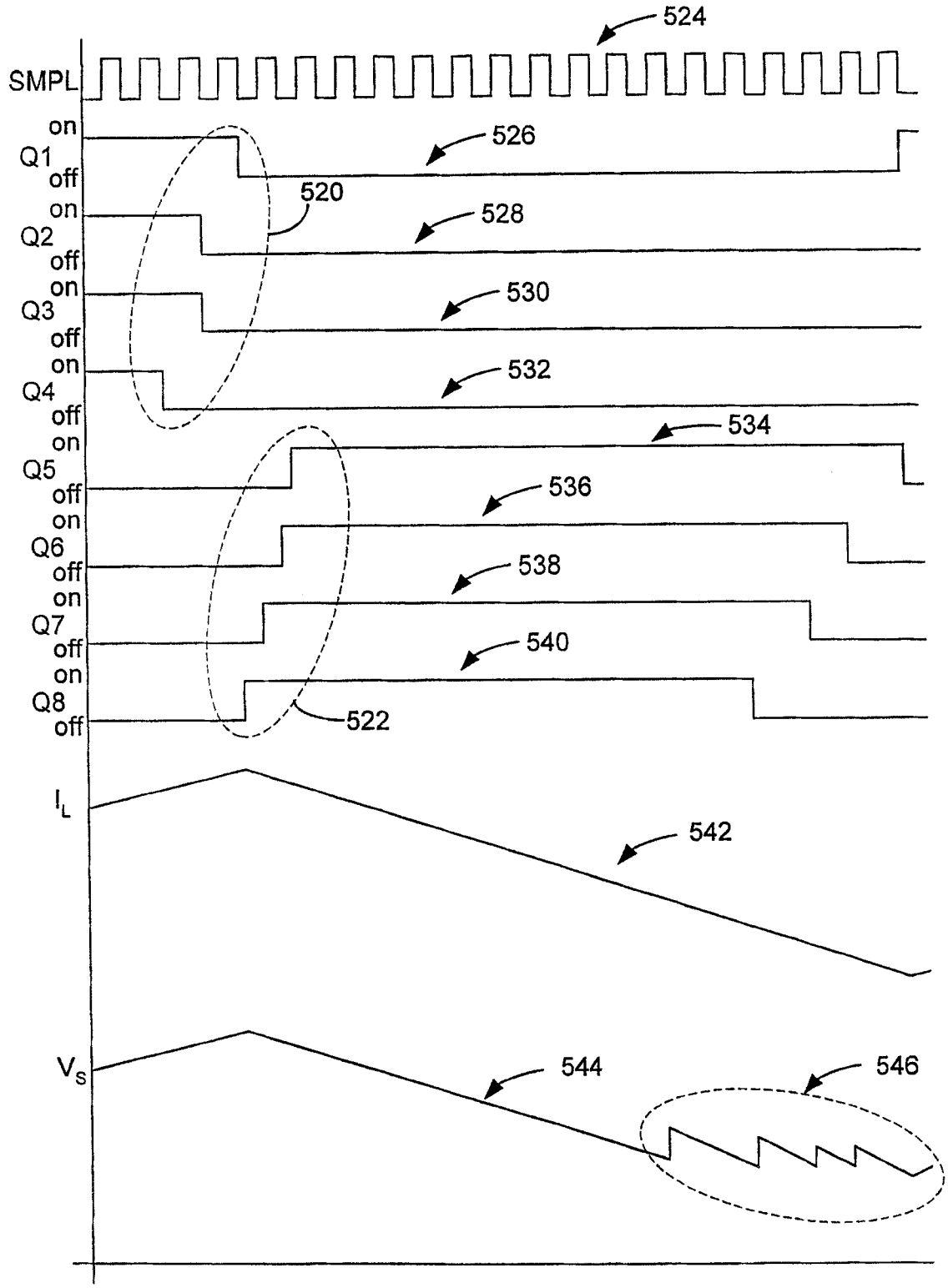

524
SMPL
on
Q1
off
526
520
on
Q2
off
528
on
Q3
off
530
on
Q4
off
532
534
on
Q5
off
536
on
Q6
off
538
on
Q7
off
540
on
Q8
off
522
I_L
542
V_S
544
546

图13

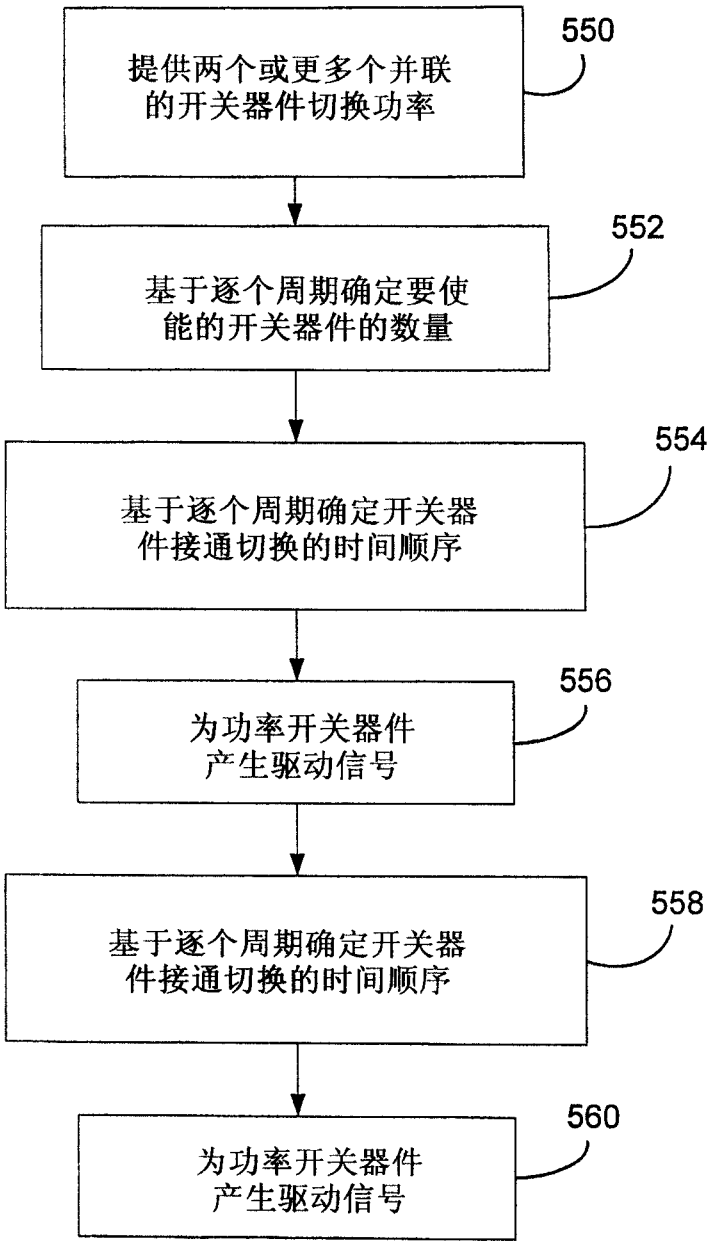

提供两个或更多个并联的开关器件切换功率
550
基于逐个周期确定要使能的开关器件的数量
552
基于逐个周期确定开关器件接通切换的时间顺序
554
为功率开关器件产生驱动信号
556
基于逐个周期确定开关器件接通切换的时间顺序
558
为功率开关器件产生驱动信号
560

图14

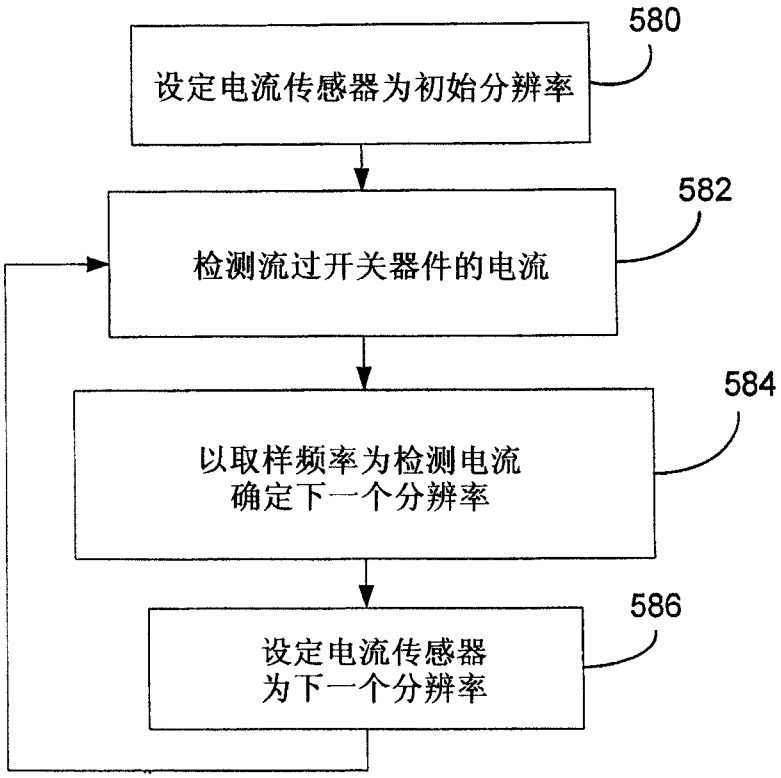

580
设定电流传感器为初始分辨率
582
检测流过开关器件的电流
584
以取样频率为检测电流
确定下一个分辨率
586
设定电流传感器
为下一个分辨率

图15

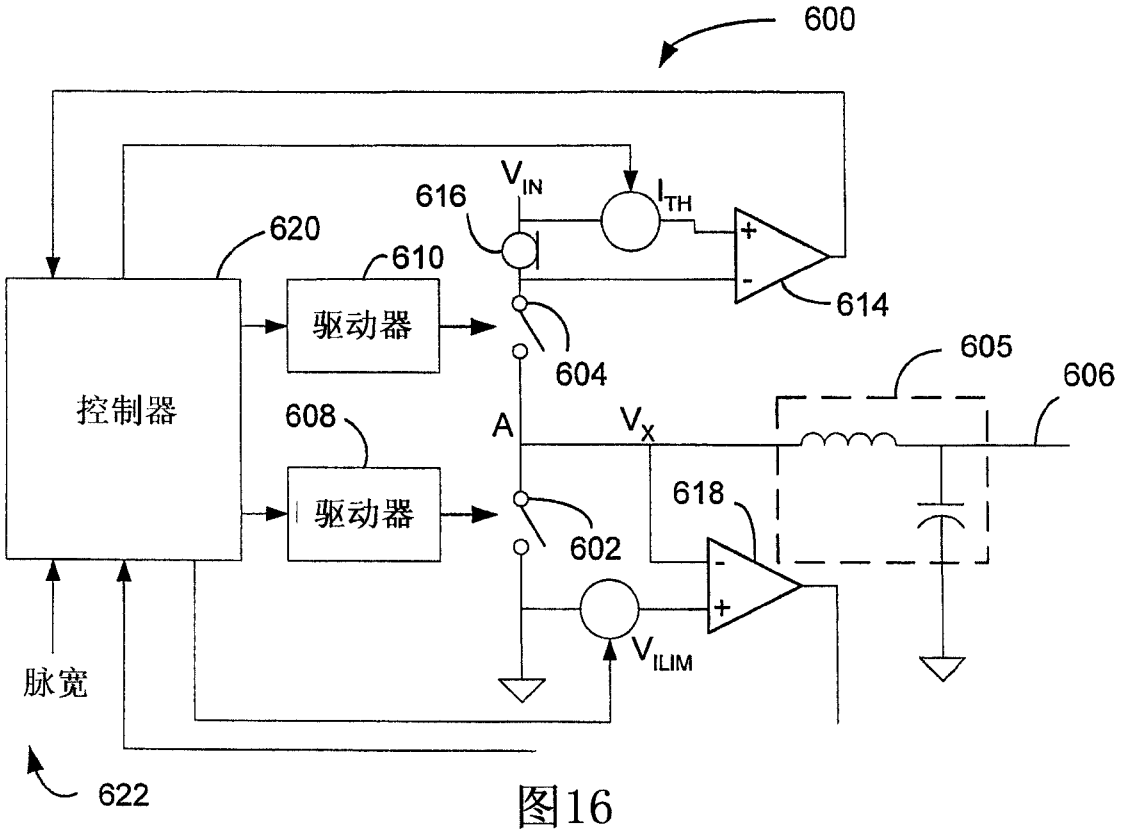

600
V_{IN}
616
I_{TH}
620
610
驱动器
614
控制器
604
605
606
608
A
V_X
驱动器
618
602
V_{ILIM}
脉宽
622

图16

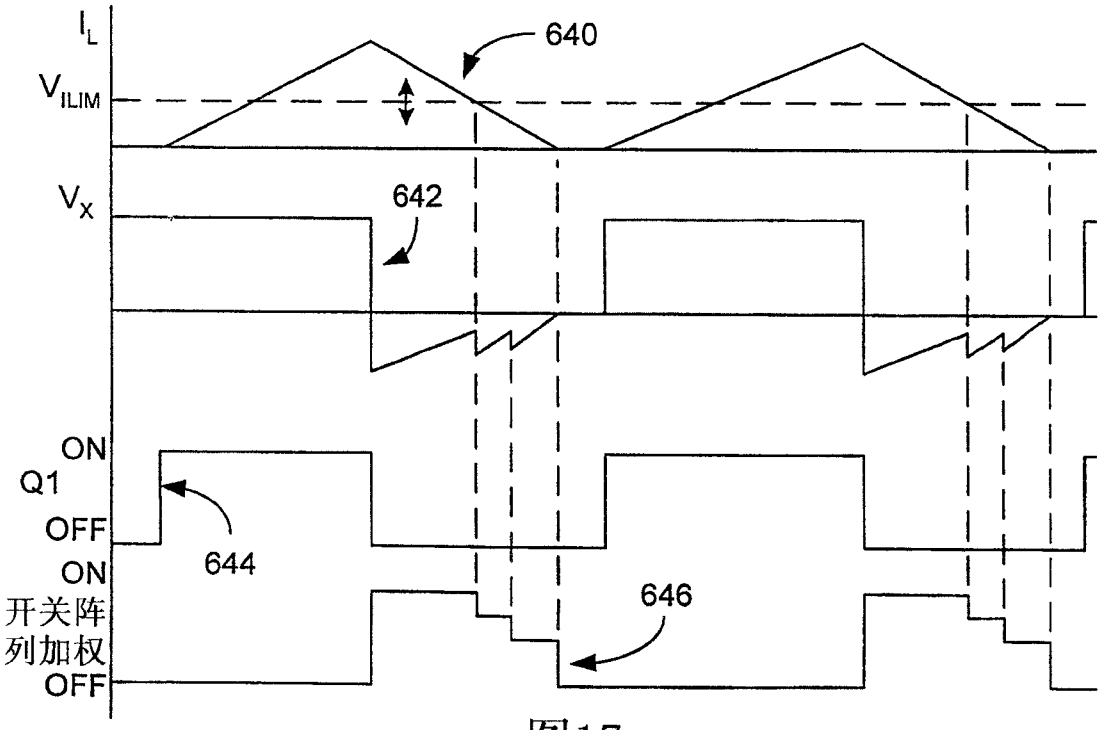

I_L
640
V_{ILIM}
V_X
642
ON
Q1
OFF
644
ON
开关阵
列加权
OFF
646

图17

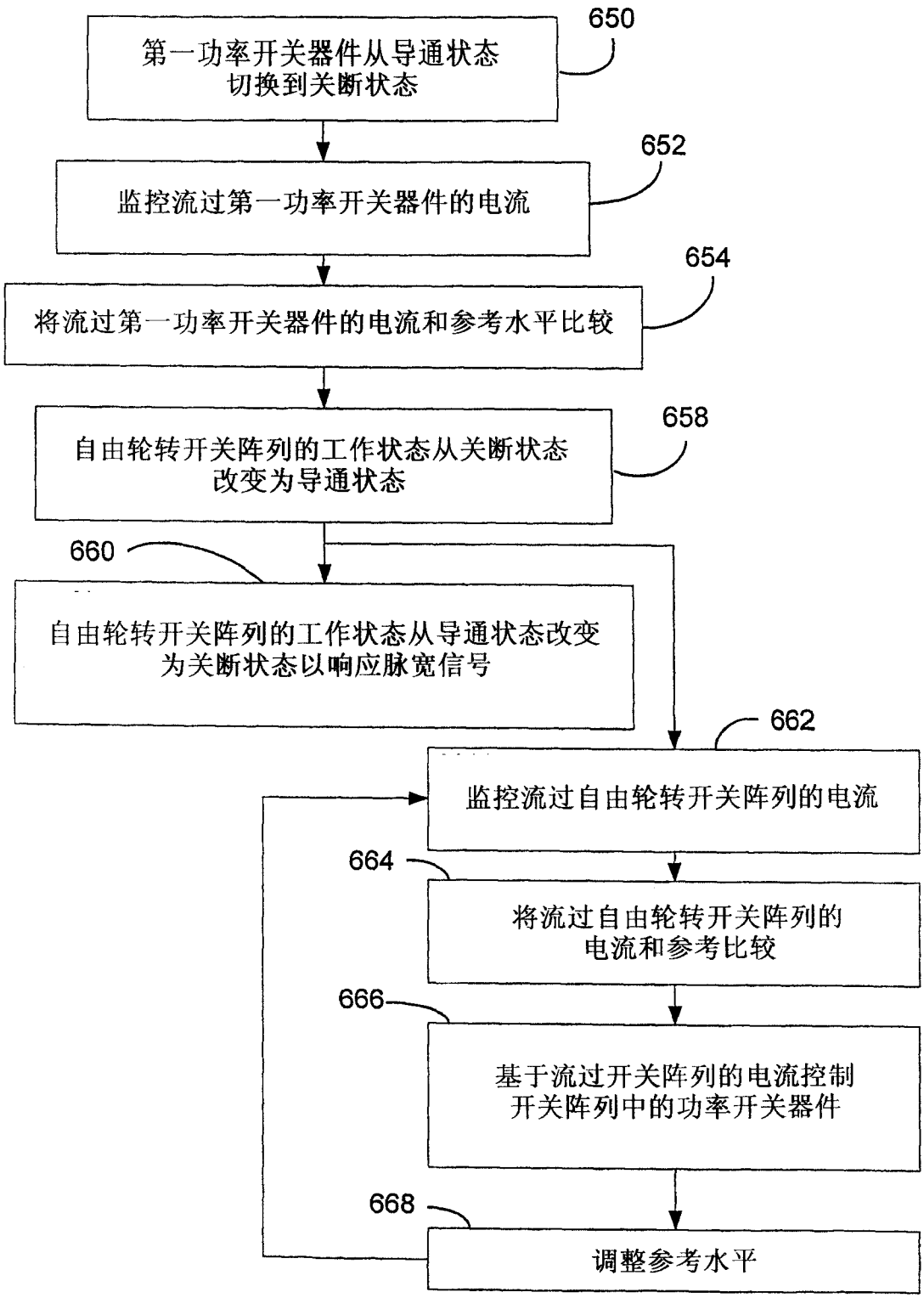

650
第一功率开关器件从导通状态
切换到关断状态
652
监控流过第一功率开关器件的电流
654
将流过第一功率开关器件的电流和参考水平比较
658
自由轮转开关阵列的工作状态从关断状态
改变为导通状态
660
自由轮转开关阵列的工作状态从导通状态改变
为关断状态以响应脉宽信号
662
监控流过自由轮转开关阵列的电流
664
将流过自由轮转开关阵列的
电流和参考比较
666
基于流过开关阵列的电流控制
开关阵列中的功率开关器件
668
调整参考水平

图18

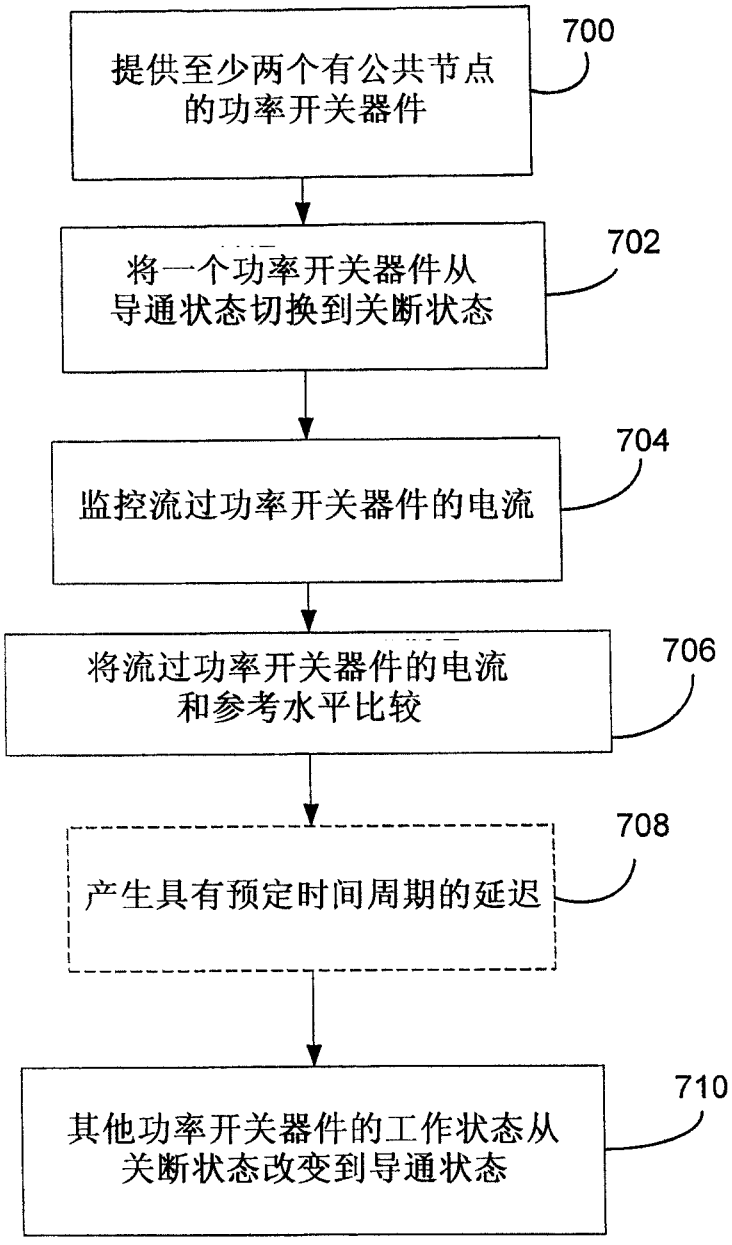

提供至少两个有公共节点的功率开关器件
700
将一个功率开关器件从导通状态切换到关断状态
702
监控流过功率开关器件的电流
704
将流过功率开关器件的电流和参考水平比较
706
产生具有预定时间周期的延迟
708
其他功率开关器件的工作状态从关断状态改变到导通状态
710

图19

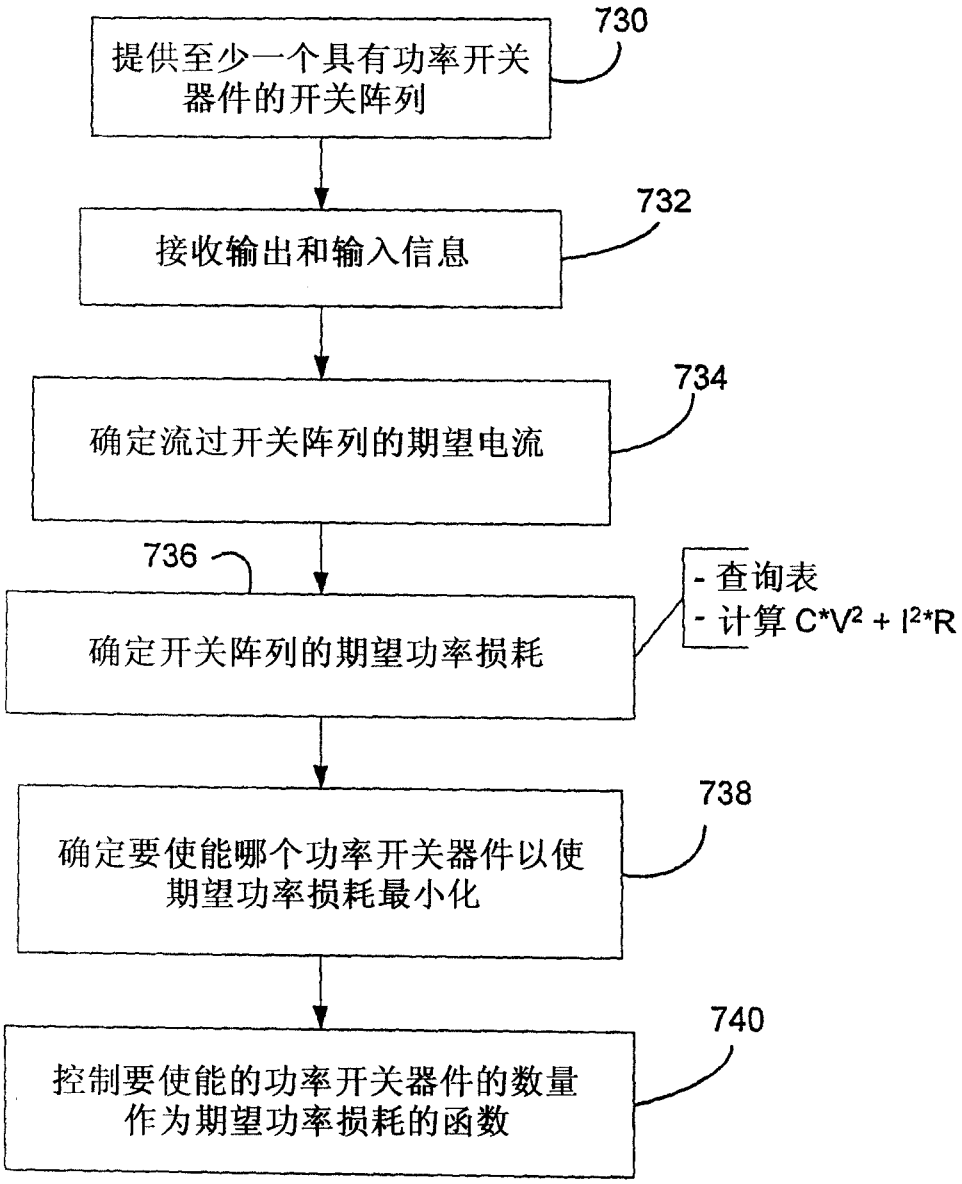

730
提供至少一个具有功率开关器件的开关阵列
732
接收输出和输入信息
734
确定流过开关阵列的期望电流
736
确定开关阵列的期望功率损耗
- 查询表
- 计算 C*V² + I²*R
738
确定要使能哪个功率开关器件以使期望功率损耗最小化
740
控制要使能的功率开关器件的数量作为期望功率损耗的函数

图20

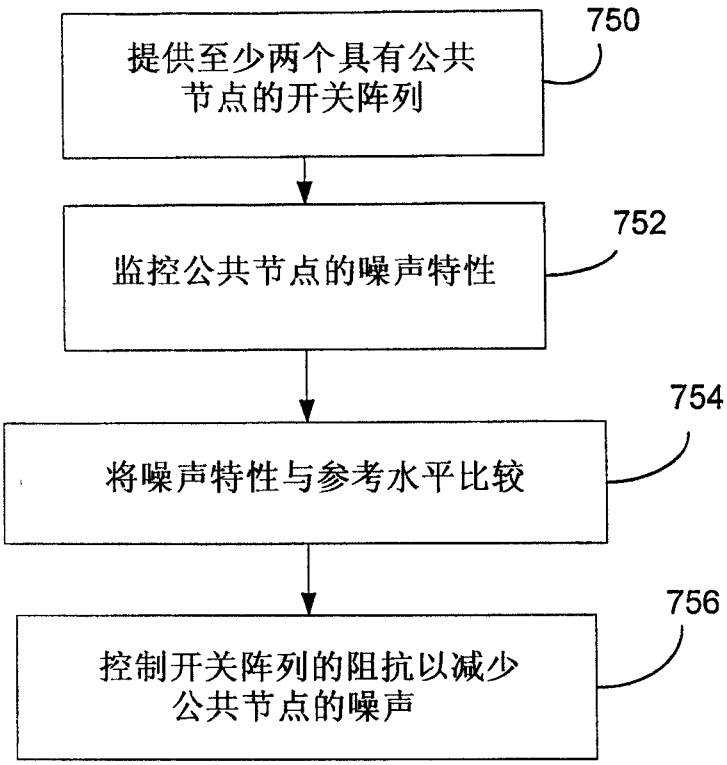

750
提供至少两个具有公共节点的开关阵列
752
监控公共节点的噪声特性
754
将噪声特性与参考水平比较
756
控制开关阵列的阻抗以减少公共节点的噪声

图21

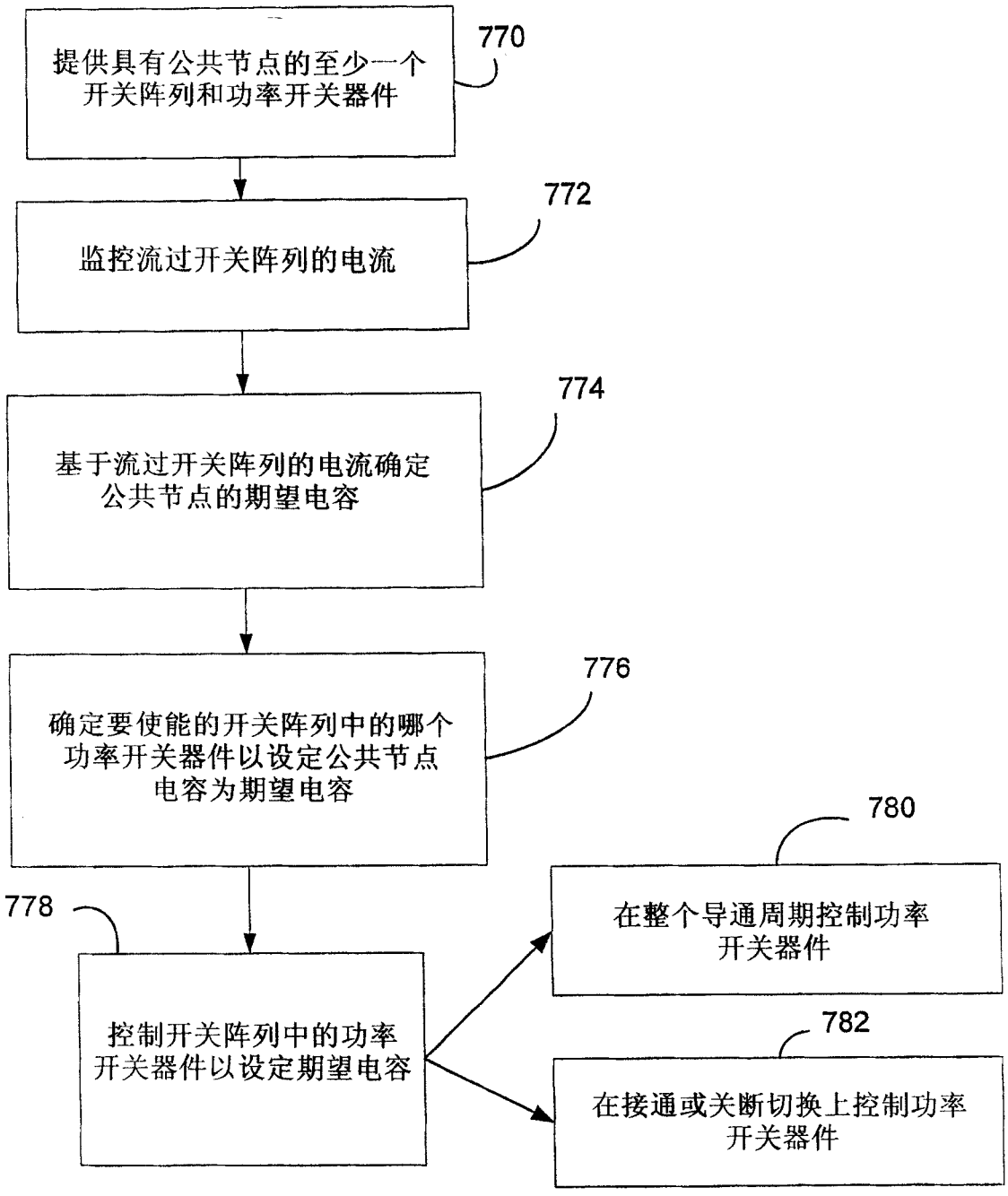

提供具有公共节点的至少一个开关阵列和功率开关器件
770
监控流过开关阵列的电流
772
基于流过开关阵列的电流确定公共节点的期望电容
774
确定要使能的开关阵列中的哪个功率开关器件以设定公共节点电容为期望电容
776
778
控制开关阵列中的功率开关器件以设定期望电容
780
在整个导通周期控制功率开关器件
782
在接通或关断切换上控制功率开关器件

图22

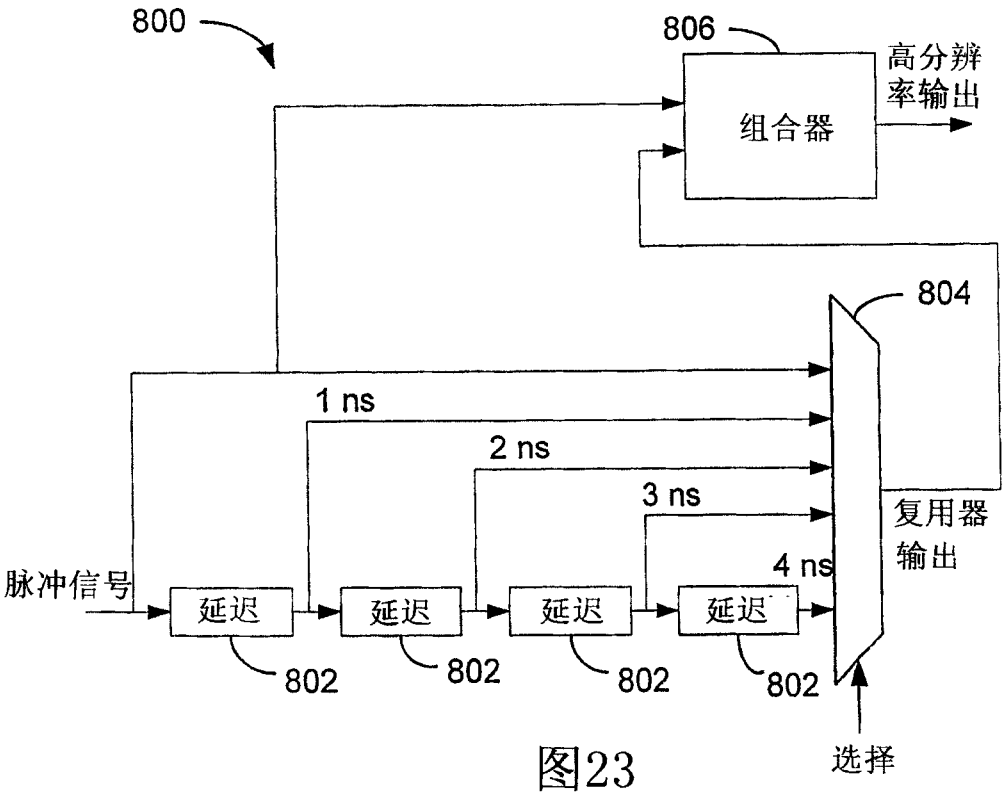

800
806
组合器
高分辨率输出
804
1 ns
2 ns
3 ns
4 ns
复用器输出
脉冲信号
延迟
延迟
延迟
延迟
802
802
802
802
选择

图23

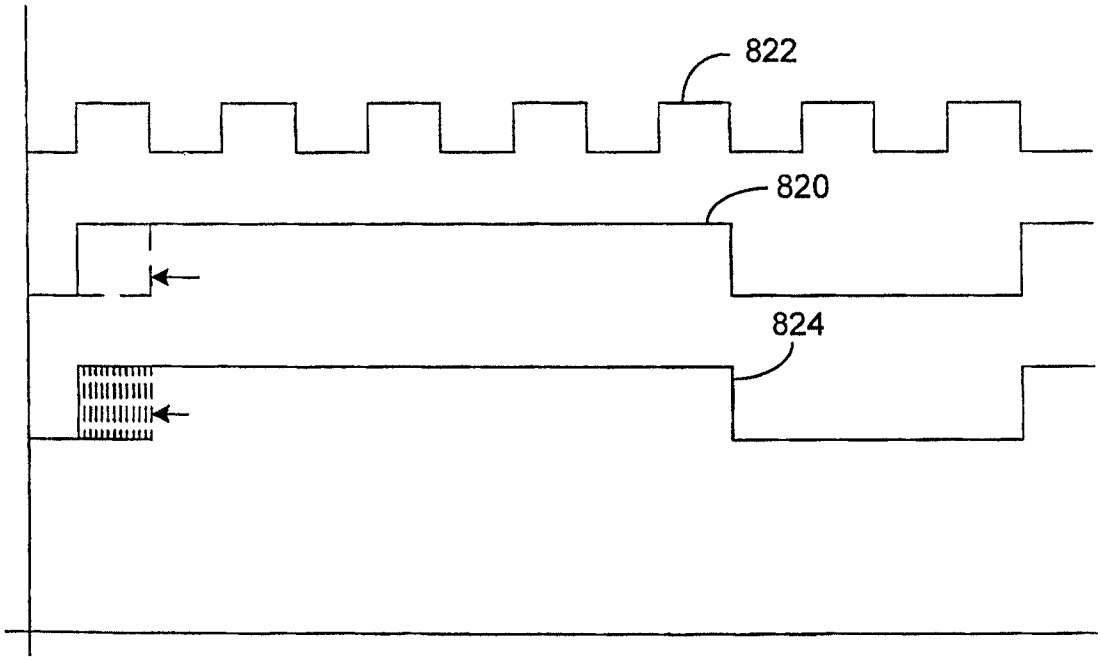

822
820
824

图24

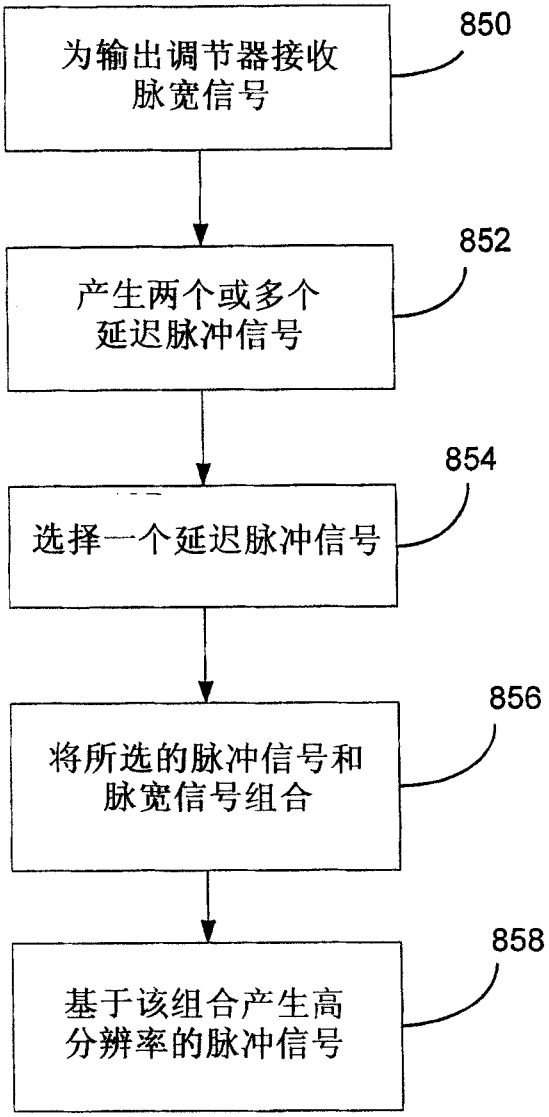

为输出调节器接收脉宽信号
850
产生两个或多个延迟脉冲信号
852
选择一个延迟脉冲信号
854
将所选的脉冲信号和脉宽信号组合
856
基于该组合产生高分辨率的脉冲信号
858

图25

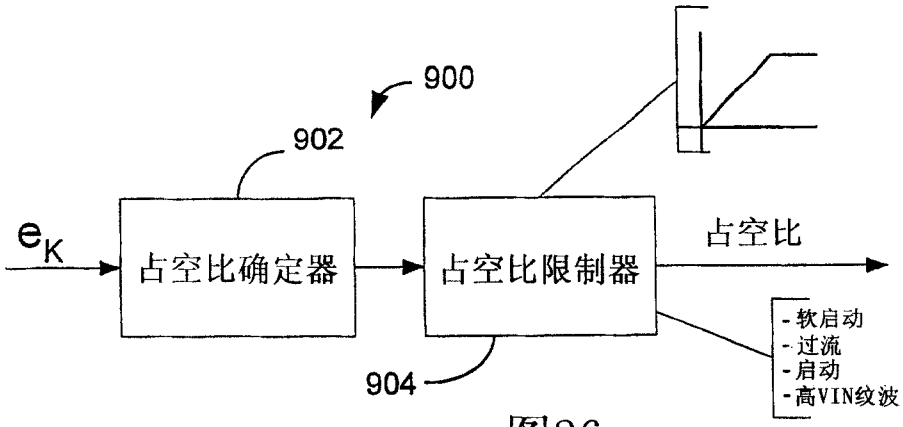

900
902
e_K
占空比确定器
占空比限制器
占空比
- 软启动
- 过流
- 启动
- 高VIN纹波
904

图26

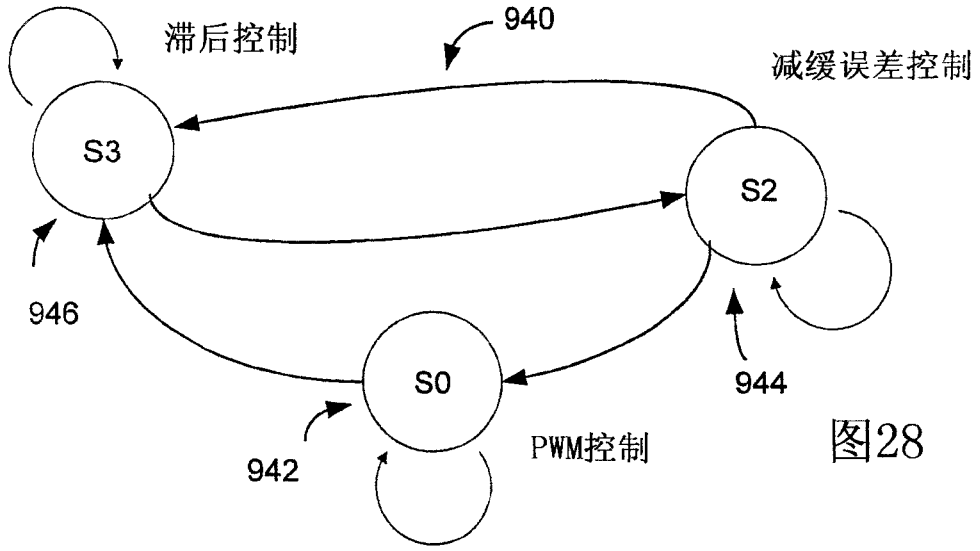

滞后控制
940
减缓误差控制
S3
S2
946
S0
944
942
PWM控制

图28

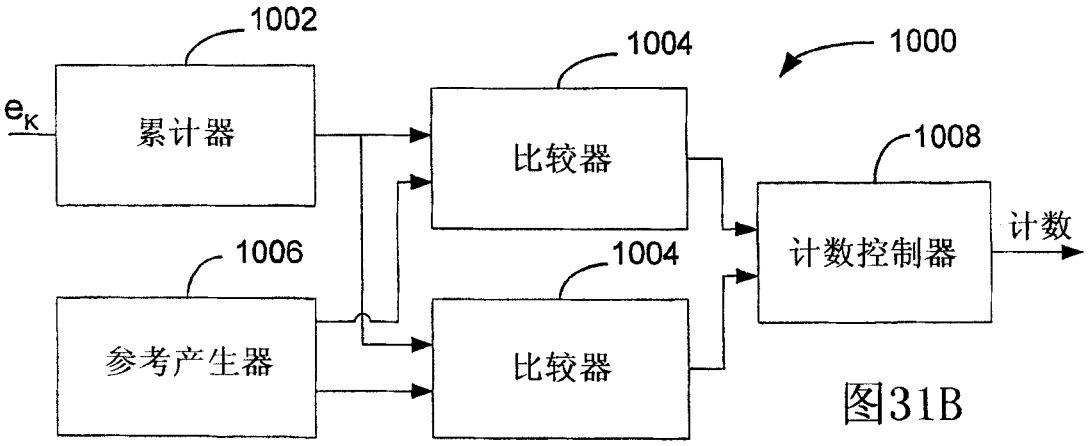

1002
1004
1000
e_K
累计器
比较器
1008
计数控制器
计数
1006
1004
参考产生器
比较器

图31B

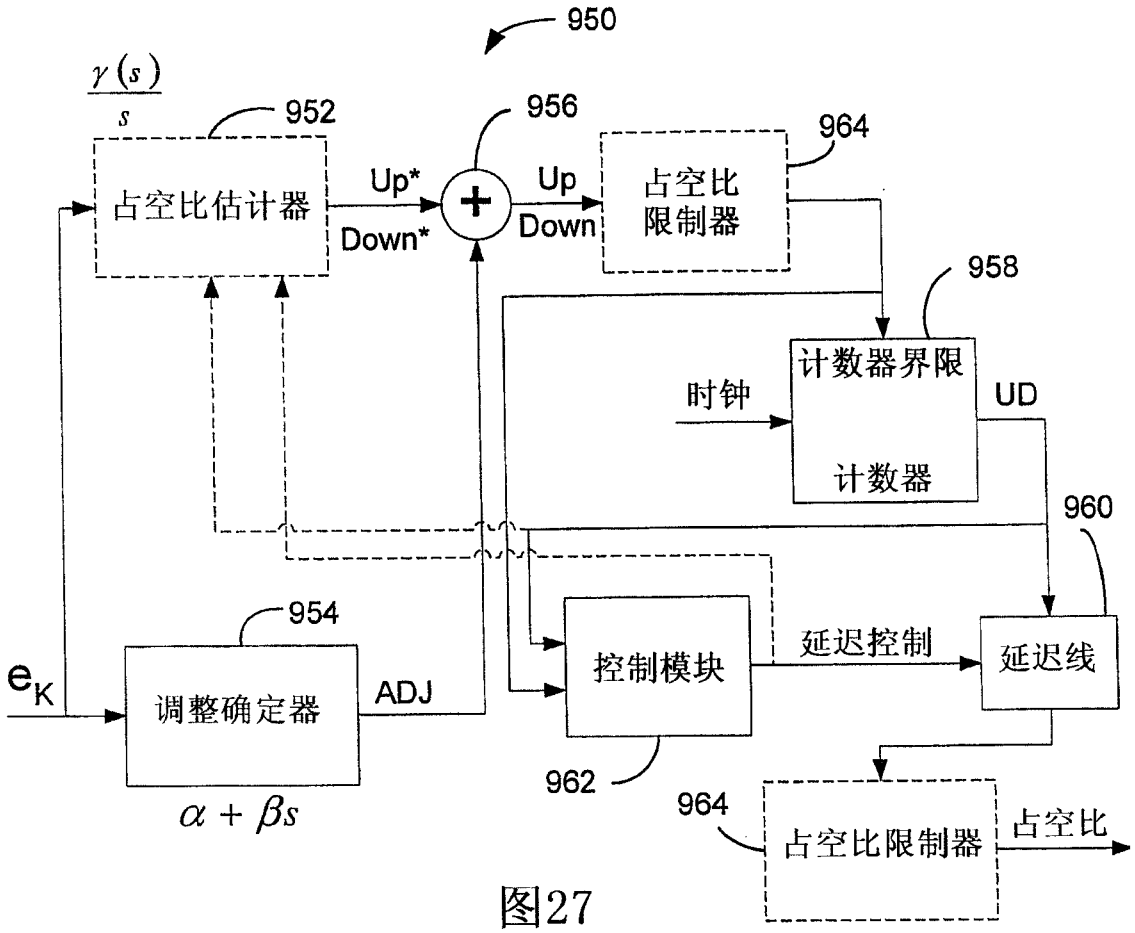

950
$\frac{\gamma(s)}{s}$
952
占空比估计器
Up*
Down*
956
Up
Down
964
占空比限制器
958
计数器界限
时钟
UD
计数器
960
954
e_K
调整确定器
ADJ
$\alpha + \beta s$
控制模块
962
延迟控制
延迟线
964
占空比限制器
占空比

图27

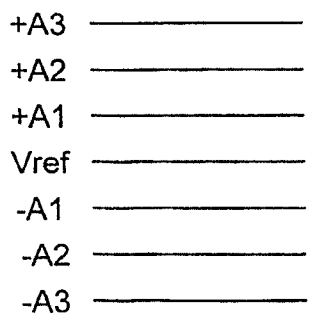

+A3
+A2
+A1
Vref
-A1
-A2
-A3

图29

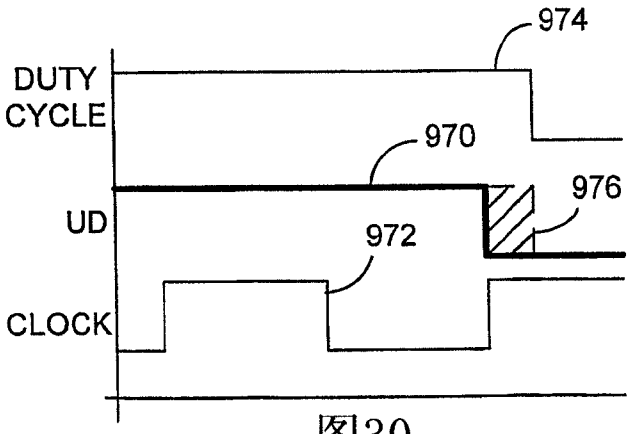

974
DUTY CYCLE
970
976
UD
972
CLOCK

图30

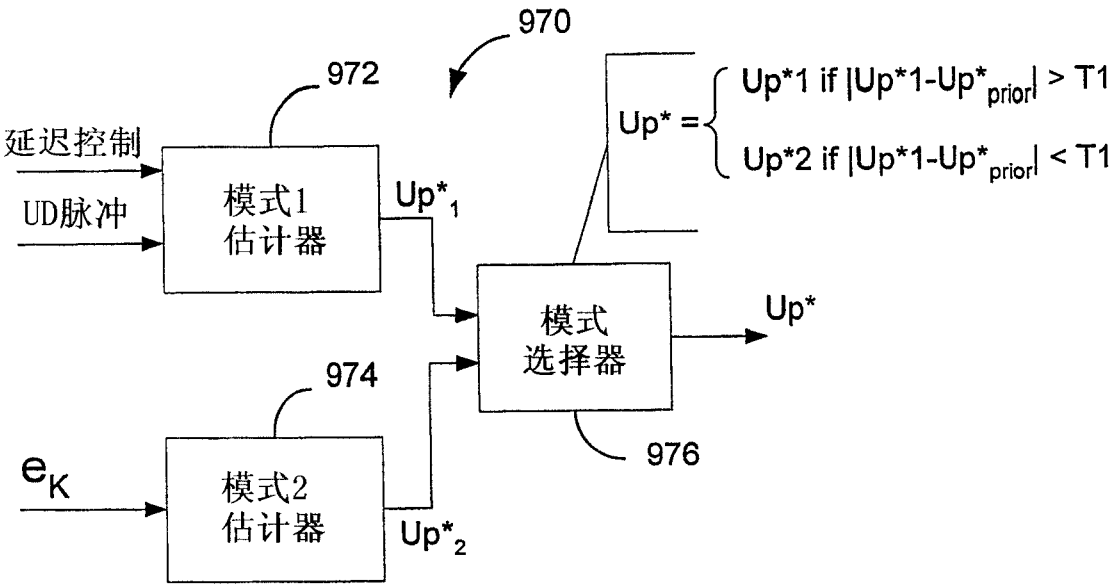

970
972
延迟控制
UD脉冲
模式1
估计器
Up*1
Up* =
Up*1 if |Up*1-Up*prior| > T1
Up*2 if |Up*1-Up*prior| < T1
模式
选择器
Up*
974
976
eK
模式2
估计器
Up*2

图31A

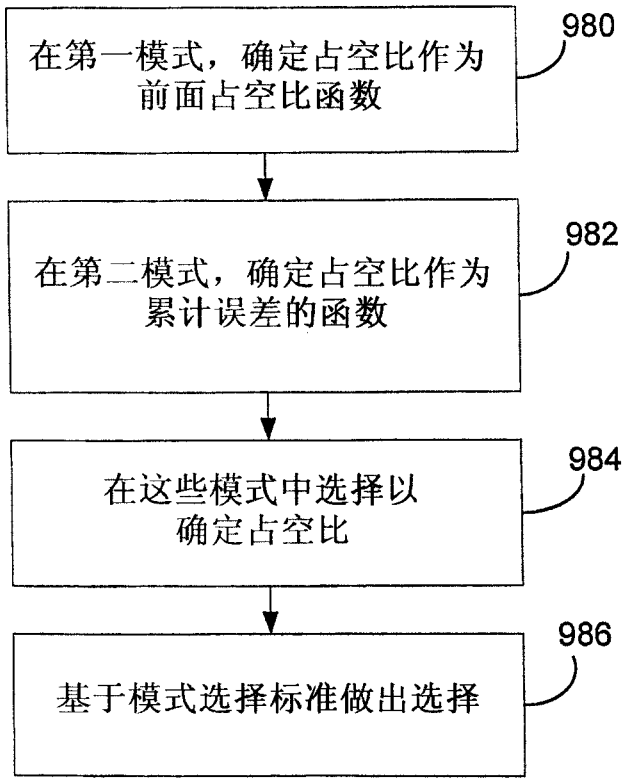

在第一模式，确定占空比作为
前面占空比函数
980
在第二模式，确定占空比作为
累计误差的函数
982
在这些模式中选择以
确定占空比
984
基于模式选择标准做出选择
986

图32

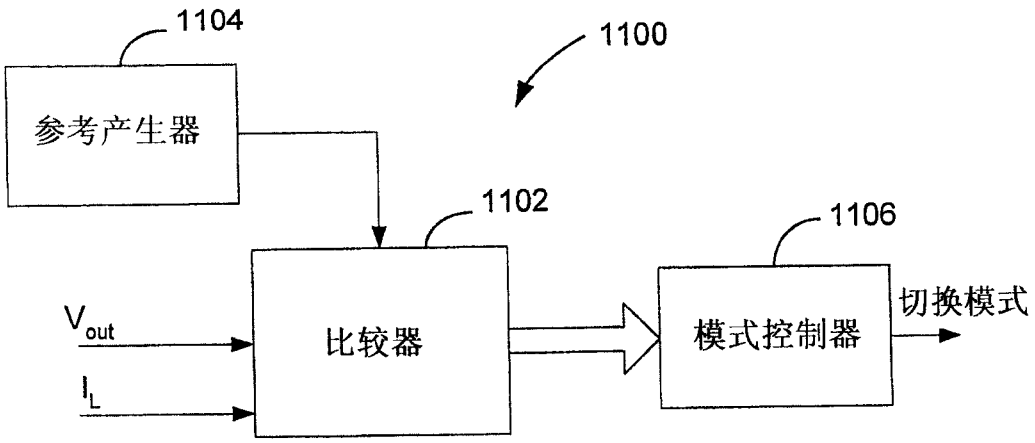

1104
1100
参考产生器
1102
1106
V_{out}
比较器
模式控制器
切换模式
I_L

图34A

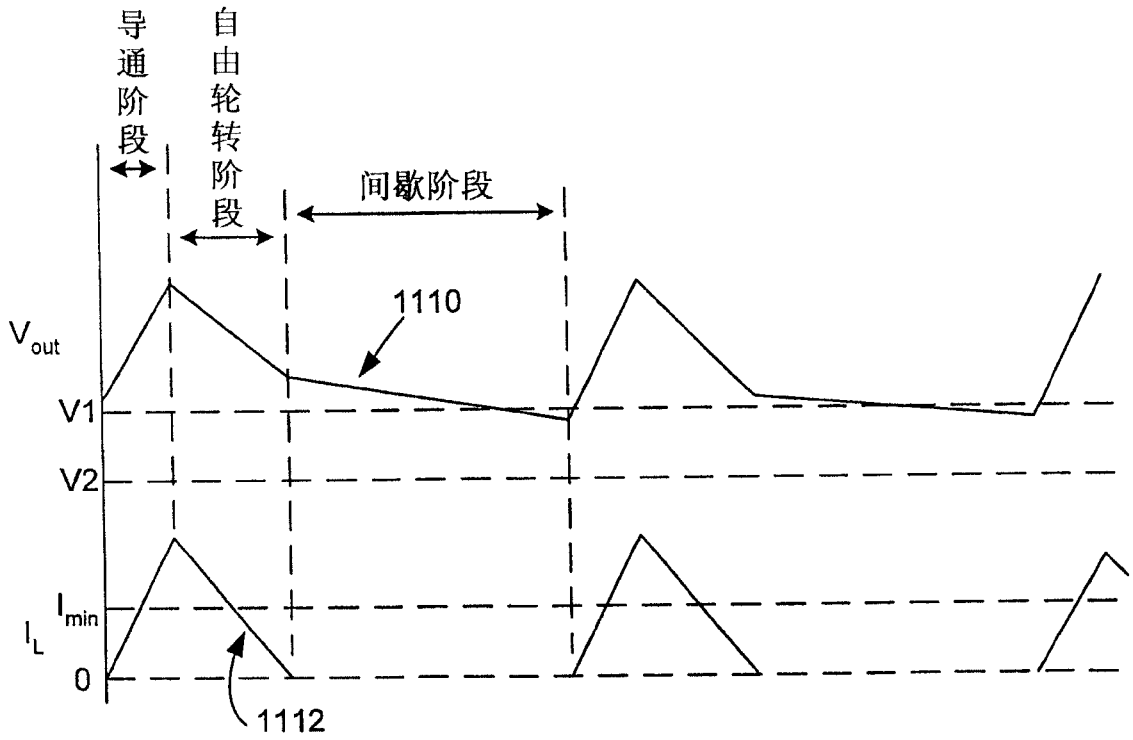

导通阶段
自由轮转阶段
间歇阶段
1110
V_{out}
V1
V2
I_{min}
I_L
0
1112

图34B

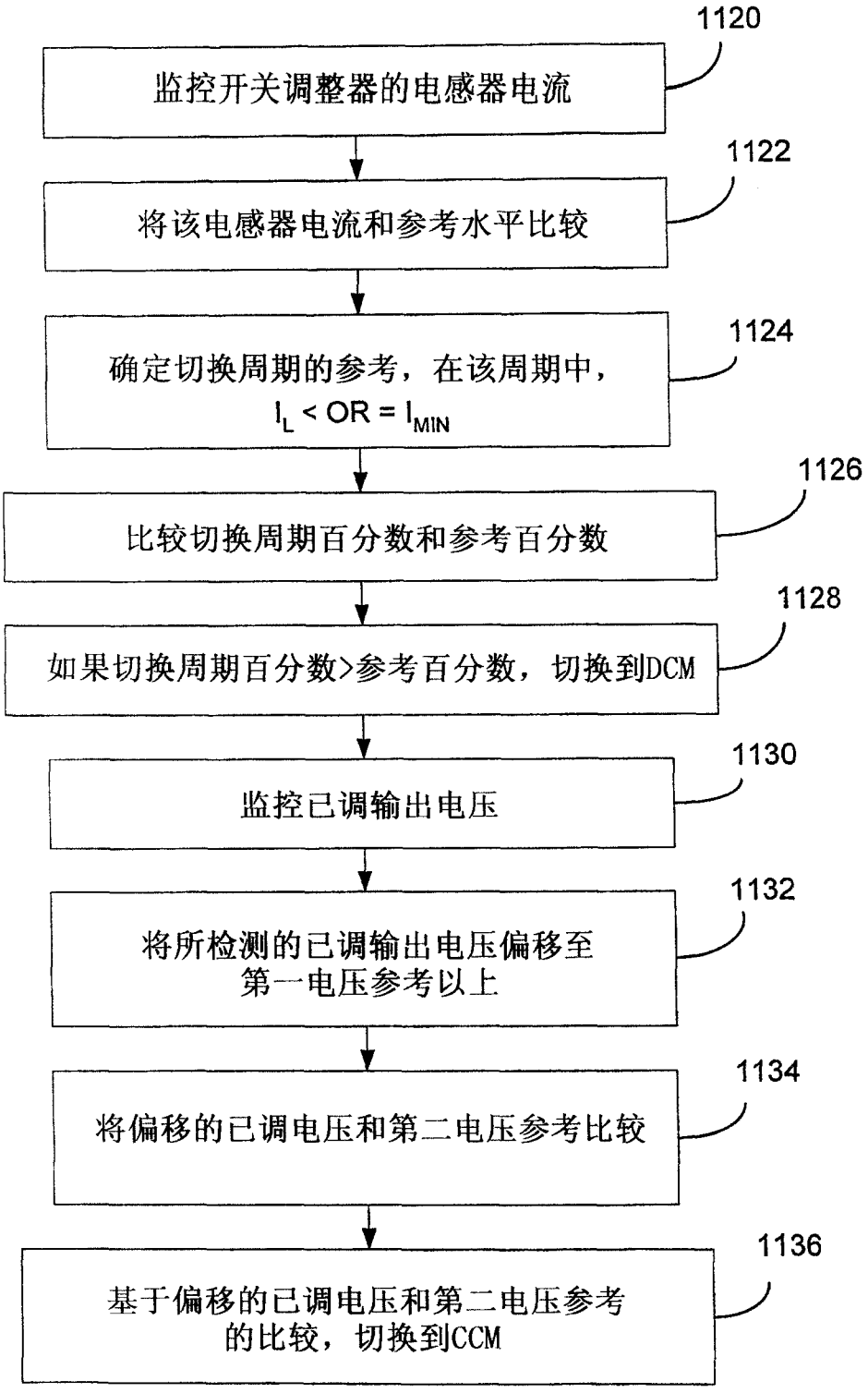

1120
监控开关调整器的电感器电流
1122
将该电感器电流和参考水平比较
1124
确定切换周期的参考，在该周期中，
$I_L < OR = I_{MIN}$
1126
比较切换周期百分数和参考百分数
1128
如果切换周期百分数>参考百分数，切换到DCM
1130
监控已调输出电压
1132
将所检测的已调输出电压偏移至
第一电压参考以上
1134
将偏移的已调电压和第二电压参考比较
1136
基于偏移的已调电压和第二电压参考
的比较，切换到CCM

图35

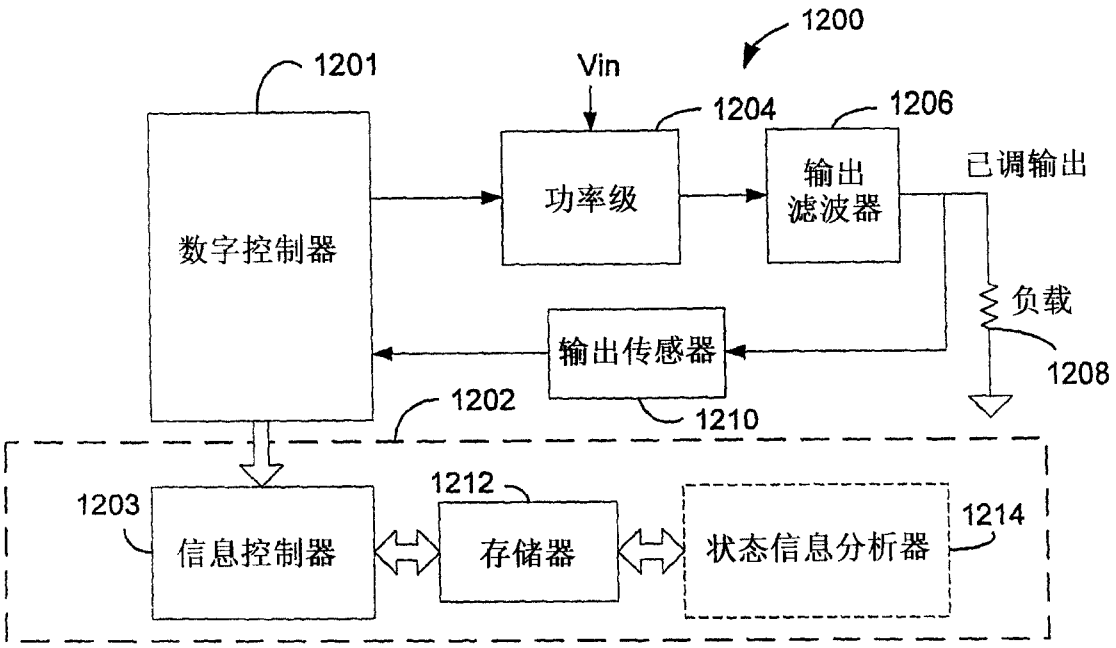

1200
1201
Vin
1204
1206
数字控制器
功率级
输出
滤波器
已调输出
负载
1208
输出传感器
1210
1202
1203
信息控制器
1212
存储器
状态信息分析器
1214

图36

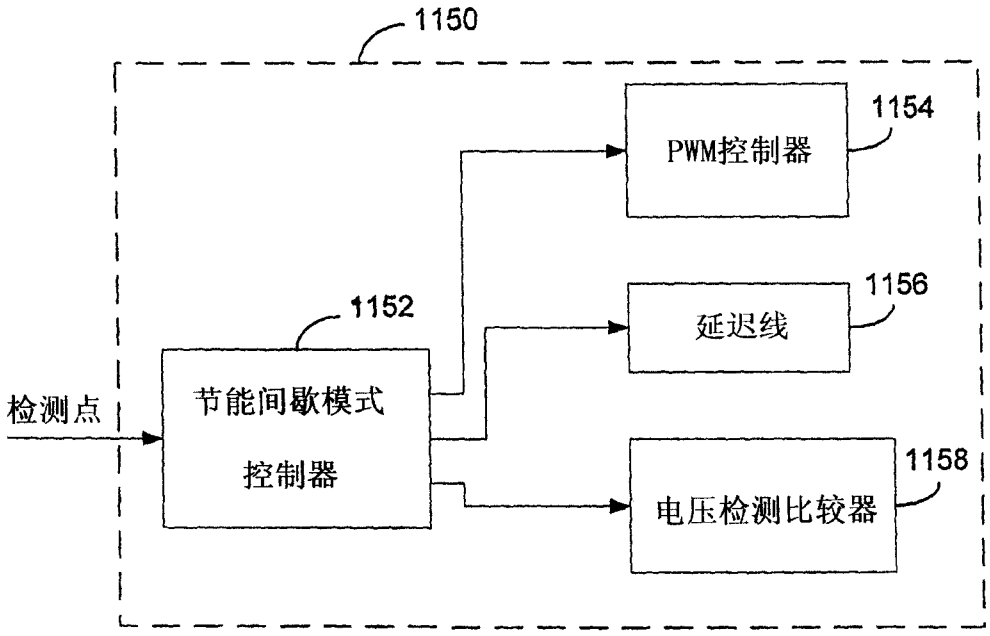

1150
PWM控制器
1154
1156
延迟线
1152
检测点
节能间歇模式
控制器
1158
电压检测比较器

图33