



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106063099 B

(45)授权公告日 2019.09.13

(21)申请号 201580010084.X

H·J·G·拉德马赫 徐庶

(22)申请日 2015.02.13

J·德罗斯艾伦

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 106063099 A

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所
11256

(43)申请公布日 2016.10.26

代理人 郑立柱

(30)优先权数据
14164134.0 2014.04.10 EP

(51)Int.Cl.
H02M 1/08(2006.01)

(66)本国优先权数据
PCT/CN2014/000170 2014.02.24 CN

(56)对比文件
US 2009/0121781 A1,2009.05.14,
US 2013/0257176 A1,2013.10.03,
US 2014/0043010 A1,2014.02.13,
US 2013/0234785 A1,2013.09.12,
Ng,Vincent Wai-Shan.Switched
Capacitor DC-DC Converter:Superior where
the Buck Converter has Dominated.《URL:
http://search.proquest.com/docview/
1525821014》.2011,第2,3,22,27-50页.

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2016.08.23

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/EP2015/053143 2015.02.13

(87)PCT国际申请的公布数据
W02015/124514 EN 2015.08.27

(73)专利权人 飞利浦照明控股有限公司
地址 荷兰艾恩德霍芬市

审查员 孙建萍

(72)发明人 姜俊敏 付洁

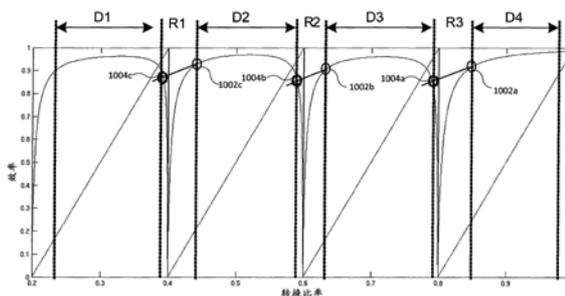
权利要求书2页 说明书12页 附图11页

(54)发明名称

具有扩展的操作范围的驱动器电路

(57)摘要

系统包括驱动器电路,其中驱动器电路包括转换器。系统进一步包括控制器,该控制器可操作为通过变化脉冲宽度调制信号,并且通过在所述转换器的操作模式之间切换,来控制供应到驱动器电路的输入电压和要从驱动器电路输出的目标输出电压之间的比率。控制器被配置为确定驱动器电路在以不期望的状态操作,不期望的状态由占空比和转换器的操作模式的组合引起。系统进一步包括电阻调节电路,该电阻调节电路被配置为响应于控制器确定了驱动器电路在以不期望的状态操作,来调节驱动器电路的等效输出电阻。



1. 一种用于控制驱动器电路的系统,包括:
驱动器电路(201),包括具有多个操作模式的开关电容器电压转换器(300);
控制器(202),可操作为通过变化脉冲宽度调制信号的占空比,并且通过在所述电压转换器的操作模式之间切换,来控制向所述驱动器电路供应的输入电压和要从所述驱动器电路输出的目标输出电压之间的比率;其中所述控制器被配置为确定所述驱动器电路在以不期望的状态操作,所述不期望的状态由所述占空比和所述转换器的所述操作模式的组合引起,所述不期望的状态对应于低于阈值效率水平的效率;以及
电阻调节电路(210),被配置为响应于所述确定来调节所述驱动器电路的等效输出电阻;
其中所述电阻调节电路被配置为:
在所述不期望的状态下,通过控制所述电压转换器的开关的开关频率,来增加所述驱动器电路的所述等效输出电阻;或者
在所述不期望的状态下,通过控制与所述电压转换器的开关关联的死时间,来增加所述驱动器电路的所述等效输出电阻。
2. 根据权利要求1所述的系统,其中所述驱动器电路可操作为以依赖于所述比率的变化效率提供输出电压,其中所述不期望的状态对应于所述效率和所述比率之间的关系区域,并且所述电阻调节电路被配置为通过减少所述开关频率或者增加所述死时间来增加所述等效输出电阻。
3. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述电阻调节电路被配置为通过控制向所述电压转换器的开关输出的栅极驱动电压,来调节所述驱动器电路的所述等效输出电阻。
4. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述电阻调节电路被配置为基于接收误差信号来调节所述驱动器电路的所述等效输出电阻,所述误差信号基于将参考电压和感测电压进行比较来生成。
5. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述控制器被配置为基于所述比率确定所述驱动器电路在以不期望的状态操作。
6. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述控制器被配置为基于所述脉冲宽度调制信号的所述占空比来确定所述驱动器电路在以不期望的状态操作。
7. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述控制器被配置为基于向所述驱动器电路供应的所述输入电压来确定所述驱动器电路在以不期望的状态操作。
8. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述控制器被配置为基于确定所述驱动器电路的效率来确定所述驱动器电路在以不期望的状态操作。
9. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述控制器被配置为约束要被限制在有限的占空比范围内的所述脉冲宽度调制信号的所述占空比。
10. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述控制器被配置为响应于确定所述驱动器电路在以不期望的状态操作,来将脉冲宽度调制信号的所述占空比约束为处于有限的占空比范围内的恒定值。
11. 根据权利要求1或者2所述的系统,其中所述电压转换器由包括第一组开关和第二组开关的基于迪克森阶梯拓扑的开关电容器转换器形成。
12. 一种光模块,包括至少一个光源(D)和根据前述权利要求中的任一项所述的系统,

其中所述驱动器电路提供驱动所述至少一个光源的输出电压。

13. 一种计算机可读介质,包括用于控制电阻调节电路(210)和包括电压转换器(300)的驱动器电路(201)的计算机程序,所述计算机程序被配置为当在处理器上执行时以便:

通过变化脉冲宽度调制信号的占空比,并且通过在所述电压转换器的操作模式之间切换,来控制向所述驱动器电路供应的输入电压和要从所述驱动器电路输出的目标输出电压之间的比率;

确定所述驱动器电路在以不期望的状态操作,所述不期望的状态由所述占空比和所述转换器的所述操作模式的组合引起;以及

将所述脉冲宽度调制信号供应到所述电阻调节电路(210),以响应于所述确定调节所述驱动器电路的等效输出电阻;

其中所述电阻调节电路被配置为:

在所述不期望的状态下,通过控制所述电压转换器的开关的开关频率,来增加所述驱动器电路的所述等效输出电阻;或者

在所述不期望的状态下,通过控制与所述电压转换器的开关关联的死时间,来增加所述驱动器电路的所述等效输出电阻。

具有扩展的操作范围的驱动器电路

技术领域

[0001] 本发明涉及驱动器电路领域,并且更具体地涉及用于发光二极管(LED)光源的驱动器电路。

背景技术

[0002] 固态照明(SSL)产业对用于LED的小且紧凑的功率管理单元的需求不断增加。在功率LED领域,这种需求甚至更强烈,对于功率LED领域而言,必须尽可能高效率地以恒定电流的形式递送来自电源的能量。

[0003] 已知“板上驱动器”技术,其中SSL光源和驱动器将在一个载体板上被组合。这种的示例可以是(i) SSL光源为LED(具有或者不具有光转换,诸如直接、近程、远程、或者任何其它磷光体),该SSL光源与在印刷电路板上的驱动器的至少一部分组合;(ii) SSL光源为LED,该SSL光源与另一载体(诸如硅晶片、玻璃板、(热增强的)塑料载体)上的驱动器的至少一部分组合;(iii) SSL光源为OLED,该SSL光源与OLED的载体上的驱动器的至少一部分组合;(iv) 激光器和驱动器的组合;以及(v) 光源、和其它信号或者功率电子元件的组合。

[0004] 在这些“板上驱动器”情况下,尺寸是一个约束,作为部件的占地面积(驱动器电路在板上占据的“地产”)和/或高度的限制。这些限制可以源自光学约束,例如高的部件可能阻挡来自光源的光发射的一部分,或者大表面的部件可能影响光混合腔室的总反射率。

[0005] 一方面,驱动器电路的小尺寸是目标,然而小尺寸伴随着少量的部件。另一方面,高性能是目标,然而少量的部件导致相对受限的性能,这是驱动器电路设计的挑战。

[0006] 多模式驱动器电路通常通过使用功率转换器实施。多模式驱动器功率转换器允许使用多个范围的转换比率来调整恒定输出电压,以便应对输入电压的变化。输入供应电压可以来自于交变电流(AC)输入(来自电网)或者直流电流(DC)输入(电池、AC整流电压等)。来自这些源的电压变化是不可避免的。例如,当功率来自AC电网时,发电机的本征质量和通过接线的传输损失通常将在向用户提供AC供应电压时导致10%的误差。适配器被用于将AC电压整流成DC电压并且受到电子电路的控制。这些电子电路的性能(DC调整能力、过程变化等)将提供不同的DC电压。对于由锂电池供电的便携设备而言,来自电池的电压通常将从4.2V(完全充电)到2.7V(完全用尽)变化。功率转换比率基本上与每个操作范围的占空比成比例,其中期望的转换比率通常可以通过调节脉冲宽度调制(PWM)信号的占空比来实现。

发明内容

[0007] 发明人意识到,在多模式功率转换器的每个操作范围的边界处,效率迅速降低(可能降低到零),导致转换器在某些区域内非常受限的性能。这种效率“间隙”变成了多模式转换器的显著劣势并且大大地约束了它们的应用。

[0008] 本发明提议通过使用一种拓扑覆盖转换比率的所需要的整个范围来填充这种间隙。

[0009] 根据本发明的一个方面,提供如下系统,该系统包括:驱动器电路,该驱动器电路

包括电压转换器;控制器,可操作为通过变化脉冲宽度调制信号的占空比,并且通过在所述电压转换器的操作模式之间切换,来控制供应到驱动器电路的输入电压和要从驱动器电路输出的目标输出电压之间的比率;其中控制器被配置为确定驱动器电路在以不期望的状态操作,不期望的状态由占空比和转换器的操作模式的组合引起;以及电阻调节电路,该电阻调节电路被配置为响应于所述确定来调节驱动器电路的等效输出电阻。

[0010] 在实施例中,驱动器电路可操作为以依赖于比率的变化效率来提供输出电压,其中不期望的状态对应于效率和比率之间的关系区域。

[0011] 电阻调节电路可以被配置为通过控制向电压转换器的开关输出栅极驱动电压,调节驱动器电路的等效输出电阻。

[0012] 电阻调节电路可以被配置为通过控制电压转换器的开关的开关频率,调节驱动器电路的等效输出电阻。

[0013] 电阻调节电路可以被配置为通过控制与电压转换器的开关关联的死时间,调节驱动器电路的等效输出电阻。

[0014] 电阻调节电路可以被配置为基于接收误差信号来调节驱动器电路的等效输出电阻,所述误差信号基于将参考电压和感测电压进行比较来生成。

[0015] 控制器可以被配置为基于所述比率来确定驱动器电路在以不期望的状态操作。

[0016] 控制器可以被配置为基于脉冲宽度调制信号的占空比来确定驱动器电路在以不期望的状态操作。

[0017] 控制器可以被配置为基于供应到驱动器电路的输入电压来确定驱动器电路在以不期望的状态操作。

[0018] 控制器可以被配置为基于确定驱动器电路的效率来确定驱动器电路在以不期望的状态操作。

[0019] 控制器可以被配置为约束要限制在有限的占空比范围内的脉冲宽度调制信号的占空比。

[0020] 控制器可以被配置为响应于确定驱动器电路在以不期望的状态操作,将脉冲宽度调制信号的占空比约束为处于有限的占空比范围内的恒定值。

[0021] 电压转换器可以由包括第一组开关和第二组开关的开关电容器转换器形成。

[0022] 电压转换器可以基于迪克森(Dickson)阶梯拓扑。

[0023] 根据本发明的另一方面,提供如下光模块,该光模块包括至少一个光源和本文中描述的系统,其中驱动器电路提供驱动所述至少一个光源的输出电压。

[0024] 根据本发明的进一步方面,提供用于控制电阻调节电路和包括电压转换器的驱动器电路的计算机程序产品,该计算机程序产品包括体现在计算机可读介质上的代码,并且代码被配置为当在处理器上执行时以便:通过变化脉冲宽度调制信号的占空比,并且通过在所述电压转换器的操作模式之间切换,控制供应到驱动器电路的输入电压和要从驱动器电路输出的目标输出电压之间的比率;确定驱动器电路在以不期望的状态操作,不期望的状态由占空比和转换器的操作模式的组合引起;并且将脉冲宽度调制信号供应到电阻调节电路,以响应于所述确定来调节驱动器电路的等效输出电阻。

[0025] 这些方面和其它方面将从下文中描述的实施例显而易见。本公开的范围不旨在于受本发明内容的限制,也不旨在于必定解决所提及的任何或者所有劣势的实施方式。

附图说明

- [0026] 为了对本公开的更好理解并且为了示出如何可以将实施例付诸实施,参照附图,其中:
- [0027] 图1图示了多模式转换器的效率与转换比率和占空比的典型曲线;
- [0028] 图2示出了根据本发明的示例性实施例的装置的示意性框图;
- [0029] 图3示出了根据本发明的示例性实施例的LED驱动器电路;
- [0030] 图4图示了电压转换器的等效电路;
- [0031] 图5图示了图4中所示的LED驱动器电路的第一操作模式的充电过程;
- [0032] 图6图示了图4中所示的LED驱动器电路的第二操作模式的充电过程;
- [0033] 图7图示了图4中所示的LED驱动器电路的第三操作模式的充电过程;
- [0034] 图8图示了图4中所示的LED驱动器电路的第四操作模式的充电过程;
- [0035] 图9图示了根据本发明的示例性实施例的用于扩展驱动器电路的操作范围的过程;
- [0036] 图10示出了通过使用图9中图示的过程的效率增强的结果;并且
- [0037] 图11图示了如何从图3中所示的根据本发明的示例性实施例的LED驱动器电路输出连续的输出电压。

具体实施方式

- [0038] 对于板上驱动器功率转换器而言,基本要求是可以覆盖各种电气规格(例如输入或者输出电压、转换比率、效率等)的多个模式进行操作的能力。
- [0039] 使用电容能量存储的开关模式电源(SMPS)驱动器电路——特别地包括开关电容器(SC)转换器(还称为电荷泵(CP))的SMPS——可以通过仅使用电容器和半导体开关来提供高效率的DC至DC电压转换。SCC转换器可以通过升压或者降压的输入电压来产生经调整的输出电压。

- [0040] SC转换器的效率 η 可以表达为独立于开关电阻的电压传递比率的函数:

$$[0041] \quad \eta = \frac{V_o}{M \cdot V_{in}} = \frac{V_o}{V_T}$$

- [0042] 其中 V_o 是转换器的输出电压, V_{in} 是转换器的输入电压, V_T 是目标电压,并且 M 是转换比率。

- [0043] 多模式功率转换器可以具有被不期望的操作状况分隔的多个期望操作状况。具体而言,当负载所需要的电压在范围 V_{o1} 内或者在范围 V_{o2} 内时,多模式功率转换器可以能够以期望的方式向耦合到转换器的至少一个输出的至少一个负载供应功率,其中:

$$[0044] \quad V_a > V_{o1} > V_b$$

$$[0045] \quad V_c > V_{o2} > V_d$$

- [0046] 其中 $V_c > V_b$ 。

- [0047] 因此,当负载所需要的电压在范围 V_{o3} 内时,其中:

$$[0048] \quad V_b < V_{o3} < V_c$$

- [0049] 转换器可能根本不操作,或者仅以非常有限的性能进行操作。

- [0050] 这些电压“间隙”使得SC转换器的效率迅速降低,甚至降低到零。

[0051] 图1示出了关于降压SC功率转换器的转换比率的典型效率曲线102和占空比曲线104,降压SC功率转换器被设计具有可以提供四个范围的转换比率的四个操作模式。这使得功率转换器能够应用于宽电压范围的应用中。

[0052] 功能上,当调整恒定电压输出时,可得四个范围的转换比率(0.2至0.4、0.4至0.6、0.6至0.8、以及0.8至1),以满足输入电压的变化。因此,输出电压可以从以下范围容易地选择:

[0053] $0.2V_{in} < V_{o1} < 0.4V_{in}$

[0054] $0.4V_{in} < V_{o2} < 0.6V_{in}$

[0055] $0.6V_{in} < V_{o3} < 0.8V_{in}$

[0056] $0.8V_{in} < V_{o4} < V_{in}$

[0057] 如图1所示,在每个操作模式的情况下,转换比率与占空比成比例。因此,例如使用脉冲宽度调制(PWM)调谐占空比是实现期望的转换比率的一般方法。

[0058] 然而,在每个操作模式的边界处(其中目标转换比率为0.2、0.4、0.6、以及0.8),可以看到效率迅速降低,甚至降低到零。因此,功率转换器在这些边界处实现非常有限的性能。可以从图1看到,当占空比接近零时并且当占空比接近一时,效率迅速降低。

[0059] 这些效率“间隙”通过本发明的实施例闭合。即,本发明的实施例扩展了驱动器电路的操作范围。现在参照图示了系统200的图2。系统200包括电源20,电源20向驱动器电路201供应输入电压 V_{in} 。

[0060] 在图2所示的示例系统200中,驱动器电路201被用于驱动LED(D)。然而,实施例不限于仅解决光负载的驱动,而是还有其中尺寸约束相似地适用的其它应用(例如,在诸如智能电话、膝上型PC、以及其它便携式设备之类的需要纤薄和紧凑的电子设计的设备中)。

[0061] 在图3中示出了示例驱动器电路201。如图3所示,驱动单元201可以包括电压转换器300,例如可以基于(例如阶梯拓扑类型的)SC转换器的电荷泵。驱动单元201由电源20提供的输入电压 V_{in} 供应,电源20可以是LED驱动器的一部分或者在LED驱动器外部。

[0062] 在图3所图示的示例性实施例中,驱动单元201包括形成电压转换器300的所谓的迪克森阶梯转换器。将观察到的是,可以使用其它SCC拓扑,诸如例如标准阶梯拓扑、斐波那契(Fibonacci)拓扑、或者串并联拓扑。

[0063] 所图示的示例性实施例使用了基于五个电容器C1至C5和单极、单掷类型的九个开关S1至S9的迪克森阶梯拓扑。更具体地,驱动单元201包括两个飞跨阶梯,每个飞跨阶梯包括两个电容器:一个第一飞跨阶梯包括与第三电容器C3串联的第一电容器C1,并且第二飞跨阶梯包括与第四电容器C4串联的第二电容器C2。

[0064] 驱动单元201进一步包括六个中心节点3011至3016。第一开关S1将第一中心节点3011选择性地连接到电源20的正端子。第二开关S2将第一中心节点3011选择性地连接到第二中心节点3012。第三开关S3将第二中心节点3012选择性地连接到第三中心节点3013。第四开关S4将第三中心节点3013选择性地连接到第四中心节点3014。第五开关S5将第四中心节点3014选择性地连接到第五中心节点3015。第五电容器C5被放置在第五中心节点3015和一个第六中心节点3016之间。第六中心节点3016连接到电源20的负端子。

[0065] 包括第一电容器C1和第三电容器C3的第一飞跨阶梯位于第一中心节点3011和第一二级节点3021之间。第六开关S6将第一二级节点3021选择性地连接到第五中心节点

3015;第七开关S7将第一二级节点3021选择性地连接到第六中心节点3016。第一电容器C1和第三电容器C3之间的节点连接到第三中心节点3013。

[0066] 包括第二电容器C2和第四电容器C4的第二飞跨阶梯位于第二中心节点3012和第二二级节点3022之间。第八开关S8将第二二级节点3022选择性地连接到第五中心节点3015;第九开关S9将第二二级节点3022选择性地连接到第六中心节点3016。第二电容器C2和第四电容器C4之间的节点连接到第四中心节点3014。

[0067] 由于断开和闭合开关S1至S9的适当顺序,两个飞跨阶梯的相位相反。

[0068] 控制器202(图2所示)被配置为生成第一PWM信号以控制驱动器电路201的开关S1、S3、S5、S6以及S9,并且生成第二PWM信号以控制驱动器电路201的开关S2、S4、S7以及S8。第一PWM信号被用于将开关S1、S3、S5、S6以及S9控制为在第一时间阶段 $\Phi 1$ 期间处于给定状态(例如开启),同时第二PWM信号被用于将开关S2、S4、S7以及S8控制为处于相反的状态(例如关闭)。在接下来的第二时间阶段 $\Phi 2$ 期间,所有开关的状态都可以被反转。即,第一PWM信号具有占空比D,并且第二PWM信号具有 $1-D$ 的占空比。由控制器202生成的第一PWM信号和第二PWM信号可以被供应到驱动器电路201(如由连接206a示出的)。备选地,由控制器202生成的第一PWM信号和第二PWM信号可以被供应到电阻调节电路210,这将在下文更详细地描述。

[0069] 驱动器电路201可以进一步包括复用器310,复用器310由分别连接到第一四个中心节点3011、3012、3013、3014的四个复用器开关S10、S11、S12、S13形成。复用器310一次一个地选择性地连接电压转换器300的内部节点之一,即第一四个中心节点3011、3012、3013、3014中的任一个,从而输出作为分别在第一四个中心节点3011、3012、3013、3014处的相应中间电压的函数的驱动器电压。

[0070] 复用器310基于从控制器202接收的模式选择控制信号204,选择性地闭合复用器开关S10、S11、S12、S13之一。因此,复用器310控制驱动器电路201的操作模式。

[0071] 复用器310的输出可以连接到与LED D串联放置的滤波电感器 L_1 。电容器 C_o 可以与LED D和负载电阻器 R_L 并联放置。由滤波电感器 L_1 、电容器 C_o 、以及负载电阻器 R_L 形成的输出滤波器对SC转换器的内部脉动电压进行滤波,从而向LED D供应恒定的电流。

[0072] 如图2所示,感测电压 V_{sense} 被供应到比较器208,比较器208将感测电压 V_{sense} 与参考电压 V_{ref} 进行比较以生成供应到电阻调节电路210的误差信号209。参考电压 V_{ref} 可以由终端用户设置为某个应用所需要的输出电压。仅作为示例,参考电压 V_{ref} 可以被设置为例如5V或者3.3V。在其它情形下,参考电压 V_{ref} 可以被设置为固定的参考电压,例如1.2V,并且提供可调节电阻器阶梯,该可调节电阻器阶梯的电阻可以由终端用户根据某个应用所需要的输出电压进行调节。感测电压 V_{sense} 与驱动器电路201的输出电流 I_o 成比例,并且因此提供对驱动器电路201的输出电流 I_o 的测量。误差信号209由比较器208通过将感测电压 V_{sense} 从参考电压 V_{ref} 减去而生成。可以使用例如运算放大器来实施比较器208。比较器208将误差信号209供应到电阻调节电路210。

[0073] 如图2所示,控制器202接收输入电压 V_{in} 作为第一输入信号214,接收目标电压 V_T 作为第二输入信号216,并且接收输出电压 V_o 作为第三输入信号218。基于输入电压 V_{in} 和目标电压 V_T ,控制模块被配置为动态地确定所需要的转换比率M(其中 $M=V_T/V_{in}$)。控制器202被配置为动态地确定需要用于提供所需要的转换比率M的操作模式和占空比D(在每个操作模式的情况下,转换比率M与占空比成比例)。将领会的是,控制器202可以预先配置以目标电

压 V_T ，并且在这种情况下，控制器202可以不使用第二输入信号216接收目标电压 V_T 。

[0074] 驱动器电路201的等效电路在图4中示出。如图4所示，驱动器电路201可以被建模为与等效输出电阻 (R_{out}) 串联连接的被限定为目标电压 V_T 的等效电压源，等效输出电阻 (R_{out}) 表示由开关电阻和电容器的等效串联电阻 (ESR) 的功率消散造成的驱动电路201的内部功率损失。驱动器电路201的输出电压 V_o 可以表示为：

$$[0075] \quad V_o = V_T - R_{out} * I_L$$

[0076] 图5至图8示出了驱动器电路201的每个操作模式的充电过程。

[0077] 特别地，图5a至图5c示出了以第一操作模式操作的驱动器电路201，其中复用器310的S10闭合并且复用器310的开关S11、S12、S13断开，以便提供输出电压 V_{o1} 。在图5a中，开关S1至S9全部都断开。图5b图示了在第一时间阶段 $\Phi 1$ 期间（当第一PWM信号闭合开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且第二PWM信号断开开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o1} 而言的电容器和开关的充电贡献。图5c图示了在第二时间阶段 $\Phi 2$ 期间（当第一PWM信号断开开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且第二PWM信号闭合开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o1} 而言的电容器和开关的充电贡献。

[0078] 图6a至图6c示出了以第二操作模式操作的驱动器电路201，其中复用器310的S11闭合并且复用器310的开关S10、S12、S13断开，以便提供输出电压 V_{o2} 。在图6a中，开关S1至S9全部都断开。图6b图示了在第一时间阶段 $\Phi 1$ 期间（当第一PWM信号闭合开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且第二PWM信号断开开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o2} 而言的电容器和开关的充电贡献。图6c图示了在第二时间阶段 $\Phi 2$ 期间（当第一PWM信号断开开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且第二PWM信号闭合开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o2} 而言的电容器和开关的充电贡献。

[0079] 图7a至图7c示出了以第三操作模式操作的驱动器电路201，其中复用器310的S12闭合并且复用器310的开关S10、S11、S13断开，以便提供输出电压 V_{o3} 。在图7a中，开关S1至S9全部都断开。图7b图示了在第一时间阶段 $\Phi 1$ 期间（当第一PWM信号闭合开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且第二PWM信号断开开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o3} 而言的电容器和开关的充电贡献。图7c图示了在第二时间阶段 $\Phi 2$ 期间（当第一PWM信号断开开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且PWM信号闭合开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o3} 而言的电容器和开关的充电贡献。

[0080] 图8a至图8c示出了以第四操作模式操作的驱动器电路201，其中复用器310的S13闭合并且复用器310的开关S10、S11、S12断开，以便提供输出电压 V_{o4} 。在图8a中，开关S1至S9全部都断开。图8b图示了在第一时间阶段 $\Phi 1$ 期间（当第一PWM信号闭合开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且第二PWM信号断开开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o4} 而言的电容器和开关的充电贡献。图8c图示了在第二时间阶段 $\Phi 2$ 期间（当第一PWM信号断开开关S1、S3、S5、S6、以及S9并且第二PWM信号闭合开关S2、S4、S7、以及S8时），对于 V_{o4} 而言的电容器和开关的充电贡献。

[0081] 上文提及的四个操作模式中的每个操作模式下的输出电压可以表达为：

$$[0082] \quad V_{o1} = V_{in} * M_1 - R_{out1} * I_L$$

$$[0083] \quad V_{o2} = V_{in} * M_2 - R_{out2} * I_L$$

$$[0084] \quad V_{o3} = V_{in} * M_3 - R_{out3} * I_L$$

$$[0085] \quad V_{o4} = V_{in} * M_4 - R_{out4} * I_L$$

[0086] 其中 $V_{o(n)}$ 是在操作模式n下的输出电压、 $M(n)$ 是操作模式n下的转换比率、 $R_{out(n)}$ 是操作模式n下的等效输出电阻、并且 I_L 是负载电流。

[0087] 如上文的公式所示,具体的输出电压依赖于转换比率、负载电流、以及等效输出电阻。

[0088] 通过使用基尔霍夫(Kirchhoff)电荷定律(KQL),每个操作模式的输出电压可以写为:

$$[0089] \quad V_{o1} = \frac{4}{5}V_{IN} + \frac{1}{5}V_{IN}D - \alpha_1(D)R_{ds,on}I_o$$

$$[0090] \quad V_{o2} = \frac{4}{5}V_{IN} - \frac{1}{5}V_{IN}D - \alpha_2(D)R_{ds,on}I_o$$

$$[0091] \quad V_{o3} = \frac{2}{5}V_{IN} + \frac{1}{5}V_{IN}D - \alpha_3(D)R_{ds,on}I_o$$

$$[0092] \quad V_{o4} = \frac{2}{5}V_{IN} - \frac{1}{5}V_{IN}D - \alpha_4(D)R_{ds,on}I_o$$

[0093] 其中,分别地, V_{in} 是输入电压、 D 是占空比、 $R_{ds,on}$ 是电压转换器300的开关S1至S9的开启电阻、并且 I_o 是输出电流。系数 $\alpha(D)$ 是:

$$[0094] \quad \alpha_1(D) = \frac{-2D^3 + 25D^2 - 71D + 47}{25D(1-D)}$$

$$[0095] \quad \alpha_2(D) = \frac{-D^3 + 14D^2 - 29D + 31}{25D(1-D)}$$

$$[0096] \quad \alpha_3(D) = \frac{-D^3 + 73D^2 - 55D + 34}{25D(1-D)}$$

$$[0097] \quad \alpha_4(D) = \frac{-D^3 + 10D^2 - 33D + 34}{25D(1-D)}$$

[0098] 从以上公式,可以看到的是,输出电压和等效输出电阻(R_{out})两者都依赖于占空比。当占空比靠近边界(例如0或者1)时,输出电压将减少到零并且等效输出电阻将是无穷大,从而导致驱动器电路201的性能极为有限。

[0099] 转换器的已知控制策略常常将把 R_{out} 最小化,以便减少损失和/或提供稳定的、不依赖于负载的输出信号。

[0100] 现在参照由本发明实施的过程900,过程900用于闭合上文描述的效率间隙以便扩展驱动器电路201的操作范围。过程900在步骤S902处开始并且继续进行到步骤S904,在步骤904处,控制器202确定驱动器电路201是否在以不期望的状态操作,不期望的状态由占空比 D 和电压转换器300的操作模式的组合引起。

[0101] 控制器202可以采用各种方法以确定驱动器电路201是在以期望的状态还是在以不期望的状态操作。

[0102] 控制器202被配置为基于输入电压 V_{in} (经由第一输入信号214接收)和目标电压 V_T (经由第二输入信号216接收)来确定所需的转换比率 M 。在一个实施例中,控制器202在步骤

S904处通过将所需要的转换比率 M 与已知转换比率范围进行比较来做出确定,已知转换比率范围与在期望和不期望的状态下操作的驱动器电路201关联。这使得控制器202能够确定所需要的转换比率 M 是与驱动器电路201的期望的操作状态关联还是与不期望的操作状态关联。与和驱动器电路201的期望和不期望的操作状态关联的已知转换比率范围有关的信息可以存储在耦合到控制器202的存储器(未在图2中示出)中。

[0103] 控制器202被配置为确定用于实现所需要的转换比率 M 的占空比 D 。在备选实施例中,基于驱动器电路201被配置为提供目标电压 V_T ,控制器202在步骤S904处通过将占空比 D 与已知占空比范围进行比较来做出确定,已知占空比范围与在以期望和不期望的状态操作的驱动器电路201关联。这使得控制器202能够确定占空比 D 是与驱动器电路201的期望的操作状态关联还是与不期望的操作状态关联。与和驱动器电路201的期望和不期望的操作状态关联的已知占空比 D 范围有关的信息可以存储在上面提及的存储器中。

[0104] 在另一实施例中,基于驱动器电路201被配置为提供目标电压 V_T ,控制器202在步骤S904处通过检测输入电压 V_{in} (经由第一输入信号214接收)并且将输入电压 V_{in} 与已知输入电压范围进行比较来做出确定,已知输入电压范围与在以期望和不期望的状态下操作的驱动器电路201关联。与和驱动器电路201的期望和不期望的操作状态关联的输入电压范围有关的信息可以存储在上面提及的存储器中。

[0105] 在又一实施例中,控制器202被配置为基于目标电压 V_T (经由第二输入信号216接收)和输出电压 V_o (经由第三输入信号218接收)动态地确定驱动器电路201的效率。控制器202被配置为通过将所确定的效率与预定的阈值效率水平进行比较在步骤S904处做出确定,并且如果所确定的效率大于或者等于预定的阈值效率水平,则控制器202确定驱动器电路201在以期望的状态操作,否则控制器202确定驱动器电路201在以不期望的状态操作。

[0106] 如果控制器202在步骤S904处确定驱动器电路201在以期望的状态操作(即不是不期望的状态),则过程900继续进行到步骤S906。

[0107] 在步骤S906处,控制器202将生成的第一PWM信号和第二PWM信号供应到驱动器电路201的适当开关(如图2中的连接206a所示)。当驱动器电路201在以期望的状态操作时,控制器调节占空比 D 以实现所需要的转换比率 M 。为了避免在不期望的区域中操作,控制器202将占空比 D 限制在有限的占空比范围内。有限的占空比范围的上边界小于1,且占空比范围的下边界大于0。例如有限的占空比范围可以被限制为 $0.2 \leq D \leq 0.8$ 。将要领会的是,这一有限的占空比范围仅是示例。

[0108] 回去参照步骤S904,如果控制器202确定驱动器电路201在操作模式的不期望的区域中操作,则过程900继续进行到步骤S908。

[0109] 在步骤S908处,控制器202将所生成的第一PWM信号和第二PWM信号供应到电阻调节电路210(如图2中的连接206b所示),并且电阻调节电路210调节驱动器电路201的等效输出电阻 R_{out} ,以增强驱动器电路201的效率。

[0110] 从上文的公式可以看出的是,等效输出电阻 R_{out} 是占空比和开关S1至S9的电阻 $R_{ds,on}$ 的函数。

[0111] 在一个实施例中,电阻调节电路210包括栅极驱动器,栅极驱动器用于向每个开关提供栅极驱动电压 V_g 。与开关S1、S3、S5、S6、以及S9关联的栅极驱动器被配置为从控制器202接收第一PWM信号作为输入,而与开关S2、S4、S7以及S8关联的栅极驱动器被配置为从控

制器202接收第二PWM信号作为输入。栅极驱动器被配置为将它们接收的PWM信号输出到与其关联的开关的栅极端子。从每个栅极驱动器输出的PWM信号具有与栅极驱动器的电压源对应的输出电压振幅 (V_{GS})。如本领域技术人员将领会的,栅极驱动器可以采取很多形式,最流行并且成本效益最高的栅极驱动器之一是双极、非反相图腾柱式 (totem-pole) 驱动器。

[0112] 开关S1至S9的 $R_{ds,on}$ 是被用于向开关S1至S9提供PWM信号的栅极驱动器的 V_{GS} 的函数。在这一实施例中,电阻调节电路210通过控制栅极驱动器的 V_{GS} ,来控制输出到电压转换器300的开关的栅极驱动电压,以调节电压转换器300的等效输出电阻 R_{out} 并且从而调节驱动器电路201的等效输出电阻。例如,电阻调节电路210可以包括分路调整器,分路调整器被配置为在其参考端子处接收误差信号209并且调整 V_{GS} 。如本领域技术人员将已知的,增加向开关输入的栅极驱动电压减少开关的 $R_{ds,on}$ 。

[0113] 在另一实施例中,电阻调节电路210调节开关S1至S9的开关频率,以调节电压转换器300的等效输出电阻 R_{out} 并且从而调节驱动器电路201的等效输出电阻。例如,电阻调节电路210可以包括被配置为接收误差信号209的电压控制振荡器 (VCO)。因此,VCO的振荡频率受误差信号209控制。逻辑电路可以被用于将从控制器202接收的第一PWM信号与从VCO接收的电压控制振荡器输出信号进行组合,以提供用于开关S1、S3、S5、S6、以及S9的驱动器信号。相似地,这一逻辑电路可以被用于将从控制器202接收的第二PWM信号与从VCO接收的电压控制振荡器输出信号进行组合,以提供用于开关S2、S4、S7、以及S8的驱动器信号。通过增加开关S1至S9的开关频率,电阻调节电路210减少电压转换器300的等效输出电阻 R_{out} 。(例如由开关电容器转换器形成的)电压转换器的操作可以被建模有由开关频率限制界定的两个操作模式:快开关模式和慢开关模式。开关频率限制 f_s 可以表达为:

$$[0114] \quad f_s = 3 \cdot R_{on} \cdot C_f,$$

[0115] 其中 R_{on} 是开关的开启电阻,并且 C_f 是飞跨电容器的电容。

[0116] 当开关频率低于开关频率限制 f_s 时,则对于每个周期而言,飞跨电容器可以被完全充电,因此电压转换器以所谓的慢开关模式操作。在这一模式下,等效输出电阻可以通过增加开关频率而显著减少。当开关频率高于开关频率 f_s 时,则对于每个周期而言,飞跨电容器不能被完全充电,并且电压转换器以所谓的快开关模式操作。在这一模式下,等效输出电阻可以通过增加开关频率而逐渐减少。

[0117] 在另一实施例中,电阻调节电路210包括用于调节与电压转换器300关联的死时间的电路,以便调节电压转换器300的等效输出电阻 R_{out} 并且从而调节驱动器电路201的等效输出电阻。电压转换器300的死时间指的是开关转变期间的时段(当第一组开关(S1、S3、S5、S6、S9)和第二组开关(S2、S4、S7、以及S8)两者都断开时)。通过增加与电压转换器300关联的死时间,电阻调节电路210增加电压转换器300的等效输出电阻 R_{out} 。

[0118] 在步骤S908处,控制器202将占空比D限制在上文提及的有限占空比范围内。特别地,控制器202可以使占空比D在有限的占空比范围内保持恒定。例如,控制器202可以将占空比D设置为处于有限占空比范围中的最低可能占空比(在上文提供的示例中为0.2),处于有限占空比范围中的最高可能占空比(在上文提供的示例中为0.8),或者处于有限占空比范围中的最低可能占空比和最高可能占空比之间的恒定占空比——这依赖于应用。

[0119] 图10示出了通过使用过程900的效率增强的结果。四个操作模式被分割成七个状态,其中D1、D2、D3、以及D4被视为驱动器电路201的操作的期望状态,并且R1、R2、R3被视为

驱动器电路201的操作的不期望状态。如上文描述的,驱动器电路201是在以期望的操作状态操作还是在以不期望的操作状态操作通过诸如效率、转换比率、占空比等之类的操作状况进行分类。

[0120] 从右至左看图10,可以看到的是,当调整恒定输出电压时,在输入电压从所需要的输出电压进一步增加时,同时驱动器电路201在以第四操作的期望状态D4操作,所需要的转换比率M通过在有限的占空比范围(参照上文)内减少第一PWM信号和第二PWM信号的占空比而减少。处于期望状态D4时,控制器202被配置为将第一PWM信号和第二PWM信号供应到驱动器电路201(由连接206a示出)。

[0121] 在边缘点1002a处,控制器202确定驱动器电路201在以第四操作模式的不期望状态操作,并且将第一PWM信号和第二PWM信号供应到电阻调节电路210(由连接206b示出)。对驱动器电路201的等效输出电阻的调节通过电阻调节电路210实施,直到达到边缘点1004a,在边缘点1004a处控制器202确定驱动器电路201在以第三操作模式的期望状态D3操作。

[0122] 在输入电压从所需要的输出电压进一步增加时,同时驱动器电路201在以期望的状态D3操作,所需要的转换比率M通过在有限的占空比范围(参照上文)内减少第一PWM信号和第二PWM信号的占空比来进一步减少。处于期望的状态D3时,控制器202被配置为将第一PWM信号和第二PWM信号供应到驱动器电路201(由连接206a示出)。

[0123] 在边缘点1002b处,控制器202确定驱动器电路201在以第三操作模式的不期望的状态操作,并且将第一PWM信号和第二PWM信号供应到电阻调节电路210(由连接206b示出)。对驱动器电路201的等效输出电阻的调节通过电阻调节电路210实施,直到达到边缘点1004b,在边缘点1004b处控制器202确定驱动器电路201在以第二操作模式的期望的状态D2操作。

[0124] 在输入电压从所需要的输出电压进一步增加时,同时驱动器电路201在以期望的状态D2操作,所需要的转换比率M通过在有限的占空比范围(参照上文)内减少第一PWM信号和第二PWM信号的占空比进一步减少。处于期望的状态D2时,控制器202被配置为将第一PWM信号和第二PWM信号供应到驱动器电路201(由连接206a示出)。

[0125] 在边缘点1002c处,控制器202确定驱动器电路201在以第二操作模式的不期望的状态操作,并且将第一PWM信号和第二PWM信号供应到电阻调节电路210(由连接206b示出)。对驱动器电路201的等效输出电阻的调节通过电阻调节电路210实施,直到达到边缘点1004c,在边缘点1004c处控制器202确定驱动器电路201在第二操作模式的期望的区域D1中操作。

[0126] 如图10所示,通过电阻调节电路210对等效输出电阻的调节使得能够从驱动器电路201输出期望的输出电压(考虑特定的输入电压),并且因此扩展可以由电压转换器300使用的转换比率的范围,而没有显著的效率损失。

[0127] 自此描述的操作的示例性模式(仍然参照图10)提供了对驱动器电路201如何通过期望的区域中调节占空比或者在不期望的区域中调节等效输出电阻来允许实现输出电压的更好理解。如上文参照图2描述的,控制器202接收作为第一输入信号214的输入电压 V_{in} ,接收作为第二输入信号216的目标电压 V_T ,并且接收作为第三输入信号218的输出电压 V_o 。基于输入电压 V_{in} 和目标电压 V_T ,控制模块被配置为动态地确定所需要的转换比率M(其中 $M = V_T/V_{in}$)。控制器202被配置为动态地确定提供所需要的转换比率M所需的操作模式和

占空比D(在每个操作模式的情况下转换比率M与占空比成比例)。将领会的是,控制器202可以被预先配置有目标电压 V_T ,并且在这种情况下,控制器202可以不使用第二输入信号216接收目标电压 V_T 。根据转换比率M的所需要范围,控制器202可以确定驱动器电路201将以哪个操作模式操作。

[0128] 在图10所图示的非限制性示例中,如果所需要的转换比率M在0.84和0.96之间,则驱动器电路201将在第四期望区域D4中操作,从而通过变化占空比来调节转换比率。如果所需要的转换比率M在0.76和0.84之间,则驱动器电路201将在第三不期望模式R3中操作,其中驱动器电路201的开关S1至S13以与上文参照图2描述的相似的方式(即以与在第四期望的区域D4中相似的方式)操作,但是同时让电阻调节电路210增加等效输出电阻(例如通过减少 V_{GS} 电压、或者通过减少开关频率、或者增加与电压转换器关联的死时间)。如果所需要的转换比率在0.64和0.76之间,则驱动器电路201将在第三期望的区域D3中操作,从而通过变化占空比来调节转换比率。如果所需要的转换比率M在0.56和0.64之间,则驱动器电路201将以第二不期望的模式R2操作,其中驱动器电路201的开关S1至S13以与上文参照图2描述的相似的方式(即以与在第三期望的区域D3中相似的方式)操作,但是同时让电阻调节电路210增加等效输出电阻(例如通过减少 V_{GS} 电压、或者通过减少开关频率、或者增加与电压转换器关联的死时间)。如果所需要的转换比率在0.44和0.56之间,则驱动器电路201将在第二期望的区域D2中操作,从而通过变化占空比来调节转换比率。如果所需要的转换比率M在0.36和0.44之间,则驱动器电路201将以第一不期望的模式R1操作,其中驱动器电路201的开关S1至S13以与上文参照图2描述的相似的方式(即以与在第二期望的区域D2中相似的方式)操作,但是同时让电阻调节电路210增加等效输出电阻(例如通过减少 V_{GS} 电压、或者通过减少开关频率、或者增加与电压转换器关联的死时间)。如果所需要的转换比率在0.24和0.36之间,则驱动器电路201将在第一期望的区域D1中操作,从而通过变化占空比来调节转换比率。

[0129] 图11图示了根据本发明的实施例的组的等效输出电阻调节和PWM控制如何可以实现连续的输出电压。即,在变化转换比率时给定输入电压(例如25V),连续的输出电压从驱动器电路201输出,否则在不期望的区域中驱动器电路201将经历输出电压的显著降低(并且从而经历效率的显著降低)。

[0130] 如图11所示,最小效率(由最低交叉点确定)从0%(如图1所示)增强到78%,同时操作范围具有从100%到120%的20%的扩展。

[0131] 如所图示的示例性实施例中的所有开关S1至S13都可以是双向的,并且以与电路的开关频率兼容的合适技术实施。例如,可以由硅基板上的金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)或者氮化镓基板上的高电子迁移率晶体管(HEMT)来形成开关。

[0132] 所有的电抗元件可以被设置尺寸为足够小以实现集成,例如集成为芯片上功率系统(PSoC)或者封装的功率系统(PSiP)。在所图示的示例性实施例中,所有电容器的电容都可以设置为100nF;电容值可以被进一步优化以便实现更好的性能。滤波电感器 L_o 的电感值可以设置为200nH,使得其可能被印刷在具有5x5mm的表面的LED子座(sub-mount)中。

[0133] 根据上文描述的实施例中的任何实施例的LED还可以是一组LED,例如一串LED。

[0134] 虽然在图3中示出了示例驱动器电路,这仅是示例并且本发明的实施例可应用到包括SC功率转换器的其它驱动器电路。

[0135] 虽然在上文描述了控制器202被配置为生成第一PWM信号和第二PWM信号(两者在连接206a和206b上供应),这些可以由专用脉冲宽度调制器基于接收来自控制器202的占空比控制信号来生成。

[0136] 虽然关于包括降压电压转换器的驱动器电路在上文描述了本发明的实施例,本发明的实施例还应用于包括升压电压转换器的驱动器电路。

[0137] 对所公开的实施例的其它变化可以由本领域技术人员在实践所要求保护的发明中,从学习附图、公开内容以及所附权利要求中理解和实现。在权利要求中,词语“包括”不排除其它元素或者步骤,并且不定冠词“一(a)”或者“一个(an)”不排除多个。单个处理器或者其它单元可以实现在权利要求中记载的若干项的功能。仅凭在互相不同的从属权利要求中记载某些措施的事实不表示这些措施的组合不能被有利地使用。计算机程序可以被存储/分布在合适的介质上,诸如与其它硬件一起提供或者作为其它硬件的一部分的光学存储介质或者固态介质,但是还可以以其它形式分布,诸如经由因特网或者其它有线或者无线通信系统。权利要求中的任何附图标记都不应该解释为限制范围。

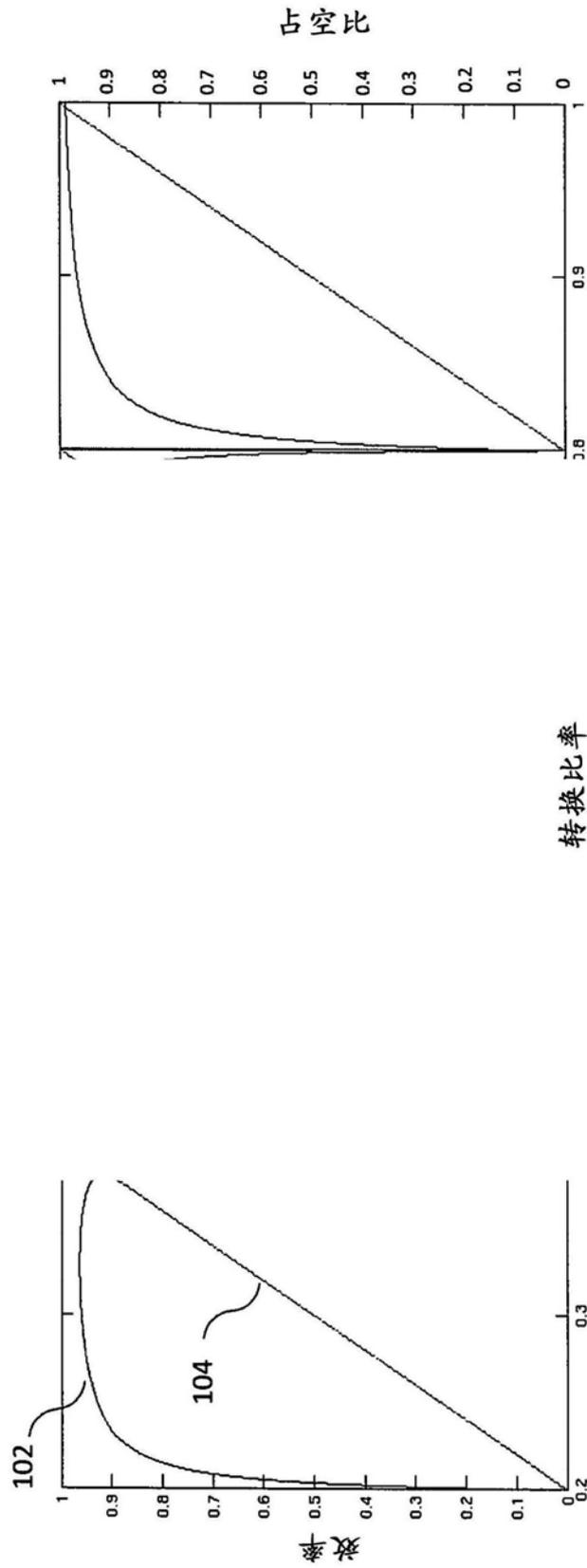


图1

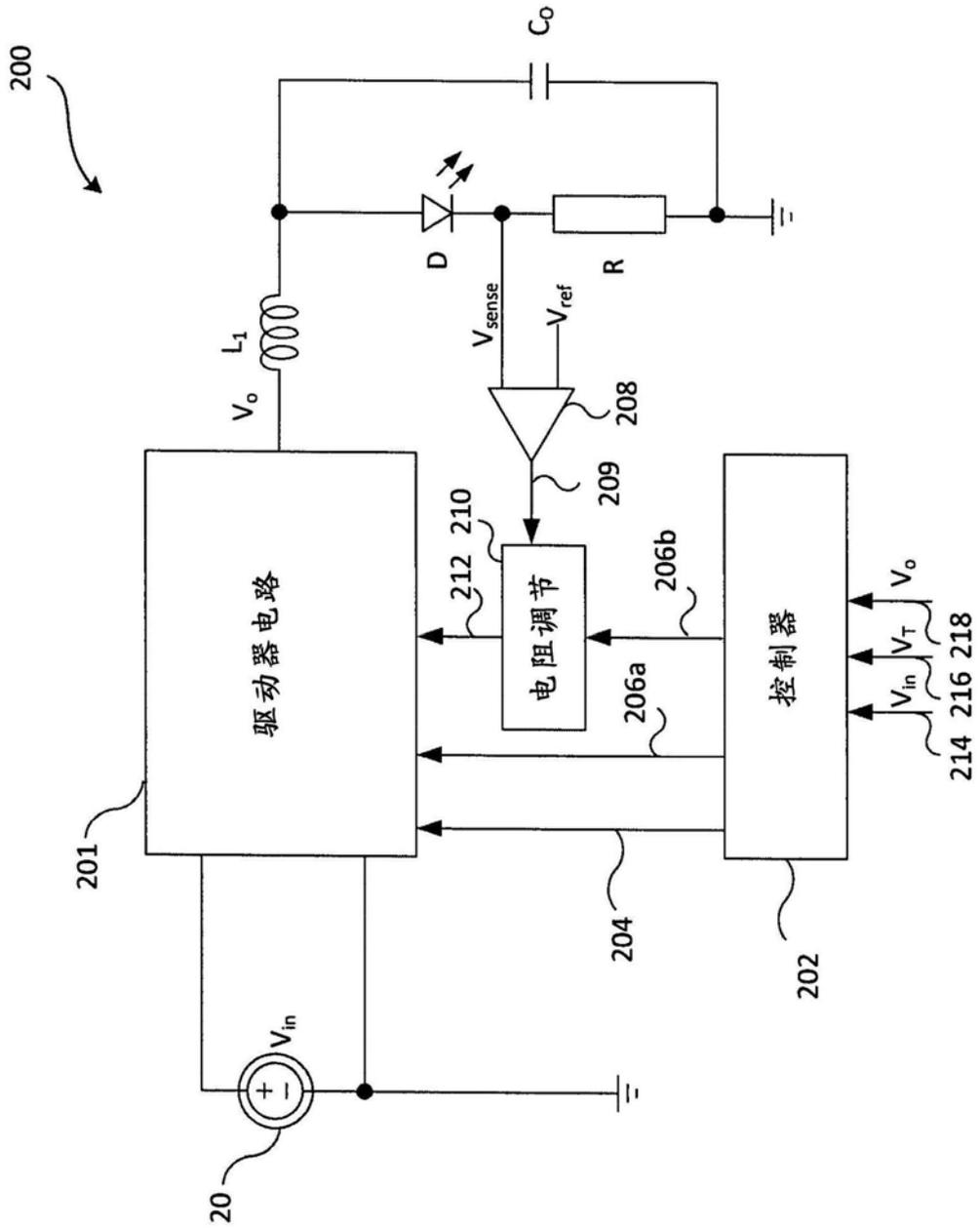


图2

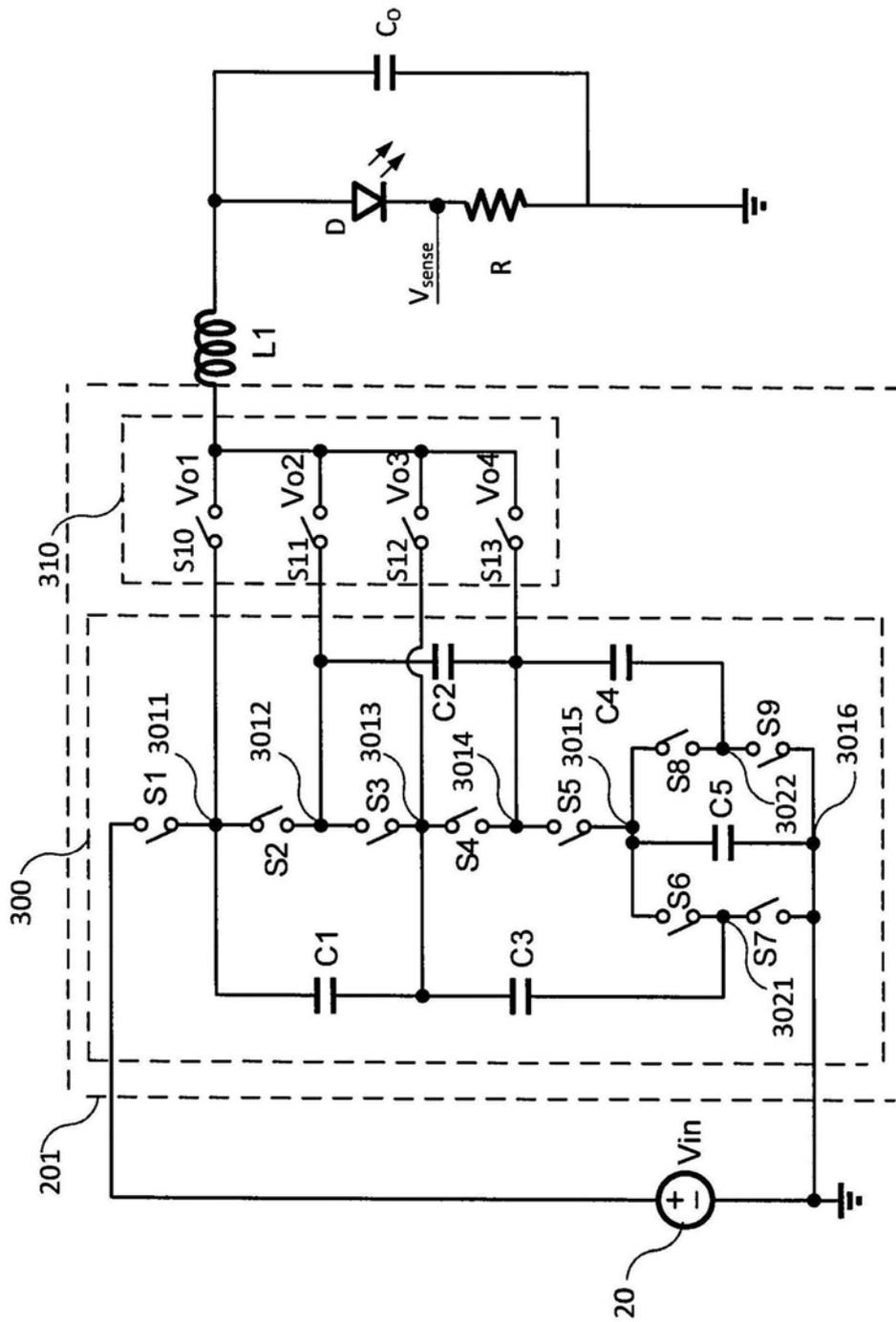


图3

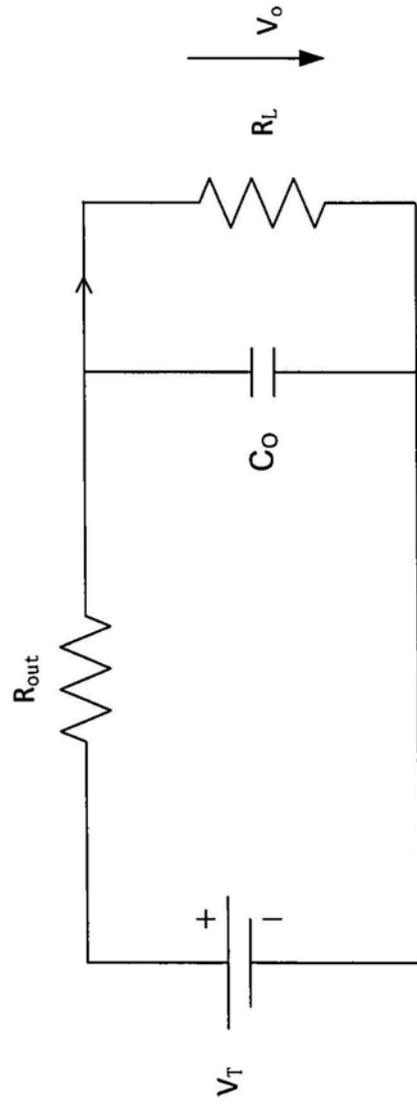


图4

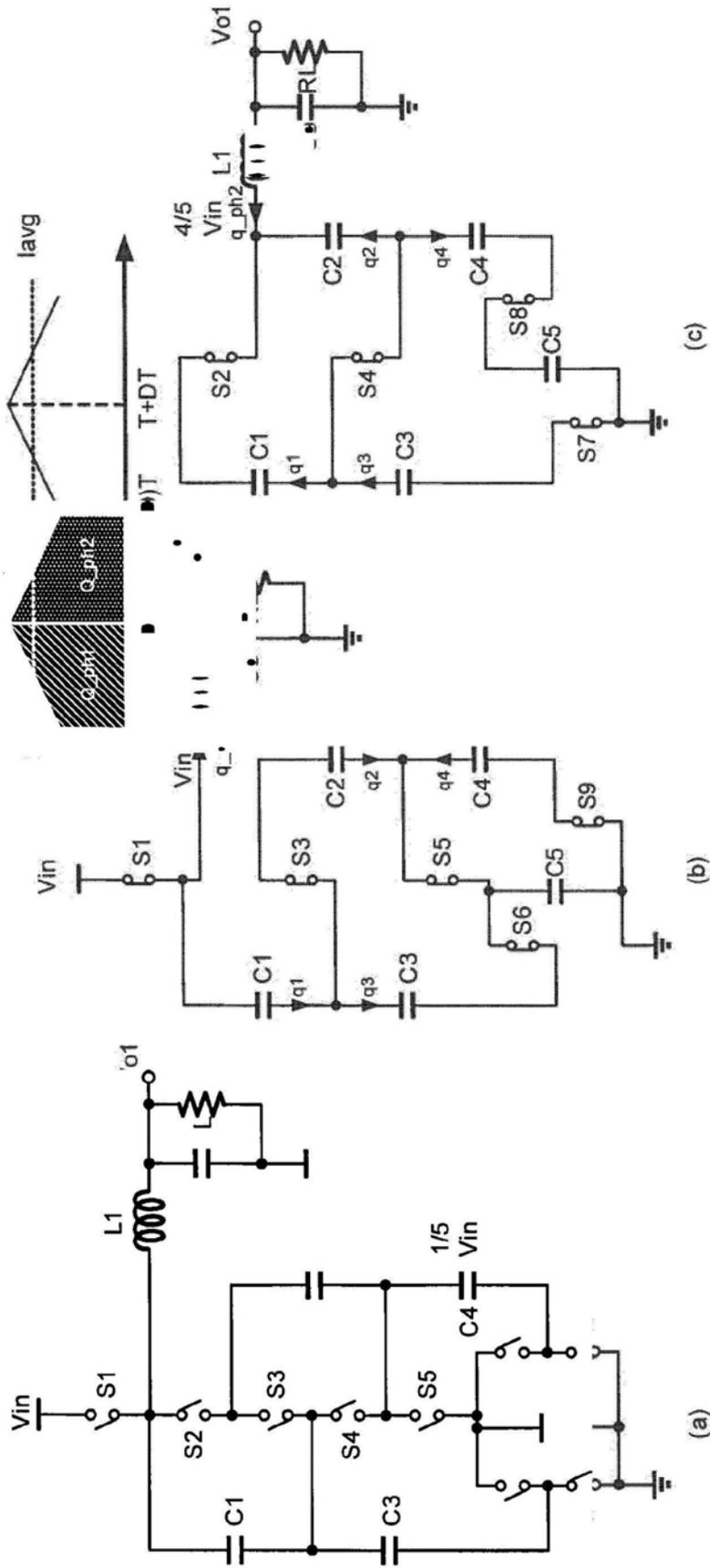


图5

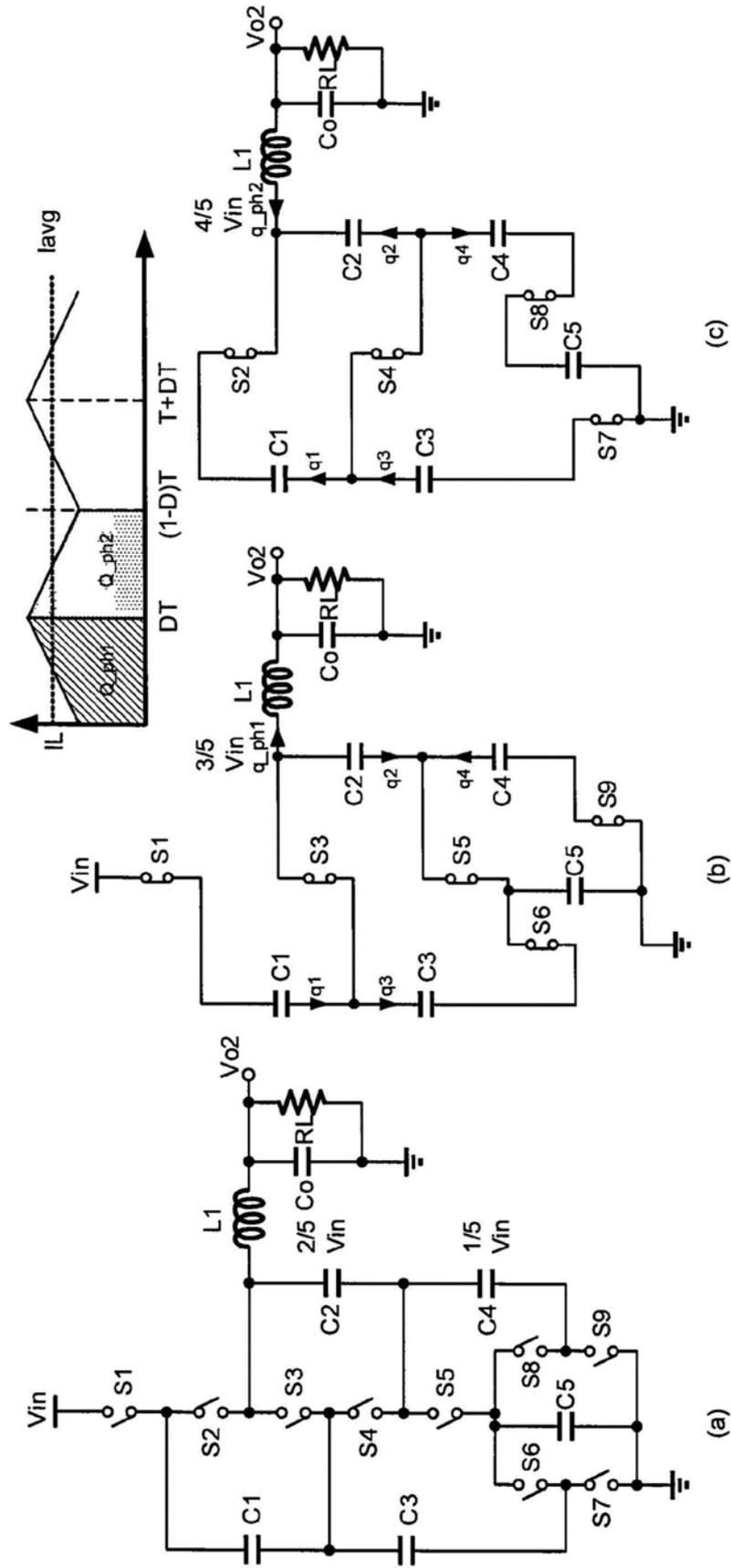


图6

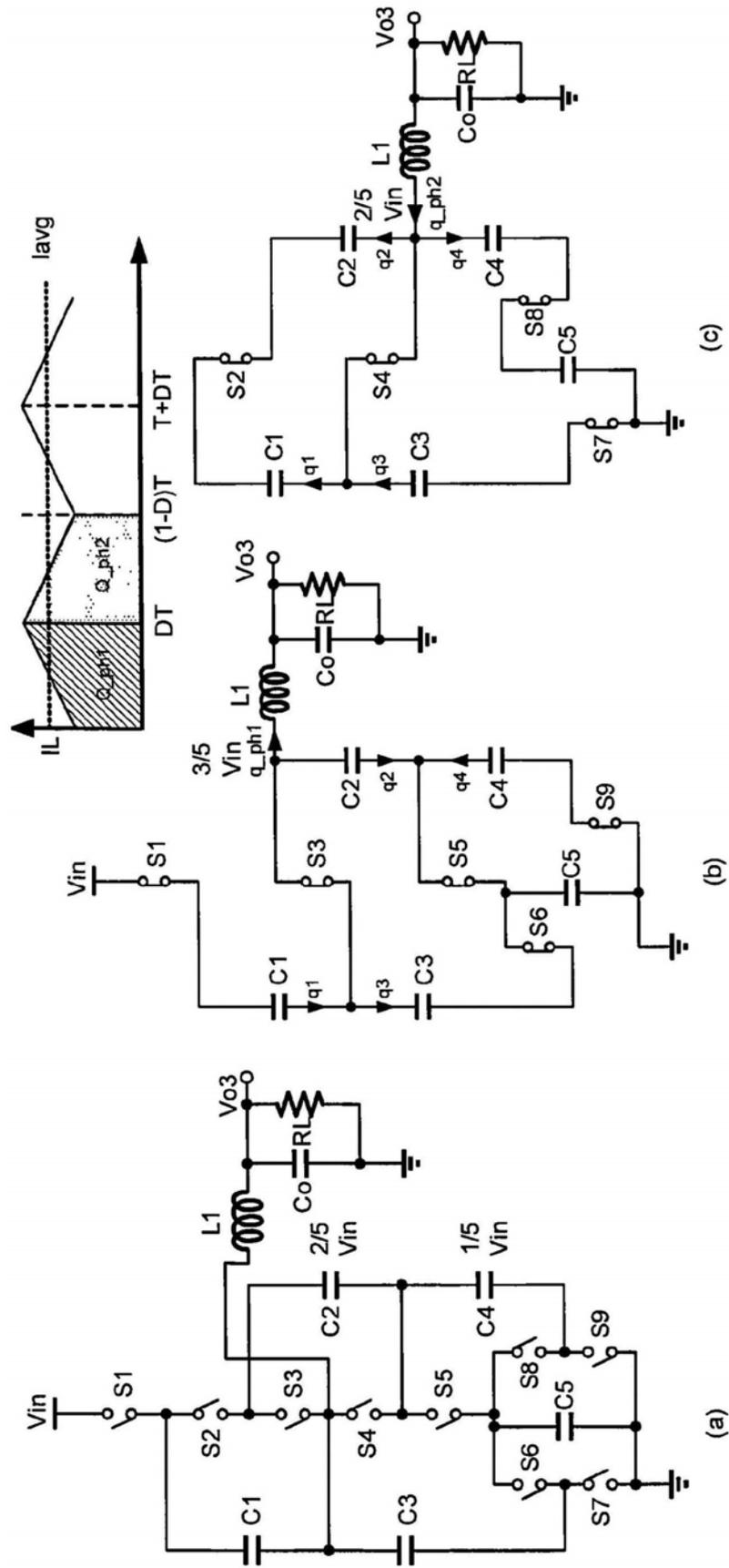


图7

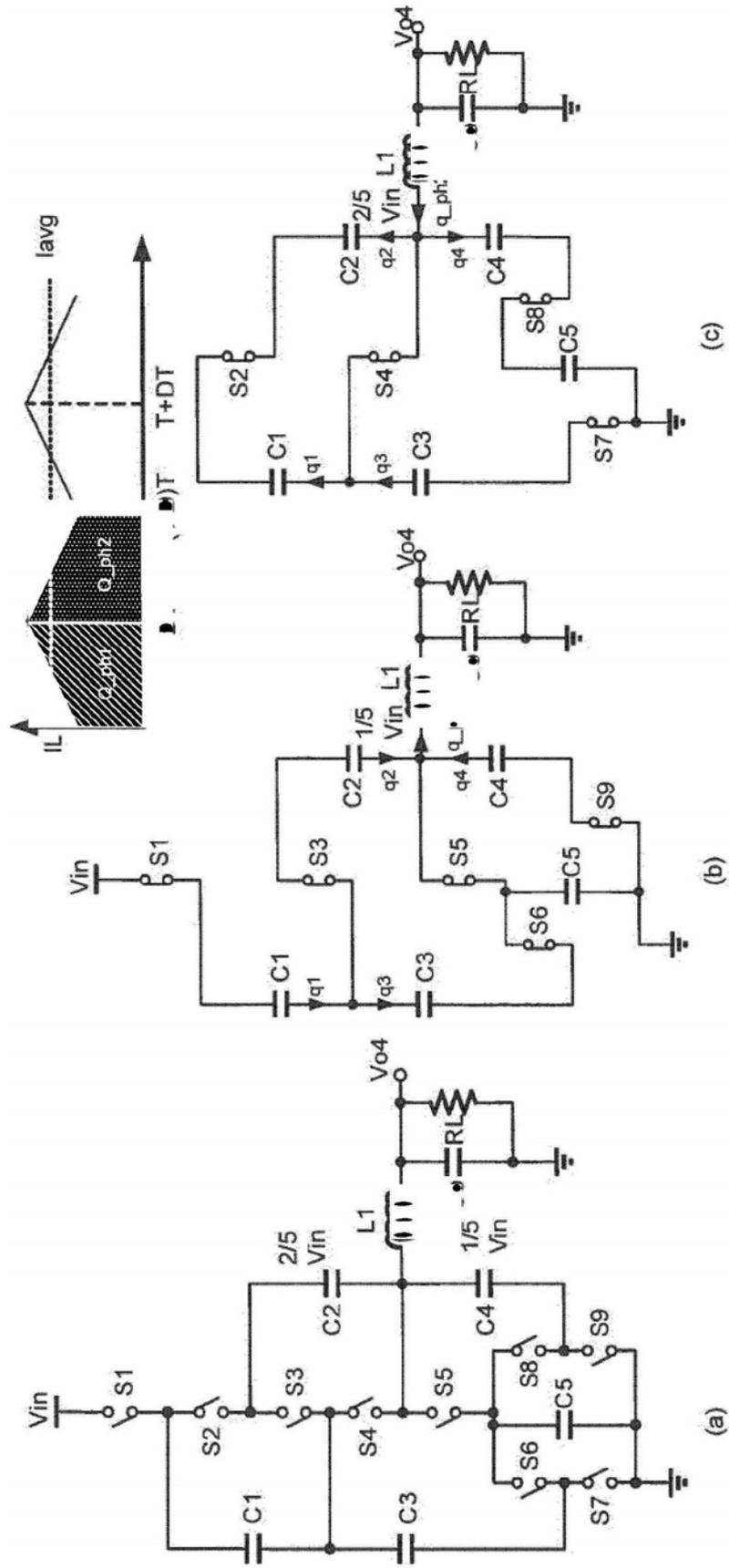


图8

900

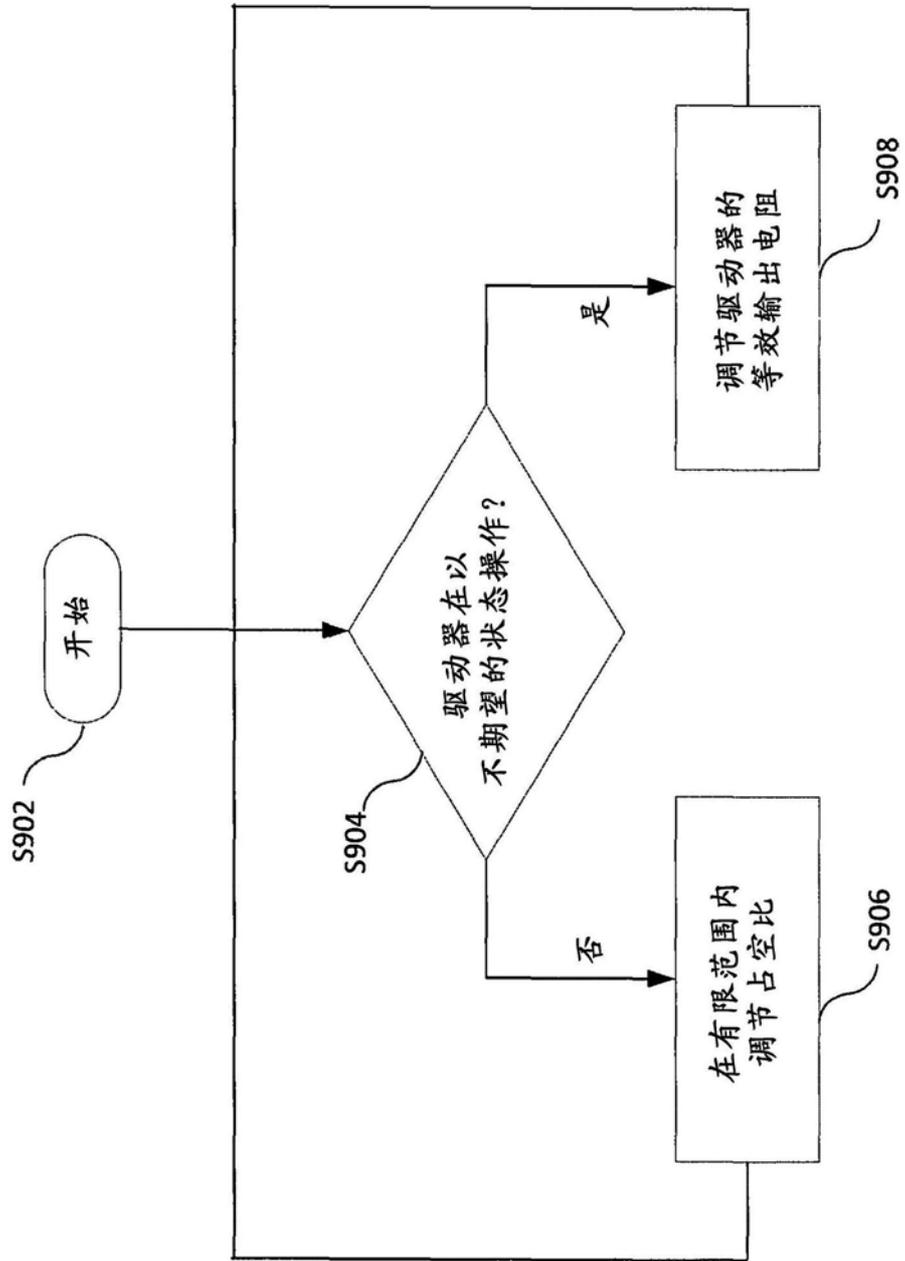


图9

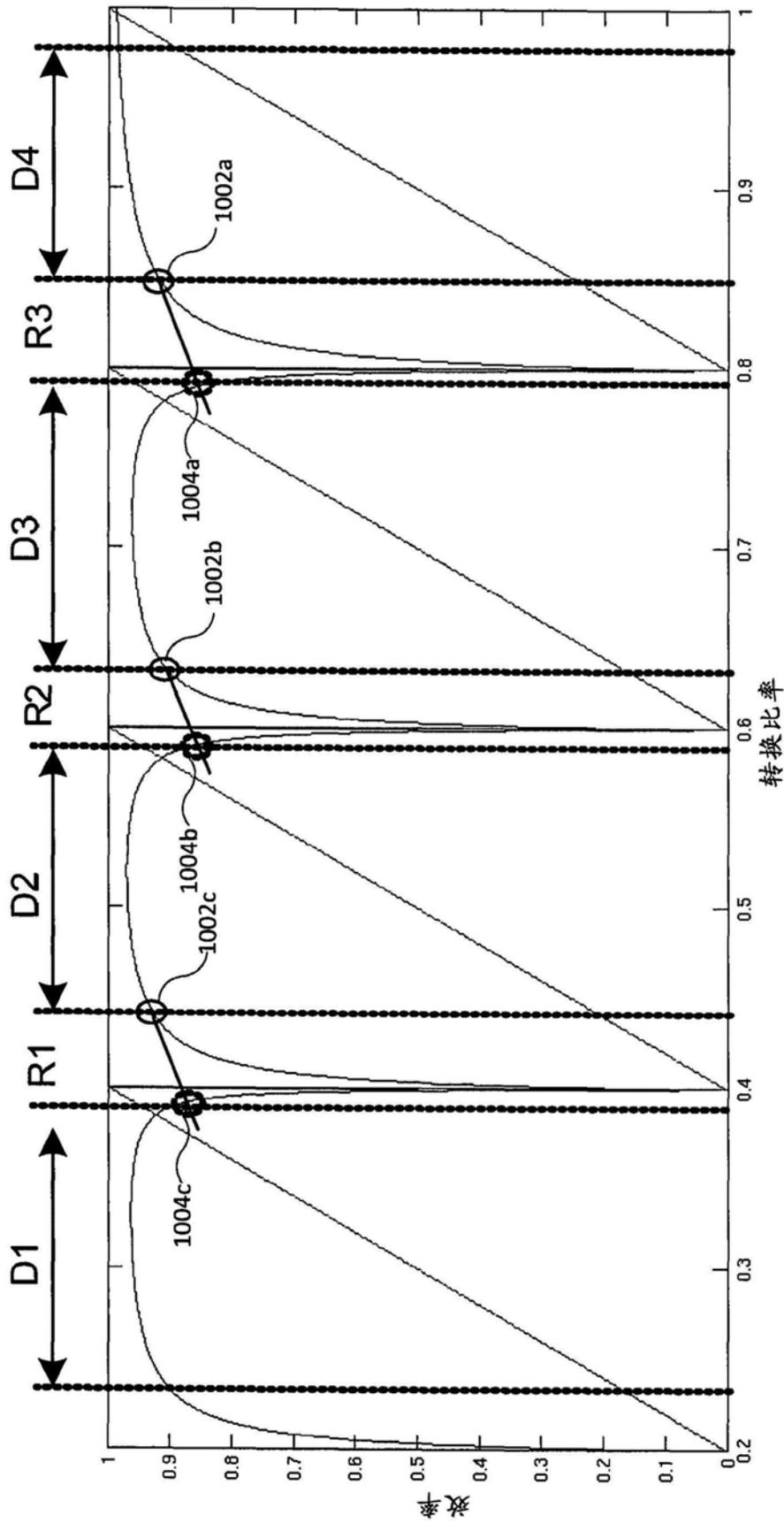


图10

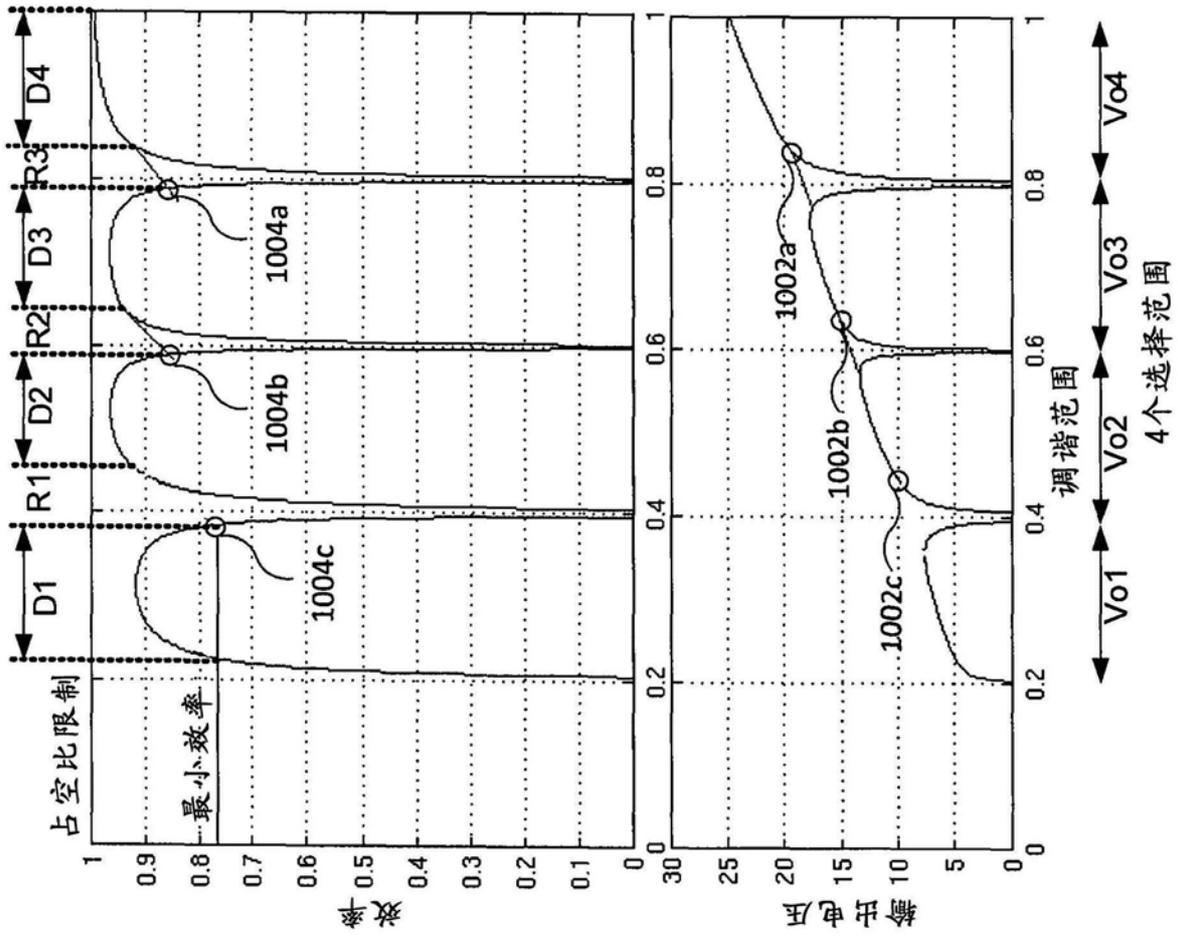


图11