



# (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110870191 B

(45) 授权公告日 2022. 10. 28

(21) 申请号 201880045886.8

(22) 申请日 2018.06.05

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 110870191 A

(43) 申请公布日 2020.03.06

(30) 优先权数据  
62/530,530 2017.07.10 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日  
2020.01.09

(86) PCT国际申请的申请数据  
PCT/US2018/036150 2018.06.05

(87) PCT国际申请的公布数据  
W02019/013905 EN 2019.01.17

(73) 专利权人 通用电气公司  
地址 美国纽约州

(72) 发明人 张迪 何江彪  
萨钦·玛杜苏德哈南

(74) 专利代理机构 上海华诚知识产权代理有限公司 31300  
专利代理师 徐颖聪

(51) Int.Cl.  
H02M 7/487 (2006.01)  
H02M 1/34 (2006.01)  
H02M 1/08 (2006.01)

(56) 对比文件  
CN 101018017 A, 2007.08.15  
CN 104101785 A, 2014.10.15  
CN 101505095 A, 2009.08.12  
CN 103312202 A, 2013.09.18  
WO 2014075614 A1, 2014.05.22

审查员 武迪

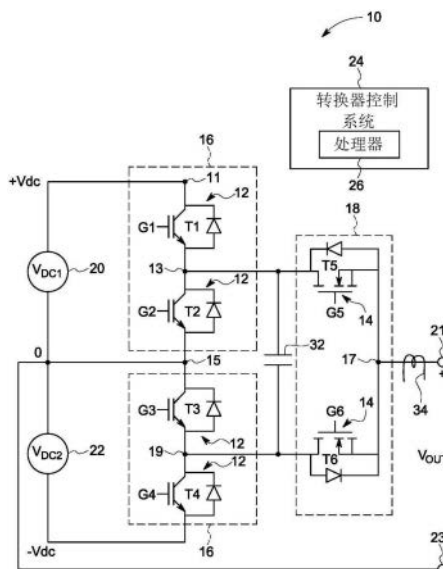
权利要求书3页 说明书8页 附图11页

## (54) 发明名称

三电平两级解耦有源NPC转换器

## (57) 摘要

一种系统包括电压转换器和用于控制电压转换器的操作的控制器。电压转换器包括多个分支,其中每个分支包括第一组和第二组硅(Si)基功率器件。第一组硅基功率器件包括在第一互连节点处彼此连接的第一和第二硅基功率器件,并且第二组硅基功率器件包括在第二互连节点处彼此连接的第三和第四硅基功率器件。第一组和第二组硅基功率器件分别跨第一和第二DC电压源联接。第一组碳化硅(SiC)基功率器件跨第一互连节点和第二互连节点联接。该系统还包括跨第一和第二互连节点连接的缓冲电容器。



1. 一种用于电压转换的系统,其特征在于,包括:  
电压转换器,所述电压转换器具有多个分支,每个分支包括:  
第一组硅基功率器件,所述第一组硅基功率器件跨第一DC电压源联接,其中所述第一组硅基功率器件包括在第一互连节点处彼此连接的第一硅基功率器件和第二硅基功率器件;  
第二组硅基功率器件,所述第二组硅基功率器件跨第二DC电压源联接,其中所述第二组硅基功率器件包括在第二互连节点处彼此连接的第三硅基功率器件和第四硅基功率器件;  
第一组碳化硅基功率器件,所述第一组碳化硅基功率器件跨所述第一互连节点和所述第二互连节点联接,其中所述第一组碳化硅基功率器件包括在第三互连节点处彼此连接的第一碳化硅基功率器件和第二碳化硅基功率器件;  
缓冲电容器,所述缓冲电容器跨所述第一互连节点和所述第二互连节点连接;  
其中所述第一组硅基功率器件和所述第二组硅基功率器件在第四互连节点处彼此连接;以及  
控制器,所述控制器用于控制所述电压转换器的操作。
2. 根据权利要求1所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器基于输出电流极性和输出电压极性来控制栅极脉冲。
3. 根据权利要求1所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器在任何给定时间以包括正状态、P型零状态、负状态或N型零状态的多个操作状态来操作所述电压转换器。
4. 根据权利要求3所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器被构造为,在每个所述操作状态期间,使来自所述第一组硅基功率器件中的一个硅基功率器件接通,并且使来自所述第二组硅基功率器件中的另一个硅基功率器件接通。
5. 根据权利要求4所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器被构造为,使所述碳化硅基功率器件中的一个碳化硅基功率器件接通,使得所述一个碳化硅基功率器件和在对应的操作状态期间被接通的一个所述硅基功率器件一起串联承载负载电流。
6. 根据权利要求5所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中串联承载所述负载电流的所述硅基功率器件和所述碳化硅基功率器件包括:i)在所述正状态期间的所述第一硅基功率器件和所述第一碳化硅基功率器件, ii)在所述P型零状态期间的所述第三硅基功率器件和所述第二碳化硅基功率器件, iii)在所述负状态期间的所述第四硅基功率器件和所述第二碳化硅基功率器件,以及 iv)在所述N型零状态期间的所述第二硅基功率器件和所述第一碳化硅基功率器件。
7. 根据权利要求6所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中当所述负载电流要从一个碳化硅基功率器件换向至另一碳化硅基功率器件时,所述控制器被构造为使串联承载所述负载电流的所述硅基功率器件和所述碳化硅基功率器件同时关断。
8. 根据权利要求7所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器被构造为,在阻尼所述电压转换器的所述缓冲电容器与所述硅基功率器件之间形成的谐振之后,将已经与所述碳化硅基功率器件同时关断的所述硅基功率器件接通。
9. 根据权利要求7所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器被构造

为,如果所述电压转换器的输出电压极性和输出电流极性彼此相反,或者如果所述输出电压为零且所述输出电流极性为正,则使串联承载所述负载电流的所述硅基功率器件和所述碳化硅基功率器件同时关断。

10. 根据权利要求5所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器被构造为,如果所述电压转换器的输出电压极性和输出电流极性相反,则使接通的所述硅基功率器件和所述碳化硅基功率器件同时关断。

11. 根据权利要求3所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中在所述正状态下,相对于所述第四互连节点,所述第三互连节点处的电压为正,而在所述负状态下,所述第三互连节点处的所述电压为负。

12. 根据权利要求11所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中在所述P型零状态和所述N型零状态下,相对于所述第四互连节点,所述第三互连节点处的电压为零。

13. 根据权利要求12所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述控制器被构造为,在所述P型零状态下接通所述第三硅基功率器件,并且在所述N型零状态下接通所述第二硅基功率器件。

14. 一种用于电压转换的系统,其特征在于,包括:

电压转换器,所述电压转换器具有多个分支,每个分支包括:

第一组硅基功率器件,所述第一组硅基功率器件联接到第一DC电压源;

第二组硅基功率器件,所述第二组硅基功率器件联接到第二DC电压源,其中所述第一组硅基功率器件和所述第二组硅基功率器件串联联接;

第一组碳化硅基功率器件,所述第一组碳化硅基功率器件联接到所述第一组硅基功率器件和所述第二组硅基功率器件;

缓冲电容器,所述缓冲电容器跨所述第一组碳化硅基功率器件连接;和

处理器,所述处理器被构造为控制所述第一组碳化硅基功率器件中的每个碳化硅基功率器件以及所述第一组硅基功率器件和所述第二组硅基功率器件中的每个硅基功率器件的开关,使得在任何给定时间,所述第一组碳化硅基功率器件中的一个碳化硅基功率器件与所述第一组硅基功率器件或所述第二组硅基功率器件中的一个硅基功率器件串联地传导电流。

15. 根据权利要求14所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中当要将所述电流从一个碳化硅基功率器件换向到另一个碳化硅基功率器件时,所述处理器被构造为使串联地传导所述电流的所述第一组碳化硅基功率器件中的所述一个碳化硅基功率器件和所述第一组或所述第二组中的所述一个硅基功率器件同时关断。

16. 根据权利要求15所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述处理器被构造为,在阻尼所述电压转换器的所述缓冲电容器与所述硅基功率器件之间形成的谐振之后,使已经与一个碳化硅基功率器件同时被关断的所述一个硅基功率器件接通。

17. 根据权利要求15所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中如果所述电压转换器的输出电压极性和输出电流极性彼此相反,或者如果所述输出电压为零且所述输出电流极性为正,则所述处理器使串联地传导所述电流的所述一个碳化硅基功率器件和所述一个硅基功率器件同时关断。

18. 根据权利要求15所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述处理器被构造

为,如果所述电压转换器的输出电压极性和输出电流极性相反,则使接通的所述硅基功率器件和所述碳化硅基功率器件同时关断。

19. 根据权利要求14所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述第一组硅基功率器件和所述第二组硅基功率器件中的每一组均包括一个或多个绝缘栅双极晶体管。

20. 根据权利要求14所述的用于电压转换的系统,其特征在于,其中所述第一组碳化硅基功率器件包括一个或多个金属氧化物半导体场效应晶体管。

## 三电平两级解耦有源NPC转换器

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求2017年7月10日提交的美国临时专利申请序列号62/530,530的优先权,其全部内容通过引用合并于此。

[0003] 关于联邦政府资助的研究与开发的声明

[0004] 本发明是在国家航空航天局授予的NNC15CA29C合同的政府支持下完成的。政府拥有本发明的某些权利。

### 技术领域

[0005] 本技术的实施例涉及功率转换器,并且更具体地涉及操作三电平两级解耦有源中性点钳位(NPC)转换器的方法。

### 背景技术

[0006] 涡轮电力推进或混合动力推进可以提高飞行器的能量转换效率,减少碳排放,并减少对碳基燃料的依赖。兆瓦(MW)级的轻量级高效高可靠性功率转换器是混合动力推进的重要部件。此外,为了减轻线缆重量,功率转换器需要承受中等的直流(DC)电压应力。此外,为了减轻混合动力推进中所使用的电动机的重量,功率转换器的输出基频需要较高,例如,高于1kHz,因此需要功率转换器具有更高的切换频率。

[0007] 碳化硅(SiC)是一种半导体,越来越多地用于诸如金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)的功率电子器件中,以满足功率转换器的高切换频率和效率要求。此外,三电平NPC转换器拓扑是功率转换器的首选,因为它可以实现更高的额定电压,而无需对器件进行序列化;更好的谐波性能以减少滤波器的重量;以及更低的切换损耗,以实现高效率。

[0008] 为了设计这样的三电平转换器,最主要的挑战是如何最小化换向回路电感。除了换向回路电感以外,与Si IGBT模块相比,基于SiC MOSFET的多电平转换器还面临其他挑战。SiC MOSFET模块比Si IGBT模块贵得多,并且具有固有的热不平衡特性。已经提出了有效减轻热不平衡问题的方法。但是,这样的方法将更多的切换动作从短换向回路转移到长换向回路。这样的方法将导致更高的系统级切换损耗。

[0009] 因此,期望一种解决上述问题的系统和方法。

### 发明内容

[0010] 根据本技术的实施例,提供了一种系统,该系统具有电压转换器和控制电压转换器的操作的控制器。电压转换器包括多个分支,其中每个分支包括第一组和第二组硅(Si)基功率器件,它们分别跨第一和第二直流(DC)电压源连接并在第四互连节点处彼此连接。第一组硅基功率器件包括在第一互连节点处彼此连接的第一和第二硅基功率器件。此外,第二组硅基功率器件包括在第二互连节点处彼此连接的第三和第四硅基功率器件。该系统还包括跨第一互连节点和第二互连节点联接的第一组碳化硅(SiC)基功率器件,其中第一组碳化硅基功率器件包括在第三互连节点处彼此连接的第一碳化硅基功率器件和第二碳

化硅基功率器件。该系统还包括跨第一和第二互连节点连接的缓冲电容器。

[0011] 根据本技术的另一个实施例,提供了一种系统,该系统具有电压转换器和控制电压转换器的操作的处理器。电压转换器包括多个分支,其中每个分支包括联接到第一DC电压源的第一组硅(Si)基功率器件和联接到第二DC电压源的第二组硅基功率器件。第一组硅基功率器件和第二组硅基功率器件串联联接。电压转换器还包括与第一组硅基功率器件和第二组硅基功率器件联接的第一组碳化硅(SiC)基功率器件以及跨第一组碳化硅基功率器件连接的缓冲电容器。处理器被构造为控制第一组碳化硅基功率器件中的每个碳化硅基功率器件以及第一组硅基功率器件和第二组硅基功率器件中的每个硅基功率器件的开关,使得在任何给定时间,第一组碳化硅基功率器件中的一个碳化硅基功率器件与第一组硅基功率电子器件或第二组硅基功率电子器件中的一个硅基功率电子器件串联地传导电流。

### 附图说明

[0012] 当参考附图阅读以下详细描述时,将更好地理解本发明的实施例的这些以及其他特征和方面,在附图中,相同的字符表示相同的部分,其中:

[0013] 图1示出了根据实施例的三电平两级解耦有源中性点钳位(3L-TDANPC)转换器系统的示意图;

[0014] 图2是根据实施例的由3L-TDANPC转换器系统输出的电压信号以及提供给图1的混合转换器系统中的开关装置的栅极信号的时序图的图;

[0015] 图3示出了根据实施例的3L-TDANPC转换器的四个基本操作状态(正状态,P型零状态,负状态和N型零状态)的示意图;

[0016] 图4示出了根据实施例的描绘用于3L-TDANPC转换器的换向回路的示意图;

[0017] 图5示出了根据实施例的描绘在3L-TDANPC转换器中没有阻尼的换向过程的示意图;

[0018] 图6示出了根据实施例的描绘在3L-TDANPC转换器中具有单脉冲阻尼技术的换向过程的示意图;

[0019] 图7示出了根据实施例的描绘在输出电压为正而输出电流为负的情况下3L-TDANPC转换器中不具有任何阻尼机制的换向过程的示意图;

[0020] 图8示出了根据实施例的描绘在3L-TDANPC转换器中具有栅极关断有源阻尼技术的换向过程的示意图;

[0021] 图9示出了根据实施例的基于热建模的3L-TDANPC转换器的仿真结果的图形图;

[0022] 图10示出了根据实施例的基于仿真结果的3L-TDANPC转换器的效率曲线的图形图;和

[0023] 图11示出了根据实施例的描绘在短路故障期间3L-TDANPC转换器中的故障电流的示意图。

### 具体实施方式

[0024] 除非另有定义,否则本文所使用的技术和科学术语具有与本公开所属领域的普通技术人员通常所理解相同含义。如本文所使用的,术语“第一”,“第二”等不表示任何顺序,数量或重要性,而是用于将一个元件与另一个元件区分开。同样,术语“一”和“一种”不

表示数量限制,而是表示存在至少一个所引用的项目。术语“或”旨在是包括性的,并且是指所列项目中的一个,一些或全部。本文中“包括”,“包含”或“具有”及其变体的使用意在涵盖其后列出的项目及其等同物以及附加项目。术语“连接”和“联接”不限于物理或机械连接或联接,并且可以包括直接或间接的电连接或联接。此外,术语“电路”和“电路系统”以及“控制器”可以包括单个部件或多个部件,它们是有源的和/或无源的并且被连接或以其他方式联接在一起以提供所描述的功能。

[0025] 如本文所用,术语“模块”是指软件,硬件或固件,或它们的任何组合,或执行或促进本文所描述的过程的任何系统,处理或功能。

[0026] 提出了一种拓扑结构,该拓扑结构称为三电平两级解耦有源中性点钳位(3L-TDANPC)转换器。3L-TDANPC转换器内置有IGBT和SiC MOSFET模块。SiC MOSFET的换向回路都在模块内,以保持较低的切换损耗。另外,利用IGBT模块有助于显著降低系统成本,并且可以将流经SiC MOSFET的短路电流限制在非常安全的水平。

[0027] 作为介绍,图1示出了根据本方法的实施例的三电平两级解耦有源中性点钳位(3L-TDANPC)转换器系统10的示意图,该转换器系统10结合了Si功率电子器件和SiC功率电子器件以将DC电压信号转换为AC电压信号。应当注意,图1的示意图可以表示多相转换器系统的一个相脚。这样,可以在这种多相转换器系统的一个或多个分支(leg)上采用3L-TDANPC转换器系统10。

[0028] 在一个实施例中,3L-TDANPC转换器系统10的Si功率电子器件和SiC功率电子器件可以分别是Si IGBT 12和SiC MOSFET 14。Si IGBT 12可包括使用Si作为半导体材料在导通状态与非导通状态之间切换的具有不同额定值的各种类型的IGBT(例如,1.7kV,3.3kV,4.5kV或6.5kV的IGBT)。以相同的方式,SiC MOSFET可以包括使用SiC作为半导体材料在导通状态与非导通状态之间切换的具有不同额定值的各种类型的MOSFET。

[0029] 在一些实施例中,多个Si IGBT 12可以被分组在一起作为模块16的一部分。例如,在转换器系统10中,两个Si IGBT 12可以彼此串联电联接并且提供三个互连节点(例如11、13、15),其中模块16可以联接到其他电气部件。互连节点可以位于Si IGBT 12之一的集电极侧,在Si IGBT 12之一的发射极侧,以及在两个Si IGBT 12之间。

[0030] 在一个实施例中,第一Si IGBT T1在第一互连节点13处连接到第二Si IGBT T2。类似地,第三Si IGBT T3在第二互连节点19处连接到第四Si IGBT T4。此外,第一Si IGBT T1的发射极在互连节点13处连接到第二Si IGBT T1的集电极,并且第三Si IGBT T3的发射极在互连节点19处连接到第四Si IGBT T4的集电极。此外,Si IGBT的两个模块16在第四互连节点15处彼此连接。

[0031] 以相同的方式,多个SiC MOSFET 14可以被分组在一起作为模块18的一部分,使得两个SiC MOSFET 14(T5和T6)可以在第三互连节点17处彼此串联地电联接。此外,模块18可以跨第一互连节点13和第二互连节点19连接。模块18的互连节点17可以位于SiC MOSFET T5的漏极侧连接到SiC MOSFET T6的源极侧的位置。此外,负载可以连接到互连节点17。

[0032] 转换器系统10的每个Si IGBT模块16可以跨DC电压源(例如,DC电压源20,DC电压源22)联接。然后将每个Si IGBT模块16的互连节点(例如13、19)或输出与SiC MOSFET模块18串联联接。例如,模块16的两个Si IGBT 12之间的互连节点可以联接到模块18的SiC MOSFET的源极侧和漏极侧。缓冲电容器32也放置在两个互连节点13和19之间。缓冲电容器

32将用于Si IGBT和SiC MOSFET的大换向回路(没有缓冲电容器32)分成两个较小的回路,这将在随后的段落中进行讨论。借助缓冲电容器,可将SiC MOSFET的换向回路电感降至最低。因此,即使3L-TDANPC转换器的大部分是Si IGBT,也可以实现非常低的切换损耗。

[0033] 转换器系统10的AC输出电压可以在输出端子(例如21、23)提供,该输出端子连接到模块18的SiC MOSFET之间的互连节点(例如17)并连接到电压源20和电压源22之间的互连节点(例如15)。在一些实施例中,电压源20和电压源22都提供相同量的DC电压。这样,可以以受控的方式接通和断开Si IGBT 12和SiC MOSFET 14,以将经由电压源20和22提供的DC电压信号转换为由转换器系统10输出的AC电压信号。然后可以将AC电压信号输出提供给各种类型的AC供电设备,例如AC电动机等,以执行各种类型的操作。

[0034] 在一个实施例中,可以通过提供给Si IGBT 12和SiC MOSFET 14的栅极的栅极信号来控制Si IGBT 12和SiC MOSFET 14的开关。这样,转换器系统10可以包括转换器控制系统(或控制器)24,其可以向转换器系统10中的Si IGBT 12和SiC MOSFET 14中的每个提供栅极信号以控制转换器系统10的操作。

[0035] 转换器控制系统24通常可以包括处理器26,该处理器26确定适当的栅极信号以提供给转换器系统10的Si IGBT 12和SiC MOSFET 14,从而使用DC电压源20和22产生期望的AC电压输出信号。处理器26可以是能够执行计算机可执行指令(例如,软件代码,程序,应用)的任何类型的计算机处理器或微处理器。处理器26还可以包括可以协作以执行以下描述的操作的多个处理器。

[0036] 通常,如上所述,处理器26可以执行软件应用,该软件应用包括确定栅极信号以提供给Si IGBT 12和SiC MOSFET 14的程序,使得得到的AC电压输出对应于期望的电压信号。例如,图2示出了提供给图1的转换器系统10的实施例的Si IGBT 12和SiC MOSFET 14的各个栅极的栅极信号的示例时序图30。

[0037] 然而,当从相应的Si IGBT 12去除栅极信号并且Si IGBT关断或进入非导通状态时,与相应的Si IGBT 12串联联接的对应的SiC MOSFET 14将已经关断。即,对应的SiC MOSFET 14可以比其对应的Si IGBT 12更早处于非导通状态。这样,当对应的Si IGBT 12的栅极信号被去除时,由于SiC MOSFET 14已经关断,所以Si IGBT 12中的电流已经为零。结果,与SiC MOSFET相比传统上具有更高切换损耗的Si IGBT 12在关断期间几乎没有损耗。

[0038] 在某些实施例中,处理器26可以将栅极信号提供给Si IGBT 12和SiC MOSFET 14,使得一个Si IGBT 12将在任何给定时间与一个SiC MOSFET 14串联。另外,处理器26可以将栅极信号发送到Si IGBT 12以使Si IGBT 12以基本线频率(例如60Hz)进行切换,并且可以将栅极信号发送到SiC MOSFET 14,从而以较高的频率(例如,>1kHz)进行切换,以合成所需的AC电压输出波形。因此,如图2所示,与提供给SiC MOSFET 14的栅极信号(例如,G5,G6)相比,提供给Si IGBT 12的栅极信号(例如,G1,G2,G3,G4)的变化频率更低。结果,AC电压输出40(参考波)可以对应于所需的正弦波,如图2所示。图2还描绘了载波42。载波42和AC电压输出40的交点通常形成方波形或脉冲宽度调制(PWM)门波形,其可以用于控制Si IGBT 12和SiC MOSFET 14。

[0039] 应当注意,图2仅仅是栅极信号的一个示例,并且产生栅极信号的其他方法也在本技术的范围内,如下所述。在一个实施例中,处理器26可以基于3L-TDANPC转换器10的输出电压极性和输出电流方向来协调提供给Si IGBT 12和SiC MOSFET 14的栅极信号。例如,如



果输出电压极性为正(即,输出端子21相对于输出端子23为正)并且输出电流为正(即输出电流从转换器中流出),则处理器可以提供栅极信号,从而在开关T5(SiC MOSFET)换向期间,开关T1和T5(SiC MOSFET)同时关断。如后面的段落所述,这导致在开关T5的换向期间形成的LC谐振的阻尼。在一实施例中,传感器34可用于确定输出电流的方向。

[0040] 图3示出了根据实施例的3L-TDANPC转换器的四个基本操作状态的示意图,四个基本操作状态即:正(P)状态(50);P型零状态(52);负(N)状态(54);和N型零状态(56)。如前所述,3L-TDANPC转换器的输出电压是AC电压波形。这里,正状态是指输出端子58处的电压相对于DC端子60为正,负状态是指输出端子58处的电压相对于DC端子60为负。此外,P型零状态是指在开关T3处于接通位置的情况下,相对于DC端子60,输出端子58处的电压为零,N型零状态是指在开关T2(而不是T3)处于接通位置的情况下,相对于DC端子64,输出端子58处的电压为零。

[0041] 在每个操作状态下,控制器被构造为将来自第一组硅基功率器件中的一个硅基功率器件(即,开关T1或开关T2)接通,并且将来自第二组硅基功率器件中的另一个硅基功率器件(即,开关T3或T4)接通。此外,在每个操作状态中,控制器被构造为接通一个碳化硅基功率器件,即,开关T5或开关T6,使得一个碳化硅基功率器件和被接通的一个硅基功率器件一起串联承载负载电流。

[0042] 从图3可以看出,串联承载负载电流的硅基功率器件和碳化硅基功率器件包括:i)在正状态50期间的开关T1和T5,ii)在P型零状态52期间的开关T3和开关T6,iii)在负状态54期间的开关T4和开关T6,以及iv)在N型零状态56期间的开关T2和开关T5。

[0043] 当3L-TDANPC转换器从正状态50切换到P型零状态52时,来自开关T5的电流经由缓冲电容器62换向至开关T6。类似地,当转换器从P型零状态52切换到正状态50时,来自开关T6的电流经由缓冲电容器62换向至开关T5。因此,如图4所示,用于SiC MOSFET的换向回路72在开关T5,T6和缓冲电容器62之间。应当注意,在正状态50和P型零状态52期间,Si开关T1和T3总是接通。

[0044] 当输出电压的极性从正变为负时,P状态50经由P型零状态52切换到N状态54。在负状态54下,Si开关T2和T4接通。换句话说,在电压从正极性变为负极性期间,来自Si开关T1和T3的电流被换向至开关T2和T4。类似地,在电压从负极性改变为正极性期间,来自Si开关T2和T4的电流被换向至开关T1和T3。尽管开关T1,T2,T3和T4经历硬切换(例如,经由如图4所示的换向回路74),但是由于它们仅在基频(例如60Hz)下切换,因此它们中的切换损耗非常有限。换向回路74形成在缓冲电容器62,Si开关和DC电压源的DC连接电容器76之间。

[0045] 由于转换器中的寄生电感,在3L-TDANPC转换器切换期间将会观察到谐振电流,如果没有适当地阻尼,尤其是在重负载条件下,会引起热和电磁干扰(EMI)问题。转换器中的寄生电感取决于系统构造和机械布局。因此,本文描述了阻尼这种共振的缓解方法。

[0046] 图5示出了描述没有任何阻尼机制的3L-TDANPC转换器中的换向过程的示意图。在3L-TDANPC转换器的输出电压和输出电流均为正的情况下,示意图80描绘了3L-TDANPC转换器的“换向前”操作,示意图82描绘了3L-TDANPC转换器的“换向时”操作,示意图84代表了3L-TDANPC转换器的“换向后”操作。应当注意,示意图80、82和84中的每一个示出了3L-TDANPC转换器的简化形式,并且仅示出了其一部分。此外,每个示意图中的深色部分表示负载电流的路径。

[0047] 示意图80显示,在换向过程开始之前,即在电流 $I_L$ 从开关T5换向至开关T6之前,开关T1和T5承载负载电流 $I_L$ 。在电流 $I_L$ 从T5换向至T6之后,电流 $I_L$ 将继续流过开关T1并为缓冲电容器62充电,如示意图82所示。因此,缓冲电容器电压增加,并且缓冲电容器与DC总线电容器76之间的电压差将减小开关T1中的电流并增大开关T3中的电流。在开关T1中的电流达到零之后,负载电流 $I_L$ 被完全换向至开关T3。然而,此时,缓冲电容器62以比横跨电容器76的DC总线电压更高的电压充电,并且该电压差开始驱动通过开关T1负电流并增加开关T3中的电流,从而初始化LC谐振,如示意图84所示。LC谐振的谐振频率由换向回路78的电感和缓冲电容器62确定。例如,如果换向回路78的电感(L)为115nH,并且缓冲电容器电容值(C)为2.72 $\mu$ F,则LC谐振的谐振频率f可以给出为:

$$[0048] \quad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 284 \text{ kHz} \quad (1)$$

[0049] 此外,缓冲电容器的电压变化( $\Delta V_{snub}$ )由负载电流的值(I)确定。对于上述情况,如果负载电流值为600A,则:

$$[0050] \quad \Delta V_{snub} = I\sqrt{L/C} = 123 \text{ V} \quad (2)$$

[0051] 如果DC总线电压为 $\pm 1000$ V,则缓冲电容器电压将在877V至1123V的范围内。

[0052] 应该注意的是,在没有任何阻尼机制的情况下,由于换向回路中的阻抗,LC谐振的能量最终将被阻尼。然而,期望耗散Si器件中的大部分能量,而不是耗散换向回路中的其他部件中的大部分能量,因为与诸如缓冲电容器的其他部件相比,冷却Si GBT模块要容易得多。另外,为了最小化任何与EMI相关的问题,需要尽可能快地阻尼谐振。因此,根据本技术的实施例,使用单脉冲阻尼方法。

[0053] 图6示出了描绘在3L-TDANPC转换器中具有单脉冲阻尼技术的换向过程的示意图。在3L-TDANPC转换器的输出电压和输出电流均为正的情况下,示意图90描绘了3L-TDANPC转换器的“换向前”操作,而示意图92描绘了3L-TDANPC转换器的“换向后”操作。应当注意,示意图90和92中的每一个示出了3L-TDANPC转换器的简化形式,并且仅示出了其一部分。此外,每个示意图中的深色部分表示负载电流的路径。

[0054] 在单脉冲阻尼方法中,为了阻尼在将电流从开关T5换向至T6期间形成的LC谐振,处理器26使开关T1与开关T5一起或同时关断。应当注意,在图2中,施加到开关T1和T3的栅极脉冲G1和G3被示出为相同。然而,在这一点上,即在单脉冲阻尼方法期间,G1为零而G3仍然为高,因此尽管开关T1被关断,但是开关T3保持接通。由于开关T1与换向回路78的回路电感串联,因此关断T1意味着断开回路电感中的电流。断开回路电感中的电流会感应出横跨开关T1的附加电压。横跨开关T1的这种附加电压迫使流过T1的电流为零,从而使负载电流 $I_L$ 换向至开关T3,如示意图92所示。一旦谐振被阻尼,就可以立即再次将开关T1接通。阻尼谐振的整个过程只需要很少的时间。在一实施例中,谐振被阻尼小于1 $\mu$ s。因此,仅出于尽可能快地消除谐振电流的目的,同时将开关T1和T5关断。

[0055] 应当注意,图6公开了当输出电压为正且输出电流为正时3L-TDANPC转换器的操作。然而,在其他情况下,例如当输出电压为零且电流为正时以及当输出电压和电流均为负时,可以采用相同的方法。换句话说,只要输出电压极性和输出电流方向相同或至少当输出电压为零时,本文所述的单脉冲阻尼方法将阻尼谐振。

[0056] 图7示出了在输出电压为正而输出电流为负的情况下,在3L-TDANPC转换器中没有

任何阻尼机制的换向过程的示意图。示意图100描绘了3L-TDANPC转换器的“换向前”操作，示意图102描绘了3L-TDANPC转换器的“换向时”操作，并且示意图104代表了3L-TDANPC转换器的“换向后”操作。应当注意，示意图100、102和104中的每一个示出了3L-TDANPC转换器的简化形式，并且仅示出了其一部分。此外，每个示意图中的深色部分表示负载电流的路径。

[0057] 当输出电压为正且输出电流为负时，如示意图100所示，负载电流 $I_L$ 流经开关T1的反并联二极管108。因此，即使开关T1被关断，电流也不会被中断。如示意图102所示，当将来自开关T5的电流换向至开关T6时，被换向至开关T6的负载电流开始使缓冲电容器62放电。缓冲电容器62将被放电，并且缓冲电容器62和DC电容器76之间的电压差将使开关T1中的电流换向至开关T3，直到开关T1中的电流减小到零为止。此后，将在缓冲电容器62与开关T1和T3之间形成谐振电路，如示意图104所示，因为开关T1和T3都仍然接通。如前所述，在没有任何阻尼机制的情况下，由于谐振电路的阻抗，谐振电路中的谐振电流106最终将消失。但是，希望尽可能快地消除谐振，以最小化任何与EMI有关的问题。

[0058] 图8示出了描述在3L-TDANPC转换器中采用栅极关断有源阻尼 (Gate-Off Active Damping) 技术的换向过程的示意图。在输出电压为正且输出电流为负的情况下，示意图110描绘了3L-TDANPC转换器的“换向前”操作，而示意图112描绘了3L-TDANPC转换器的“换向后”操作。应当注意，示意图110和112中的每一个示出了3L-TDANPC转换器的简化形式，并且仅示出了其一部分。此外，每个示意图中的深色部分表示负载电流的路径。

[0059] 在栅极关断有源阻尼方法中，处理器26在电流从开关T5换向至T6或者与开关T5同时关断的整个切换周期中将开关T1和T3一起关断，以阻尼在电流从开关T5到T6的换向期间形成的LC谐振。由于开关T1处于关断状态，因此，如示意图112所示，在将开关T1中的电流换向至开关T3之后，谐振电流106不能反向。在该过程之后，缓冲电容器62经由负载电流放电，并且DC电容器76和缓冲电容器62之间的电压差被开关T1的二极管108阻断。当电流要从开关T6换向到开关T5时，遵循类似的过程。

[0060] 应当注意，如果电流方向未知，例如，当电流幅度不够高而无法确定其方向时，则单脉冲阻尼方法也可以用于输出电压极性与输出电流极性不同的情况。在这种情况下，如果确实发生谐振，则由于电流水平本身较低，因此影响非常有限。

[0061] 图9示出了基于热模型的3L-TDANPC转换器的仿真结果的图形图120。该仿真是在2400V的标称DC总线电压下进行的。图120的水平轴122以兆瓦 (MW) 示出了TDANPC转换器的输出功率，并且图120的垂直轴124以瓦特示出了TDANPC转换器的器件损耗击穿 (breakdown)。从图120可以看出，IGBT的导通损耗 ( $P_{Si\_导通}$ ) 和SiC MOSFET的切换损耗 ( $P_{SiC\_切换}$ ) 是转换器输出功率低于或等于1MW的两个主要成分。输出功率超过1MW时，SiC MOSFET的导通损耗 ( $P_{SiC\_导通}$ ) 变得更加显著。

[0062] 图10示出了基于仿真结果的3L-TDANPC转换器的效率曲线的图形图130。图130的水平轴122以兆瓦 (MW) 示出了3L-TDANPC转换器的输出功率，并且图130的垂直轴134以百分比 (%) 示出了3L-TDANPC转换器的效率。从图130可以看出，在1MW输出功率条件下，3L-TDANPC转换器的转换器效率为99.18%。在轻负载条件下，例如25%的负载，效率可以高达99.5%。3L-TDANPC转换器的如此高的效率主要是由于只有SiC MOSFET用于载频操作，而Si IGBT仅以基频切换。应当指出，这种情况下的仿真是在16.8kHz的切换频率下进行的。同样，此处的效率仿真仅考虑换向回路中的Si和SiC器件损耗和泄漏损耗。

[0063] 应当注意,与Si IGBT相比,通常SiC MOSFET具有弱的短路能力,即,SiC MOSFET不能像Si IGBT一样长时间承受短路电流(故障电流)。例如,如果Si IGBT可以承受 $10\mu\text{s}$ 的短路电流,则SiC MOSFET可以承受1或 $2\mu\text{s}$ 的短路电流。但是,在此处介绍的3L-TDANPC转换器中,SiC MOSFET,即开关T5和T6可以承受超过 $10\mu\text{s}$ 的故障电流(短路电流),而无需在栅极驱动中使用任何其他短路电流保护方案。如图11所示,在短路条件期间,流经开关T5或T6的故障电流由两部分组成:(1)来自缓冲电容器的能量的 $i_1$ ,和(2)来自DC总线电容器的 $i_2$ 。在短路故障期间,由于低回路电感, $i_1$ 的上升速度非常快,但是,缓冲电容器中存储的能量有限。例如,对于图11所示的示意图140,总能量仅为2J,因此,每个模块中耗散的能量可以忽略不计。此外,高回路电感将限制电流 $i_2$ 的 $di/dt$ 。此外,电流 $i_2$ 的峰值受IGBT的饱和电流水平限制。例如,对于600A IGBT,当栅极电压为15V时, $i_2$ 将在3000A处饱和,这进一步由两个SiC模块共享。因此,对于SiC MOSFET来说,携带如此低的短路电流是安全的,直到通过IGBT栅极驱动器中的去饱和(desat)保护清除故障为止。

[0064] 该转换器拓扑的优点包括:(1)由于增加了缓冲电容器而实现了小的换向回路,因此该IGBT和SiC MOSFET的切换损耗低;(2)成本低,因为SiC MOSFET仅用于AC侧;(3)在这种拓扑结构中,切换器件之间的热量分布均衡;和(4)由于IGBT引起的SiC MOSFET的短路故障能力。

[0065] 本书面描述使用示例来解释本公开,包括最佳模式,并且还使本领域的任何技术人员能够实践本公开,包括制造和使用任何装置或系统以及执行任何结合的方法。本公开的可专利范围由权利要求书限定,并且可以包括本领域技术人员想到的其他示例。如果这样的其他示例具有与权利要求的字面语言没有不同的结构元件,或者如果它们包括与权利要求的字面语言没有实质性差异的等效结构元件,则这些其他示例意图落入权利要求的范围内。

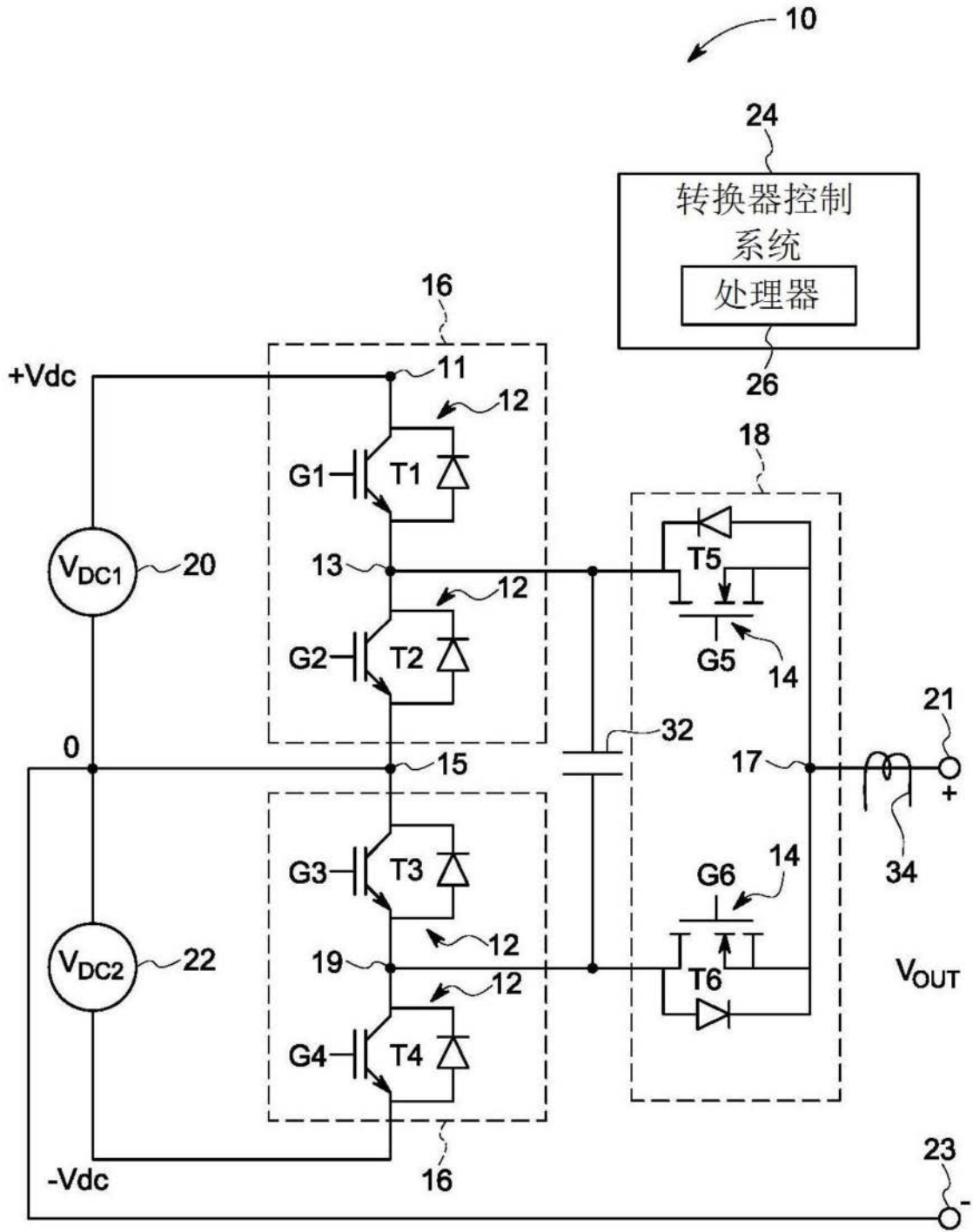


图1

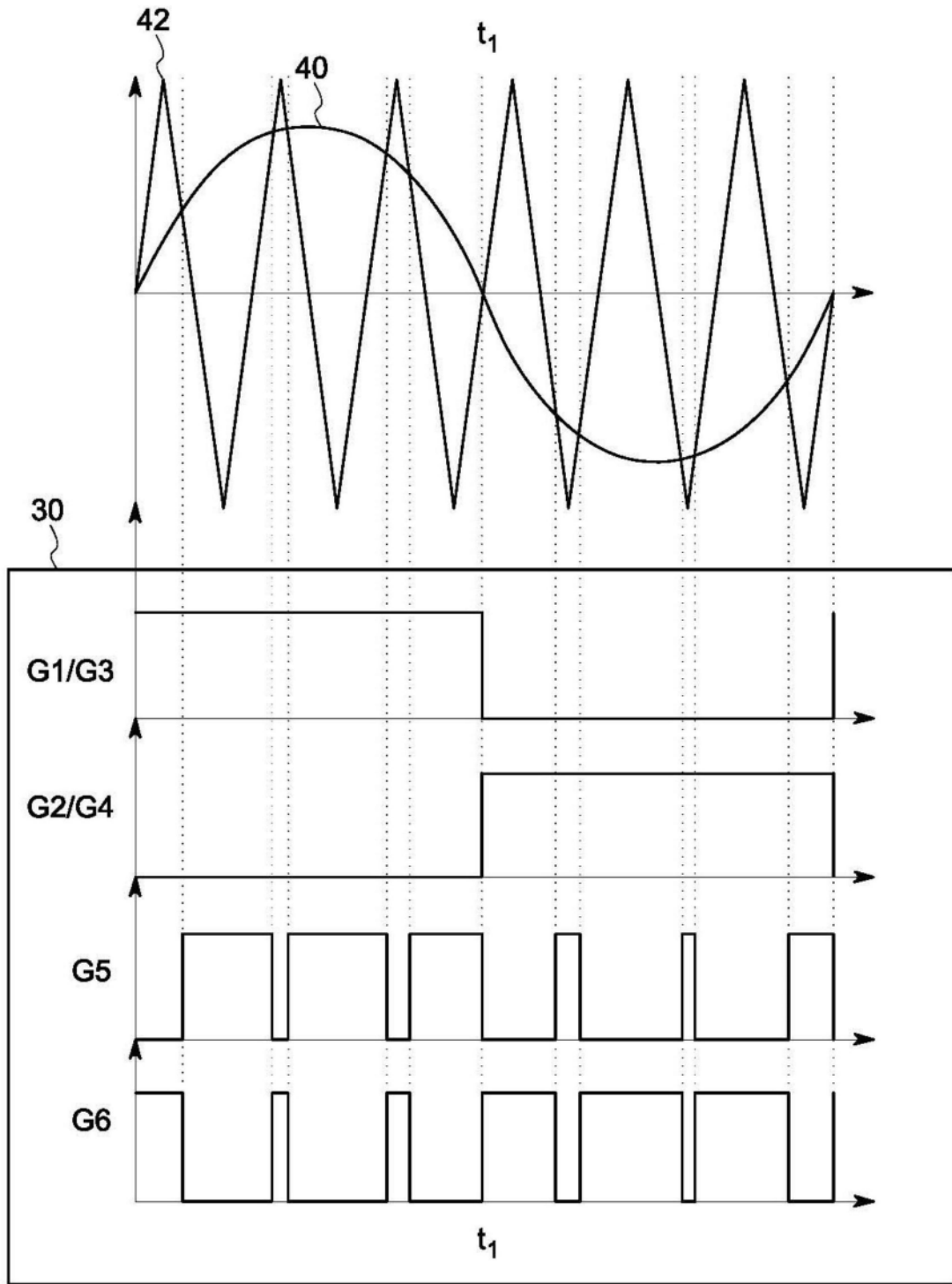


图2

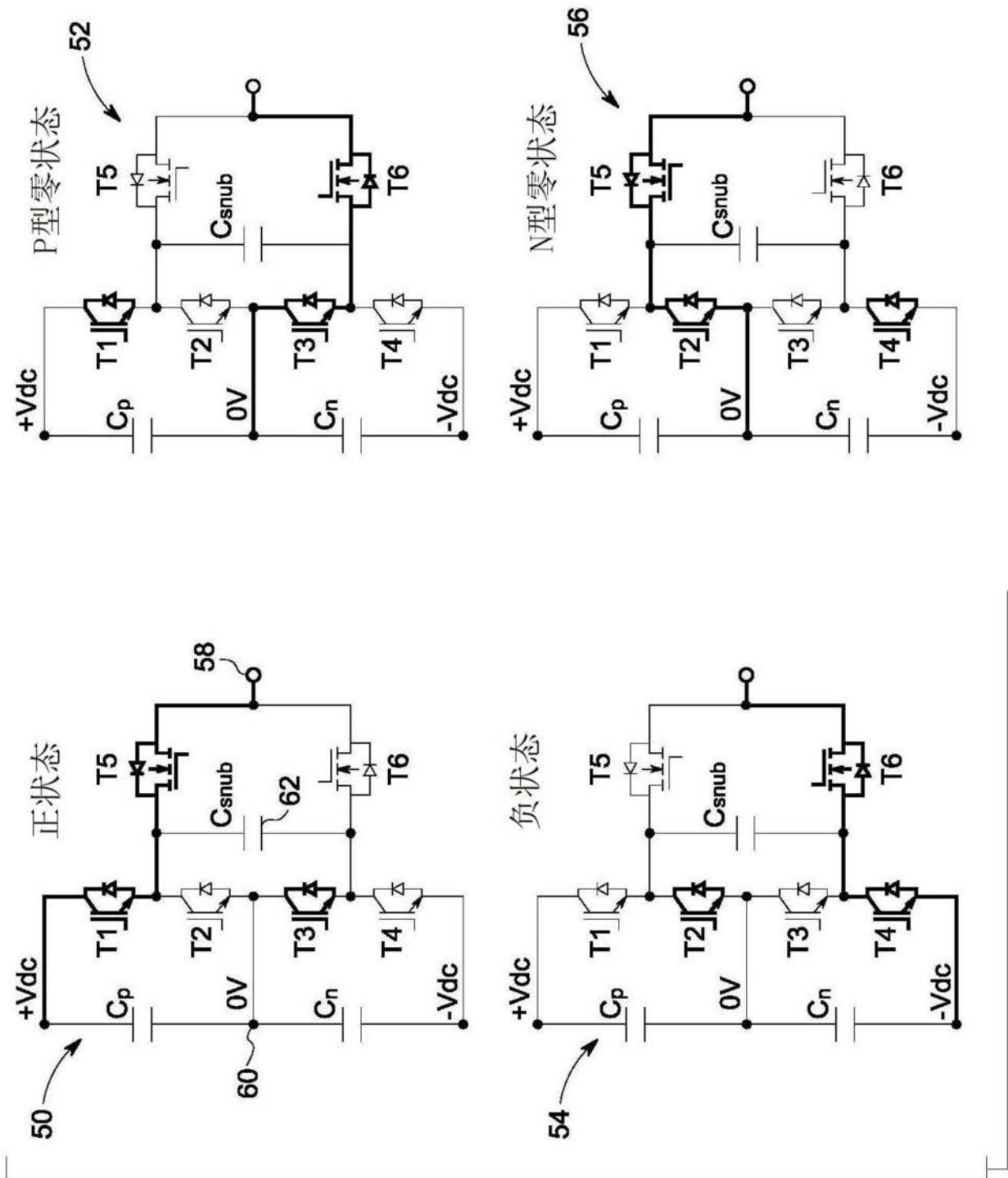


图3

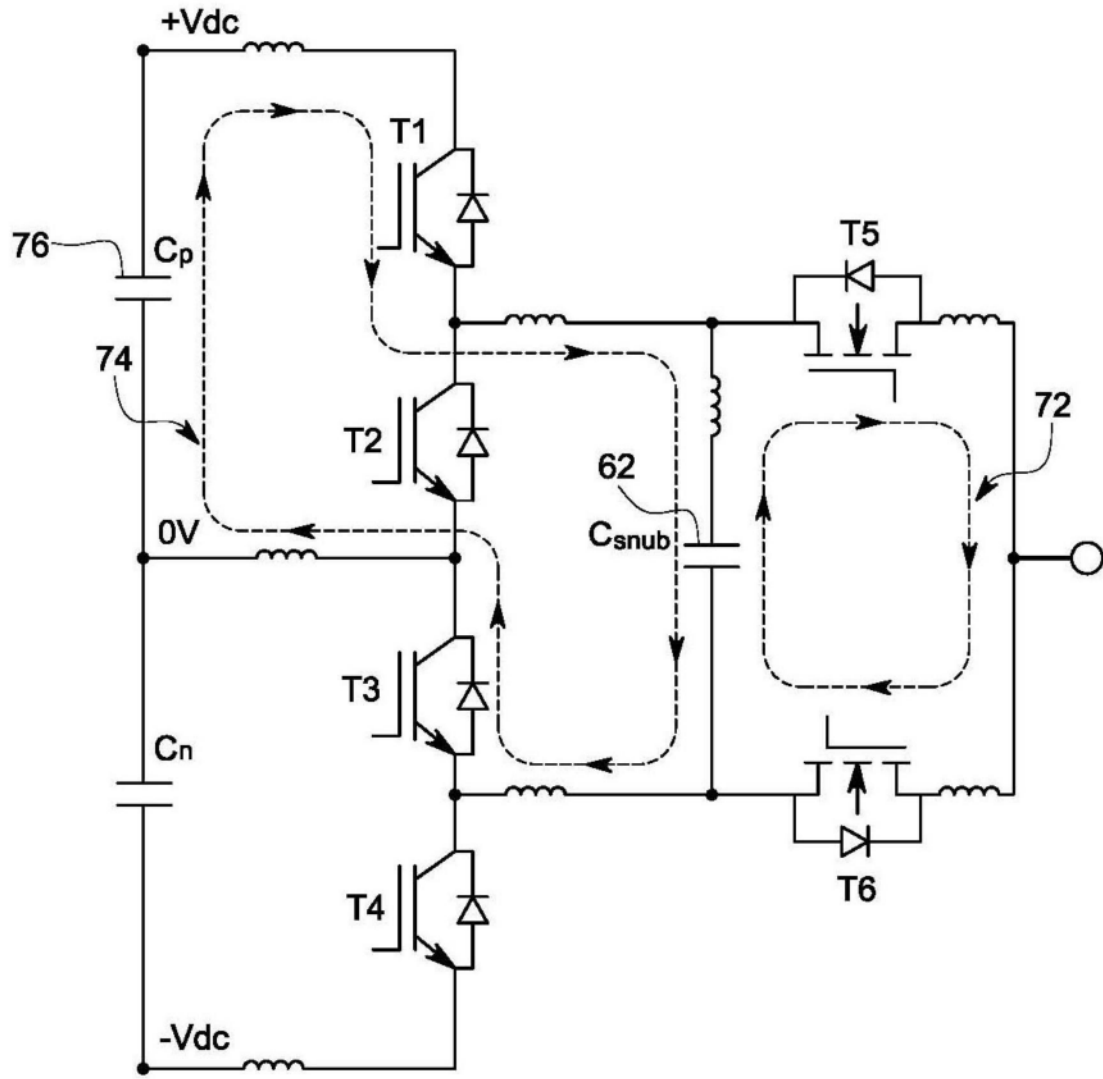


图4



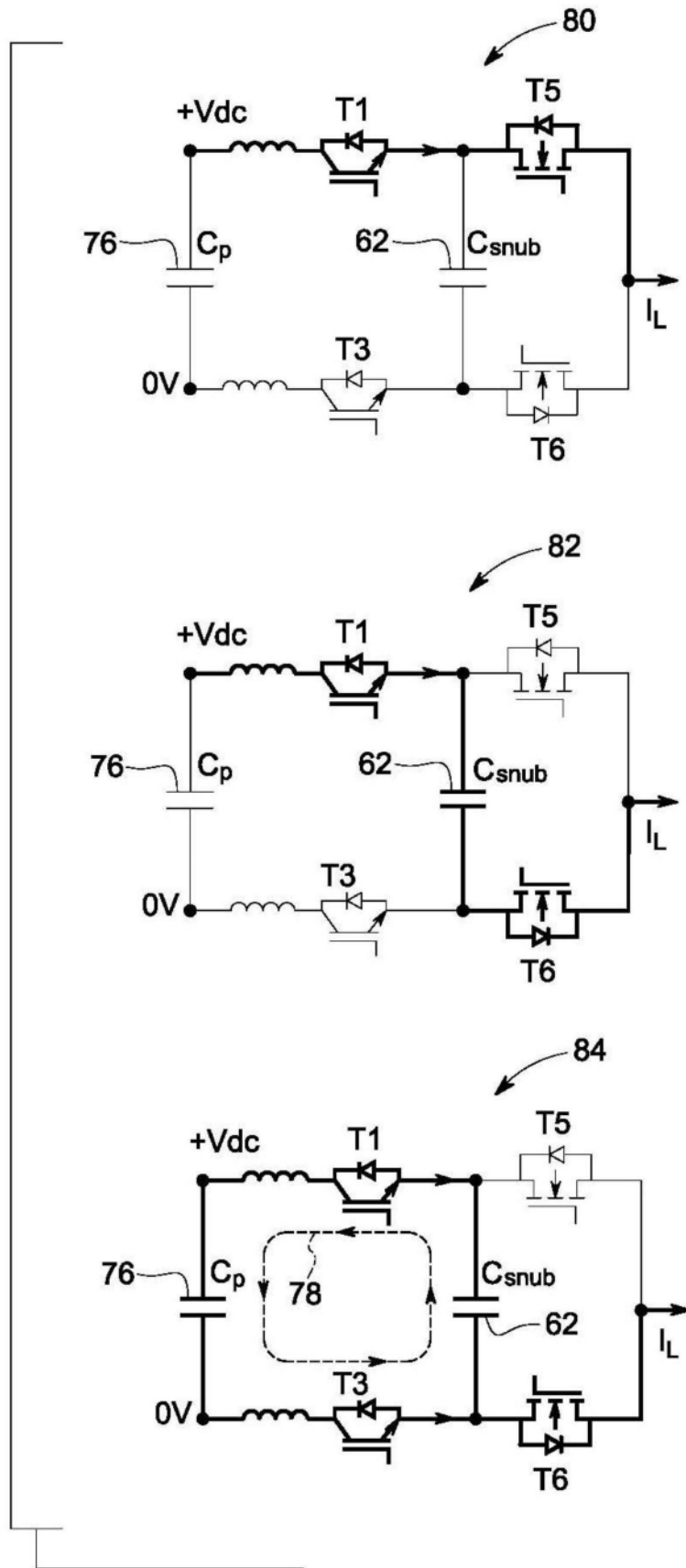


图5

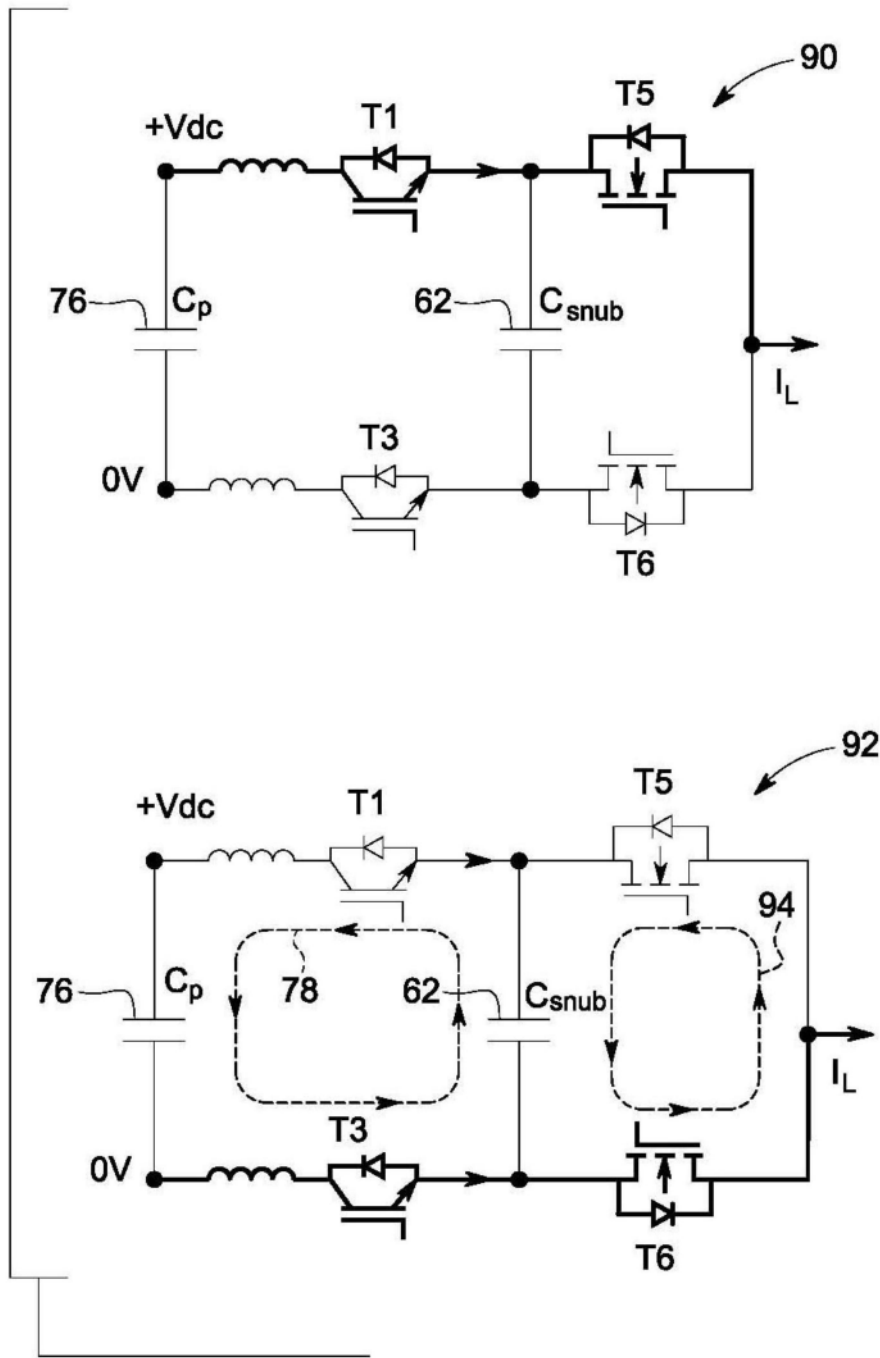


图6

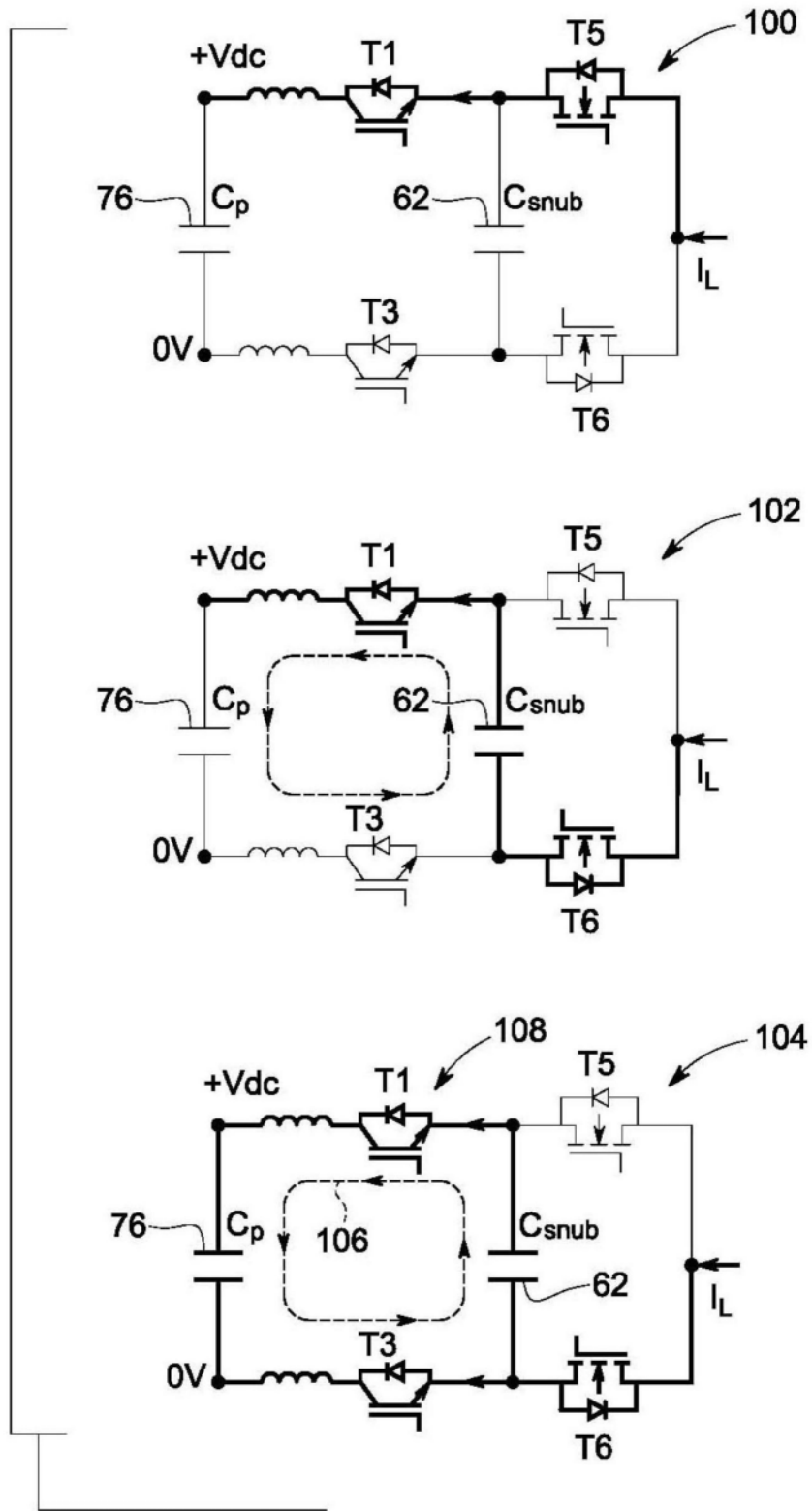


图7

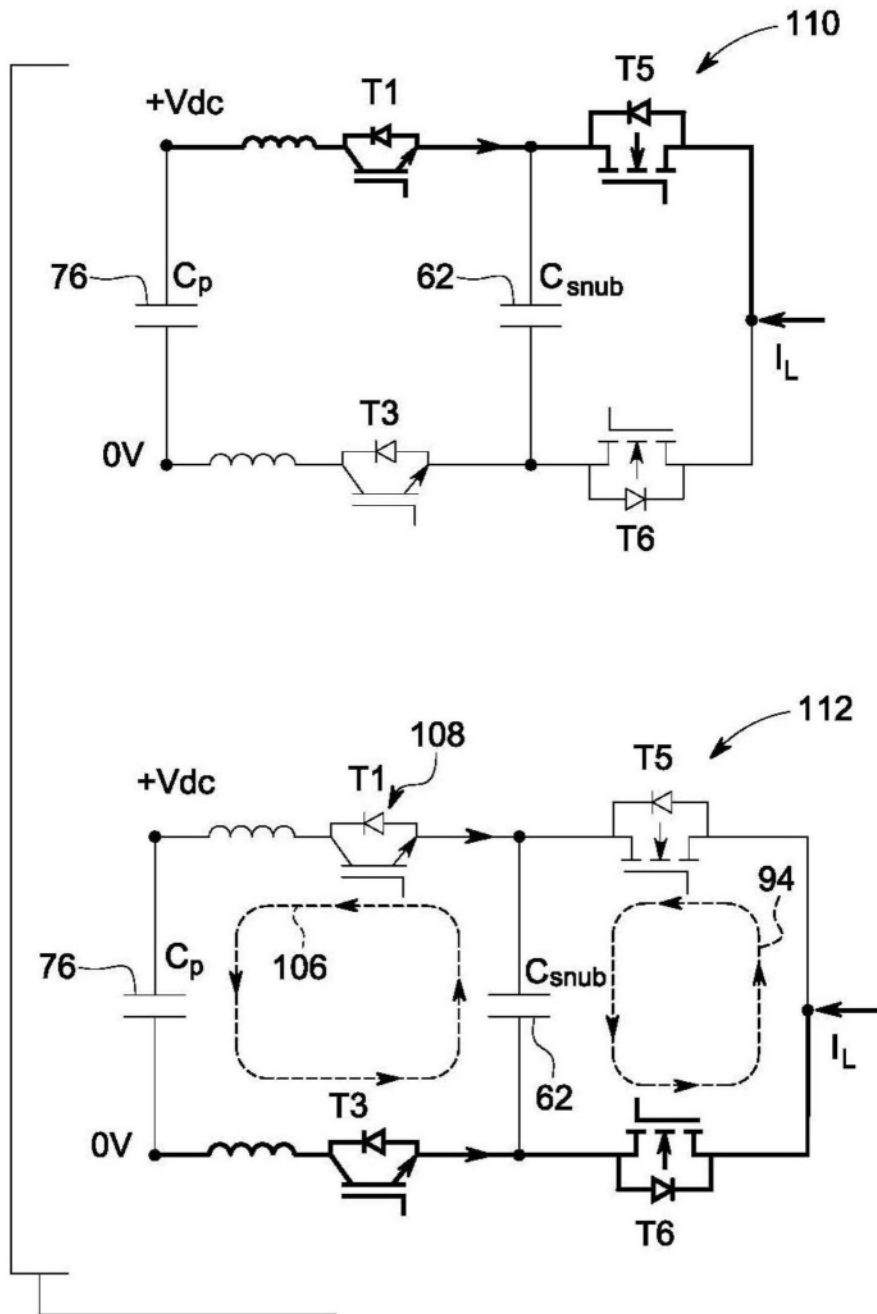


图8

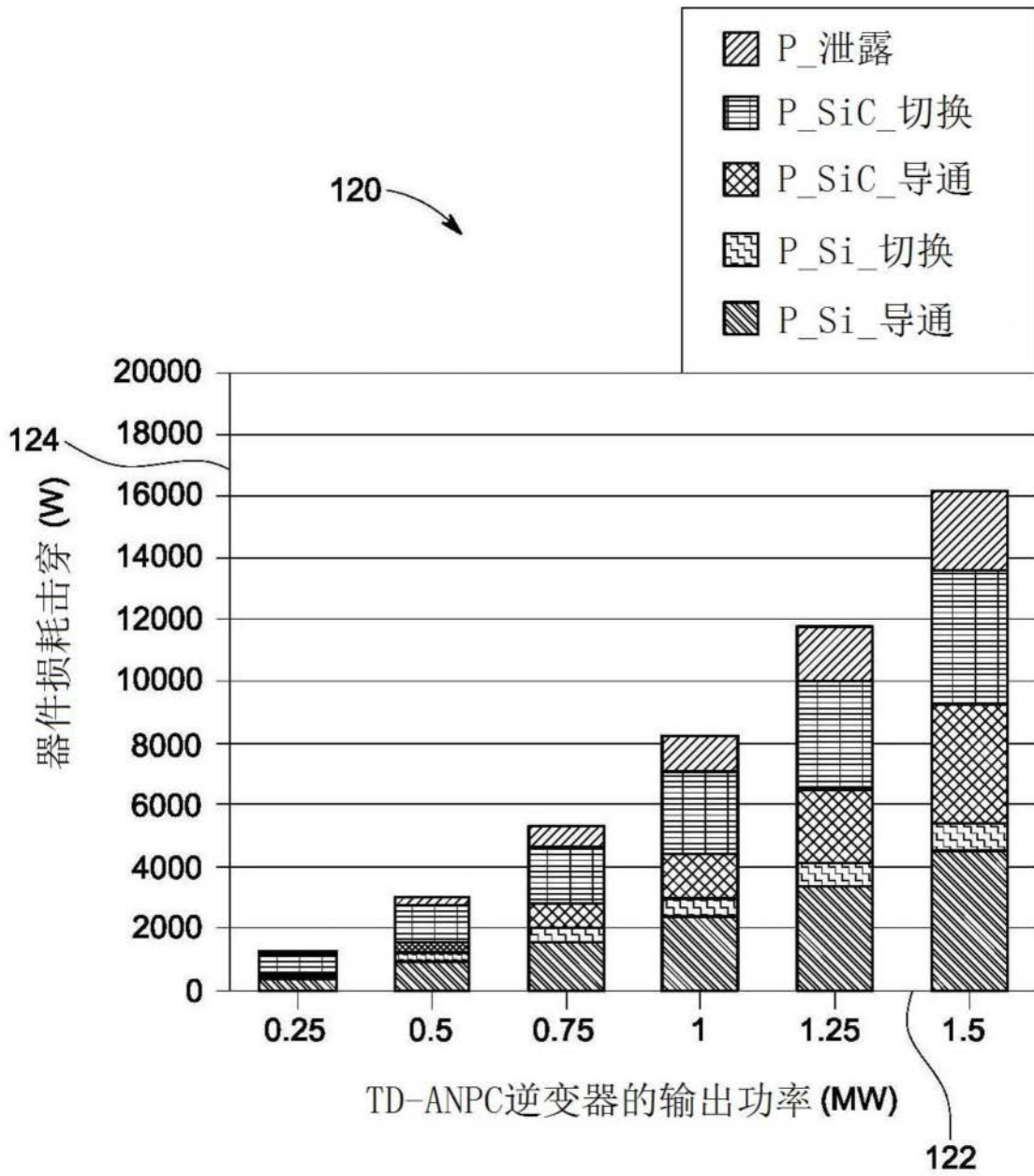


图9

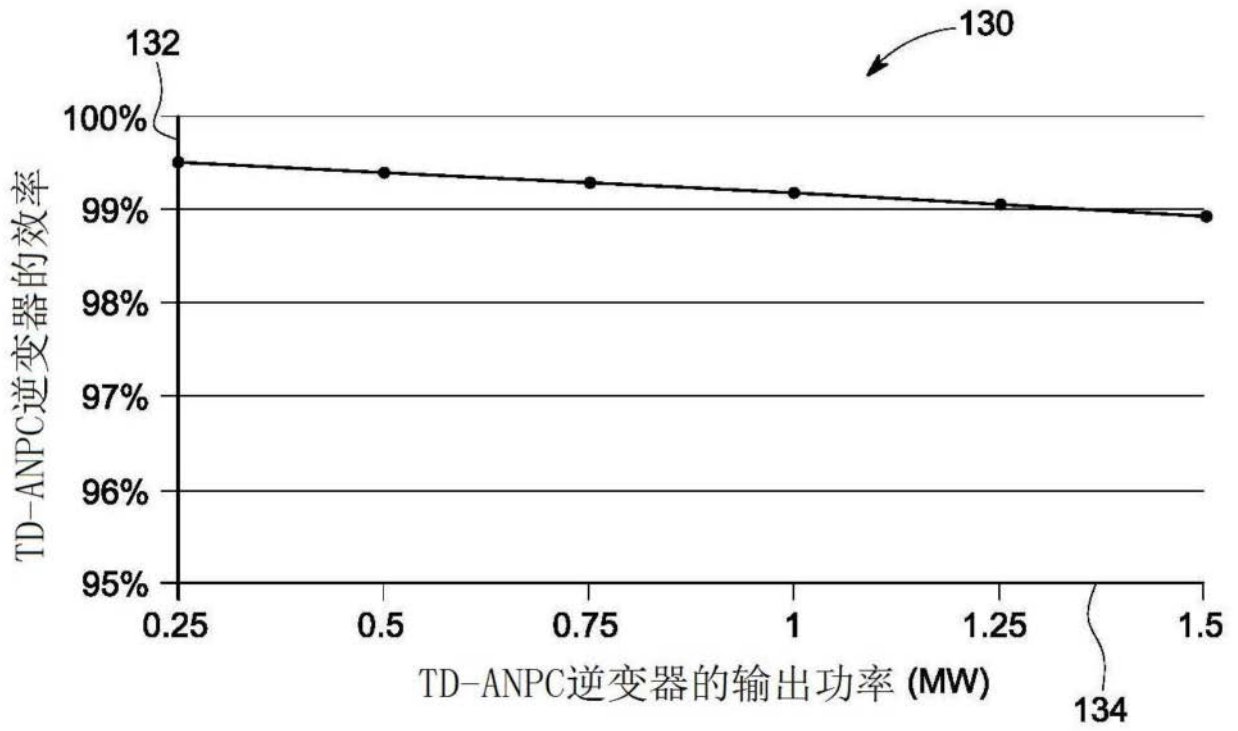


图10

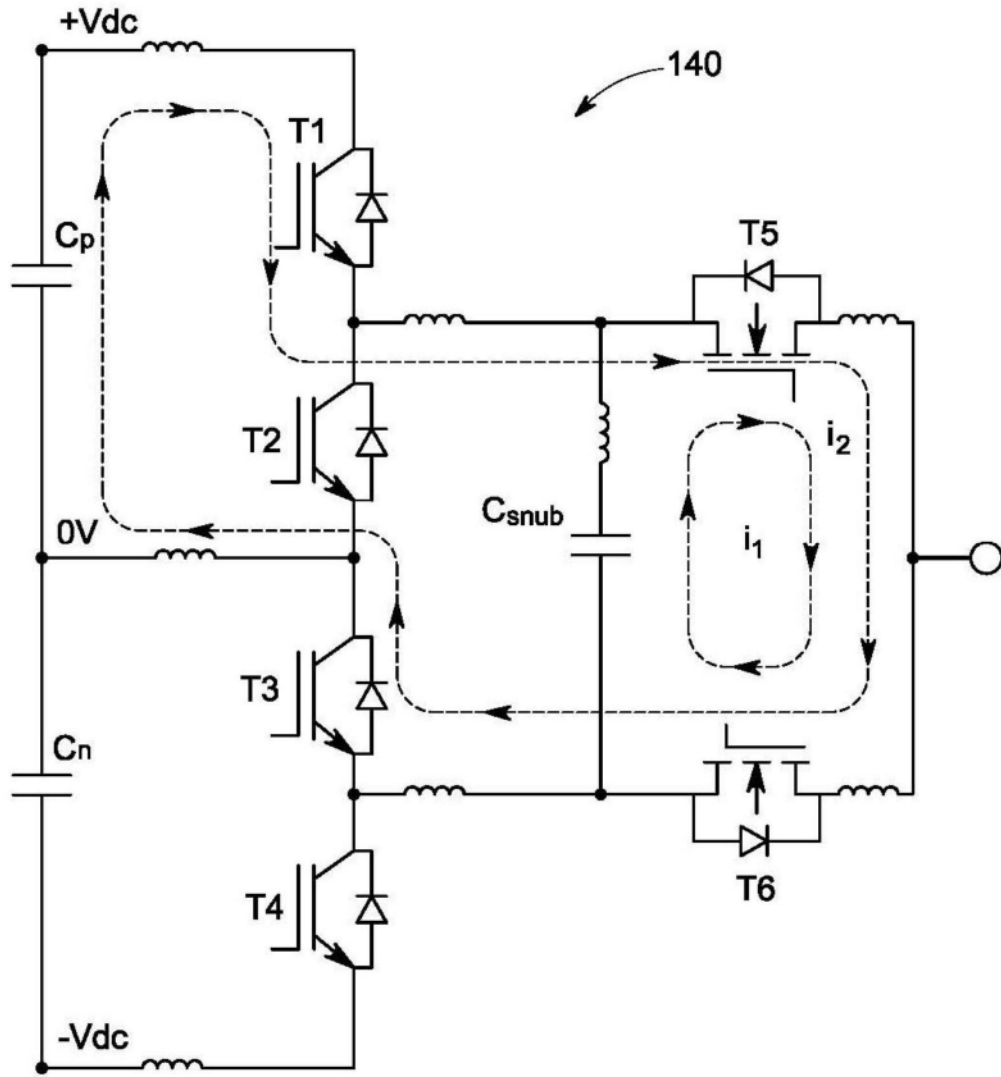


图11