



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107667461 A

(43)申请公布日 2018.02.06

(21)申请号 201680030677.7

(74)专利代理机构 永新专利商标代理有限公司  
72002

(22)申请日 2016.05.17

代理人 李光颖 王英

(30)优先权数据

15169406.4 2015.05.27 EP

(51)Int.Cl.

H02M 1/34(2007.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

H02M 3/158(2006.01)

2017.11.27

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2016/060976 2016.05.17

(87)PCT国际申请的公布数据

W02016/188794 EN 2016.12.01

(71)申请人 皇家飞利浦有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

(72)发明人 P·吕尔肯斯 A·加西亚托尔莫

B·阿克曼

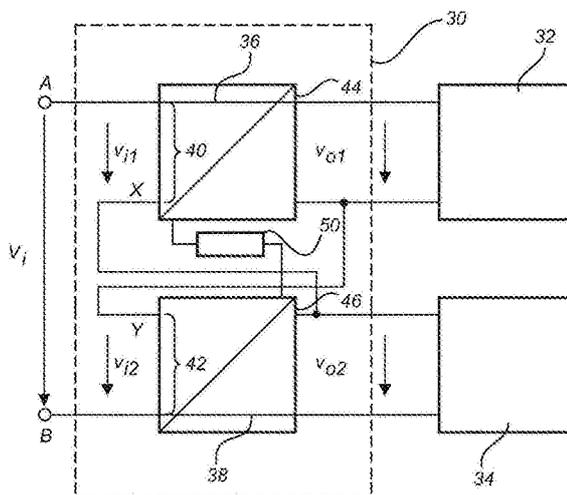
权利要求书1页 说明书12页 附图8页

(54)发明名称

DC到DC转换器

(57)摘要

预调节器(或线路调节器)用于将具有第一特性的电力转换为具有第二特性的电力。例如,预调节器可以将仅需要常规市电电源电平的形成负载的电气设备连接到实用三相电源。这意味着负载的功率部件可能会降级,使得负载电气装备更便宜。这样的电路可以进一步改进。下转换器本身中的部件仍然需要额定以与较高电压接合。提出了一种方法,其中,可以使用两个交错式下转换器(36、38)来供应电压。能量恢复元件(50)连接交错式下转换器的缓冲器,因此实现预调节器电路的一些降级。



1. 一种具有用于接收输入电压的输入端子(A、B)的预调节器电路(30)，  
其中，所述预调节器电路被配置为修改所述输入电压以用于应用到负载模块(32、34)；  
其中，所述预调节器电路包括第一预调节器模块(36)和第二预调节器模块(38)，所述第一预调节器模块和所述第二预调节器模块中的每个具有用于连接到相应的第一负载模块和第二负载模块的输入和输出；  
其中，所述第一预调节器模块的所述输出与所述第二预调节器模块的所述输入串联耦合，并且所述第二预调节器模块的所述输出与所述第一预调节器模块的所述输入串联耦合；  
其中，所述第一预调节器模块和所述第二预调节器模块分别包括第一缓冲电路和第二缓冲电路；并且  
其中，所述第一缓冲电路和所述第二缓冲电路通过能量恢复元件(50)互连，以实现所述第一缓冲电路和所述第二缓冲电路的规律放电。
2. 根据权利要求1所述的预调节器电路(30)，  
其中，所述第一预调节器模块(36)和所述第二预调节器模块(38)分别包括被配置为交替地被启用和禁用的第一开关(Q<sub>1</sub>)和第二开关(Q<sub>2</sub>)，所述预调节器电路还包括控制器，所述控制器用于控制所述第一开关和所述第二开关的占空比。
3. 根据权利要求2所述的预调节器电路(30)，  
其中，所述控制电路被布置为相对于所述第二开关以相移模式来切换所述第一开关(Q<sub>1</sub>)。
4. 根据权利要求3所述的预调节器电路(30)，  
其中，所述相移模式的相移是180度。
5. 根据权利要求2至4中的任一项所述的预调节器电路(30)，  
其中，所述第一缓冲电路和/或所述第二缓冲电路分别包括与所述第一开关(Q<sub>1</sub>)和所述第二开关(Q<sub>2</sub>)并联布置的缓冲电容器(C<sub>s1</sub>、C<sub>s2</sub>)和缓冲二极管(D<sub>s1</sub>、D<sub>s2</sub>)。
6. 根据权利要求5所述的预调节器电路(30)，  
其中，所述能量恢复元件(50)将所述第一缓冲电路的第一节点与所述第二缓冲电路的第一节点连接，其中，所述第一节点分别设置在所述第一缓冲电路和所述第二缓冲电路的相应的缓冲电容器(C<sub>s1</sub>、C<sub>s2</sub>)与缓冲二极管(D<sub>s1</sub>、D<sub>s2</sub>)的接合点处。
7. 根据任何前述权利要求所述的预调节器电路(30)，  
其中，所述能量恢复元件(50)是电感器。
8. 一种电源模块，包括根据任何前述权利要求所述的预调节器电路。
9. 一种X射线成像系统(90)，包括根据权利要求1至7中的任一项所述的预调节器电路(30)，其中，所述负载(32、34)包括X射线管(98)。
10. 一种照明系统，包括根据权利要求1至7中的任一项所述的预调节器电路(30)。
11. 根据权利要求10所述的照明系统，  
其中，所述负载(32、34)包括使用所述第一预调节器模块(36)驱动的第一照明镇流器，并且使用所述第二预调节器模块(38)驱动第二照明镇流器。

## DC到DC转换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及预调节器电路、X射线成像系统和照明系统。

### 背景技术

[0002] 电源或预调节器电路是用于将具有一组特性的电力转换为具有另一组特性的电力以满足指定要求的设备。

[0003] 通常,电源或预调节器电路必须与三相公用事业网络一起使用。这样的网络在相间提供了大约400V的典型电源电压,并且考虑到所有可能的电压变化,供应给预调节器电路(有时称为线路调节器)的输入端的整流电压可以在400和750V<sub>DC</sub>的范围内。因此,后续应用的功率部件应设计成承受该范围内的最大电压。因此,预调节器的目的是生成修改的输出电压,以用于驱动主应用的负载。然而,即使主应用的部件可能被降级以反映预调节器之后的较低电压,预调节器本身的部件仍必须被设计成以三相电压操作。

[0004] W02006/051450讨论了预调节器拓扑结构,其使得预调节器的部件能够被降级。然而,这样的系统可以进一步改进。

[0005] US2009/0066311A1公开了一种预调节器电路,其包括第一预调节器模块和第二预调节器模块,每个预调节器模块具有输入端和输出端,输出端耦合到相应的负载模块。

[0006] US5847949A公开了一种升压转换器,其用于将在其输入端处接收的输入电压分别转换为在其第一输出端和第二输出端处提供的第一输出电压和第二输出电压;功率转换的方法;以及采用该升压转换器或该方法的功率转换器。

[0007] JP 2002233151A公开了一种切换电源电路,其中,第一缓冲电容器和第二缓冲电容器的一侧端分别连接到第一初级线圈和第一切换模块之间的接合点,并连接到第二初级线圈和第二切换模块之间的接合点。

### 发明内容

[0008] 具有用于提供DC-DC电压转换的改进的预调节器电路将是有利的。

[0009] 为此,本发明的第一方面提供了一种预调节器电路,其具有:用于接收输入电压的输入端子,其中,预调节器被配置为修改应用到负载的输入电压。预调节器电路包括第一和第二预调节器模块,每个预调节器模块具有用于连接到相应的第一和第二负载模块的输入和输出。第一预调节器模块的输出与第二预调节器模块的输入串联耦合,第二预调节器模块的输出与第一预调节器模块的输入串联耦合。

[0010] 第一和第二预调节器模块分别包括第一和第二缓冲电路。第一和第二缓冲电路通过能量恢复元件互连,以实现第一和第二缓冲电路的规律放电。该放电具有相当大的DC含量。

[0011] 有利地,根据第一方面的预调节器电路提供了用缓冲电路增强的预调节器电路,从而允许预调节器电路在硬切换模式下的操作,同时减少了由于功率开关中的耗散而导致的能量损失。此外,从电路辐射的电磁干扰(EMI)水平降低。另外,预调节器电路的缓冲器的

部件可能受到与电源开关相同的降级。

[0012] 根据本发明的第二方面,提供了一种包括如上所述的预调节器电路的X射线成像系统,其中,所述负载包括X射线管。

[0013] 使用预调节器电路的X射线系统改善了这种系统的电磁干扰性能。在存在灵敏的医疗设备的环境中降低EMI发射是非常重要的。X射线系统的功率处理部件可能会降级,从而降低部件成本。

[0014] 根据本发明的第三方面,提供了一种包括如前所述的预调节器电路的照明系统。

[0015] 使用预调节器电路的照明系统改善了这种照明系统的EMI性能,同时使用降级的功率处理部件,从而降低了部件成本。

[0016] 本申请中的术语“负载模块”是指连接到预调节器的一个或多个应用。负载可以是电阻性的、反应性的或两者的混合物。范例的负载模块可以指X射线管或照明镇流器部件。然而,本发明的这些用途仅是示范性的,并且预调节器电路可以用于广泛的应用中,诸如在CT扫描器、C形臂成像器、MRI扫描器、行李箱X射线扫描器、常规数字C射线扫描器。技术人员将会想到许多其他应用。

[0017] 术语“缓冲电路”是指用于抑制经历高电流路径的突然中断的电气系统中的电压和电流瞬变的电路。当存在电感元件时,电流的突然中断导致磁场在非常短的时间内在电感器周围崩塌。先前存储在电感器周围的磁场中的能量表现为跨电感器的端子的电势差。因此,跨电流开关装置的端子感应出高的瞬时电压,引起瞬变。除了成为电磁干扰源之外,如此生成的瞬态甚至可能破坏切换元件。至少在没有其他布置的情况下,有必要提高切换部件的反向耐压容限,从而导致额外的设备成本。

[0018] 简单的缓冲电路通常包括具有缓冲电容器、反向偏置的缓冲二极管和与功率切换器件并联的缓冲电阻器的网络。该网络降低了跨器件的电压斜率,从而引起电磁干扰的降低。通常在功率切换器件中消耗的能量反而被缓冲电容器吸收。为了在随后的切换事件中再次重复该过程,缓冲电容器必须由缓冲电阻器放电。因此,功率消耗在缓冲电阻器中,而不是功率切换器件中。

[0019] 在下面的应用中,术语“能量恢复元件”是指能够在一点存储电能并且在另一个释放电能的电路部件。具体而言,能量恢复元件的范例是电感器。

[0020] 换言之,本发明的方法可以被看作是使用两个交错式转换器单元提供预调节器电路拓扑,其中,转换器单元的各个部件上的电应力通过利用来自拓扑结构的一个单元的部件来从拓扑结构的另一个单元中的缓冲器恢复能量来降低。这是可能的,因为交错式转换器单元的缓冲器与能量恢复元件(例如电感器)互连。在这种拓扑结构中,缓冲器中的一个总是具有比另一个更高的电压,使用(无损耗)元件来使用第二缓冲器的额外电荷来使第一缓冲器放电。

[0021] 每个转换器单元被提供有缓冲电路,其中,能量恢复元件连接两个对应的交错式降压转换器单元的缓冲电路。流过能量恢复元件的电流自动调节到转换器的电流切换方案,使得在发生后续切换事件的时刻正好实现缓冲电容器的放电。

[0022] 参考下文描述的实施例,本发明的这些和其他方面将变得显而易见,并且得到阐明。

## 附图说明

- [0023] 将参考以下附图描述本发明的示范性实施例：
- [0024] 图1示出了预调节器电路的概念。
- [0025] 图2示出了现有技术的预调节器电路系统图。
- [0026] 图3示出了现有技术的预调节器电路的范例示意图。
- [0027] 图4示出了具有常规缓冲电路布置的交错式下转换器的单元。
- [0028] 图5示出了根据本发明的第一方面的预调节器电路。
- [0029] 图6示出了根据本发明的第一方面的预调节器电路的具体实施方式。
- [0030] 图7示出了根据本发明的第一方面的预调节器电路的电压曲线。
- [0031] 图8示出了根据本发明的第一方面的预调节器电路的电压-电流曲线。
- [0032] 图9示出了根据本发明的第一方面的预调节器电路的另外的结果。
- [0033] 图10示出了根据本发明的第二方面的包括预调节器电路的X射线成像系统。

## 具体实施方式

[0034] 通常安装预调节器以连接三相公用电源和最终的负载应用。预调节器(或线路调节器)将输入电压调节或限制在其输出处的合理范围内。这意味着,相对于初始的三相线路电压,最终应用(负载)中的部件可能会降级。

[0035] 图1示出了连接到负载12的常规的预调节器电路10。输入电压 $V_i$ 由常规的整流和平滑布置(例如具有平滑电容器的桥式整流器)供应。预调节器电路10将输入电压 $V_i$ 调节成电压 $V_o$ ,电压 $V_o$ 然后被施加到负载12。因为预调节器电路10连接到三相电源输入,所以预调节器电路的部件必须是额定值以适用于高达 $V_i$ 处存在的最大电压的电压。

[0036] 在负载12中使用的部件仅需要被额定以确保它们能够以预调节器10的最大电压输出(和安全裕度)操作。

[0037] 图2图示了在W02006/051450中进一步描述的一种预调节器电路。该预调节器具有以交错布置排列的两个下转换器。由 $V_{in}$ 指代的DC电源输入被施加在第一预调节器模块14和第二预调节器模块16上,每个预调节器模块分别具有由 $V_{i1}$ 和 $V_{i2}$ 指代的相应输入端子。

[0038] 预调节器模块14和16的输出端子连接到第一和第二相应负载(主应用)18和20。如图所示,第一预调节器模块14的输出 $V_{o1}$ 与第二预调节器模块16的输入串联连接。第二预调节器模块16的输出 $V_{o2}$ 与第一预调节器模块14的输入串联连接。第一预调节器模块14产生输出,该输出的上电压轨具有与输入电压的上电压轨A相同的电位,同时第二预调节器模块16产生输出,该输出的下电压轨具有与输入电压的下电压轨B相同的电位。

[0039] 因此,相对于电源输入 $V_{in}$ ,预调节器模块14和16中的每个所经历的最大输入电压范围减小。

[0040] 在一些实际的实施方式中,每个预调节器模块14和16包括下转换器,例如降压转换器。因此,通过控制,如果相应 $V_o$ 不小于 $V_{in}/2$ ,则可以减少预调节器模块(下转换器)的 $V_{o1}$ 和 $V_{o2}$ 。

[0041] 转向图3,图示了这种交错式体系结构的实际范例。在这个范例中,预调节器模块14和16的输出连接到负载18和20。在这个范例中,负载被认为是简单的电阻器 $R_{L1}$ 和 $R_{L2}$ 。预

调节器模块14和16包含单象限DC/DC转换器的元件,其可以被理解为降压式转换器(降压转换器),或者根据参考节点的选择,可以被理解为升压式转换器(升压转换器),例如利用极性反转。在这个描述中,转换器单元被认为是下转换器。虚线框22和虚线框24分别图示对应于预调节器电路14和16的电路。下转换器(以及升压转换器)的基本部件包括电感器、晶体管(作为开关操作)和二极管。在图3中,预调节器模块包括与电阻器 $R_{L1}$ 并联的电容器 $C_1$ 。例如,该开关是n沟道IGFET(绝缘栅场效应晶体管) $Q_1$ ,但是也可以使用其他功率切换器件。二极管 $D_1$ 相对于IGFET  $Q_1$ 的源极被反向偏置。备选地,二极管可以由另外的受控开关代替。输入电压 $V_{in}$ 可以在400伏和800伏之间的范围内。

[0042] 类似地,预调节器电路包括电容器 $C_2$ 、电阻器 $R_{L2}$ 、开关 $Q_2$ 和二极管 $D_2$ 。跨节点A和X出现第一输入电压,并且跨节点Y和B出现第二输入电压。电压 $V_{o1}$ 出现在负载 $R_{L1}$ 两端,电压 $V_{o2}$ 出现在负载 $R_{L2}$ 两端。

[0043] 尽管未示出,但是提供控制电路来控制功率晶体管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 的切换。预调节器模块的控制是通过改变功率晶体管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 的占空比来实现的。在WO 2006/051450中进一步描述了这种类型的电路的功能。

[0044] 本质上,在开关(功率晶体管) $Q_1$ 和 $Q_2$ 两者都关断的情况下,供电电流首先流经负载电阻器 $R_{L1}$ 。然后,在节点Y处,其分成两个分支,一个流经二极管 $D_1$ 和电感器 $L_1$ ,另一个流经电感器 $L_2$ 和二极管 $D_2$ 。电流分支在节点X处合并,然后电流流经负载电阻器 $R_{L2}$ 而接地。这意味着,在这种情况下,负载模块串联连接,导致每个负载模块接受输入电压 $V_{in}$ 的一半。

[0045] 也可以考虑两个功率晶体管连续导通。在这种情况下,负载电阻器 $R_{L1}$ 通过电感器 $L_2$ 和晶体管 $Q_2$ 接地。负载电阻器 $R_{L2}$ 通过电感器 $L_1$ 和开关 $Q_1$ 连接到电源电压。电感器 $L_1$ 和 $L_2$ 不会引起任何电压下降,随着时间的推移平均化。因此,两个负载电阻器可以被有效地认为是并联连接的,这意味着每个负载模块 $R_{L1}$ , $R_{L2}$ 接受全部输入电压。

[0046] 两个功率切换晶体管 $Q_1$ , $Q_2$ 的占空比的调节意味着可以实现输入电压 $V_{in}$ 的50%和100%之间的负载模块的可调电源电压 $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$ 。

[0047] 硬开关(其中,切换晶体管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 的关断梯度在非常短的时间内发生)会通过发射电磁干扰和功率切换晶体管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 中的功率耗散而引起问题。

[0048] 当功率切换晶体管 $Q_1$ 突然关断时,由 $Q_1$ 、 $D_1$ 、 $C_1$ 组成的回路中的电流会突然变化。当功率切换晶体管 $Q_2$ 关断时,同样会出现由 $Q_2$ 、 $D_2$ 和 $C_2$ 组成的回路中的电流突然变化。这些回路有固有的寄生电感,在没有检查的情况下会在开关关断事件期间引起急剧的电压升高。最终,功率切换晶体管 $Q_1$ 或 $Q_2$ 上分别出现非常高的电压。

[0049] 这是不期望的,首先是因为这样的快速瞬态会生成电磁干扰,这在医学环境中或者更普遍地是不希望的。

[0050] 第二个问题是,在晶体管端子处如此感应的高电压意味着必须使用升级的功率晶体管,从而导致部件成本增加。

[0051] 约束在DC-DC转换器的连续导通模式中生成这样的高功率瞬变的努力通常局限于诸如“辅助谐振换向极转换器”(ARCP)的复杂拓扑结构的应用。这种拓扑结构使得功率切换器件、控制和无源部件的努力翻倍。

[0052] 因此,应用于交错式预调节器电路的简化这种手段的方法将是期望的。用于控制关断行为的合适手段是缓冲电路。

[0053] 缓冲电路通常包括电容器和二极管的串联网路。串联网路跨功率切换晶体管的源极和漏极并联连接。电阻器与二极管的端子并联设置。这样的网络在瞬态切换事件期间降低了功率开关两端的电压斜率,导致EMI辐射减小。这种布置被称为无源缓冲器。电阻器在功率切换晶体管导通时释放缓冲电容器,同时接受缓冲电容器中的能量丢失。电阻器的无损替代是使用一个小的额外功率转换器来对电容器放电。这被称为有源缓冲器。

[0054] 图4示出了典型的交错式下转换器的一个单元,其中,安装了标准的无源缓冲电路。例如,电压 $V_i$ 跨桥式整流器的输入端子被施加。输入平滑电容器 $C_i$ 将输入电压平滑为DC值。通常情况下, $C_i$ 会暴露在450V到750V的电压范围内。存在正常交错式下转换器单元的部件(如图3所示)。因此,功率切换晶体管 $Q_1$ 具有连接到输入端子 $V_i$ 的漏极和连接到二极管 $D_1$ 的源极端子。还连接到 $Q_1$ 的源极端子的是下转换器电感器 $L_1$ 。负载 $R_L$ 和下转换器电容器 $C_L$ 在 $D_1$ 的上输入电压轨和阴极之间并联连接。

[0055] 图4中还示出了安装在下转换器部件上的标准无源缓冲电路。缓冲器包括第一缓冲电容器 $C_{s1}$ ,其一侧连接到上输入电压轨,并且另一侧连接到第一缓冲二极管 $D_{s1}$ 的阴极。第一缓冲二极管 $D_{s1}$ 的阴极连接到功率切换晶体管 $Q_1$ 的源极。第一缓冲电阻器 $R_{s1}$ 并联连接在 $D_{s1}$ 的阳极和阴极之间。

[0056] 因此,图4示出了包括下转换器的预调节器单元,该下转换器具有附加的无源缓冲电路,被配置为在关断大电流时减少开关应力。如本领域技术人员所知,功率晶体管 $Q_1$ 的突然关断使得随着磁场崩塌存储在包含 $Q_1$ 、 $D_1$ 和 $C_1$ 的回路中的磁场中的能量被感应为 $Q_1$ 两端的电压。如果 $Q_1$ 的开关瞬态时间非常短,那么 $Q_1$ 处感应的电压将会很大。这种快速切换会导致辐射电磁发射(EMI发射),这是作为副作用出现的关键问题。EMI发射导致标准化问题,特别是诸如医疗X光机的灵敏设备中。另外,包括 $Q_1$ 、 $D_1$ 和 $C_1$ 的回路中的场的崩塌引起的大电压瞬变意味着需要升级的功率切换晶体管 $Q_1$ 和二极管 $D_1$ 。

[0057] 图4所示的无源缓冲电路通过降低功率切换晶体管两端的电压斜率来解决这个问题。通常会在功率切换晶体管 $Q_1$ 中消耗的来自切换回路的寄生电感器的能量在第一缓冲电容器 $C_{s1}$ 中被吸收。为了允许在随后的切换事件中重复该过程,第一缓冲电容器 $C_{s1}$ 由第一缓冲电阻器 $R_{s1}$ 放电。由于第一缓冲电阻器 $R_{s1}$ 是电阻器件,因此在放电发生时耗散能量。

[0058] 尽管已经描述了无源缓冲器,但是其他缓冲器方法通过将能量传回系统电源来使小的额外功率转换器对电容器放电。这被称为有源的或再生的缓冲器的方法。

[0059] 在图4图示的无源缓冲器方法中生成的大瞬态导致需要使用相对大的电容,这就产生了如何处理在缓冲电阻器中耗散的能量问题。

[0060] 图5示出了根据本发明的第一方面的预调节器电路30。预调节器电路30被提供为具有用于接收输入电压的输入端子A、B,其中,预调节器电路被配置为修改用于施加到负载的输入电压。预调节器电路30包括第一预调节器模块36和第二预调节器模块38,每个预调节器模块具有用于连接到相应的第一负载模块32和第二负载模块34的输入40、42和输出44、46。第一预调节器模块36的输出与第二预调节器模块38的输入串联耦合,并且第二预调节器模块38的输出与第一预调节器模块38的输入串联耦合。

[0061] 第一预调节器模块36和第二预调节器模块38分别包括第一和第二缓冲电路(图5中未示出)。第一和第二缓冲电路通过能量恢复元件50相互连接,以实现第一和第二缓冲电路的规律放电。

[0062] 因此,根据本发明的第一方面的预调节器电路能够使用第二交错式下转换器级的可用性来恢复能量。通过使用能量恢复元件50连接两个交错式下转换器的两个缓冲电路,在连续导通模式下,在能量恢复元件50中创建稳定的电流,其在第一或第二预调节器模块内部的功率切换晶体管的导通周期期间使缓冲电容器完全放电。

[0063] 另外,可以控制电压斜率,并减少EMI发射。

[0064] 图5示出了根据本发明的前述第一方面的预调节器电路的范例。在图5中,在输入端子A和B之间施加DC输入电压 $V_i$ (例如来自桥式整流器和平滑电容器)。该预调节器电路在虚线框30内示出。预调节器电路30包括第一预调节器模块36和第二预调节器模块38。第一预调节器模块36具有到输入电压源的节点A的第一输入连接。节点X处的第一预调节器模块36的第二输入连接到第二预调节器模块38的输出端子46。第一预调节器模块36的输出端子连接到第一负载模块32。第二预调节器模块38的输出连接在第二负载34两端。

[0065] 转到第二预调节器模块38,第二预调节器模块的输入端子连接到输入电压源的节点B。第二预调节器模块38的输入的节点Y反馈到第一预调节器模块36的较低输出。因此,第一预调节器模块36和第二预调节器模块38形成交错的预调节器模块。尽管图中未示出,但是第一预调节器模块36和第二预调节器模块38分别包括第一和第二缓冲电路。第一和第二缓冲电路通过能量恢复元件50互连。

[0066] 跨第一预调节器模块36的端子40出现的电压由箭头 $V_{i1}$ 表示。跨由第二预调节器模块38的支架(bracket)42指代的输入端子出现的电压由 $V_{i2}$ 指代。出现在第一预调节器模块36的输出处的输出电压由箭头 $V_{o1}$ 指代。跨第二预调节器模块38的输出端子出现的电压由箭头 $V_{o2}$ 指代。

[0067] 因此,电路的拓扑结构可以被理解为包括供应两个负载块的两个下转换器,其中,每个下转换器的输出电压被DC偏移分离。第一预调节器模块36具有连接到正电源电压的输出轨,第二轨供应处于正输入电压A和负输入电压之间的恒定电压(正输入电压在端子A处供应,并且负输入电压在端子B处供应)。

[0068] 第二预调节器模块38具有在B处连接到负电源电压的输出轨,而第二预调节器模块38的另一个输入轨也产生在正电源电压和负电源电压之间的电压。因此,从这种通用拓扑结构可以看出,第一预调节器模块36的输出馈送到第二预调节器模块38的输出中。事实上,第一预调节器模块36的下轨的电压低于第二预调节器模块38的上部的电压,从而导致分别施加到第一负载32和第二负载34的两个交叠的输出电压窗口。

[0069] 因此,输入电压 $V_i$ 与输出电压 $V_{o1}$ 和 $V_{o2}$ 之间的比率被限制在2与1之间。备选地,如果输入电压是输出电压的两倍,则第一预调节器模块36内的功率晶体管和第二预调节器模块36内的功率晶体管从不导通。在这种情况下,第一预调节器模块36和第二预调节器模块38使用预调节器模块的输出电感器有效地串联连接。如果输入电压正好是输出电压,则第一预调节器模块和第二预调节器模块的功率晶体管总是导通,有效地将第一预调节器模块和第二预调节器模块与输入电压 $V_i$ 并联地连接。

[0070] 在介于中间的所有情况下,第一预调节器模块36和第二预调节器模块38的功率切换晶体管经受脉冲宽度调制(PWM)切换,其中,占空比被计算为(假定为连续导通模式)

$$[0071] \quad a = \frac{2V_o - V_i}{V_o} \quad (1)$$

[0072] 因此,这种拓扑结构的好处在于,功率半导体器件不需要承受比与其输出电压块相关联的电压更高的电压。因此,即使电路由整流的三相电源供电,也可以使用高效的快速切换MOSFET或IGBT。

[0073] 图6示出了前述的拓扑结构的具体实施方式。在图6中,输入电压 $V_i$ 跨输入端子52和54的被施加。输入电容器 $C_i$ 平滑了所施加的电压。对于三相应用, $C_i$ 的典型额定值在450V到750V之间。在图6中,虚线框36图示了第一预调节器模块,并且虚线框38图示了第二预调节器模块。因此,这些支架与图5中的相关模块具有相同的附图标记。因此,图6示出了交错式拓扑结构中的两个下转换器。

[0074] 第一预调节器模块36包括第一功率切换晶体管 $Q_1$ ,其漏极连接到电压供应轨52。功率切换晶体管 $Q_1$ 的源极端子连接到第一二极管 $D_1$ 的阴极。

[0075] 功率切换晶体管 $Q_1$ 的栅极端子连接到控制电路(未示出)。应该理解,控制电路可以是能够以提供下变换功能的方式驱动功率切换晶体管 $Q_1$ 的任何电路。通常, $Q_1$ 被馈送有由微处理器生成的脉宽调制的(PWM)信号,或者由模拟控制回路驱动。

[0076] 第一预调节器电感器 $L_1$ 连接到功率切换晶体管 $Q_1$ 的源极。第一二极管 $D_1$ 的阳极连接到第一预调节电容器 $C_{o1}$ 的一侧,第一预调节电容器 $C_{o1}$ 又连接到电压供应轨52。因此,第一预调节器模块36的输出电容器 $C_{o1}$ 是跨功率切换晶体管 $Q_1$ 的漏极端和二二极管 $D_1$ 的阳极并联连接的。

[0077] 第一负载模块(对应于图5中的项32)在此由并联连接在输出电容器 $C_{o1}$ 两端的负载电阻器 $R_{L1}$ 表示。换句话说,第一负载电阻器在一侧连接在上电压电源轨52处,另一侧连接在中间电压轨56处。这些部件一起形成基本下转换器。

[0078] 转到第二预调节器模块38的细节,第二功率切换晶体管 $Q_2$ 的源极连接到下电压轨54。功率切换晶体管 $Q_2$ 的漏极连接到第二二极管 $D_2$ 的阳极,二极管 $D_2$ 的阴极连接到第一电感器 $L_1$ 的端子(未连接到第一预调节器模块36的 $L_1$ 的端子)。第二功率切换晶体管 $Q_2$ 的漏极连接到第二电感器 $L_2$ ,并且电感器 $L_2$ 的另一侧连接到第一二极管 $D_1$ 的阳极、负载 $R_{L1}$ 和电容器 $C_{o1}$ 。

[0079] 因此,负载 $R_{L1}$ 、电容器 $C_{o1}$ 和电感器 $L_2$ 全部连接到形成中间电压轨的节点56。第二预调节器模块38连接到对应于图5中的第二负载模块34的电阻 $R_{L2}$ 和第二下转换器 $C_{o2}$ 的输出电容器。

[0080] 如上所述,将会理解,存在具有第一预调节器模块36和第二预调节器模块38的预调节器电路,其中,第一预调节器模块和第二预调节器模块交错。根据本发明的该第一方面,第一预调节器模块36补充有第一缓冲网络。

[0081] 第一缓冲网络包括与第一缓冲二极管 $D_{s1}$ 的阳极串联连接的第一缓冲电容器 $C_{s1}$ 。第一缓冲二极管 $D_{s1}$ 的阴极连接到第一功率开关管 $Q_1$ 的源极端子(和第一二极管 $D_1$ 的阴极)和第一预调节器电感器 $L_1$ 的端子。第一缓冲电容器 $C_{s1}$ 的另一个端子连接到电压轨52。

[0082] 转到第二预调节器模块,提供了缓冲网络,其包括第二缓冲电容器 $C_{s2}$ ,第二缓冲电容器 $C_{s2}$ 在一侧连接到下电压轨54并且在其另一侧连接到第二缓冲二极管 $D_{s2}$ 的阴极。第二缓冲二极管 $D_{s2}$ 的阳极连接到第二功率切换晶体管 $Q_2$ 的漏极和第二二极管 $D_2$ 的阴极。

[0083] 将意识到,标准耗散元件(电阻)不存在于第一缓冲电路中或第二缓冲电路中。根据本发明的该第一方面,能量恢复元件50连接第一缓冲电路和第二缓冲电路。

[0084] 特别地,能量恢复元件50在一侧连接到由第一缓冲电容器 $C_{s1}$ 与第一缓冲二极管 $D_{s1}$ 的阳极的接合点形成的节点,并且能量恢复元件在另一侧连接到由第二缓冲二极管 $D_{s2}$ 的阴极与第二缓冲电容器 $C_{s2}$ 形成的节点。在图6中,能量恢复元件50被设置为电感 $L_s$ 。

[0085] 现在将解释使用图5的电路所可能实现的缓冲器能量恢复原理,如图6的示意图所详述的。当第一功率切换晶体管 $Q_1$ 和第二功率切换晶体管 $Q_2$ 关断时,缓冲电容器 $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 分别吸收来自第一功率切换晶体管 $Q_1$ 和第二功率切换晶体管 $Q_2$ 的瞬时电流。

[0086] 第一缓冲电容器 $C_{s1}$ 和第二缓冲电容器 $C_{s2}$ 在其相关联的功率开关 $Q_1$ 或 $Q_2$ 导通时间的期间必须放电,使得在随后的切换周期中,缓冲电容器能够接受来自电感器 $L_1$ 或 $L_2$ 的关断电流的后续脉冲。简要转到图7,示出了两个预调节器模块中的波形。这些波形是根据电路微分方程的解析解来计算的。

[0087] 在图7a)中,示出了相对于电路接地的绝对电压,相对于以微秒为单位的时间绘制。这对应于第一预调节器模块36处的电压。实线示出了 $Q_1$ 的源极的切换节点处的电压。

[0088] 图7a)示出了第一预调节器模块36的情况。在能量恢复元件(电感器 $L_s$ )中没有电流的情况下,电压将被冻结在输入电压 $V_i$ 的值减去预调节器模块36的输出电压处。

[0089] 该电压低于第二预调节器模块38的缓冲器的冻结电压,这是因为交错式下转换器拓扑结构中固有的上述交叠电压窗口。结果是,电流在从第二预调节器模块38朝向第一预调节器模块36缓冲电路的方向上在能量恢复元件50(电感器 $L_s$ )中建立。这种行为由图6中的电流箭头 $I_{Ls}$ 来说明。

[0090] 图7b)示出了功率切换晶体管 $Q_2$ 的漏极端子所表示的节点处的切换行为。 $Q_2$ 的切换节点相对于地的电压示出在x轴上,其对着y轴上的时间绘制。必要的是,切换节点的平均电压须等于其相关主电感器的相对端部处的电压。因此,节点 $Q_1/D_1$ (功率晶体管 $Q_1$ 的源极)处的平均电压将高于节点 $Q_2/D_2$ (由 $D_2$ 的阳极和功率切换晶体管 $Q_2$ 的漏极表示的节点)处的平均电压。

[0091] 假定在 $t=7.5\mu s$ 时刻第二功率切换晶体管 $Q_2$ 突然关断,从电感器 $L_2$ 流出的电流流过第二缓冲二极管进入第二缓冲电容 $C_{s2}$ ,第二缓冲电容 $C_{s2}$ 将被充电,直到 $C_{s2}$ 两端的电压等于第二预调节器模块38的输出电压。此时,负载电流移动到 $D_2$ ,第二缓冲二极管 $D_{s2}$ 阻止电流。

[0092] 图7b)示出了能量恢复元件(电感器 $L_s$ )中的各种再生电流的波形。再生电流越高,在功率晶体管导通时对第二(或第一)缓冲器放电的斜率越快。然而,在电感器 $L_s$ 中没有任何电流的情况下,第二(或第一)缓冲器的电压永远保持在输出电压的水平处。

[0093] 图7还示出了能量恢复元件50(电感器 $L_s$ )中的电流对第一和第二缓冲电路的节点处的电压的影响。第一预调节器模块36的缓冲器处的电压增加,而第二预调节器模块38的缓冲器处的电压减小。假定电感器 $L_s$ 中的电流是无穷大的,则第一和第二缓冲节点处的电压波形将与切换节点的电压相同。然而,切换节点处的平均电压与没有放电电流的缓冲节点的平均电压方向相反。因此,必须存在一个电流,在该电流处,缓冲节点的平均电压相等,并且因此反馈电感器 $L_s$ 中的电流不再变化。

[0094] 转到图8,示出了在能量恢复元件50(反馈电感器 $L_s$ )中的再生电流的实际值上描绘的平均电压的计算。

[0095] 图8a)示出表示(第一预调节器电路36的)第一缓冲器中的缓冲节点电压的线60。

线58图示了第二缓冲器(第二预调节器电路38的缓冲器)处的平均缓冲节点电压。对着能量恢复元件50(电感器 $L_S$ )中的电流绘制这些缓冲节点电压。换句话说,线60表示图6中的箭头 $V_{Cs1}$ 处的电压。线58表示图6中的箭头 $V_{Cs2}$ 处的电压,这些电压是平均电压)。因此,作为能量恢复元件50中的电流(电感器 $L_S$ 的范围从0到无穷大),第一缓冲节点 $V_{Cs1}$ 处的节点电压在约250V至400V(计算中的电压 $V_{出}$ )的范围内。在相同范围内,第二缓冲节点 $V_{Cs2}$ 处的电压的范围从 $V_{出}$ (400V)到中间轨电压56( $V_{DC}-V_{出}$ )。

[0096] 转向图8b),示出能量恢复元件50(反馈电感器 $L_S$ )两端的平均电压 $V_{L_S}$ 的并且对着 $L_S$ ( $I_{L_S}$ )中的再生电流绘制的曲线图。可以看到,总是会有通往稳定状态的电流。

[0097] 为了进一步帮助理解电路的操作,现在将呈现导出稳定电流的表达式。

[0098] 稳定情况由第一和第二缓冲节点的平均电压的平衡确定。假定DC-DC转换器操作在连续导通模式,缓冲电容器的平均电压可以计算为:

$$[0099] \quad \overline{V_{Cs}} = \frac{t_2}{T} \cdot V_{出} + \frac{t_1}{T} \cdot \left( V_{出} - \frac{I_{L_S}}{C_S} \cdot \frac{t_1}{2} \right) \quad (2)$$

$$[0100] \quad t_1 = T \cdot \left( 2 - \frac{V_{\lambda}}{V_{出}} \right) = T \cdot a \quad (3)$$

$$[0101] \quad t_2 = T - t_1 = T \cdot (1-a) \quad (4)$$

[0102] 因此:

$$[0103] \quad \overline{V_{Cs}} = V_{出} - a^2 \cdot \frac{I_{L_S}}{C_S} \cdot \frac{T}{2} \quad (5)$$

[0104] 这个推导假设通过对负载电流充电的更快的转换被忽略。等式6和7确定节点 $C_{S1}/D_{S1}$ 和 $C_{S2}/D_{S2}$ 处的平均电压

$$[0105] \quad \overline{V_{Cs2}} = \overline{V_{Cs}} \quad (6)$$

$$[0106] \quad \overline{V_{Cs1*}} = V_{\lambda} - \overline{V_{Cs}} \quad (7)$$

[0107] 引入平衡条件产生:等式8和9:

$$[0108] \quad \overline{V_{Cs2}} = \overline{V_{Cs1*}} \quad (8)$$

$$[0109] \quad V_{\lambda} - \overline{V_{Cs}} = \overline{V_{Cs}} \quad (9)$$

[0110] 因此,等式10和11:

$$[0111] \quad \overline{V_{Cs}} = \frac{V_{\lambda}}{2} \quad (10)$$

$$[0112] \quad \frac{V_{\lambda}}{2} - V_{出} - a^2 \cdot \frac{I_{L_S}}{C_S} \cdot \frac{T}{2} \quad (11)$$

[0113] 最终,可以针对再生电流 $I_{L_S}$ 求解表达式:等式12。

$$[0114] \quad I_{L_S} = \frac{C_S(2V_{出} - V_{\lambda})}{a^2 T} \quad (12)$$

$$[0115] \quad = \frac{C_S V_{出}}{\frac{2V_{出} - V_{\lambda}}{V_{出}} T} \quad (13)$$

$$[0116] \quad = \frac{C_s \cdot V_{\text{出}}}{T \cdot a} \quad (14)$$

[0117] 该电流幅度的一个必然结果是,在不考虑额外损耗的情况下,当功率晶体管再次导通时,缓冲电容器的电压恰好达到0伏特:见等式16和17。

$$[0118] \quad V_{C_s}(t_1) = V_{\text{出}} - t_1 \cdot \frac{I_{L_s}}{C_s} \quad (15)$$

$$[0119] \quad = V_{\text{出}} - T \cdot a \cdot \frac{\frac{C_s \cdot V_{\text{出}}}{T \cdot a}}{C_s} = 0 \quad (16)$$

$$[0120] \quad = V_{\text{出}} - T \cdot a \cdot \frac{\frac{C_s \cdot V_{\text{出}}}{T \cdot a}}{C_s} = 0 \quad (17)$$

[0121] 因此,已经描述并说明了根据本发明的第一方面的预调节器电路。

[0122] 图9进一步图示了图6的电路的操作。将意识到,该性能可以推广到图5所示的系统性能。在图9中,预调节器电路已经用以下值进行了模拟: $R_{L1}$ 和 $R_{L2}$ 为4欧姆,并且 $L_1$ 和 $L_2$ 为12.5 $\mu$ H, $L_s$ 为1mH, $C_{o1}$ 和 $C_{o2}$ 为40 $\mu$ F, $C_{s1}$ 和 $C_{s2}$ 为47nF。控制开关频率为50kHz, $V_i$ 两端出现的电压为500V。

[0123] 图9a)示出了第一预调节器模块36的性能。图9b)示出了能量恢复元件50(电感器 $L_s$ )中的电流。图9c)示出了第二预调节器电路38的性能。

[0124] 转向图9a),线70示出第一预调节器模块 $V_{o1}$ 的输出电压。线72示出第一缓冲电容器 $C_{s1}$ 两端的电压。74示出电压 $V_{Q1}$ 。线76示出电感器 $L_1$ 中的电流。图9a)的x轴以秒为单位对着图9c)的底部所示的时间刻度示出了电压(或电流)。

[0125] 图9b)示出了表示能量恢复元件50(电感器 $L_s$ )中的再生电流的线78。图9b)的x轴以安培为单位,而图9b)的y轴使用与图9c)底部所示相同的时间刻度。电感器 $L_s$ 的值不需要针对每个单个频率进行调谐,因此这个概念静态操作。通过 $L_s$ ,在正常操作期间存在大量的DC恒定电流。因此,放电具有相当大的DC含量。在这种拓扑结构中,缓冲器中的一个总是具有比另一个更高的电压,使用(无损耗)元件来使用第二缓冲器的额外电荷来使第一缓冲器放电。

[0126] 图9c)示出了线80是输出电压 $V_{o2}$ ,线82是第二缓冲电容器 $C_{s2}$ 两端的电压(图6中箭头 $V_{C_{s2}}$ 图示的),线84是第二功率晶体管 $Q_2$ 的切换节点处的电压(图6所示为电压 $V_{Q2}$ ),并且线88示出第二电感器 $L_2$ 中的电流。

[0127] 将看出,在该范例中,第一预调节器模块36和第二预调节器模块38的切换模式为180°。本领域技术人员将意识到,晶体管 $Q_1$ 和 $Q_2$ 的切换相位可以由控制电路改变除180°以外的,同时保持能量恢复元件50的性能。将看出,能量恢复元件50(电感器 $L_2$ )跟踪作为第一和第二预调节器模块开关的控制。

[0128] 根据本发明的实施例,提供了如前所述的预调节器电路,其中,第一预调节器模块36和第二预调节器模块38分别包括第一开关 $Q_1$ 和第二开关 $Q_2$ ,第一开关 $Q_1$ 和第二开关 $Q_2$ 被配置为交替地被启用并且被禁用,其中,预调节器电路还包括用于控制第一开关和第二开关的占空比的控制器。

[0129] 根据本发明的一个实施例,第一和第二开关 $Q_1$ 和 $Q_2$ 是MOSFET。备选地,第一开关和

第二开关是IGFET。将意识到,许多半导体器件可以提供所需的切换性能。

[0130] 控制器可以是微控制器,或数字或模拟控制电路。

[0131] 根据本发明的实施例,如前所述,提供预调节器电路30,其中,控制电路被布置为以相对于第二开关的相移模式来切换第一开关。

[0132] 根据本发明的实施例,提供了如前所述的预调节器电路30,其中,相移模式的相移是180度。

[0133] 根据本发明的实施例,如前所述提供预调节器电路30,其中,第一和/或第二缓冲电路包括缓冲电容器 $C_{s1}$ 、 $C_{s2}$ 以及与第一开关 $Q_1$ 和第二开关 $Q_2$ 并联布置的缓冲二极管 $D_{s1}$ 、 $D_{s2}$ 。

[0134] 根据本发明的一个实施例,提供能量恢复元件50,其将第一缓冲电路的第一节点与第二缓冲电路的第一节点连接,其中,第一节点分别设置在第一和第二缓冲电路的各自的缓冲电容器 $C_{s1}$ 、 $C_{s2}$ 和缓冲二极管 $D_{s1}$ 、 $D_{s2}$ 的接合点处。

[0135] 能量恢复元件使再生电流能够在第一缓冲电路和第二缓冲电路之间流动。

[0136] 根据本发明的实施例,如上所述提供预调节器电路30,其中,能量恢复元件50是电感器 $L_s$ 。

[0137] 根据本发明的实施例,如前所述提供预调节器电路30,其中,第一预调节器模块36和第二预调节器模块38包括降压式转换器。

[0138] 根据本发明的一个方面,提供了一种包括根据前述权利要求中的任一项所述的预调节器电路30的电源模块。

[0139] 根据本发明的一个方面,提供了一种X射线成像系统90,其包括根据先前描述的预调节器电路,其中,至少第一和/或第二负载模块向X射线管供电。

[0140] 图10图示了X射线成像系统。X射线成像系统90采取C形臂92的形式,其通过接头94和96连接到X射线检查套件的顶板。C形臂92包括位于感兴趣对象的任一侧的X射线源98和X射线探测器100。如前所述,X射线成像系统90由预调节器电路30供电。

[0141] 预调节器具有从公用电源向系统供电的广泛的适用性。

[0142] 根据本发明的一个实施例,预调节器电路被用于为CT扫描器、常规X射线系统或MRI系统供电。

[0143] 根据本发明的一个方面,提供了一种包括如前所述的预调节器电路的照明系统。

[0144] 根据本发明的该方面,第一和第二负载模块包括第一和第二照明镇流器电路。

[0145] 根据本发明的实施例,提供了如前所述的照明系统,其中,负载包括使用第一预调节器模块驱动的第一照明镇流器,并且使用第二预调节器模块驱动第二照明镇流器。

[0146] 应该注意的是,所有特征可以被组合以提供协同效应,这不仅仅是对这里描述的特征的简单加和。

[0147] 尽管已经在附图和前面的描述中详细图示和描述了本发明,但是这样的图示和描述将被认为是说明性的或示范性的而不是限制性的。本发明不限于所公开的实施例。

[0148] 通过研究附图、公开内容和从属权利要求,本领域技术人员在实践所要求保护的本发明时可以理解和实现所公开实施例的其他变型。

[0149] 在权利要求中,词语“包括”不排除其他元素或步骤,并且词语“一”或“一个”不排除多个。单个处理器或其他单元可以实现权利要求中记载的若干项目的功能。在相互不同

的从属权利要求中叙述某些措施这一事实并不表示这些措施的组合不能被有利地使用。权利要求中的任何附图标记不应被解释为对范围的限制。

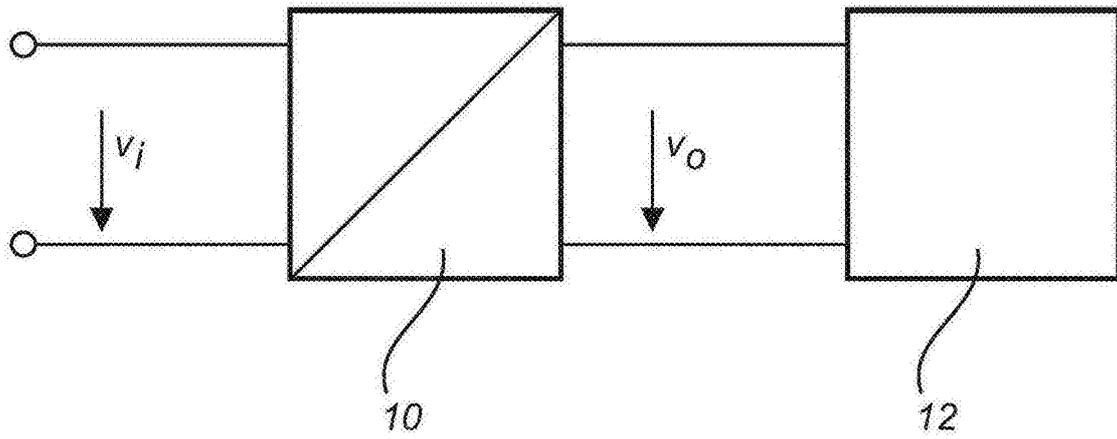


图1

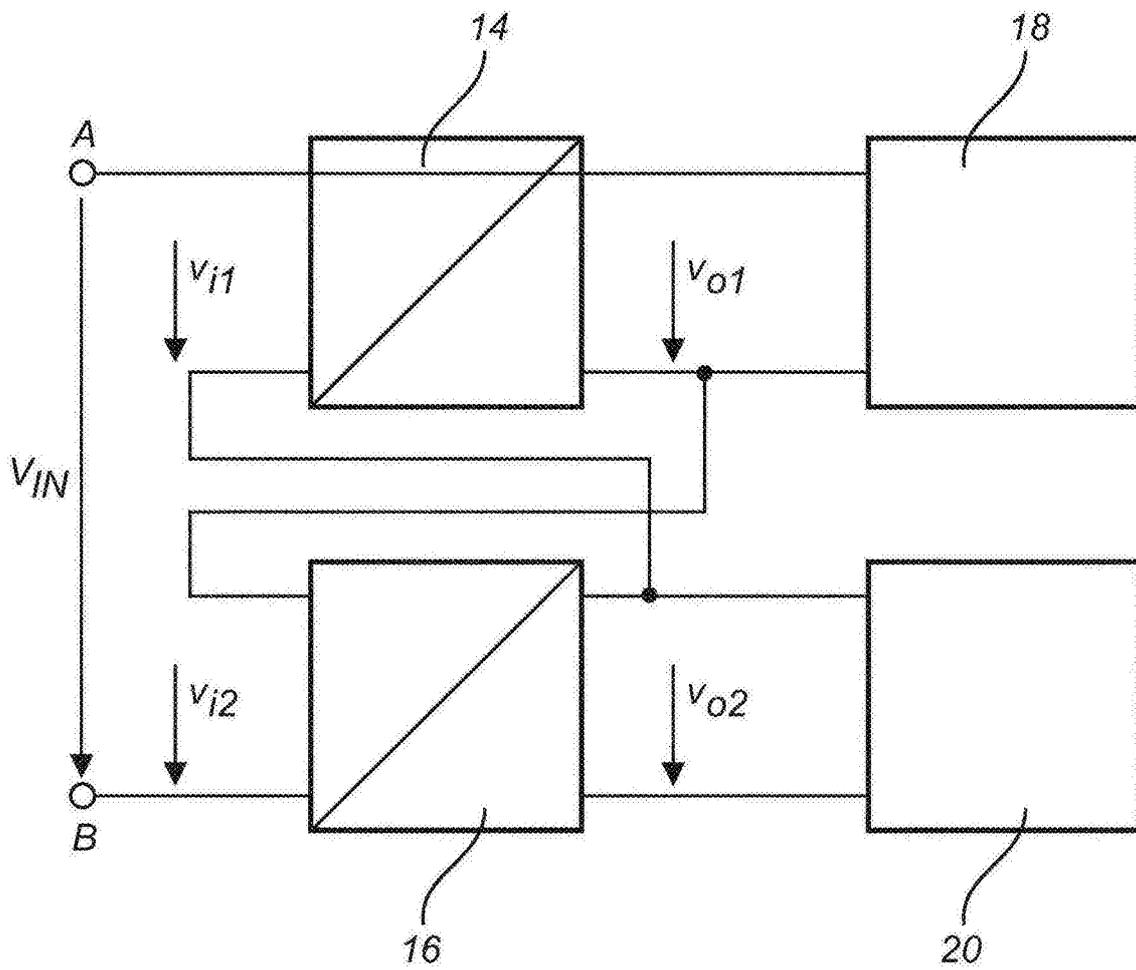


图2

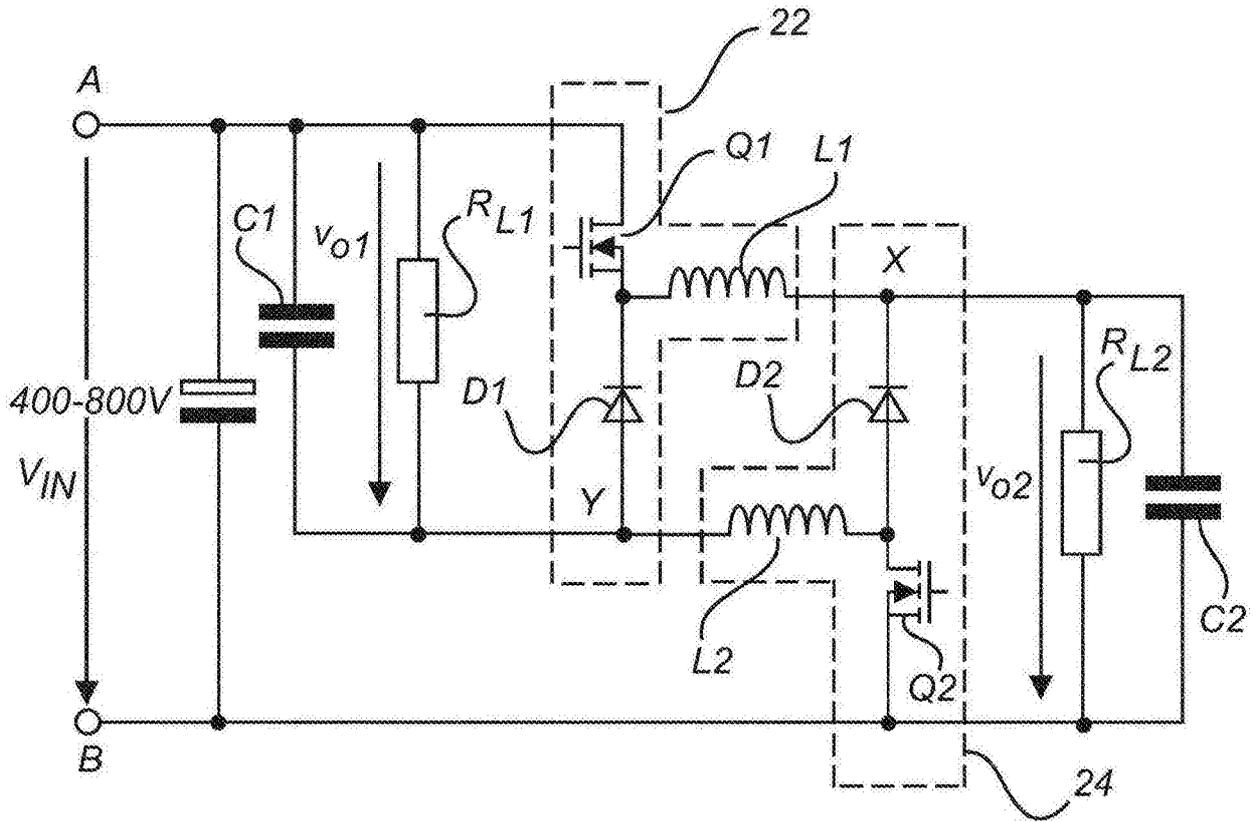


图3

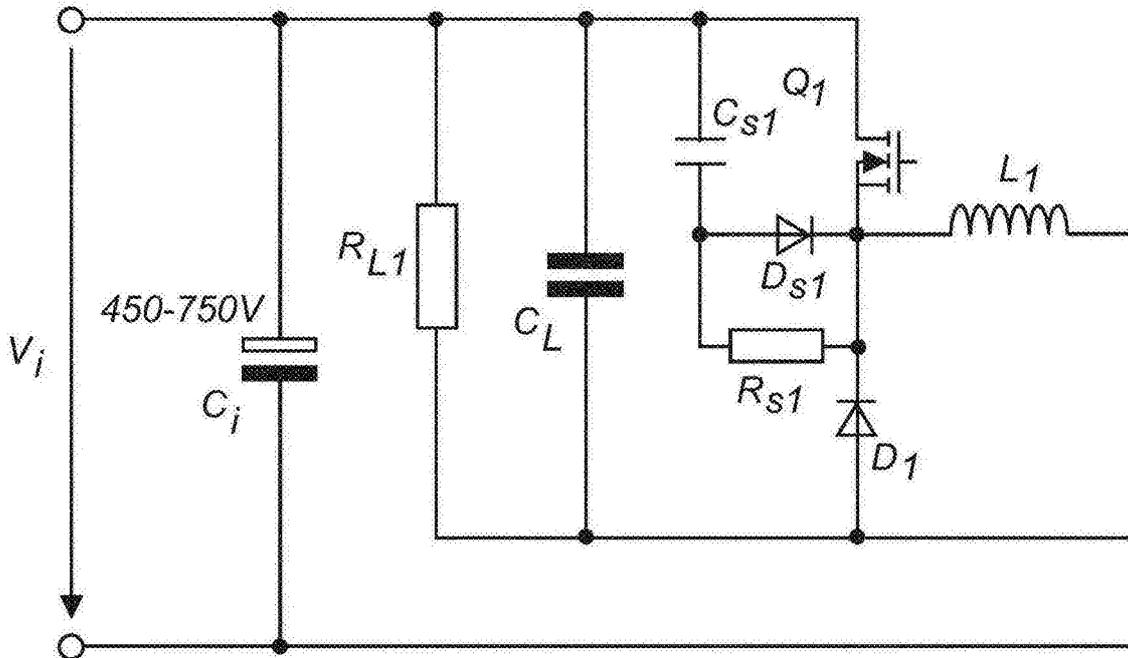


图4

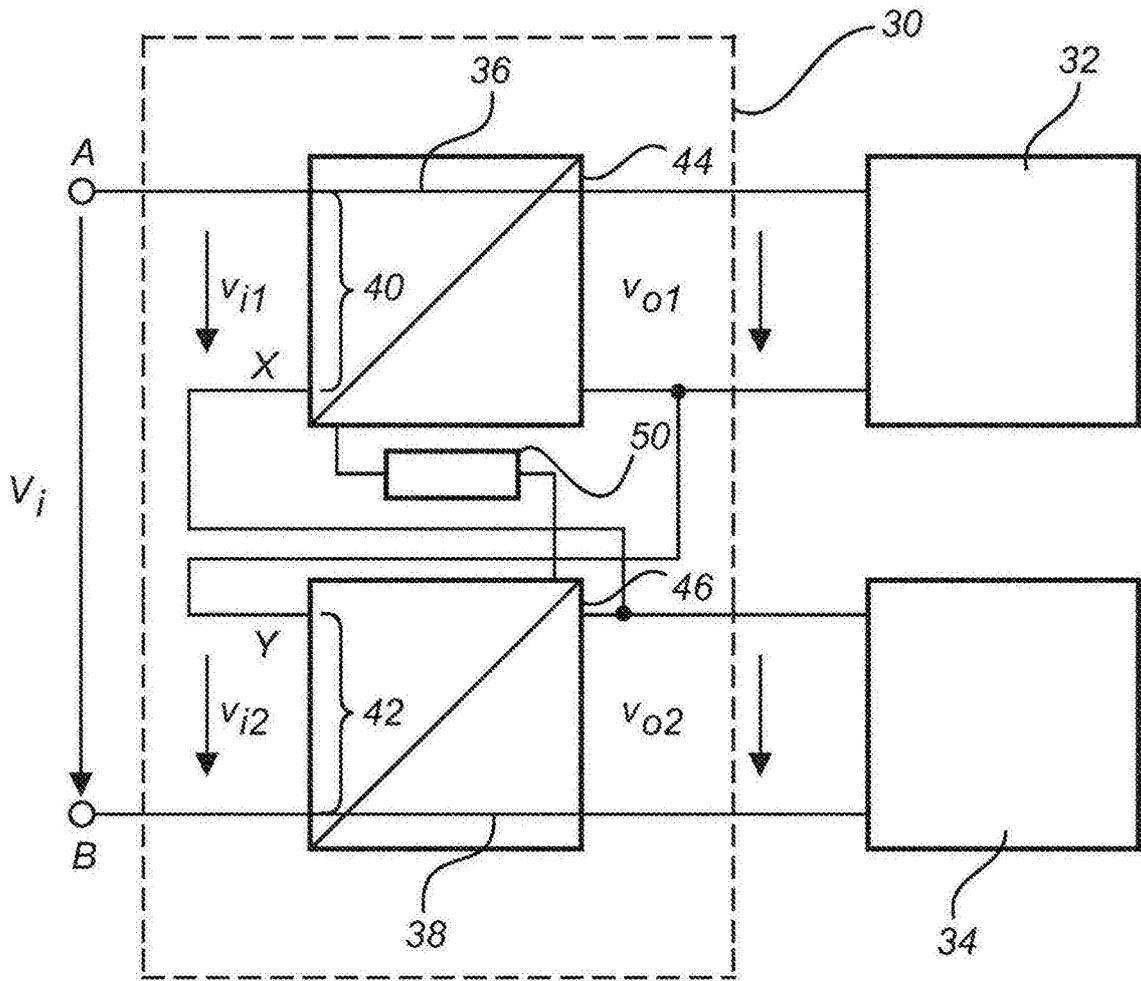


图5

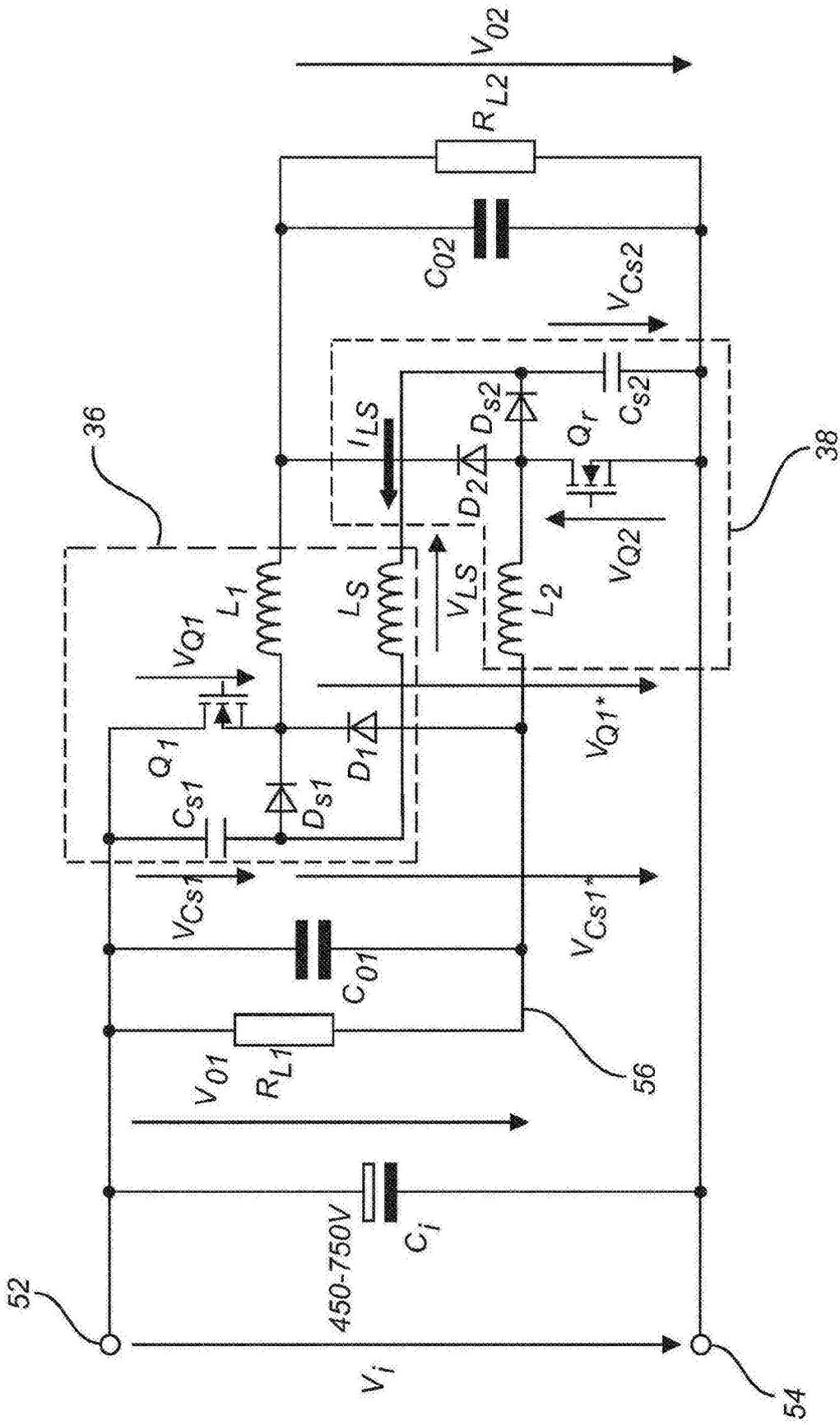


图6

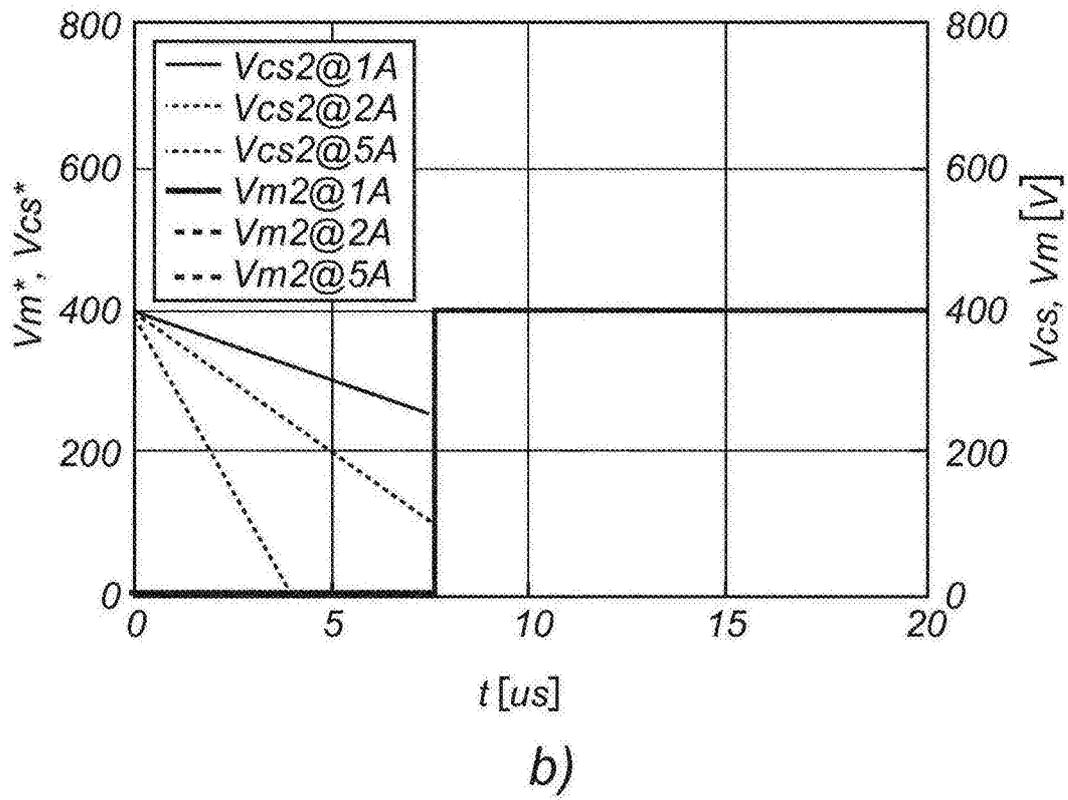
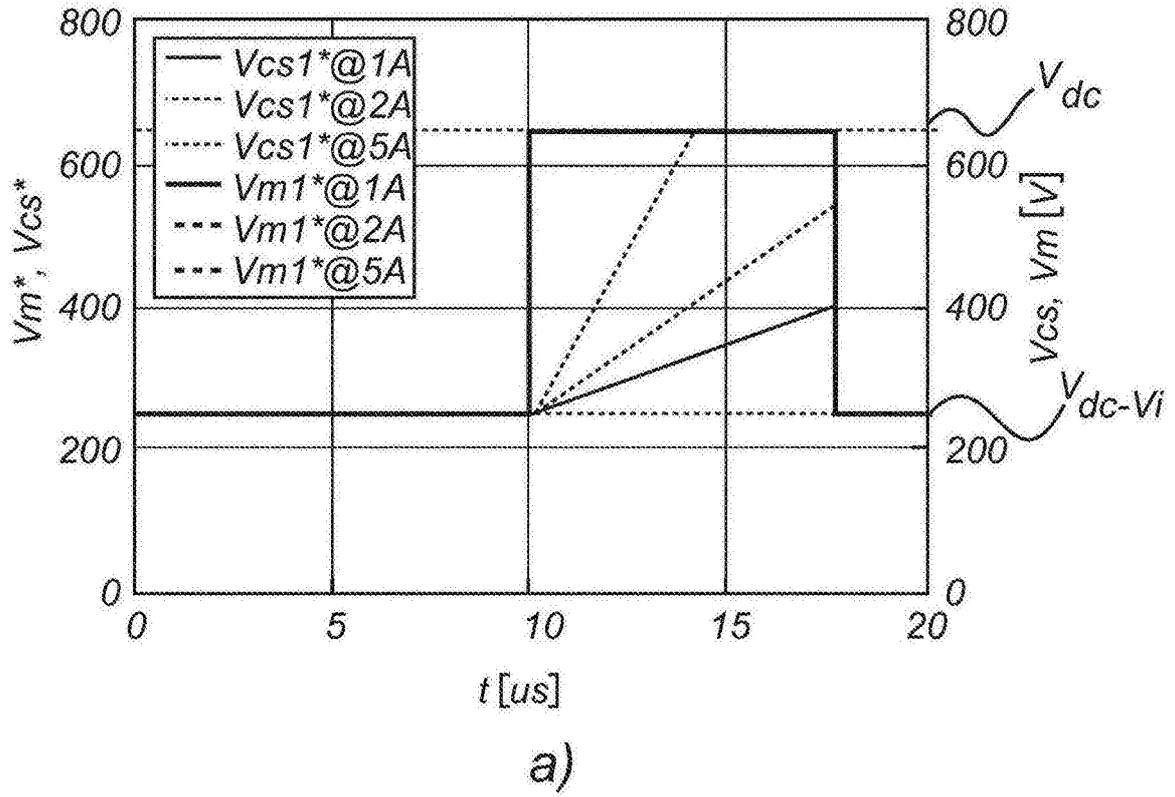


图7

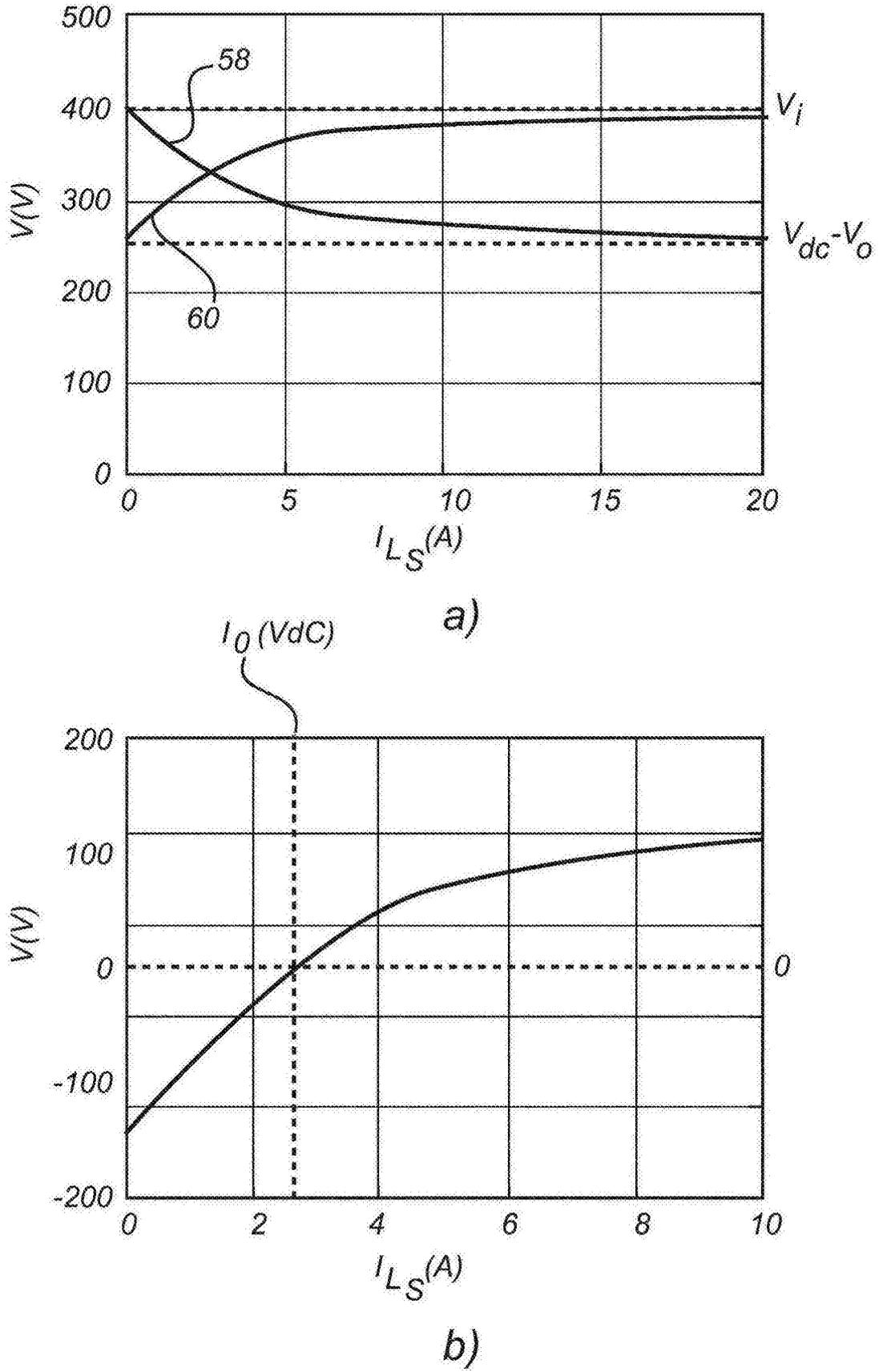


图8

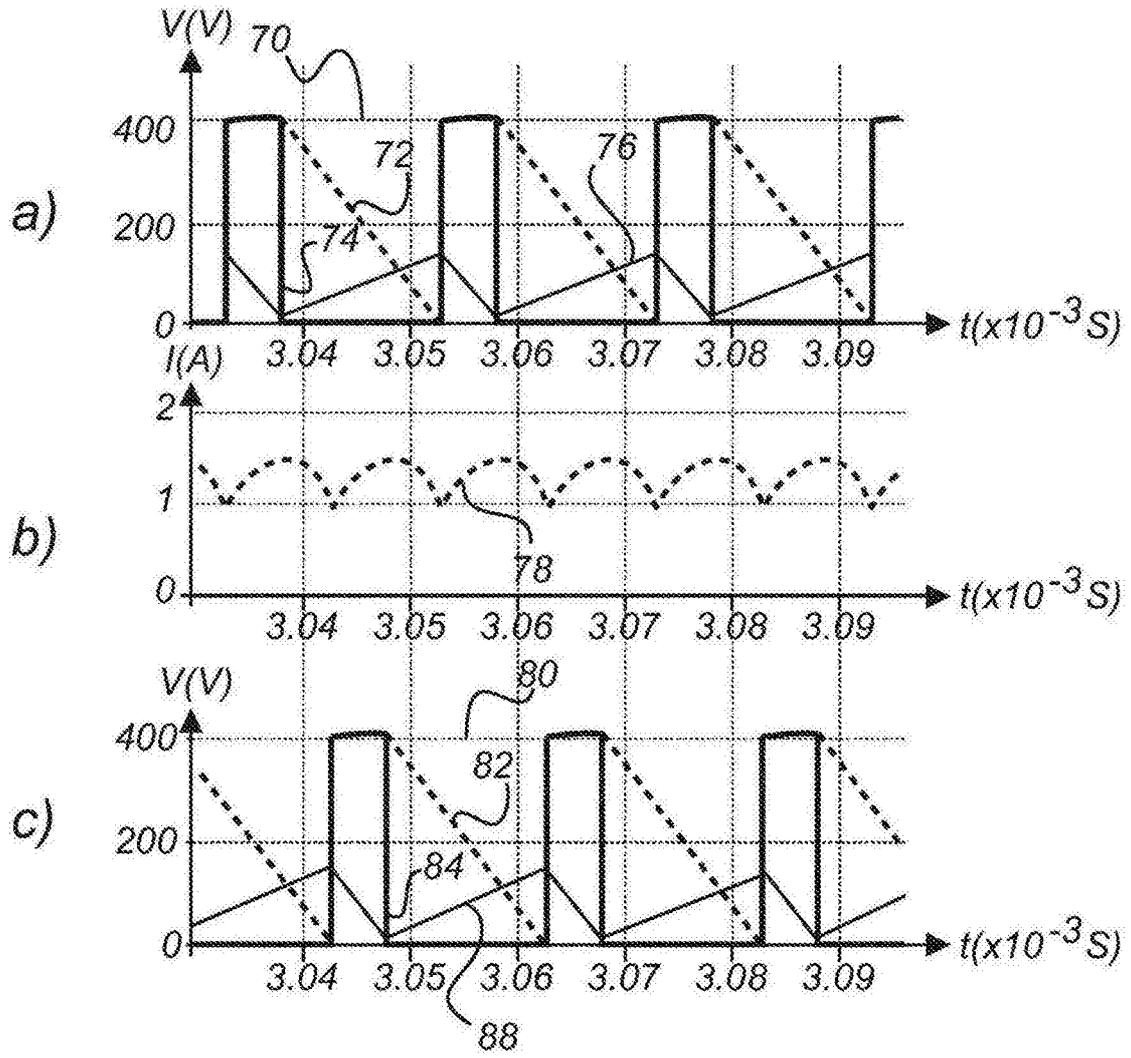


图9

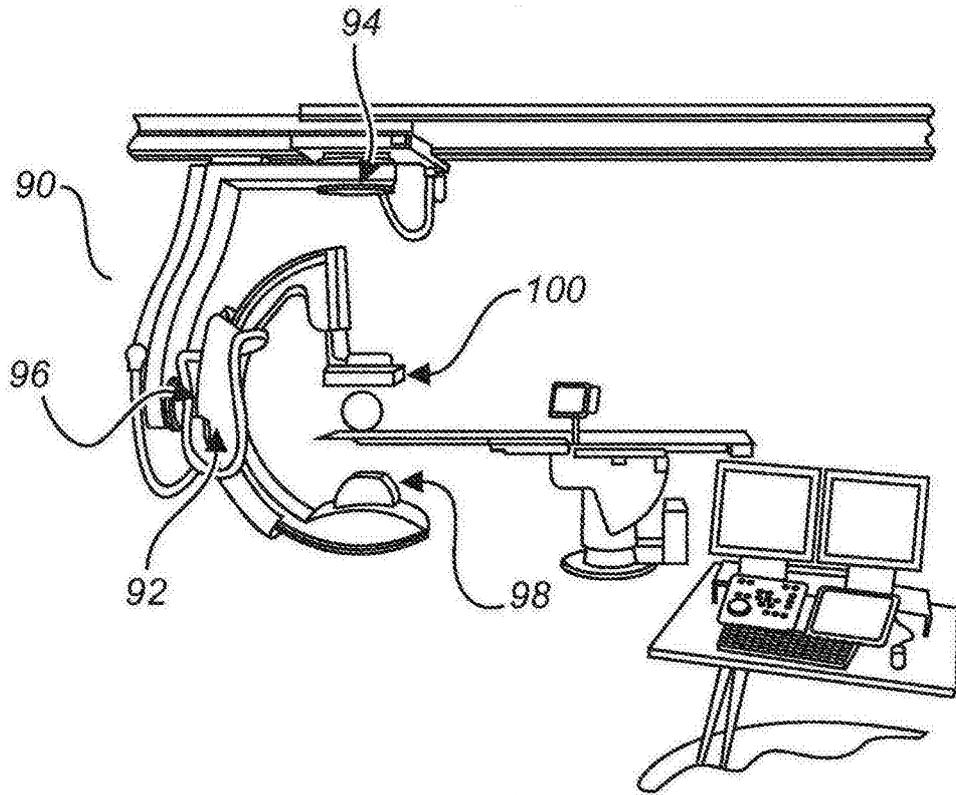


图10