



# (12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107112893 A

(43)申请公布日 2017.08.29

(21)申请号 201580072673.0

(22)申请日 2015.12.23

(30)优先权数据

15150332.3 2015.01.07 EP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2017.07.06

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2015/081107 2015.12.23

(87)PCT国际申请的公布数据

W02016/110413 EN 2016.07.14

(71)申请人 飞利浦照明控股有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬市

(72)发明人 J·德罗斯艾伦 T·洛佩斯

M·A·M·亨德里克斯

E-J·阿拉肯-科特

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 郑立柱 郑振

(51)Int.Cl.

H02M 3/07(2006.01)

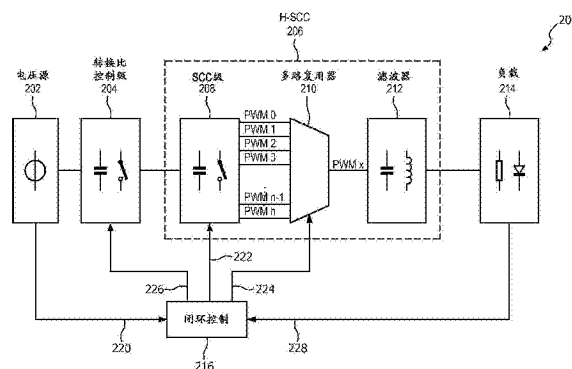
权利要求书2页 说明书14页 附图17页

(54)发明名称

功率转换装置

(57)摘要

一种用于向负载提供脉冲宽度调制(PWM)信号的功率转换装置,包括至少具有输出的电感滤波器,所述输出被配置为连接到负载,该装置包括:功率转换模块,其由输入电压供电并被配置为提供多个输出信号,其中所述多个输出信号中的一个被提供给所述滤波器;耦合至功率转换模块的转换比控制级;以及控制器(216),其被配置为:基于输入电压和目标参考电压来确定所请求的转换比;以及基于所请求的转换比,控制转换比控制级在第一操作模式下操作,由此功率转换模块根据第一转换比提供输出信号,或者在第二操作模式下操作,由此功率转换模块根据第二转换比提供输出信号。



1. 一种功率转换装置(200), 用于向负载(214) 提供脉冲宽度调制(PWM) 信号, 所述功率转换装置包括至少具有输出的电感输出滤波器(212), 所述输出被配置为连接到所述负载, 所述功率转换装置包括:

功率转换模块(208), 所述功率转换模块由DC输入电压( $V_{in}$ ) 供电并被配置为提供多个输出信号(PWM1、...、PWMn), 其中所述输出滤波器被布置为接收所述多个输出信号中的一个输出信号;

耦合至所述功率转换模块的转换比控制级(204); 以及

控制器(216), 所述控制器被配置为: 基于所述DC输入电压( $V_{in}$ ) 和目标参考电压( $V_{set}$ ) 来确定所请求的转换比( $m$ ); 以及基于所确定的所请求的转换比, 控制所述转换比控制级在第一操作模式和第二操作模式之一下操作, 其中当所述转换比控制级在所述第一操作模式下操作时, 所述功率转换模块根据第一转换比( $M1$ ) 提供所述多个输出信号, 并且当所述转换比控制级在所述第二操作模式下操作时, 所述功率转换模块根据第二转换比( $M2$ ) 提供所述多个输出信号。

2. 根据权利要求1所述的功率转换装置, 其中, 所述功率转换装置包括用于连接到提供所述DC输入电压的电压源的输入, 并且所述转换比控制级被布置为连接在所述输入和所述电压源之间。

3. 根据权利要求1所述的功率转换装置, 其中, 所述转换比控制级被集成到所述功率转换模块中。

4. 根据前述权利要求中任一项所述的功率转换装置, 其中, 所述转换比控制级包括多个开关, 并且所述控制器通过控制所述转换比控制级的开关配置来控制所述转换比控制级的操作模式。

5. 根据前述权利要求中任一项所述的功率转换装置, 其中, 所述控制器还被配置为将所请求的转换比与多个转换比阈值进行比较, 以确定所述功率转换模块的操作区域。

6. 根据权利要求5所述的功率转换装置, 其中, 所述控制器被配置为基于所确定的操作区域来控制所述转换比控制级在所述第一操作模式和所述第二操作模式之一下操作。

7. 根据权利要求5或6所述的功率转换装置, 其中, 所述控制器包括多个比较器, 所述多个比较器中的每一个被配置为将所请求的转换比与所述多个转换比阈值中的一个进行比较。

8. 根据前述权利要求中任一项所述的功率转换装置, 其中, 所述控制器包括除法器级(610), 所述除法器级被配置为通过将所述目标参考电压( $V_{set}$ ) 除以所述DC输入电压( $V_{in}$ ) 来计算所请求的转换比。

9. 根据前述权利要求中任一项所述的功率转换装置, 还包括选择模块(210), 其中所述功率转换模块经由所述选择模块耦合到所述输出滤波器, 其中所述控制器还被配置为基于所确定的所请求的转换比来控制所述选择模块(210) 选择所述多个输出信号(PWM1、...、PWMn) 中的一个输出信号。

10. 根据权利要求1至8中任一项所述的功率转换装置, 还包括所述多个输出信号中的所述一个输出信号到所述输出滤波器的布线。

11. 根据前述权利要求中任一项所述的功率转换装置, 其中, 所述多个输出信号具有作为所述输入电压( $V_{in}$ ) 电平的一部分的电平幅度, 每个输出信号以从所确定的最低部分电

平幅度到所确定的最高部分电平幅度的多个步长中划分的偏置分量浮置。

12. 根据前述权利要求中任一项所述的功率转换装置, 其中, 所述功率转换模块包括开关电容器转换器 (SCC), 所述开关电容器转换器包括由所述控制器控制的多个开关。

13. 根据权利要求12所述的功率转换装置, 其中, 所述功率转换模块 (208) 基于包括第一组开关和第二组开关的迪克森梯拓扑。

14. 根据权利要求13所述的功率转换装置, 其中, 所述多个输出信号 (PWM1、...、PWMn) 由所述功率转换模块的相应内部节点 (N1、...、N4、SN1) 处的电压 ( $v_{x1}$ 、...、 $v_{xn}$ ) 形成。

15. 根据前述权利要求中任一项所述的功率转换装置, 其中, 所述负载是包括至少一个光源的光模块。

## 功率转换装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及集成式功率转换器领域。本发明能够特别适用于发光二极管(LED)光源的驱动电路。更具体地,本发明涉及一种紧凑有效的功率转换装置。

### 背景技术

[0002] 需要功率转换模块的高度集成的应用(例如使用开关模式电源(SMPS)可以诉诸于诸如开关电容器转换器(SCC)的功率转换器,该开关电容器转换器(SCC)能够只使用电容器和开关就提供高效的直流-直流电压转换。

[0003] 值得注意的是,固态照明(SSL)行业对用于LED的小的紧凑型功率管理单元的需求正在增加。LED要求电源尽可能高效地以恒定电流的形式进行输送。理想地,与LED本身尺寸相当的LED驱动器将代表实现新的照明概念的重大突破。这样的解决方案将需要具有高水平的可靠性和效率的系统,以满足寿命、尺寸和散热的要求。

[0004] LED驱动器可以基于SMPS。SMPS可以包括SCC,SCC允许高集成度并实现大的功率转换比,但是具有提供多个离散转换比的缺点,这使得SCC不能适合于需要输出功率的精细调节的应用。

[0005] SMPS还可以包括传统的电感转换器,其包括至少一个电感器和至少一个开关。电感转换器允许对输出功率进行精细调节并且可以高效地提供任意的转换比,但是电感转换器的一个缺点是它们不能够容易地集成在紧凑的结构中。

### 发明内容

[0006] 混合开关电容器转换器(H-SCC)结合至少一个滤波电感器使用在SCC的内部节点中可用的脉冲宽度调制电压来扩展转换范围并提高SCC的效率。

[0007] 然而,本发明人已经观察到,当在极端的占空比中操作时,使用H-SCC会导致大的效率降低,因而限制了转换器的可能的转换范围。

[0008] 下面描述的本发明的实施例有利于在 $V_{in}/V_o$ 比的宽动态范围内实现高性能操作(高转换效率和平滑的输出电流(低纹波))。

[0009] 根据本发明的一个方面,提供了一种用于向负载提供脉冲宽度调制(PWM)信号的功率转换装置,其包括至少具有输出的电感输出滤波器,所述输出被配置为连接到所述负载,该功率转换装置包括:由DC输入电压( $V_{in}$ )供电并被配置为提供输出电压的转换比控制级;功率转换模块,其由输出电压供电并被配置为提供多个输出信号(PWM1、...、PWMn),其中所述多个输出信号中的一个被提供给输出滤波器;以及控制器,其被配置为:基于所述DC输入电压( $V_{in}$ )和目标参考电压( $V_{set}$ )来确定所请求的转换比( $m$ );以及基于所确定的所请求的转换比,控制转换比控制级在第一操作模式和第二操作模式中的一个下操作,其中当转换比控制级在第一操作模式下操作时,功率转换模块根据第一转换比( $M1$ )提供所述多个输出信号,并且当转换比控制级在第二操作模式下操作时,功率转换模块根据第二转换比( $M2$ )提供所述多个输出信号。

[0010] 在示例性实施例中,功率转换装置包括用于连接到提供所述DC输入电压的电压源的输入,并且转换比控制级布置为连接在所述输入和电压源之间。在替代的示例性实施例中,转换比控制级被集成到功率转换模块中。

[0011] 转换比控制级可以包括多个开关,并且控制器可以通过控制转换比控制级的开关配置来控制转换比控制级的操作模式。

[0012] 控制器还可以被配置为将所请求的转换比与多个转换比阈值进行比较,以确定功率转换模块的操作区域。

[0013] 控制器可以被配置为基于所确定的操作区域来控制转换比控制级在第一操作模式和第二操作模式中的一个下操作。

[0014] 控制器可以包括多个比较器,所述多个比较器中的每一个被配置为将所请求的转换比与所述多个转换比阈值中的一个进行比较。

[0015] 控制器可以包括除法器级,除法器级被配置为通过将目标参考电压 ( $V_{set}$ ) 除以DC输入电压 ( $V_{in}$ ) 来计算所请求的转换比。

[0016] 功率转换装置还可以包括选择模块,其中功率转换模块经由选择模块耦合到输出滤波器,其中控制器还被配置为基于所确定的所请求的转换比控制选择模块来选择所述多个输出信号 ( $PWM1$ 、...、 $PWMn$ ) 中的一个输出信号。可替代地,功率转换装置还可以包括多个输出信号中的所述一个输出信号到输出滤波器的布线。

[0017] 在一个实施例中,第一转换比为  $1/n$ ,其中  $n$  为大于或等于2的整数值,第二转换比为  $1/(n-0.5)$ 。在另一个实施例中,第一转换比为  $1/n$ ,其中  $n$  为大于或等于2的整数值,并且第二转换比为  $1/(n-1)$ 。

[0018] 在示例性实施例中,所述多个输出信号具有作为输入电压 ( $V_{in}$ ) 电平的一部分的电平幅度,其中每个输出信号以从所确定的最低部分电平幅度到所确定的最高部分电平幅度的多个步长划分的偏置分量浮置。

[0019] 功率转换模块可以包括开关电容器转换器 (SCC),开关电容器转换器包括由控制器控制的多个开关。

[0020] 功率转换模块可以基于包括第一组开关和第二组开关的迪克森 (Dickson) 梯拓扑。

[0021] 在示例性实施例中,所述多个输出信号 ( $PWM1$ 、...、 $PWMn$ ) 由功率转换模块的相应内部节点 ( $N1$ 、...、 $N4$ 、 $SN1$ ) 处的电压 ( $v_{x1}$ 、...、 $v_{xn}$ ) 形成。

[0022] 根据本发明的一个方面,提供了一种光模块,其包括至少一个光源和用于向所述至少一个光源提供脉冲宽度调制 (PWM) 信号的功率转换装置,所述功率转换装置包括:感应输出滤波器,其至少具有被配置为连接到所述至少一个光源的输出;功率转换模块,其由输出电压供电并被配置为提供多个输出信号 ( $PWM1$ 、...、 $PWMn$ ),其中所述多个输出信号中的一个被提供给输出滤波器;耦合到所述功率转换模块的转换比控制级;以及控制器,其被配置为:基于DC输入电压 ( $V_{in}$ ) 和目标参考电压 ( $V_{set}$ ) 来确定所请求的转换比 ( $m$ );以及基于所确定的所请求的转换比,控制转换比控制级在第一操作模式和第二操作模式中的一个下操作,其中当转换比控制级在第一操作模式下操作时,功率转换模块根据第一转换比 ( $M1$ ) 提供所述多个输出信号,并且当转换比控制级在第二操作模式下操作时,功率转换模块根据第二转换比 ( $M2$ ) 提供所述多个输出信号。

[0023] 这些和其他方面将从以下描述的实施例中变得显而易见。本公开的范围并不旨在受限于本发明内容,或受限于必须解决任何或所有所指出的缺点的实施方式。

## 附图说明

- [0024] 为了更好地理解本公开以及为了示出可以如何实施实施例,将参考附图,其中:
- [0025] 图1示出了作为10:1分压器工作的H-SCC的转换比和占空比的典型效率曲线;
- [0026] 图2a和2b示出了本发明的示例性实施例的示例性构架;
- [0027] 图2c示出了功率转换装置;
- [0028] 图3示出了根据本发明的示例性实施例的功率转换装置的部件;
- [0029] 图4示出了功率转换装置的控制器的图;
- [0030] 图5示出了由功率转换装置的控制器实现的控制环的图;
- [0031] 图6示出了根据本发明的示例性实施例的控制器的组合逻辑的真值表;
- [0032] 图7a-7c示出了根据本发明的示例性实施例的组合逻辑的示例性逻辑级;
- [0033] 图8示出了当作为5:1分压器和4.5:1分压器工作时的功率转换装置的H-SCC的效率对转换比的曲线;
- [0034] 图9示出了配置成作为5:1分压器和4.5:1分压器工作的H-SCC级的仿真结果;
- [0035] 图10示出了根据本发明的示例性实施例的功率转换装置的部件。
- [0036] 图11示出了当作为5:1分压器和4:1分压器工作时,功率转换装置的H-SCC级的效率对转换比的曲线;
- [0037] 图12示出了转换比控制级被集成在H-SCC级206内的示例性结构;以及
- [0038] 图13示出了在根据图12的构架的本发明的示例性实施例中的H-SCC级的功率转换模块和转换比控制级中的开关的开关状态。

## 具体实施方式

[0039] 对于LED驱动器功率转换器,基本要求是在多种模式下操作的能力,该要求可以涵盖各种电气规格,例如输入或输出电压、转换比、效率等。

[0040] SCC可以通过使输入电压逐渐升高或逐渐降低来产生调节的输出电压。

[0041] SCC的效率 $\eta$ 可以表示为独立于开关电阻的电压传输比的函数:

$$[0042] \quad \eta = \frac{V_o}{M \cdot V_{in}} = \frac{V_o}{V_{set}}$$

[0043] 其中 $V_o$ 是转换器的输出电压, $V_{in}$ 是转换器的输入电压, $V_{set}$ 是目标电压, $M$ 是转换比。

[0044] 多模式功率转换器可以具有多个期望的操作条件,这些期望的操作条件被不期望的操作条件分开。特别地,当负载所需的电压在范围 $V_{o1}$ 或范围 $V_{o2}$ 内时,多模式功率转换器可以以期望的方式向耦合至转换器的至少一个输出端的至少一个负载供给功率,其中:

[0045]  $V_a > V_{o1} > V_b$

[0046]  $V_c > V_{o2} > V_d$

[0047] 其中 $V_c > V_b$

[0048] 因此,当负载所需的电压在 $V_{o3}$ 范围内时,其中:

[0049]  $V_b < V_{o3} < V_c$

[0050] 转换器可能根本不工作,或者只有非常有限的性能。

[0051] 这些电压“间隙”导致SCC的效率迅速下降,甚至降为零。

[0052] 图1示出当作为10:1分压器(即,设计有十个操作区域,这些操作区域可以提供十个转换比范围,这使得功率转换器能够应用于宽电压范围应用)工作时的混合开关电容器转换器(H-SCC)的效率对转换比的曲线102。转换比与每个操作区域内的占空比成比例,从而调整操作区域(例如使用脉冲宽度调制(PWM))是实现期望的转换比的一般方法。

[0053] 当使用H-SCC时,转换比受到由SCC级提供的不同电压范围之间的边界限制。在边界区域,SCC级以极端的占空比操作,其中占空比通常低于10%或高于90%。这导致SCC级的等效输出阻抗的大幅增加,导致转换器效率的急剧下降,因此功率转换器在这些边界处实现非常有限的性能。这些效率“间隙”或“凹口”在图1中示出,并且由本发明的实施例来解决。

[0054] 尽管图1示出了当作为10:1分压器操作时关于混合开关电容器转换器(H-SCC)的效率“间隙”,但是本领域技术人员将理解,当混合开关电容器转换器(H-SCC)提供不同的转换比时,也将观察到这些效率“间隙”。例如,当混合开关电容器转换器(H-SCC)作为5:1分压器(即设计有能够提供五个转换比范围的五个操作区域)操作时,在不同电压范围之间的边界处将观察到上述转换器的效率的降低。

[0055] 本公开的实施例涉及通过控制被配置为控制H-SCC的转换比的转换比控制级来解决上述效率“间隙”。

[0056] 在实施例中,转换比控制级耦合到H-SCC;具体地,转换比控制级耦合到H-SCC的SCC级。

[0057] 转换比控制级204可以多种方式耦合到H-SCC 206。转换比控制级204可以如图2a所示放置在主功率级(H-SCC)之前的功率线输入处,或者如图2b所示集成在所述主功率级内。

[0058] 首先关于图2a所示的布置来描述实施例。

[0059] 现在参考图2c,其示出了根据图2a所示的布置的功率转换装置200。功率转换装置200包括用于连接到提供DC电压的电压源202的输入端(以下标记为 $V_{in}$ )和例如可以是电阻负载或发光装置的负载214。发光装置可以包括一个或多个光源,例如单个LED或一组LED,例如一串LED。虽然这里提到的是LED光源,但是任何合适的光源都可以由功率转换装置200驱动,例如,有机发光二极管(OLED)或激光二极管,

[0060] 功率转换装置200包括转换比控制级204、H-SCC 206和控制器216。

[0061] H-SCC 206包括具有输送PWM电压的多个输出PWM1、PWM2...PWMn的SCC级208(在本文中另行称为功率转换模块)。根据本发明,所述多个输出PWM1、PWM2、...PWMn中的一个可以通过诸如选择模块的适当的选择装置来选择,并且例如通过输出滤波器212连接到输出。例如,所述多个输出PWM1、PWM2...PWMn可以连接到多路复用器210(在本文中另行称为选择模块)的多个相应的输入,该多路复用器210在其输出从所述多个输入输出一个PWM电压PWMx,如下文进一步详述的。因此,多路复用器210可以是n:1多路复用器。应当理解,H-SCC 206并不必须包括在下文描述的示例性实施例中图示的多路复用器。选择模块例如可

以由通过输出滤波器212将输出PWM1、PWM2、...PWMn中的一个适当地布线到输出来形成。

[0062] 多路复用器210的输出连接到输出滤波器212。输出滤波器212可以显著地至少包括一个电容器或一个电感器。

[0063] 控制器216通过根据表示由电源202提供的感测电压、H-SCC 206的DC输出电压(以下称为 $v_{dc}$ )和/或表示感测的负载电压、负载电流或负载功率(例如负载电压(以下称为 $v_o$ ))的信号的输入信号控制SCC级208和多路复用器210,来允许控制环。

[0064] 控制器216接收由电源202提供的电压作为第一输入220。控制器216还接收H-SCC 206的DC输出电压作为第二输入228。

[0065] 控制器216的第一输出222允许通过借助模拟控制来控制SCC级208的占空比而控制SCC级208。

[0066] 控制器216的第二输出224允许控制多路复用器210的多路复用器通道。

[0067] 如图2c所示,转换比控制级204被置于H-SCC之前的功率线输入端。在下面描述的实施例中,使用半点SCC 204来实现转换比控制级204。控制器216的第三输出226允许半点SCC 204的控制,这将在下面进一步详细描述。

[0068] 现在参照图3,其示出了在本发明的示例性实施例中更详细地示出了半点SCC 204和H-SCC 206的电气图。

[0069] 半点SCC 204包括四个开关 $S_{x1}$ 、 $S_{x2}$ 、 $S_{x3}$ 和 $S_{x4}$ 以及单个电容器 $C_{hp}$ 。可以根据四种开关配置中的一种来控制半点SCC 204。这里使用转换比控制级204的开关配置来表示转换比控制级的开关的打开和闭合的顺序。例如,这里使用半点SCC 204的开关配置来表示开关 $S_{x1}$ - $S_{x4}$ 的打开和闭合的顺序。

[0070] 在第一开关配置中,在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间,所有开关 $S_{x1}$ 、 $S_{x2}$ 、 $S_{x3}$ 和 $S_{x4}$ 都断开,并且在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x3}$ 接通而开关 $S_{x2}$ 和 $S_{x4}$ 断开。也就是说,在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,电压 $V_{in}$ 被提供给H-SCC 206的第一中心节点 $N1$ 。

[0071] 在第二开关配置中,在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间,所有开关 $S_{x1}$ 、 $S_{x2}$ 、 $S_{x3}$ 和 $S_{x4}$ 都断开,并且在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,开关 $S_{x2}$ 和 $S_{x4}$ 接通而开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x3}$ 断开。也就是说,在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,电压 $V_{in}$ 被提供给H-SCC 206的第一中心节点 $N1$ 。

[0072] 在第三开关配置中,在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间,开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x4}$ 接通而开关 $S_{x2}$ 和 $S_{x3}$ 断开,并且在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x4}$ 断开而开关 $S_{x2}$ 和 $S_{x3}$ 接通。

[0073] 在第四开关配置中,在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间,开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x4}$ 断开而开关 $S_{x2}$ 和 $S_{x3}$ 接通,并且在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x4}$ 接通而开关 $S_{x2}$ 和 $S_{x3}$ 断开。

[0074] SCC级208适于提供如上所述的多个PWM输出信号,其具有作为输入DC电压 $V_{in}$ 的一部分的电平幅度。在该示例性实施例中,PWM输出信号是幅度为输入DC电压 $V_{in}$ 的一部分的方波电压。在非限制性示出的示例性实施例中,在从最低部分幅度到最高部分幅度的多个步长中,每个方波电压都以等分的偏置分量浮置。可以通过多路复用器210选择任何电压,并且可以通过多路复用器210的输出输出该电压,其中多路复用器210的输出端连接到输出滤波器212,从而向负载214提供连续电压。

[0075] 在图3所示的非限制性示例性实施例中,H-SCC 206由包括多个开关和电容器的SCC级形成。例如,SCC级208包括所谓的迪克森梯转换器。应当注意,可以使用其他SCC拓扑,例如标准梯、斐波纳契或串-并联拓扑。

[0076] 所示的示例性实施例更具体地使用基于五个电容器C1至C5和单极单掷类型的八个开关S1至S8的迪克森梯拓扑。更具体地, SCC级208包括两个飞梯(flying ladder): 第一飞梯包括串联放置的四个电容器C3和C5, 并且第二飞梯包括串联放置的两个电容器C2和C4。

[0077] SCC级208还包括六个中心节点N1至N6。第一中心节点N1接收半点SCC 204的电压输出。第一开关S1选择性地将第一中心节点N1连接到第二中心节点N2。第二开关S2选择性地将第二中心节点N2连接到第三中心节点N3。第三开关S3选择性地将第三中心节点N3连接到第四中心节点N4。第四开关S4选择性地将第四中心节点N4连接到第五中心节点N5。第一电容器C1被放置在第五中心节点N5和第六中心节点N6之间, 其中第六中心节点N6连接到参考电压, 例如接地。

[0078] 包括电容器C3和C5的第一飞梯位于第一中心节点N1和第一次级节点SN1之间。第五开关S5选择性地将第一次级节点SN1连接到第六中心节点N6; 第六开关S6选择性地将第一次级节点SN1连接到第五中心节点N5。

[0079] 包括电容器C2和C4的第二飞梯位于第二中心节点N2和第二次级节点SN2之间。第七开关S7选择性地将第二次级节点SN2连接到第五中心节点N5; 第八开关S8选择性地将第二次级节点SN2连接到第六中心节点N6。

[0080] 由于打开和闭合开关S1至S8的适当的顺序, 两个飞行梯被相反地相控(phased)。例如, 所有的奇数号开关S1、S3、...、S7都可以在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间处于给定状态, 例如接通, 而所有偶数号开关S2、S4、...、S8都可以是相反的, 例如断开; 在接下来的第二时间相位 $\Phi 2$ 期间, 所有开关的状态可以颠倒。控制器216被配置为生成PWM信号以如上所述地控制第一时间相位 $\Phi 1$ 和第二时间相位 $\Phi 2$ 中的开关S1至S8(即, 控制SCC级208的开关配置)。

[0081] 从中心节点N1到N4传输的信号形成SCC级208的同样多的输出, 并且是在所示实施例中形成H-SCC 206的开关电容器转换器的内部节点(在图3中被标注为电压 $v_{x1}$ 至 $v_{x4}$ ), 连接到多路复用器210的同样多的输入。在该示例性实施例中, 多路复用器210因此包括四个开关, 从而允许选择性地将四个输入中的一个连接到输出 $v_x$ , 并且多路复用器210包括连接到第一次级节点SN1的附加开关, 用于进一步改进施加到输出滤波器212的电压电平的限定或动态特性。根据关于负载操作的要求, 可以通过减少开关数量来简化多路复用器210的结构。

[0082] 如上所述, 多路复用器212是选择模块的可能实现方式。可以通过提供功率转换模块的多个输出PWM1、PWM2、...、PWMn之中的所选择输出的适当的布线来实现H-SCC 206的更简单的构架, 这可以满足一些应用的负载操作要求。在这种情况下, 选择模块由所述适当的布线形成。这样的实施例例如通过制造过程中的简单的附加布线步骤而明显地带来了仍然提供能够适应于给定负载的成本有效且紧凑的构架的优点。

[0083] 仍然在图3所示的示例性实施例中, 上文称为 $v_{dc}$ 的SCC级208的DC输出电压是第一电容器C1两端的电压, 即第五中心节点N5和第六中心节点N6之间的电压。

[0084] 在图3所示的示例性实施例中, 输出滤波器212可以包括滤波电感 $L_o$ 和滤波电容器 $C_o$ , 其中滤波电感 $L_o$ 连接在多路复用器210的输出和与滤波电容器 $C_o$ 并联的负载214之间。

[0085] 因此, 本发明的另一个优点是在多路复用器210的输出处的电压 $v_x$ 信号的纹波急剧地降低, 这使得能够在体积方面减轻对滤波电感 $L_o$ 的要求, 使得电感 $L_o$ 能够容易地集成

在小的封装中,其尺寸类似于负载214本身(例如由LED模块形成)的尺寸。通常,电感值与电压纹波成正比,因此如果电压纹波被减小N倍,则电感器的尺寸可以减小相同的倍数N。

[0086] 这种小纹波也提供了允许减少电磁发射的优点,从而改善电磁干扰(EMI)。它们还提供了进一步的优点,即功率转换装置中包括的开关中的电压和电流应力可以急剧降低,因此显著地改善了功率转换装置的寿命。

[0087] 根据本公开的实施例,根据半点SCC 204的开关配置来控制H-功率转换装置200的操作。

[0088] 也就是说,如下表1所述,通过控制半点SCC 204的开关配置,可以配置功率转换装置200的转换比。

[0089]

| 转换比   | 相位 $\Phi 1$ |     |     |     | 相位 $\Phi 2$ |     |     |     |
|-------|-------------|-----|-----|-----|-------------|-----|-----|-----|
|       | Sx1         | Sx2 | Sx3 | Sx4 | Sx1         | Sx2 | Sx3 | Sx4 |
| 5:1   | 断开          | 断开  | 断开  | 断开  | 接通          | 断开  | 接通  | 断开  |
| 5:1   | 断开          | 断开  | 断开  | 断开  | 断开          | 接通  | 断开  | 接通  |
| 4.5:1 | 接通          | 断开  | 断开  | 接通  | 断开          | 接通  | 接通  | 断开  |
| 4.5:1 | 断开          | 接通  | 接通  | 断开  | 接通          | 断开  | 断开  | 接通  |

[0090] 表1:半点SCC 204的开关配置

[0091] 如表1所示,当半点SCC 204在第一操作模式下操作时(根据上述第一或第二开关配置操作,即断开),功率转换装置200作为5:1分压器即除以5的分压器(具有第一转换比,M1 (1/5))操作。当半点SCC 204在第二操作模式下操作时(根据上述第三或第四开关配置操作,即接通),功率转换装置200的转换比减小0.5,在这种情况下功率转换装置200作为4.5:1分压器即除以4.5的分压器(具有第二转换比,M2 (1/4.5))操作。

[0092] 当根据第四开关配置的第三个来配置半点SCC 204时,电容器Chp此时包括在SCC拓扑中。在一个相位期间,电容器Chp连接在输入源Vin和中心节点N1之间,而在另一个相位期间,电容器Chp以颠倒的极性连接在Vin和中心节点N1之间。对于本领域技术人员显而易见的是,这使得功率转换装置200以半个步长改变其转换比。

[0093] 当作为5:1分压器工作时,可以发现SCC级208的输出电压:

[0094]  $v_{x4}: \frac{4}{5} V_{in} (\Phi 1)$  和  $V_{in} (\Phi 2)$

[0095]  $v_{x3}: \frac{4}{5} V_{in} (\Phi 1)$  和  $\frac{3}{5} V_{in} (\Phi 2)$

[0096]  $v_{x2}: \frac{2}{5} V_{in} (\Phi 1)$  和  $\frac{3}{5} V_{in} (\Phi 2)$

[0097]  $v_{x1}: \frac{2}{5} V_{in} (\Phi 1)$  和  $\frac{1}{5} V_{in} (\Phi 2)$

[0098]  $SN1: 0 (\Phi 1)$  和  $\frac{1}{5} V_{in} (\Phi 2)$

[0099] 当作为4.5:1分压器工作时,可以发现SCC级208的输出电压:

[0100]  $v_{x4}: \frac{8}{9} V_{in} (\Phi 1)$  和  $\frac{10}{9} V_{in} (\Phi 2)$

[0101]  $v_{x3} : \frac{8}{9} V_{in} (\phi 1) \text{ 和 } \frac{6}{9} V_{in} (\phi 2)$

[0102]  $v_{x2} : \frac{4}{9} V_{in} (\phi 1) \text{ 和 } \frac{6}{9} V_{in} (\phi 2)$

[0103]  $v_{x1} : \frac{4}{9} V_{in} (\phi 1) \text{ 和 } \frac{2}{9} V_{in} (\phi 2)$

[0104]  $SN1 : 0 (\phi 1) \text{ 和 } \frac{2}{9} V_{in} (\phi 2)$

[0105] 控制器216被配置为根据由输出电压 $V_o$ 和电压源202提供的输入电压 $V_{in}$ 提供特定的转换比 $m$ ,以控制负载电压或输出电流,由此 $m = V_o/V_{in}$ 。控制器216能够实现特定的转换比,这是通过以下控制实现的:(i)使用控制器216的第一输出来控制PWM信号(其控制开关S1至S8)的占空比,(ii)使用控制器216的第二输出来控制多路复用器210的多路复用器通道,以及(iii)使用控制器216的第三输出来控制半点SCC 204。

[0106] 图4示出了示出本发明的示例性实施例中的控制器216的图。

[0107] 由控制器216实现的控制方案由两个控制环组成。

[0108] 第一控制环用于控制H-SCC 206的占空比,并能够在输出进行紧密调节。使用具有增益 $H(s)$ 、输出感测电压 $V_{sense}$ 的传感器402感测输出(在这种情况下为输出电压 $V_{out}$ )。比较器404将感测电压 $V_{sense}$ 与目标参考电压 $V_{set}$ 进行比较。比较器404输出作为 $V_{sense}$ 和 $V_{set}$ 之间的差的误差信号。误差信号被馈送到补偿器406,然后被PWM调制器408调制以生成互补的一对PWM信号。多路复用器409在第一时间相位 $\phi 1$ 中选择性地将PWM信号中的一个提供给H-SCC 206的奇数号开关(由此该PWM信号的反相在第二时间相位 $\phi 2$ 中被提供给H-SCC 206的偶数号开关)。

[0109] 应当理解,从控制器216输出的信号222对应于H-SCC 206的相位 $\phi 1$ (奇数号开关),并且相位 $\phi 2$ 始终是具有死区时间的互补信号,以避免时钟信号的重叠。图4中未示出 $\phi 2$ 的生成,应当理解其嵌入在H-SCC 206内(否则电路将不工作)。

[0110] PWM调制器408从控制器216生成两个信号PWM和 $\overline{PWM}$ 信号。多路复用器409根据所选择的通道提供信号的选择。信道0将PWM信号路由到输出,并且信道1将 $\overline{PWM}$ 信号路由到输出。该多路复用器409由从组合逻辑414输出的 $PWM/\overline{PWM}$ 信号230驱动。组合逻辑414包括用于输出 $PWM/\overline{PWM}$ 信号230的逻辑级416(下面进一步详细描述)。

[0111] 根据H-SCC 206中选择的内部节点,设备具有不同的行为,并且必须提供正确的PWM信号以实现闭环调节。

[0112] 奇数号开关节点( $v_{x1}$ 和 $v_{x3}$ )具有反相的行为,因此平均节点电压随着占空比的增加而减小,因此当选择这些节点之一时,H-SCC设备应由反相的PWM信号 $\overline{PWM}$ 驱动。

[0113] 偶数号节点( $v_{x2}$ 和 $v_{x4}$ )具有正行为,因此平均节点电压随着占空比的增加而增加,因此当选择这些节点之一时,H-SCC设备应由正PWM信号PWM驱动。

[0114] 图5示出图示了控制器216如何实现第一控制环的图。

[0115] 如图5所示,流过负载214(例如LED串)的电流可以通过测量检测电阻器 $R_{sense}$ 两端的感测电压 $V_{sense}$ 来感测。可以使用放大器电路504从电流设定点电压 $V_{set}$ 中减去感测电压 $V_{sense}$ 。

[0116] 比例积分(PI)控制器可以由放大器电路504和积分器电路506形成,例如基于运算

放大器(OA)。PI控制器允许最小化两个测量电压 $V_{sense}$ 和 $V_{set}$ 之间的误差;PI控制器的响应可以通过修改连接到OA的无源部件(即所示示例性实施例中的电阻器和电容器)的特性来调节。

[0117] PI控制器的输出电压 $V_{duty}$ 具有与功率转换器的占空比操作对应的量值。用于驱动SCC级208的开关的信号可通过借助于比较器电路508(PWM调制器)比较PI控制器的输出电压 $V_{duty}$ 与锯齿波电压 $V_{saw}$ 来获得,从而输出两个互补的PWM信号PWM和 $\overline{PWM}$ 。锯齿信号的频率决定了PWM信号的频率,并且其幅度决定了PI控制器的比例增益。可以在相位驱动信号之间添加死区时间,以防止开关的直通(shoot through)。

[0118] 虽然补偿器506已经以积分器电路—该积分器电路与放大器电路504形成PI控制器—的形式示出,但是将理解,补偿器可以包括图5中未示出的另外的电路,以提供本领域技术人员已知的控制系统。例如,补偿器可以另外包括用于形成PID控制器的导数电路。

[0119] 回到图4,现在参考控制器216使用的第二控制环。

[0120] 第二控制环调节半点SCC 204和多路复用器210的通道,以使H-SCC 206在正确和最高效的操作区域中操作。第二控制环包括除法器级410,除法器级410接收由电压源202提供的输入电压 $V_{in}$ 和目标参考电压 $V_{set}$ 作为输入。除法器级410通过将目标参考电压 $V_{set}$ 除以输入电压 $V_{in}$  ( $m = V_{set}/V_{in}$ ) 来计算所请求的转换比 $m$ 。

[0121] 使用多个比较器412a-412n将所计算的请求转换比 $m$ 与多个转换比阈值 $m_{th1}-m_{thx}$ 进行比较。该比较提供H-SCC 206的操作区域和根据该操作区域来控制提供给在相位 $\phi 1$ 中的奇数号开关的PWM信号、多路复用器210的通道和半点SCC 204。术语操作区域在本文中用于指转换比的范围。

[0122] 也就是说,基于H-SCC 206的操作区域,选择提供给在相位 $\phi 1$ 中的奇数号开关的PWM信号、多路复用器210的通道以及半点SCC 204的操作模式。该信息可以包含在由组合逻辑614制成的查询表中。

[0123] 组合逻辑614包括:逻辑级416,其提供输出230以控制提供给在相位 $\phi 1$ 中的奇数号开关的PWM信号;逻辑级418,其提供输出224以控制多路复用器210的通道;以及逻辑级420,其提供输出226以控制半点SCC 204的操作模式。也就是说,根据H-SCC 206的操作区域,控制器216控制半点SCC 204在第一操作模式下(即根据上述第一开关配置或第二开关配置)操作以控制H-SCC 206作为5:1分压器操作,或者在第二操作模式下(即根据上述第三开关配置或第四开关配置)操作以控制H-SCC 206作为4.5:1分压器操作。

[0124] 可以使用本领域技术人员可用的模型数据或基于H-SCC 206的模拟(例如,基于功率转换装置200的效率对转换比曲线)来获得阈值 $m_{th1}-m_{thx}$ 的值。比较器可以包括用于防止不稳定性的迟滞(即施密特触发器),并且可以添加某种滤波以对从除法器级410输出的指示所请求的转换比 $m$ 的信号进行滤波。

[0125] 在图6中示出了组合逻辑414的真值表600。

[0126] 为了使H-SCC 206作为5:1分压器操作,使用七个比较器412,这七个比较器412被配置为具有限定H-SCC级206可以操作的多个操作区域的七个转换比阈值极限(表示为 $m_{th1}-m_{th7}$ )中的一个。

[0127] 七个比较器412中的每一个提供作为输入接收到组合逻辑614中的输出信号( $m1-m7$ )。逻辑级416、418和420中的每一个接收信号( $m1-m7$ )作为输入。

[0128] 用于组合逻辑614的真值表600的第一行示出了当计算出的请求转换比 $m$ 小于转换比阈值极限 $m_{th1}$ 时,比较器412a的输出为高( $m1=1$ ),因此H-SCC级206正在第一操作区域中操作,并且组合逻辑414被配置为提供“高”PWM 230以控制多路复用器409输出 $\overline{PWM}$ 信号到在相位 $\phi_1$ 中的奇数号开关,在输出端226上提供“低”输出以控制半点SCC 204在第一操作模式下操作,并使用输出(ch0、ch1和ch2)选择多路复用器210的第一通道(CH1)。

[0129] 用于组合逻辑614的真值表600的第二行示出了当计算出的请求转换比 $m$ 在转换比阈值极限 $m_{th1}$ 与转换比阈值极限 $m_{th2}$ 之间时,比较器412b的输出为高( $m2=1$ ),因此H-SCC级206正在第二操作区域中操作,并且组合逻辑414被配置为提供“低”PWM 230以控制多路复用器409输出PWM信号到处于相位 $\phi_1$ 的奇数号开关,在输出端226上提供“高”输出以控制半点SCC 204在第二操作模式下操作,并使用输出(ch0、ch1和ch2)选择多路复用器210的第二通道(CH2)。

[0130] 根据上述描述,从真值表600可以显而易见地看出,当H-SCC级206在第三至第七操作区域中操作时,组合逻辑614如何被配置进行操作。

[0131] 根据逻辑级418的输出ch2、ch1和ch0 224,选择多路复用器通道中的一个。具体地,当ch2=0、ch1=0且ch0=0时,选择多路复用器210的第一通道(CH1);当ch2=0、ch1=0且ch0=1时,选择多路复用器210的第二通道(CH2);当ch2=0、ch1=1且ch0=0时,选择多路复用器210的第三通道(CH3);当ch2=0、ch1=1且ch0=1时,选择多路复用器210的第四通道(CH4);并且当ch2=1、ch1=0且ch0=0时,选择多路复用器210的第五通道(CH5)。

[0132] 图7a中示出了示例性逻辑级416。逻辑级416接收从七个比较器412输出的信号 $m1-m7$ 作为输入。在逻辑级416中提供逻辑门的布置,以便遵循真值表600。尽管在图7a中示出了示例的逻辑级416,但实施例扩展到遵循真值表600的逻辑门的其他布置。

[0133] 在图7b中示出了示例性逻辑级418。逻辑级418接收从七个比较器412输出的信号 $m1-m7$ 作为输入。在逻辑级418中提供逻辑门的布置,以便遵循真值表600。尽管在图7b中示出了示例的逻辑级418,但实施例扩展到遵循真值表600的逻辑门的其他布置。

[0134] 在图7c中示出了示例性逻辑级420。逻辑级420接收从七个比较器412输出的信号 $m1-m7$ 作为输入。在逻辑级420中提供逻辑门的布置,以便遵循真值表600。尽管在图7b中示出了示例的逻辑级420,但实施例扩展到遵循真值表600的逻辑门的其他布置。

[0135] 当H-SCC级206在操作区域OZ0、OZ2、OZ4和OZ6中操作时,控制器216控制H-SCC级206作为5:1分压器(第一转换比, $M1$ )操作。当H-SCC级206在操作区域OZ1、OZ3、OZ5和OZ7中操作时,控制器216控制H-SCC级206作为4.5:1分压器(第二转换比, $M2$ )操作。

[0136] 图8示出了根据上述实施例操作的功率转换装置200的效率对转换比的曲线。

[0137] 如图8所示,当H-SCC 206操作在图8中由特定转换比阈值极限限定的多个操作区域(标记为HP=关闭)之一中操作时,控制器216控制半点级204在第一操作模式下操作,以控制功率转换装置200作为5:1分压器(转换比, $M1$ )操作。此外,当H-SCC 206操作在图8中由特定转换比阈值极限限定的多个操作区域(标记为HP=打开)之一中操作时,控制器216控制半点级204在第二操作模式下操作,以控制功率转换装置200作为4.5:1分压器(转换比, $M2$ )操作。

[0138] 如图8所示,在H-SCC 206操作为提供第一转换比 $M1$ 与提供第二转换比 $M2$ 之间的这种切换随着所请求的转换比 $m$ 增加而继续。

[0139] 根据图8,从曲线图可以看出,根据上述实施例操作的功率转换装置200能够进一步提高效率性能,从而从整个转换范围几乎消除效率下降。

[0140] 图8表示当请求的转换比 $m$ 在每个转换比阈值范围之间时组合逻辑614的输出。例如,当所请求的转换比 $m$ 在转换比阈值 $m_{th1}$ 和 $m_{th2}$ 之间时,H-SCC 206在操作区域OZ1中操作,因此多路复用器409被控制以将 $\overline{PWM}$ 信号提供给处于相位 $\Phi 1$ 中的奇数号开关,组合逻辑614选择多路复用器210的通道2,并且半点SCC 204接通(在第二操作模式下操作)。

[0141] 可以看出,对于表示不同输出电流 $I_o$ 的每个曲线,效率凹口总是位于相同的转换比。

[0142] 图9示出了被配置为作为5:1分压器和4.5:1分压器操作的H-SCC级206根据改变的目标参考电压 $V_{set}$ 的仿真结果。

[0143] 如图9所示,当目标参考电压 $V_{set}$ 被设置在第一电压电平时,H-SCC级206在操作区域OZ2中操作,并且在一段时间之后,输出电压稳定在目标参考电压 $V_{set}$ 。当目标参考电压 $V_{set}$ 变为第二电压电平时,H-SCC级206在操作区域OZ7中操作,并且在一段时间之后,输出电压稳定在目标参考电压 $V_{set}$ 。当目标参考电压 $V_{set}$ 变为第三电压电平时,H-SCC级206在操作区域OZ5中操作,并且在一段时间之后,输出电压稳定在目标参考电压 $V_{set}$ 。

[0144] 虽然上面已经参考使用半点SCC 204将H-SCC级206的转换比改变0.5来实施转换比控制级204而描述了实施例,但是本发明的实施例不限于这种转换比控制级。H-SCC级206的转换比的交换有利地实现了效率曲线关于占空比的变化。可以通过转换比控制级204的其他实施方式实现类似的效果。

[0145] 图10示出了包括第一开关 $S_{x1}$ 和第二开关 $S_{x2}$ 的全点SCC 204。开关 $S_{x1}$ 的输入端子连接到电压源202,而开关 $S_{x1}$ 的输出端子连接到中心节点N1。开关 $S_{x2}$ 的输入端子连接到电压源202,而开关 $S_{x2}$ 的输出端子连接到中心节点N2。

[0146] 可以根据两种开关配置中的一种来控制全点SCC 204。

[0147] 在第一开关配置中,开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x2}$ 在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间断开,并且在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,开关 $S_{x1}$ 接通并且开关 $S_{x2}$ 断开,而开关 $S_{x2}$ 和 $S_{x4}$ 断开。也就是说,在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,电压 $V_{in}$ 被提供给H-SCC 206的第一中心节点N1。

[0148] 在第二开关配置中,在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间开关 $S_{x1}$ 断开和开个 $S_{x2}$ 接通,并且在第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,开关 $S_{x1}$ 和 $S_{x2}$ 断开。也就是说,在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间,电压 $V_{in}$ 被提供给H-SCC 206的第二中心节点N2。

[0149] 也就是说,如下面的表2所描述的,可以通过控制全点SCC 204的开关配置来配置功率转换装置200的转换比。

[0150]

| 转换比 | 相位 $\Phi 1$ |          | 相位 $\Phi 2$ |          |
|-----|-------------|----------|-------------|----------|
|     | $S_{x1}$    | $S_{x2}$ | $S_{x1}$    | $S_{x2}$ |
| 5:1 | 断开          | 断开       | 接通          | 断开       |
| 4:1 | 断开          | 接通       | 断开          | 断开       |

[0151] 表2:全点SCC 204的开关配置

[0152] 如表2所示,当全点SCC 204在第一操作模式下操作时(根据上述第一开关配置操作),功率转换装置200作为5:1分压器即除以5的分压器(具有第一转换比,M1(1/5))操作。当全点SCC 204在第二操作模式下操作时(根据上述第二开关配置操作),功率转换装置200的转换比减小1,在这种情况下功率转换装置200作为4:1分压器即除以4.5的分压器(具有第二转换比,M2(1/4))操作。

[0153] 当作为4:1分压器工作时,可以发现SCC级208的输出电压:

$$[0154] \quad v_{x4}: V_{in}(\phi 1) \text{ 和 } \frac{5}{4} V_{in}(\phi 2)$$

$$[0155] \quad v_{x3}: V_{in}(\phi 1) \text{ 和 } \frac{3}{4} V_{in}(\phi 2)$$

$$[0156] \quad v_{x2}: \frac{2}{4} V_{in}(\phi 1) \text{ 和 } \frac{3}{4} V_{in}(\phi 2)$$

$$[0157] \quad v_{x1}: \frac{2}{4} V_{in}(\phi 1) \text{ 和 } \frac{1}{4} V_{in}(\phi 2)$$

$$[0158] \quad SN1: 0(\phi 1) \text{ 和 } \frac{1}{4} V_{in}(\phi 2)$$

[0159] 图11示出了当作为5:1分压器操作时的功率转换装置200的效率对转换比曲线1102以及当作为4:1分压器操作时的功率转换装置200的效率对转换比曲线1104。

[0160] 当H-SCC级206在被标记为M1的操作区域中的一个操作时,控制器216控制H-SCC级206作为5:1分压器(第一转换比,M1)操作。当H-SCC级206在被标记为M2的操作区域中的一个操作时,控制器216控制H-SCC级206作为4.5:1分压器(第二转换比,M2)操作。这使得能够克服效率凹口,从而提供改进的效率性能。

[0161] 在上述实施例中,转换比控制级204被置于H-SCC级206之前的功率线输入处,转换比控制级204的操作模式被切换以使H-SCC级206的转换比改变,而SCC级208的切换配置保持不变。

[0162] 如上所述,作为放置在H-SCC级206之前的功率线输入处的替代方案,转换比控制级204可以集成在H-SCC 206级内(如图2b所示)。

[0163] 在这些替代实施例中,转换比控制级204的操作模式和SCC级208的切换配置都切换以改变H-SCC级206的转换比,

[0164] 图12示出了转换比控制级204集成在H-SCC级206内的示例性布置。具体地,图12示出了转换比控制级204与H-SCC级206的SCC级208的耦合。

[0165] 在图12中,SCC级208是包括开关M1、M2、M3、M5、M6、M8和M9的3:2分压器。

[0166] 在SCC级208的第一开关配置中,在第一时间相位 $\Phi 1$ 期间,开关M1、M3、M6和M8接通,而开关M2、M5和M9断开,而在接下来的第二时间相位 $\Phi 2$ 期间,所有开关M1-M3、M5、M6、M8和M9的状态颠倒。如上所述,控制器216被配置为生成PWM信号以控制第一时间相位 $\Phi 1$ 和第二时间相位 $\Phi 2$ 中的开关(M1、M2、M3、M5、M6、M8和M9)。

[0167] 在图12所示的示例中,转换比控制级204包括开关M4和M7。当在第一操作模式下操作时,转换比控制级204的开关M4和M7在第一时间相位 $\Phi 1$ 和第二时间相位 $\Phi 2$ 中都断开。当转换比控制级204被控制为在第一操作模式下操作,并且根据上述第一开关配置来控制SCC级208时,SCC级208作为3:2分压器操作。

[0168] 当作为3:2分压器操作时,能够发现SCC级208的输出电压:

[0169]  $v_{x4}: V_{in}(\phi 1)$  和  $\frac{2}{3}V_{in}(\phi 2)$

[0170]  $v_{x3}: \frac{2}{3}V_{in}(\phi 1)$  和  $\frac{1}{3}V_{in}(\phi 2)$

[0171]  $v_{x2}: V_{in}(\phi 1)$  和  $\frac{1}{3}V_{in}(\phi 2)$

[0172]  $v_{x1}: \frac{2}{3}V_{in}(\phi 1)$  和  $0(\phi 2)$

[0173] 为了扩展3:2分压器的输出转换比范围,控制器216可操作为将转换比控制级204的操作模式切换到第二操作模式并改变SCC级208的开关配置。

[0174] 在SCC级208的第二开关配置中,在第一时间相位 $\phi 1$ 期间,开关M1、M3、M6和M8接通(如在3:2分压器操作中那样),而开关M2、M4、M7和M9断开,并且在接下来的第二时间相位 $\phi 2$ 期间,所有开关的状态都颠倒。在第一时间相位 $\phi 1$ 和第二时间相位 $\phi 2$ 期间,开关M5都断开。如上所述,控制器216被配置为生成PWM信号以控制第一时间相位 $\phi 1$ 和第二时间相位 $\phi 2$ 中的开关(M1-M4和M6-M9)。

[0175] 当在第二操作模式下操作时,转换比控制级204的开关M4和M7在第一时间相位 $\phi 1$ 中断开,在第二时间相位 $\phi 2$ 中接通。当转换比控制级204被控制为在第二操作模式下操作,并且根据上述第二开关配置来控制SCC级208时,SCC级208作为2:1分压器操作。

[0176] 当作为2:1分压器操作时,能够发现SCC级208的输出电压:

[0177]  $v_{x4}: V_{in}(\phi 1)$  和  $\frac{1}{2}V_{in}(\phi 2)$

[0178]  $v_{x3}: \frac{1}{2}V_{in}(\phi 1)$  和  $0(\phi 2)$

[0179]  $v_{x2}: V_{in}(\phi 1)$  和  $\frac{1}{2}V_{in}(\phi 2)$

[0180]  $v_{x1}: \frac{1}{2}V_{in}(\phi 1)$  和  $0(\phi 2)$

[0181] 在图13中示出了当SCC级208被控制为作为3:2分压器和2:1分压器两者操作时的开关M1-M9的状态。

[0182] 在图12所示的示例性布置中,如果H-SCC级206的输出滤波器212连接到节点 $V_{x4}$ ,则该节点将提供输出电压,后者提供有两个转换比。当SCC级208被配置为2:1分压器时,节点 $V_{x4}$ 将提供 $V_o/V_{in} = (2-D)/2$ 的转换比(由此D是提供给SCC级208的开关的PWM信号的占空比)。当SCC级208被配置为3:2分压器时,节点 $V_{x4}$ 将提供 $V_o/V_{in} = (3-D)/3$ 的转换比。

[0183] 本发明的实施例扩展到将H-SCC级206的转换比改变除本文提供的示例中所描述量以外的其他量的转换比控制级204的实施方式。

[0184] 在实施例中,H-SCC级206的转换比的变化导致能够克服效率凹口的效率曲线的偏移。转换比改变量与施加到电感器的纹波之间存在交易。当转换比降低(改变)时,电感器中的电压纹波增加,这需要较大的电感器,因此影响了整个系统的体积。因此,转换比改变越大,则电感器中的电压纹波的增加越大,并且需要较大的电感器。

[0185] 如所示示例性实施例中的所有开关S1至S8和M1至M9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来实现。例如,开关可以由硅衬底上的金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)或氮化镓衬底上的高电子迁移率晶体管(HEMT)形成。

[0186] 包括在上述实施例中的所有元件的尺寸可以足够小以使得能够例如作为芯片上

的功率系统 (PSoC) 或封装中的功率系统 (PSiP) 进行集成。在所示的示例性实施例中,所有电容器的电容可以被设置为100nF;可以进一步优化电容值以实现更好的性能。滤波电感器Lo的电感值可以设置为200nH,使其可以印刷在表面为5x5mm的LED子底座(sub-mount)中。例如,可以将LED封装设计成包括至少一个LED和驱动器,其中该驱动器包括如不同实施例中所述的功率转换装置。

[0187] 也可以使用类似于应用于铁电随机存取存储器 (FRAM) 或嵌入式动态随机存取存储器 (eDRAM) 的技术来实施电容器。用这种技术实现的较高的介电常数使得集成的SCC更小,因而更便宜。

[0188] 虽然已经在附图和前面的描述中详细地示出和描述了本发明,但是本领域技术人员应当清楚,这种说明和描述被认为是说明性的或示例性的而不是限制性的。本发明不限于所公开的实施例;相反,在所附权利要求中限定的本发明的保护范围内,可以进行若干变化和修改。

[0189] 例如,上述实施例涉及由具有特定拓扑的SCC形成的功率转换模块,但可以使用任何其他类型的功率转换器。

[0190] 应该注意的是,尽管本文主要描述了负载是光源的应用,但是本发明也可以应用于需要集成的电源管理单元的许多系统,例如在诸如用于感测物理或生理参数的可植入或可穿戴的身体传感器的集成设备中,或在集成能量收集单元等中。

[0191] 虽然控制器216已被示出为使用模拟电路实现,但在其他实施例中,控制器216的功能可以在存储在包括一个或多个存储介质的存储器上并且被布置为在包括一个或多个处理单元的处理器上执行的代码(软件)中实现。代码被配置为当从存储器取出并在处理器上执行时根据上述实施例执行操作。

[0192] 根据对附图、公开内容和所附权利要求的研究,本领域技术人员在实践要求保护的本发明时可以理解和实现所公开的实施例的其他变化。在权利要求中,“包括”一词不排除其他元件或步骤,并且不定冠词“一”或“一个”不排除多个。在相互不同的从属权利要求中记载某些措施的仅有事实并不表示不能有利地使用这些措施的组合。权利要求中的任何附图标记都不应被解释为是对范围进行限制。

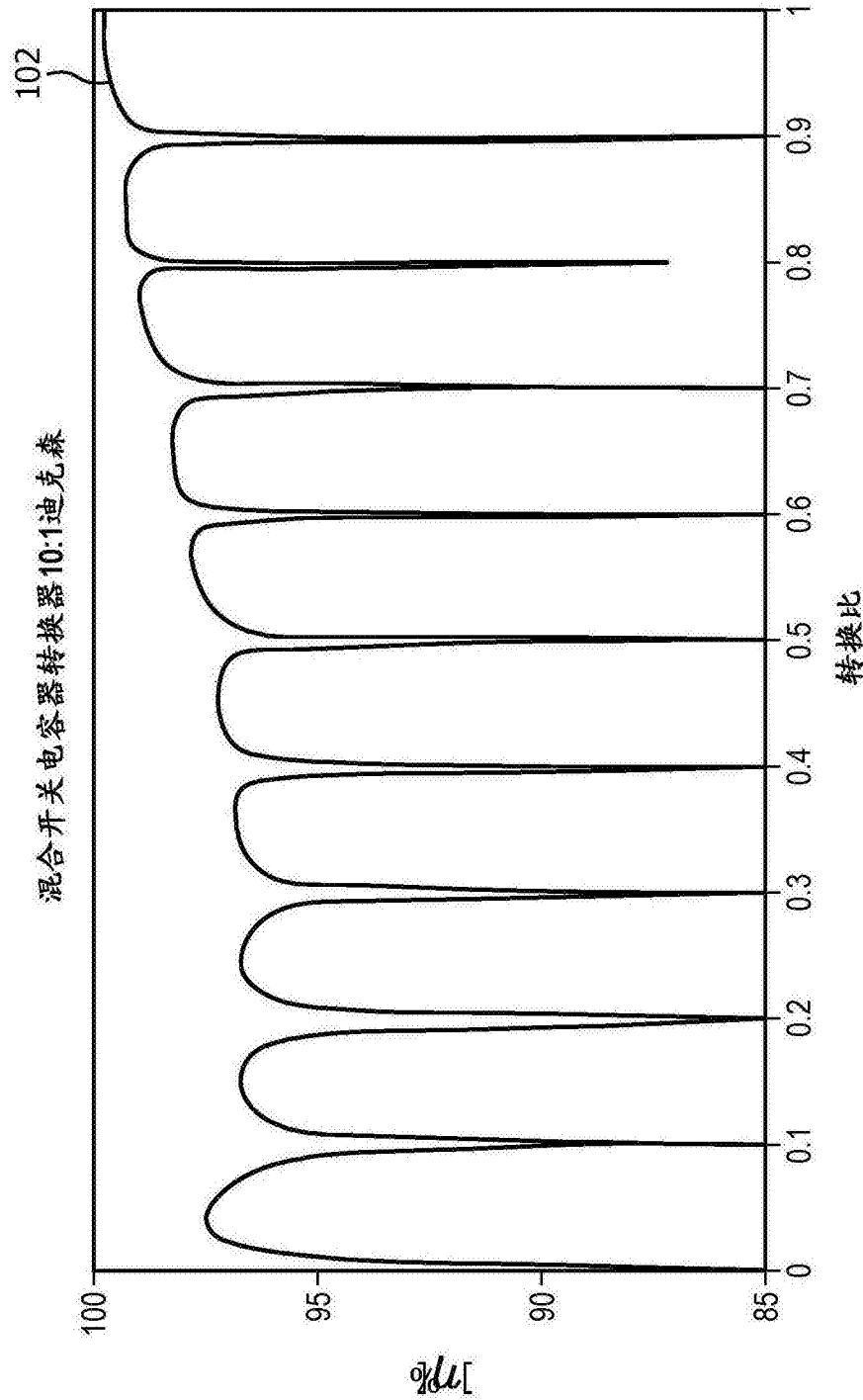


图1

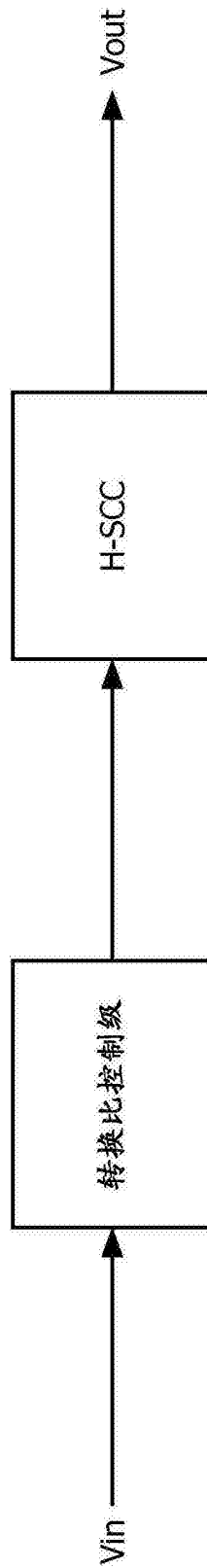


图2A

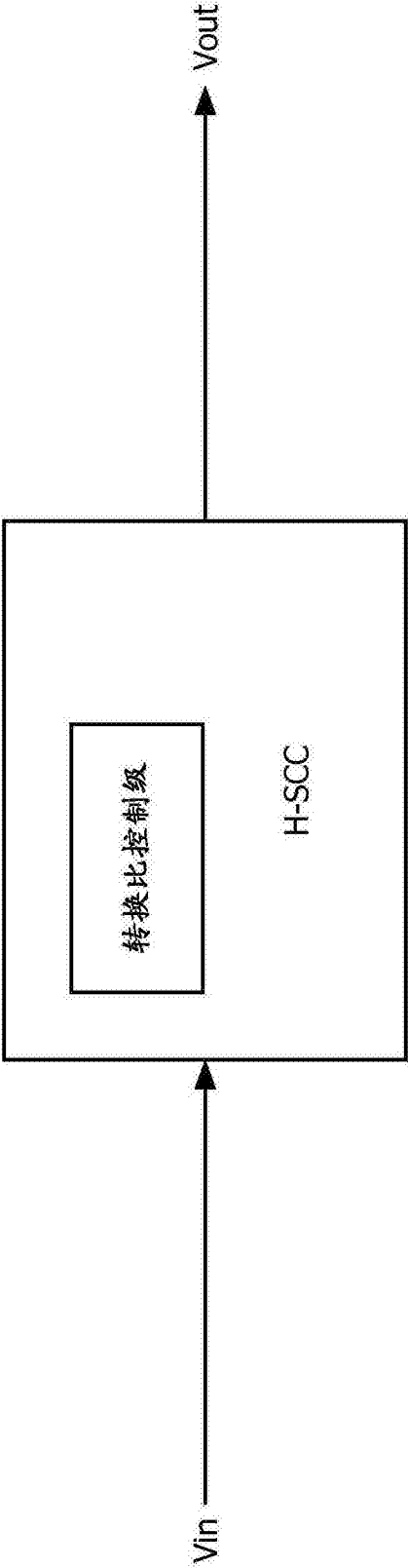


图2B

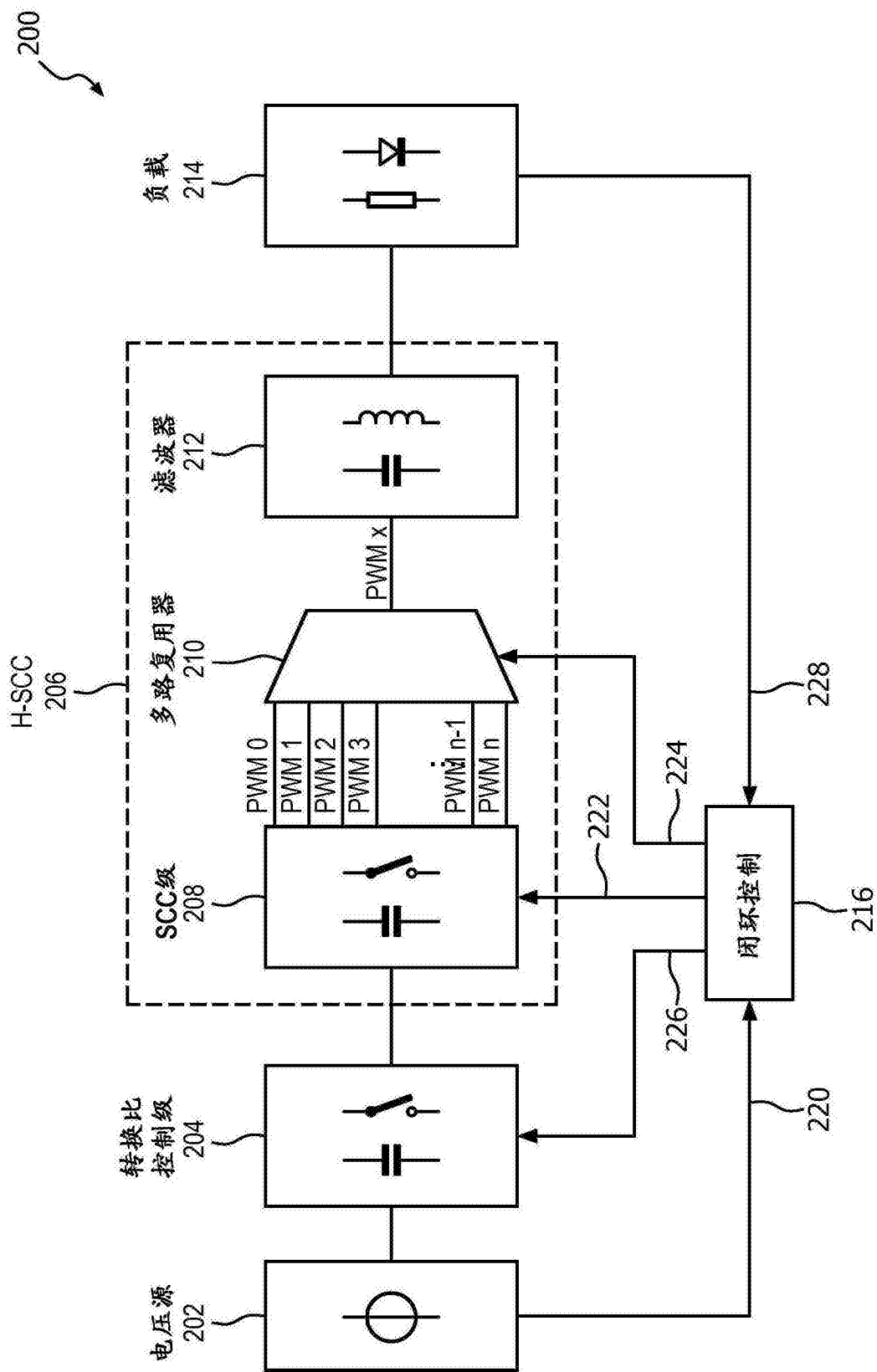


图2C

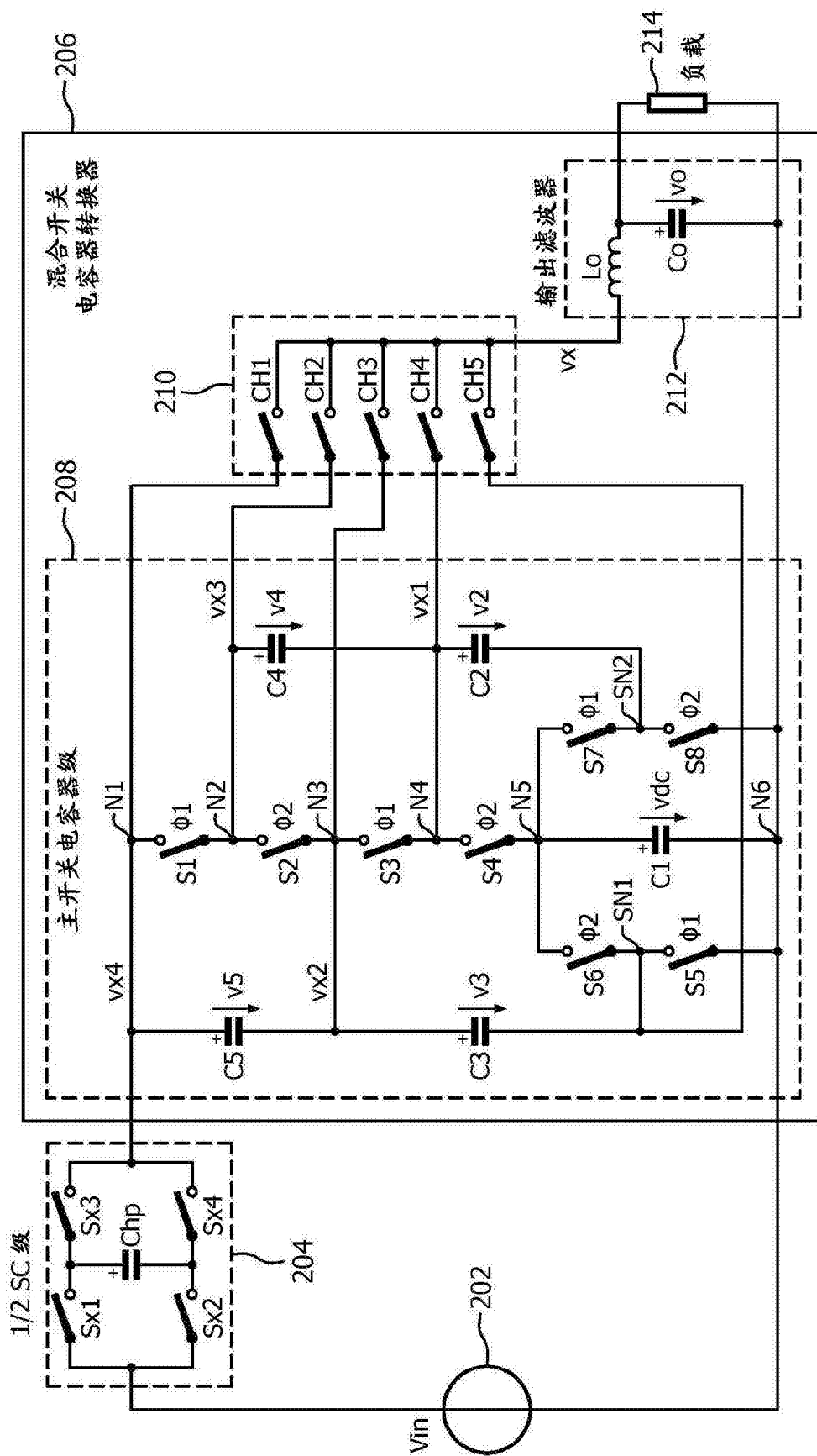


图3

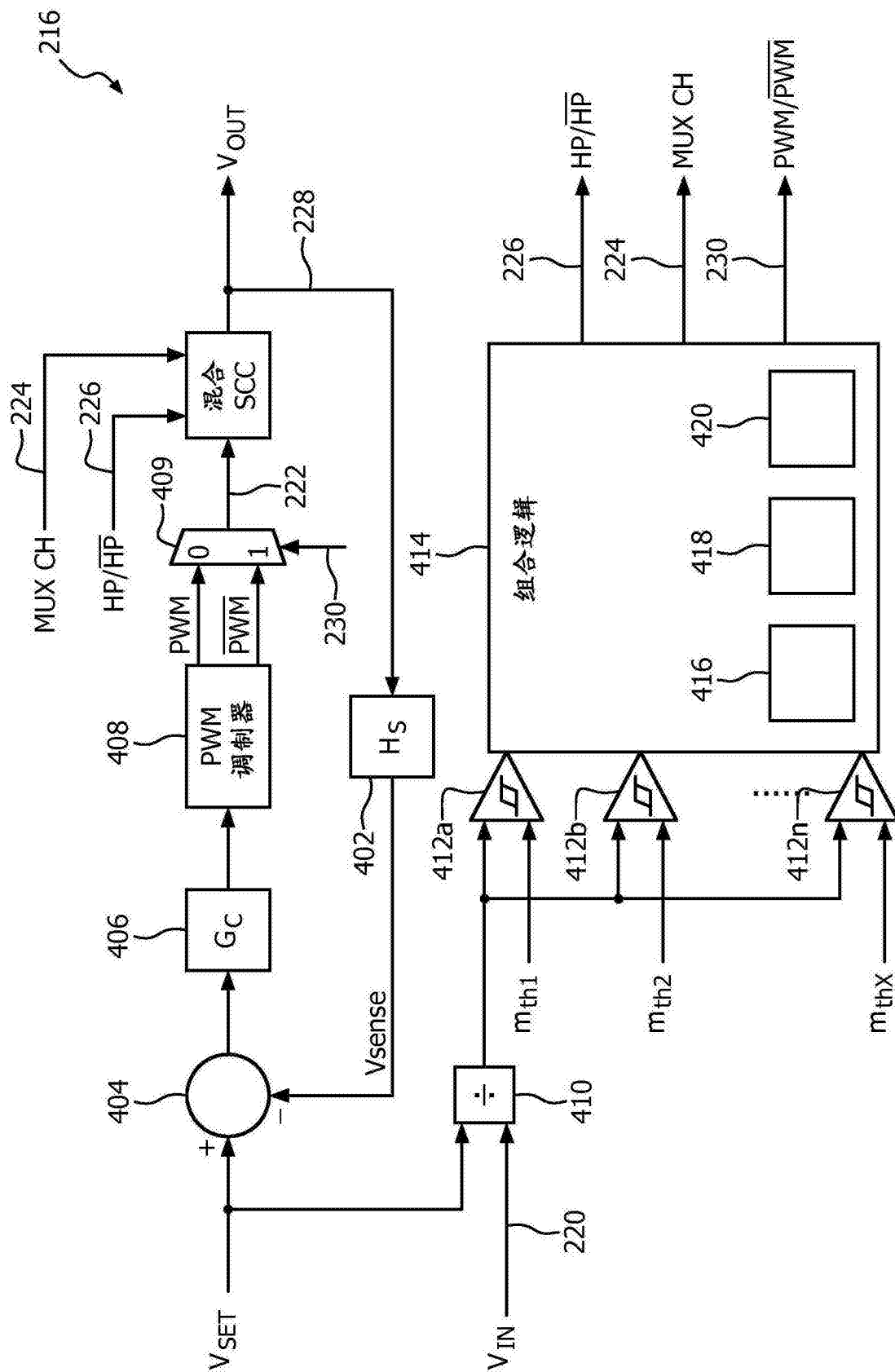


图4

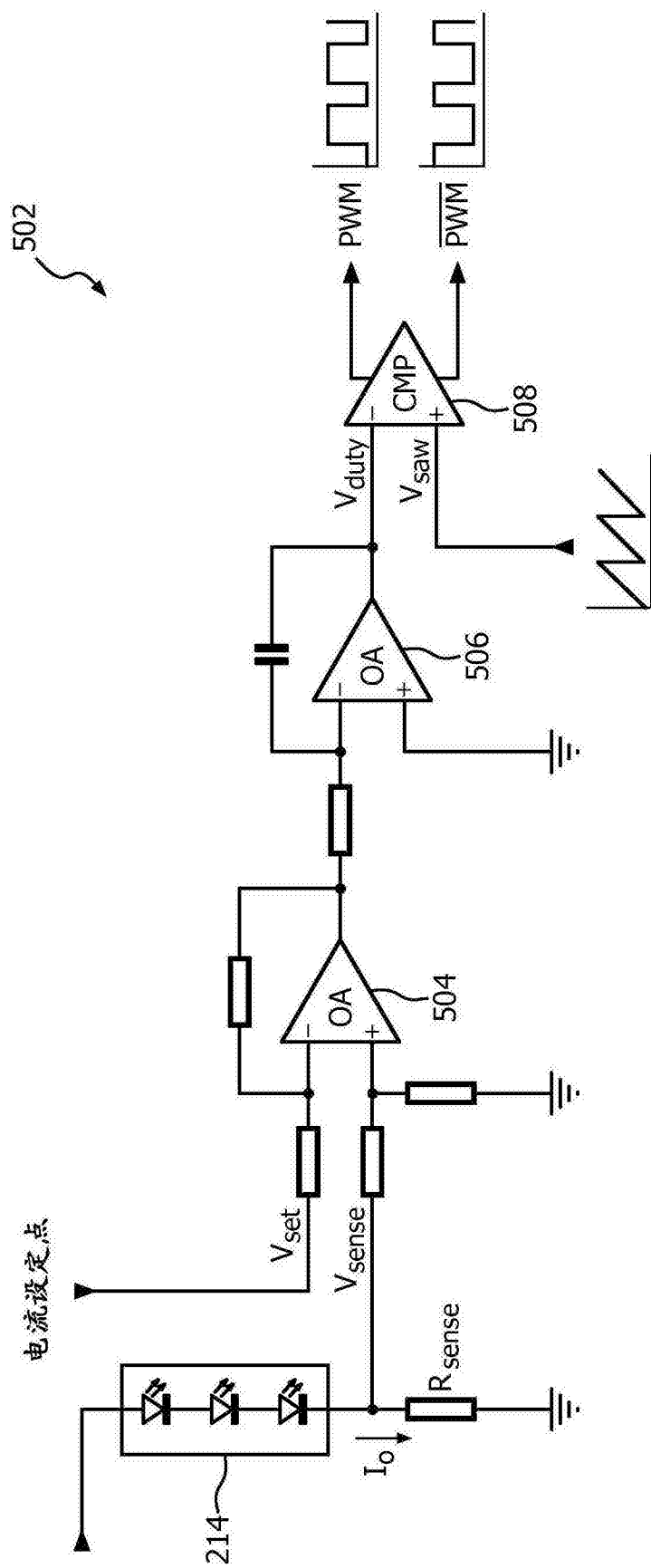


图5

600

| 输入   |    |    |    |    |    |    |    | 输出  |     |     |    |     |
|------|----|----|----|----|----|----|----|-----|-----|-----|----|-----|
| 操作区域 | 阈值 |    |    |    |    |    |    | 通道  |     |     | HP | PWM |
|      |    |    |    |    |    |    |    |     |     |     |    |     |
|      | m1 | m2 | m3 | m4 | m5 | m6 | m7 | ch2 | ch1 | ch0 |    |     |
| 0    | 1  | x  | x  | x  | x  | x  | x  | 0   | 0   | 0   | 0  | 1   |
| 1    | 0  | 1  | x  | x  | x  | x  | x  | 0   | 0   | 1   | 1  | 0   |
| 2    | 0  | 0  | 1  | x  | x  | x  | x  | 0   | 0   | 1   | 0  | 0   |
| 3    | 0  | 0  | 0  | 1  | x  | x  | x  | 0   | 1   | 0   | 1  | 1   |
| 4    | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | x  | x  | 0   | 1   | 0   | 0  | 1   |
| 5    | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | x  | 0   | 1   | 1   | 1  | 0   |
| 6    | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1  | 0   | 1   | 1   | 0  | 0   |
| 7    | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 0  | 1   | 0   | 0   | 1  | 1   |

图6

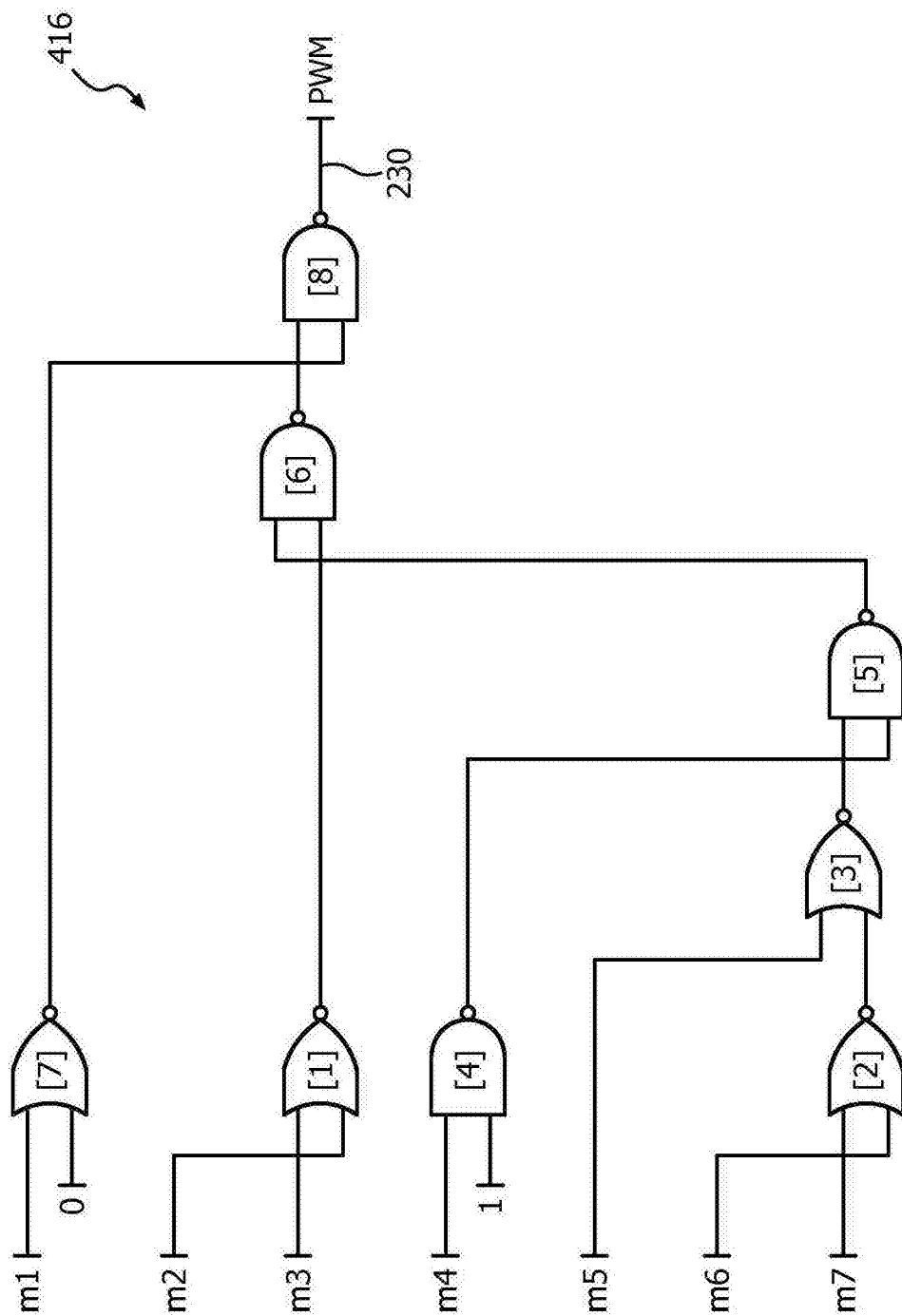


图7A

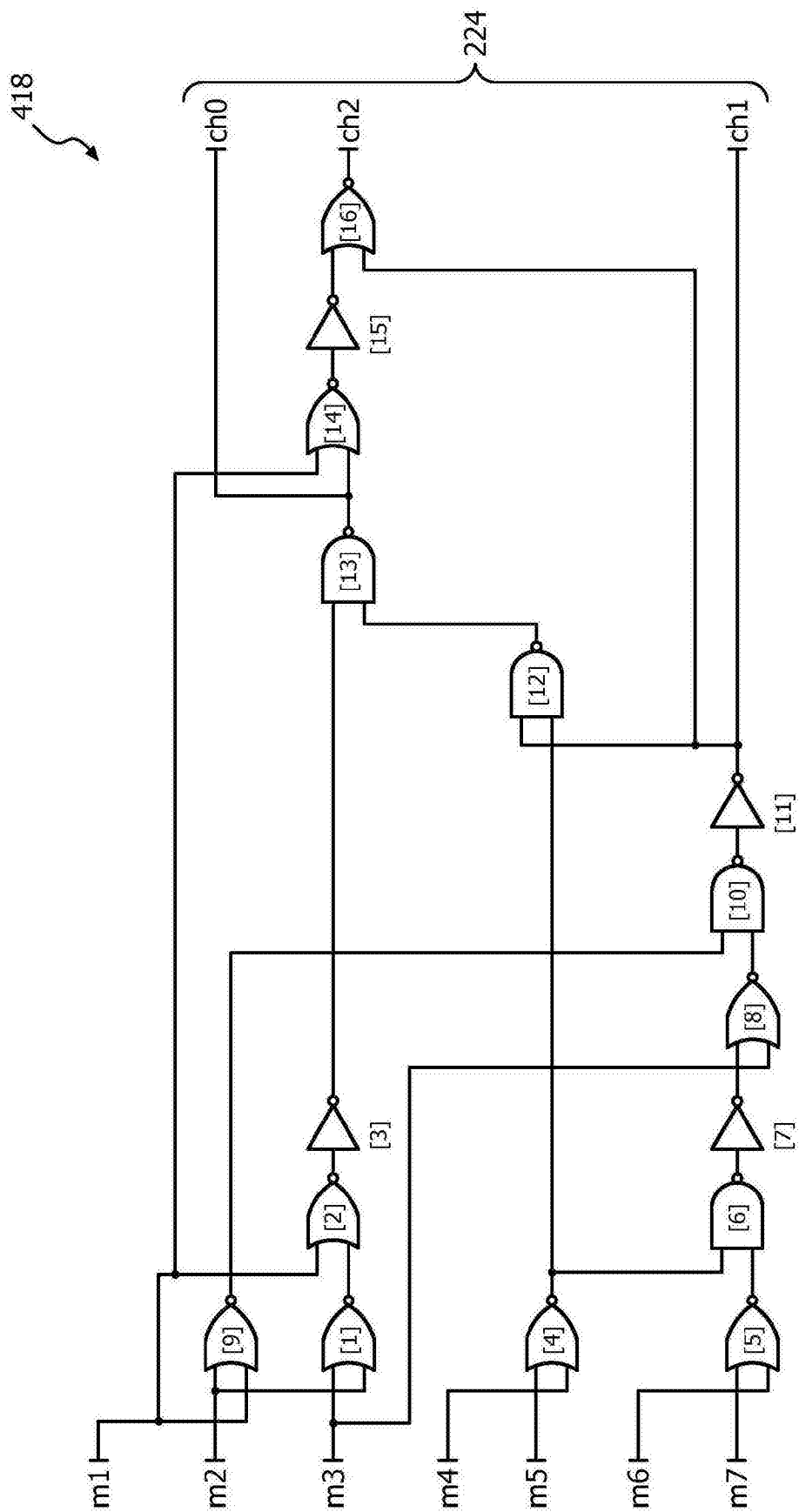


图7B

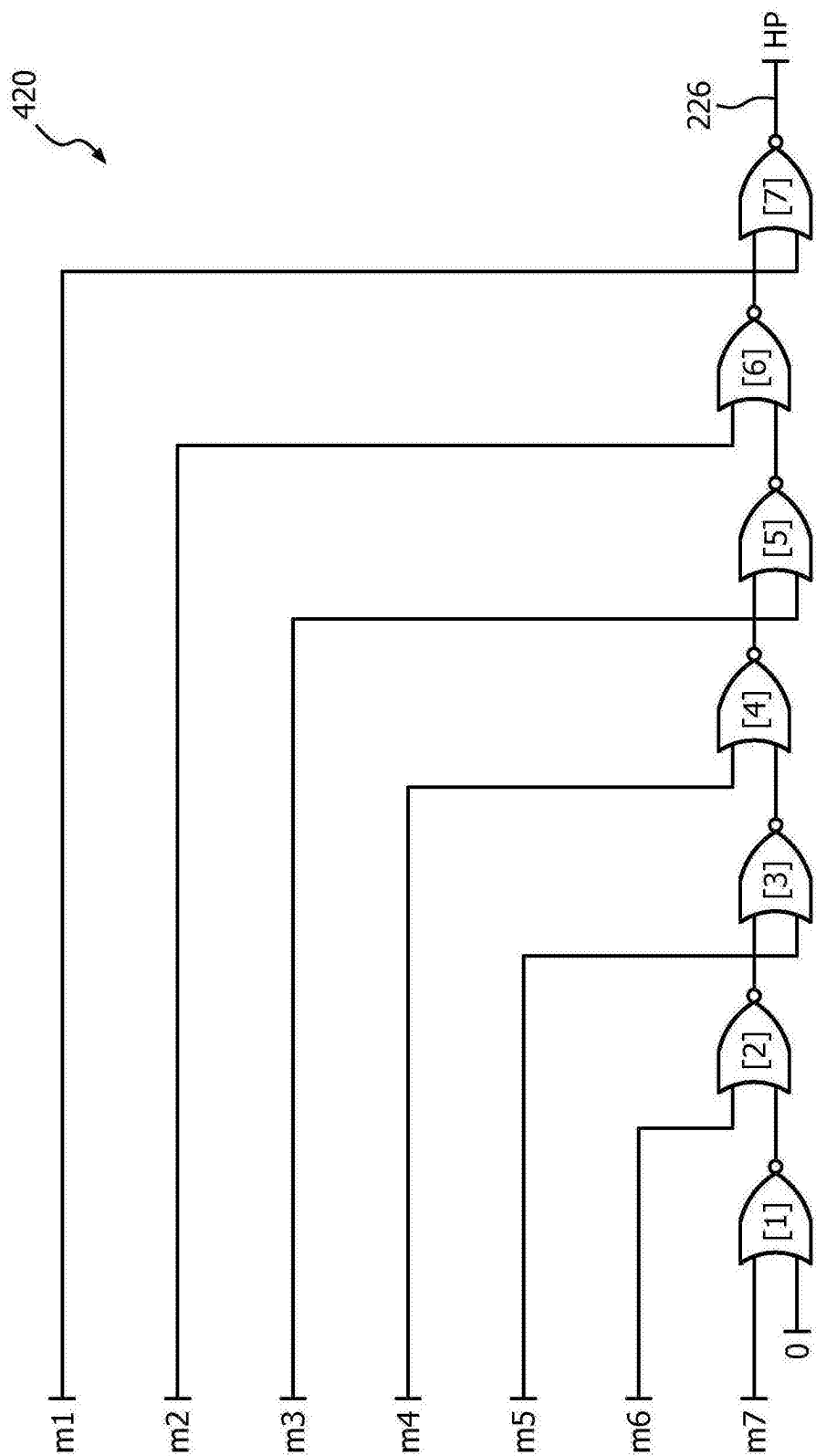


图7C

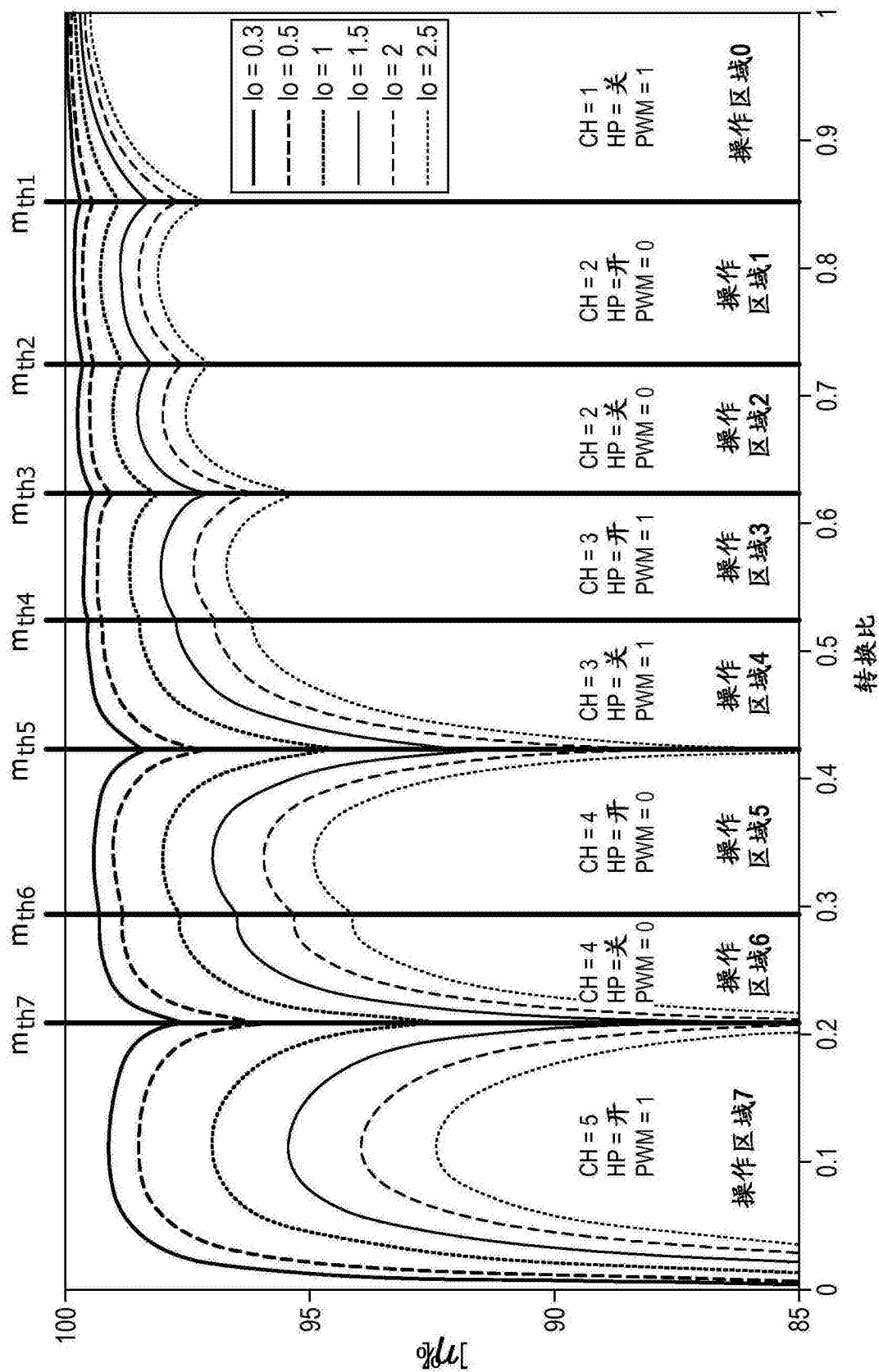


图8

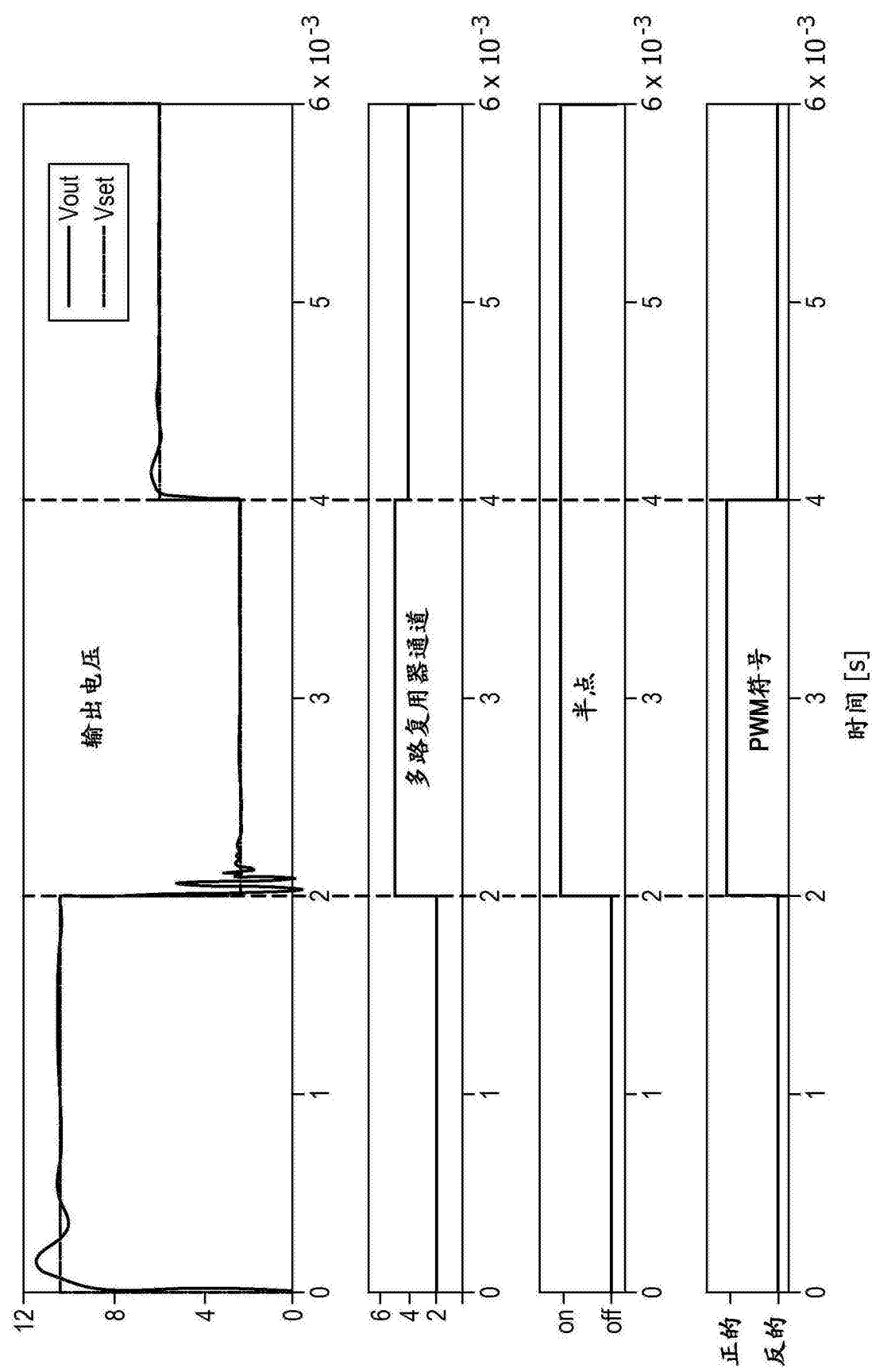


图9

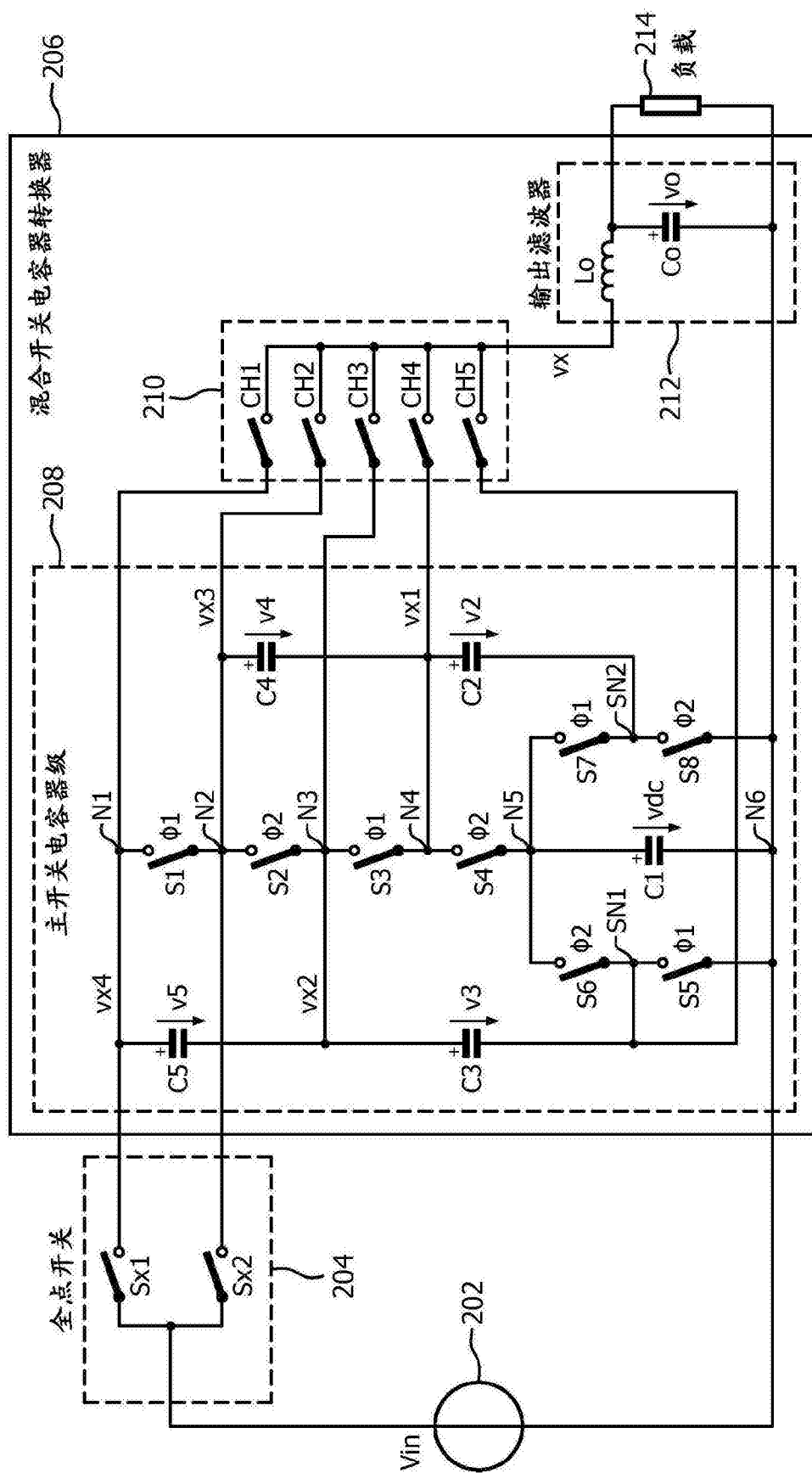


图10

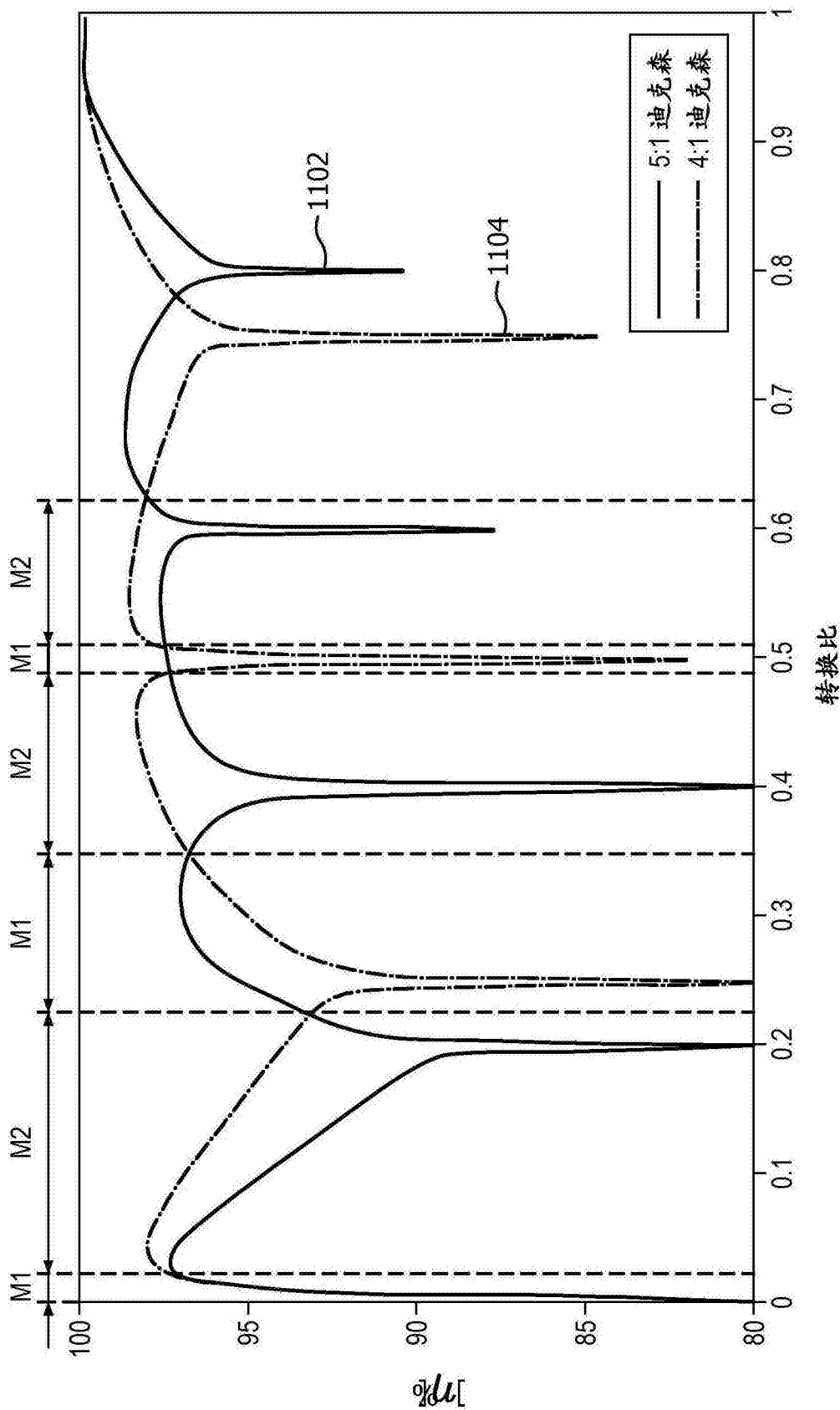


图11

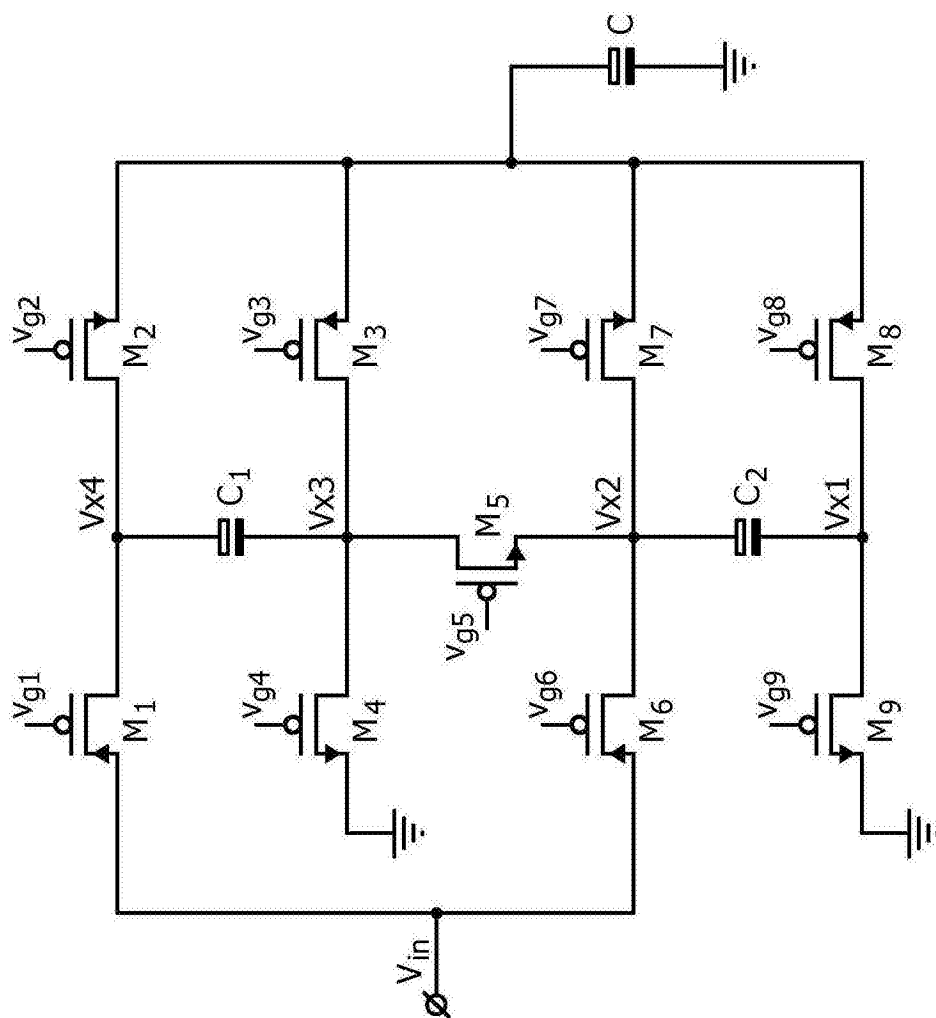


图12

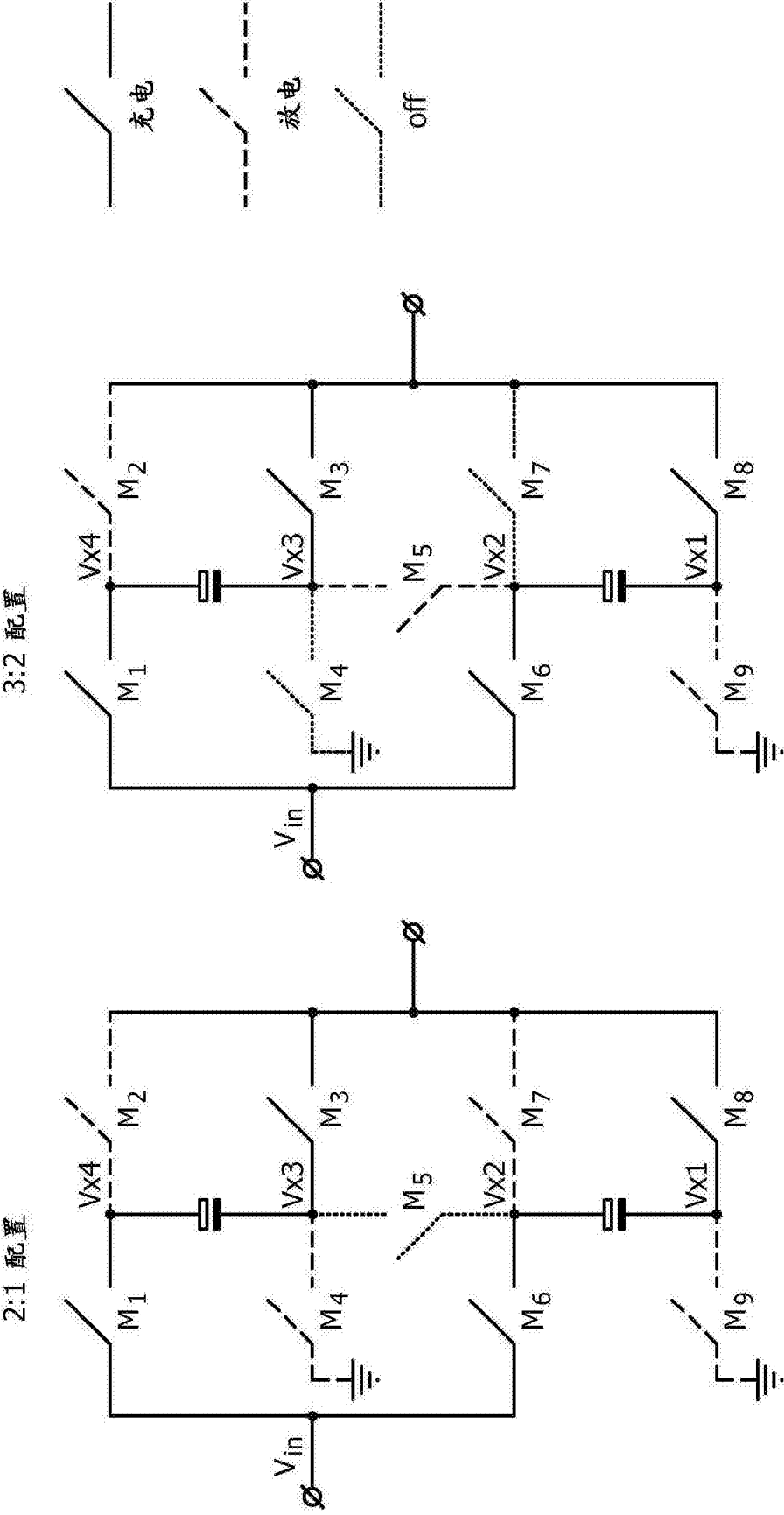


图13