



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107888061 A

(43)申请公布日 2018.04.06

(21)申请号 201710911546.6

(22)申请日 2017.09.29

(66)本国优先权数据

201610873349.5 2016.09.30 CN

(71)申请人 泰达电子股份有限公司

地址 泰国北榄府

(72)发明人 常磊 孙浩 章进法

(74)专利代理机构 隆天知识产权代理有限公司

72003

代理人 李昕巍 章侃铭

(51)Int.Cl.

H02M 1/14(2006.01)

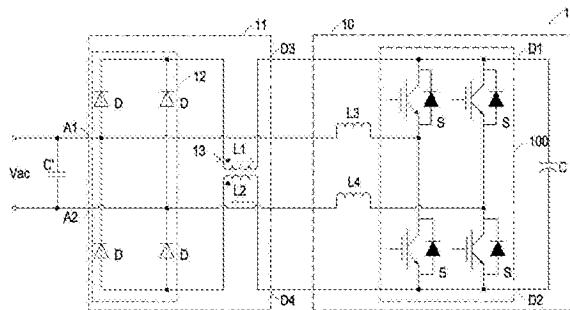
权利要求书2页 说明书8页 附图5页

(54)发明名称

电源转换装置

(57)摘要

本申请提供一种电源转换装置，接收交流电源提供的交流电能并进行转换，且包含：电源转换电路，包含桥式开关单元及母线电容，桥式开关单元包含分别与母线电容的两端电连接的两个直流端，电源转换电路利用桥式开关单元进行电能转换，并利用母线电容进行稳压；以及涌浪能量抑制电路，包含整流电路及感抗耦合磁件，感抗耦合磁件与整流电路串接，且与整流电路构成多端子网络，多端子网络包含多个交流端及两个直流端，其中多个交流端是与交流电源电连接，桥式开关单元及母线电容以并联方式与两个直流端电连接。



1. 一种电源转换装置,用于接收一交流电源所提供的交流电能并进行转换,该电源转换装置包含:

一电源转换电路,包含一桥式开关单元、至少一滤波电感及一母线电容,所述至少一滤波电感与所述桥式开关单元电连接,该桥式开关单元包含两个直流端,两个该直流端分别与该母线电容的一端及另一端电连接,该电源转换电路利用该桥式开关单元的运作而进行电能的转换,并通过该母线电容进行稳压;以及

一涌浪能量抑制电路,包含一整流电路及一感抗耦合磁件,其中该感抗耦合磁件与该整流电路串联连接,且与该整流电路构成一多端子网络,该多端子网络包含多个交流端及两个直流端,其中该多个交流端与该交流电源电连接,该桥式开关单元及该母线电容以并联方式与两个该直流端电连接。

2. 如权利要求1所述的电源转换装置,其中该感抗耦合磁件包含一第一抑制电感以及一第二抑制电感,该第一抑制电感以及该第二抑制电感彼此耦合而构成一耦合电感。

3. 如权利要求2所述的电源转换装置,其中该交流电源为单相交流电,该多端子网络为四端子网络且包含两个该交流端,该电源转换电路的所述至少一滤波电感还包含一第一滤波电感以及一第二滤波电感,该第一滤波电感电连接于该桥式开关单元的一桥臂的中点与该交流电源的一端之间,该第二滤波电感电连接于该桥式开关单元的另一桥臂的中点与该交流电源的另一端之间。

4. 如权利要求3所述的电源转换装置,其中该第一抑制电感的一端与该整流电路的正输出端电连接,该第一抑制电感的另一端与该母线电容的该一端电连接,该第二抑制电感的一端与该整流电路的负输出端电连接,该第二抑制电感的另一端与该母线电容的该另一端电连接。

5. 如权利要求4所述的电源转换装置,其中该四端子网络的其中的一该交流端为该整流电路的一桥臂的中点,该四端子网络的另一该交流端为该整流电路的另一桥臂的中点,该四端子网络的两个该直流端分别为该第一抑制电感的该另一端及该第二抑制电感的该另一端。

6. 如权利要求3所述的电源转换装置,其中该第一抑制电感的一端与该交流电源的该一端电连接,该第一抑制电感的另一端与该整流电路的一桥臂的中点电连接,该第二抑制电感的一端与该交流电源的该另一端电连接,该第二抑制电感的另一端与该整流电路的另一桥臂的中点电连接。

7. 如权利要求6所述的电源转换装置,其中该四端子网络的两个该交流端分别为该第一抑制电感的该一端以及该第二抑制电感的该一端,该四端子网络的两个该直流端分别为该整流电路的正输出端及负出端。

8. 如权利要求3所述的电源转换装置,其中该感抗耦合磁件的激磁电感值为该第一滤波电感及该第二滤波电感的电感值的10倍以上。

9. 如权利要求2所述的电源转换装置,其中该交流电源为三相交流电,该多端子网络为五端子网络且包含三个该交流端,该电源转换电路的所述至少一滤波电感还包含一第一滤波电感、一第二滤波电感以及一第三滤波电感,该第一滤波电感电连接于该桥式开关单元的一第一桥臂的中点与该交流电源的一第一端之间,该第二滤波电感电连接于该桥式开关单元的一第二桥臂的中点与该交流电源的一第二端之间,该第三滤波电感电连接于该桥式

开关单元的一第三桥臂的中点与该交流电源的一第三端之间。

10. 如权利要求9所述的电源转换装置,其中该第一抑制电感的一端与该整流电路的正输出端电连接,该第一抑制电感的另一端与该母线电容的该一端电连接,该第二抑制电感的一端与该整流电路的负输出端电连接,该第二抑制电感的另一端与该母线电容的该另一端电连接。

11. 如权利要求10所述的电源转换装置,其中该五端子网络的第一个该交流端为该整流电路的第一桥臂的中点,该五端子网络的第二个该交流端为该整流电路的第二桥臂的中点,该五端子网络的第三个该交流端为该整流电路的第三桥臂的中点,该五端子网络的两个该直流端分别为该第一抑制电感的该另一端及该第二抑制电感的该另一端。

12. 如权利要求9所述的电源转换装置,其中该感抗耦合磁件还包含一第三抑制电感,该整流电路包含一第一桥臂、一第二桥臂及一第三桥臂,且该第一抑制电感的一端与该交流电源的第一端电连接,该第一抑制电感的另一端与该整流电路的第一桥臂的中点电连接,该第二抑制电感的一端与该交流电源的第二端电连接,该第二抑制电感的另一端与该整流电路的第二桥臂的中点电连接,该第三抑制电感的一端与该交流电源的第三端电连接,该第三抑制电感的另一端与该整流电路的第三桥臂的中点电连接。

13. 如权利要求12所述的电源转换装置,其中该五端子网络的第一个该交流端为该第一抑制电感的该一端,该五端子网络的第二个该交流端为该第二抑制电感的该一端,该五端子网络的第三个该交流端为该第三抑制电感的该一端,该五端子网络的两个该直流端分别为该整流电路的正输出端及负输出端。

14. 如权利要求1所述的电源转换装置,其中该感抗耦合磁件在差模回路中的电感值小于1uH。

15. 如权利要求1所述的电源转换装置,其中该感抗耦合磁件所使用的磁芯为无气隙磁芯。

16. 如权利要求1所述的电源转换装置,其中该电源转装置为一全桥式电源转换电路。

17. 如权利要求1所述的电源转换装置,其中该电源转装置为一多电平电源转换电路。

18. 如权利要求1所述的电源转换装置,其中该电源转换装置工作于单极性控制方式下。

19. 如权利要求1所述的电源转换装置,其中该感抗耦合磁件仅流过信号级别的电流。

电源转换装置

技术领域

[0001] 本申请属于电子技术领域,特别涉及一种可抑制涌浪能量的电源转换装置。

背景技术

[0002] 电源转换装置常见于各种电子设备中,主要进行电能的转换,以提供适用的电能给电子设备来使用。

[0003] 一般而言,电源转换装置是包含电源转换电路,电源转换电路是通过内部的开关组件的导通/截止的切换运作,而将电源转换装置所接收的电能进行转换。桥式电路可以用于逆变、整流及双向DC/DC等应用中,是一种常见的电路结构,单极性的控制方式易于实现高频化,可减小电源转换装置的体积并提高转换效率,故常见于使用在桥式电路的控制上。

[0004] 然而,对于桥式电路而言,由于电源转换电路的滤波电感是位于桥式电路的桥臂的中点之间,故实为交流方式工作,而单极性的控制方式又带来一些特殊状态,使得电源转换电路针对交流电能所造成的浪涌能量的保护比较困难。特别是高频化的应用中,由于滤波电感的电感取值比较小,如果任由浪涌能量通过滤波电感,则可能电流过大,而导致滤波电感的饱和。一旦滤波电感出现饱和,滤波电感将再无法储能并平衡电压差,进而导致电源转换电路的输入电流急剧增加,并损坏开关组件。

[0005] 传统电源转换装置常用的浪涌抑制方式为在交流端并联稳压钳位装置,在一定程度上限制浪涌电压幅值,并且为滤波电感及桥式单元额外并联设置一浪涌抑制通道,通过将交流侧无法通过钳位限制的浪涌能量从滤波电感所在的路径上旁路,并疏导至一吸收电路,从而达到避免滤波电感饱和和保护开关组件的目的。

[0006] 然而,由于利用单极性控制的桥式电路中的滤波电感为交流工作,且存在桥式电路的上管或下管同时导通的情况,将与传统电源转换装置的浪涌抑制信道形成对滤波电感的短路通道,进而影响到单极性控制的桥式电路的正常工作。

[0007] 因此,如何发展一种可改善上述现有技术缺失的电源转换装置,实为相关技术领域者目前所迫切需要解决的问题。

发明内容

[0008] 本申请的主要目的为提供一种电源转换装置,以解决传统电源转换装置在进行浪涌抑制时,利用浪涌抑制通道,导致的对电源转换装置的电源转换电路的桥式电路的正常工作的影响。

[0009] 为达上述目的,本申请提供一种电源转换装置,用于接收交流电源所提供的交流电能并进行转换,电源转换装置包含:电源转换电路,包含桥式开关单元、至少一滤波电感及母线电容,所述至少一滤波电感与所述桥式开关单元电连接,桥式开关单元包含两个直流端,两个直流端分别与母线电容的一端及另一端电连接,电源转换电路利用桥式开关单元的运作而进行电能的转换,并通过母线电容进行稳压;以及涌浪能量抑制电路,包含整流电路及感抗耦合磁件,其中感抗耦合磁件与整流电路串联连接,且与整流电路构成多端子

网络，多端子网络包含多个交流端及两个直流端，其中多个交流端与交流电源的电连接，桥式开关单元及母线电容以并联方式与两个直流端电连接。

附图说明

- [0010] 图1为本申请第一较佳实施例的电源转换装置的电路示意图。
- [0011] 图2为本申请第二较佳实施例的电源转换装置的电路示意图。
- [0012] 图3为本申请第三较佳实施例的电源转换装置的电路示意图。
- [0013] 图4为本申请第四较佳实施例的电源转换装置的电路示意图。
- [0014] 图5为本申请第五较佳实施例的电源转换装置的电路示意图。
- [0015] 符号说明
- [0016] 1、2、3:电源转换装置
- [0017] 10:电源转换电路
- [0018] 100:桥式开关单元
- [0019] 11:涌浪能量抑制电路
- [0020] 12:整流电路
- [0021] 13:感抗耦合磁件
- [0022] Vac:交流电源
- [0023] C:母线电容
- [0024] C' :滤波电容
- [0025] S:开关组件
- [0026] D1、D2、D3、D4、D3' 、D4' :直流端
- [0027] D:二极管
- [0028] A1、A2、A3、A1' 、A2' :交流端
- [0029] L1:第一抑制电感
- [0030] L2:第二抑制电感
- [0031] L8:第三抑制电感
- [0032] L3、L5:第一滤波电感
- [0033] L4、L6:第二滤波电感
- [0034] L7:第三滤波电感
- [0035] E1、E2:箭头

具体实施方式

[0036] 体现本申请特征与优点的一些典型实施例将在后段的说明中详细叙述。应理解的是本申请能够在不同的态样上具有各种的变化，其皆不脱离本申请的范围，且其中的说明及图示在本质上是当作对其进行说明用，而非架构于限制本申请。

[0037] 请参阅图1，其为本申请第一较佳实施例的电源转换装置的电路示意图。如图1所示，本实施例的电源转换装置1包含电源转换电路10及一涌浪能量抑制电路11。电源转换电路10与一交流电源Vac(例如，单相交流电)电连接，以接收交流电源Vac所提供的交流电能，一或多个滤波电容C' 可连接于交流电源Vac，电源转换电路10包含一桥式开关单元100、第

一滤波电感L3、第二滤波电感L4及一母线电容C。根据桥式开关单元的不同拓扑变型，滤波电感的数量可能是一个或多个，滤波电感与桥式开关单元电连接。桥式开关单元100包含多个开关组件S，且包含两个直流端 D1、D2，两个直流端D1、D2与母线电容C的两端分别电连接。第一滤波电感L3及第二滤波电感L4连接于桥式开关单元100。因此，电源转换电路 10便通过桥式开关单元100的多个开关组件S的导通/截止切换运作而进行电能的转换，并通过第一滤波电感L3及第二滤波电感L4进行滤波，以及母线电容C来进行稳压。其中，多个开关组件S可为但不限于以单极性的控制方式进行控制。

[0038] 涌浪能量抑制电路11包含整流电路12及感抗耦合磁件13。整流电路 12与交流电源Vac串联连接，且包含分别由两个开关组件(例如图1所示的二极管D)串联连接所构成的两个桥臂(以下将以第一桥臂以及第二桥臂来描述，其中第一桥臂于图1中是由相对左边的两个二极管D串联连接所构成的桥臂，第二桥臂于图1中是由相对右边的两个二极管D串联连接所构成的桥臂)，故整流电路12实际上为全桥式整流电路。另外，第一桥臂的中点与交流电源Vac的一端电连接，第二桥臂的中点是与交流电源Vac的另一端电连接。

[0039] 感抗耦合磁件13是与整流电路12串联连接，且与整流电路12构成一四端子网络，该四端子网络包含两个交流端A1、A2及两个直流端D3、D4，两个交流端A1、A2是分别与交流电源Vac的两端电连接，故交流端A1实际上为整流电路12的第一桥臂的中点，交流端A2实际上为整流电路12的第二桥臂的中点，而桥式开关单元100及母线电容C以并联方式与两个直流端D3、D4电连接，即两个直流端D1、D2分别与两个直流端D3、D4电连接。此外，感抗耦合磁件13是包含第一抑制电感L1以及一第二抑制电感 L2。第一抑制电感L1是与第二抑制电感 L2彼此耦合而构成耦合电感，且第一抑制电感L1的一端与整流电路12的正输出端电连接，第一抑制电感 L1的另一端与母线电容C的一端及桥式开关单元100的一端电连接。第二抑制电感L2的一端与整流电路12的负输出端电连接，第二抑制电感L2的另一端与母线电容C的另一端及桥式开关单元100的另一端电连接，故实际上四端子网络的两个直流端D3、D4即分别为第一抑制电感L1的另一端及第二抑制电感L2的另一端。当然，于其它实施例中，第一抑制电感L1 以及第二抑制电感L2实际上可分别由变压器的初级绕组及次级绕组构成。

[0040] 于上述实施例中，如图1所示，电源转换电路10实际上为一全桥式电源转换电路的电路架构，因此桥式开关单元100对应为全桥式电路架构且包含分别由两个开关组件S串联连接所构成的两个桥臂(以下将以前桥臂以及后桥臂来描述，其中前桥臂于图1中是由相对左边的两个开关组件S串联连接所构成的桥臂，后桥臂于图1中是由相对右边的两个开关组件S串联连接所构成的桥臂)。

[0041] 更进一步地，例如图1所示的第一滤波电感L3是连接于桥式开关单元 100的一桥臂(前桥臂)的中点与交流电源Vac的一端之间，第二滤波电感 L4是连接于桥式开关单元100的另一桥臂(后桥臂)的中点与交流电源Vac 的另一端之间。

[0042] 以下将配合图1进一步说明本申请的涌浪能量抑制电路11抑制涌浪能量的原理。首先，当电源转换装置1工作时，由于电源转换装置1是接收交流电能，故第一滤波电感L3以及第二滤波电感L4实际上在工作中会承受正向(将图1由左到右定义为正向)或反向(将图1由右到左定义为反向)的电压。以第一滤波电感L3承受正向电压以及第二滤波电感L4是承受反向电压为例，若第一滤波电感L3承受正向电压，则整流电路12的第一桥臂中位于相对上方的二极管D与桥式开关单元100的前桥臂中位于相对上方的开关组件S的组合可能形成

第一滤波电感L3的短路通道。同理，第二滤波电感L4承受反向电压时，第二桥臂中位于相对下方的二极管D与桥式开关单元100的后桥臂中位于相对下方的开关组件S组合将可能形成第二滤波电感L4的短路通道。而是否短路，实际取决于上述桥式开关单元100 的前桥臂中位于相对上方的开关组件S或后桥臂中位于相对下方的开关组件S是否开通。一旦桥式开关单元100的前桥臂中位于相对上方的开关组件S或后桥臂中位于相对下方的开关组件S有相应的开关组件S开通，则原本相互串联的第一滤波电感L3以及第二滤波电感L4将有其中的一滤波电感被短路，于是只剩另一个滤波电感工作，因此在若未设置本申请的涌浪能量抑制电路11的情况下，电源转换装置1整体的感量将减半，电流纹波加倍，导致破坏了电源转换装置原本的工作状态。同理，对于第一滤波电感L3承受反向电压及第二滤波电感L4承受正向电压的情况，整流电路12的第一桥臂中位于相对下方的二极管D与桥式开关单元100的前桥臂中位于相对下方的开关组件S的组合可能形成第一滤波电感L3的短路通道。而整流电路12的第二桥臂中位于相对上方的二极管D 与桥式开关单元100的后桥臂中位于相对上方的开关组件S的组合可能形成第二滤波电感L4的短路通道。

[0043] 然而由于本申请的电源转换装置1是设置了涌浪能量抑制电路11，且涌浪能量抑制电路11包含感抗耦合磁件13，又感抗耦合磁件13串接于浪涌抑制通道中，其每一绕组电感可以分别在原本低阻抗的短路通道中提供高感抗，故可避免上述的情况发生。而当电源转换装置1遭遇位于交流电源Vac的一端与另一端之间的浪涌能量时，由于如图1中感抗耦合磁件13 的绕组为同名端耦合，感抗耦合磁件13本身在差模方向的特性类似于共模滤波电感，即通过耦合，对浪涌抑制通道中差模方向的电压体现出低感抗。因此，感抗耦合磁件13将交流电源Vac的一端与另一端之间的浪涌能量传送至母线电容C，并利用母线电容C吸收交流电源Vac的一端与另一端之间的浪涌能量，并钳位交流电源Vac的一端与另一端之间的电压，实现交流电源Vac的一端与另一端之间的浪涌保护。

[0044] 对于正常工作状态，更进一步详细说明提供高感抗的原理。由于电源转换装置1的电路工作状态在交流电能的正半周或负半周具有对称性，其工作过程和原理相同，因此只需要分析其中一种交流电压方向。且由于桥式开关单元100的工作时序本身不受涌浪能量抑制电路11的影响，可以依照涌浪能量抑制电路11的感抗耦合磁件13的状态，将涌浪能量抑制电路 11的工作状态分解为三个基本状态，对于电源转换装置1任何一个工作周期而言均为三个基本状态中若干状态的组合。第一个基本状态为感抗耦合磁件13抵抗第一滤波电感L3或第二滤波电感L4短路的阻断阶段，第二个基本状态为感抗耦合磁件13的退磁阶段（在使用快速恢复型二极管时，可以认为仅存在退磁，也是比较理想的状态。但使用普通二极管时，其实还存在由二极管反向恢复引起的反向励磁），第三个基本状态为整流电路12的阻断阶段。具体的，第一个基本状态阻断滤波电感短路的工作原理如同变压器副边开路，进而在变压器原边体现出励磁感抗的方式。首先，对此工作状态进行限定，即感抗耦合磁件13的励磁电流为零或存在一定顺向的励磁电流（所谓顺向励磁电流，在本文中意为：与抵抗短路时感抗耦合磁件13承受电压方向所激励的电流方向相同的励磁电流。如对于第一抑制电感L1，从左到右的励磁电流为顺向励磁电流，如图1之箭头E1所示，而第二抑制电感L2从右到左为顺向励磁电流，如图1之箭头E2所示），桥式开关单元100的前桥臂及后桥臂中的位于相对上方的两个开关组件S或位于相对下方的两个开关组件S是同时导通的状态为此工作阶段的常态，以桥式开关单元100切换入其他开关状态为此工作阶段的结束。以下将以桥

式开关单元100的两个相对位于上方的开关组件S同时导通,以提供单极性控制的零电平,且第一滤波电感L3承受正向电压而第二滤波电感L4承受反向电压为例。此时,由于桥式开关单元100的后桥臂位于相对下方的开关组件S处于关断状态,第二滤波电感L4在承受反向电压阶段并无被短路的可能。而第一抑制电感L1将承受第一滤波电感L3的工作电压,相当于与第一滤波电感L3并联连接,避免第一滤波电感L3被整流电路12的第一桥臂中位于相对上方的二极管D和桥式开关单元100的前桥臂中位于相对上方的开关组件S短路。而在此工作阶段中,第二抑制电感L2是耦合出与第一抑制电感L1上的电压相同的电压,但由直流母线电压高于交流侧峰值电压,以及回路的电压关系可知,第二抑制电感L2上并不能形成电流,因此对桥式开关单元100的正常工作无影响,可以认为第二抑制电感L2为断路。

[0045] 虽然,第一抑制电感L1在此工作阶段中承受电压,形成一定的励磁电流。但只要确保第一抑制电感L1所形成的励磁电感的电感值远大于第一滤波电感L3的电感值,则在电源转换装置1的运作中第一抑制电感L1上流过的电流相对于第一滤波电感L3上流过的电流可以忽略不计,也即认为第一抑制电感L1仅流过信号级别的电流,进而认为涌浪能量抑制电路11不影响到单极性控制的桥式开关单元100的正常工作。此外,由于在第一工作阶段中,第一抑制电感L1需要承受和第一滤波电感L3相同的伏秒值,设计感抗耦合磁件13时不但需考虑励磁电感大小,亦需考虑最大工作磁通密度,故可从磁芯材料、匝数和磁芯截面积入手,确保励磁电感的电感值远大于第一滤波电感L3的电感值,又不会发生饱和。同时,应加强第一抑制电感L1及第二抑制电感L2之间的耦合,以减小差模感抗。故为了实现上述的目的,可从下述的磁饱和条件公式(1)以及感量大小公式(2)来进行简单计算:

[0046]

$$N = \frac{\int_0^{T_S} v(t) dt}{A_{core} \cdot B_{max}} \quad (1)$$

[0047]

$$N = \sqrt{\frac{L_m \cdot L_e}{A_{core} \cdot \mu_i \cdot \mu_0}} \quad (2)$$

[0048] 其中,公式(1)的积分部分表示为抑制电感Lm(L1或L2)所承受的伏秒值,即为一定时间之内所承受电压的时间积分。而此时间段即Lm抵抗涌浪能量抑制电路11对滤波电感(第一滤波电感L3或第二滤波电感L4)短路的时间,例如半个开关周期,且电压值与第一滤波电感L3所承受的电压值相同。对于整流电路12使用普通二极管,进而存在较大二极管反向恢复时间的情况,需另外要考虑二极管反向恢复阶段所带来的伏秒值。在反向恢复伏秒值和抵抗滤波电感短路的伏秒值中取大值。二极管反向恢复对耦合磁件的作用方式在后文中解释。Acore表示感抗耦合磁件13中磁芯的有效截面积,Bmax表示该磁芯的材料达到饱和之前可能达到的最大工作磁通密度,例如一般锰锌铁等导磁材料会选取为0.38T,即确保所有工作状态下磁通密度都不会大于0.38T,以防磁芯饱和,不同磁性材料会有不同的Bmax。

[0049] 公式(2)为从抑制电感Lm的感量出发的设计公式,即为了确保最优的效果,抑制电感Lm的激磁电感值应该远大于第一滤波电感L3及第二滤波电感L4的电感值(可以考虑在10倍以上)。因此,为了在较小的磁体中以较少的绕组匝数获得较大的电感值,一般使用无气隙磁芯,Le即为磁芯等效磁路长度,ui为磁芯相对磁导率(或在开气隙情况下为等效相对磁

导率), u_0 为真空磁导率。

[0050] 根据以上两公式可知,在一个电路中,最大伏秒值是固定的,而抑制电感Lm的电感值可以设置一个最小值,例如10倍第一滤波电感L1的电感值。其余参数则为绕组匝数N,与磁芯材料相关的参数Bmax、ui和uo,以及与磁芯几何相关的参数Le和Acore。设计时,应该尽量保证低N值,从而可以使得差模感抗较低。选择Bmax值较大的磁芯材料可以同时减小磁芯体积和N值。而选取较大的ui值可以依据公式(2)对减小磁体体积和匝数N起到作用,即用较少的匝数和较小的磁体实现一个大于最小抑制电感 Lm的电感值。

[0051] 当桥式开关单元100从前桥臂及后桥臂中位于相对上方的两个开关组件S或位于相对下方的两个开关组件S同时导通切换为其他工作状态,则完成阻断短路工作阶段,并进入耦合磁件退磁工作阶段,本实施例中,耦合磁件阻断阶段在第一滤波电感L1上产生流向直流母线正极的顺向励磁电流,接下来的退磁阶段均以此状态为起点进行讨论。退磁阶段依桥式开关单元100工作状态可以分为三种情况,桥式开关单元100的前桥臂中位于相对上方的开关组件S与桥式开关单元100的后桥臂中位于相对下方的开关组件S同时导通的情况。由于直流母线电压高于交流侧峰值电压,则第一滤波电感L3和的二滤波电感L4将分别承受反向电压和正向电压。此情况可以细分为基本的退磁阶段和退磁之后考虑整流桥二极管反向恢复对耦合磁件的反向励磁阶段。对于第一种情况的基本的退磁阶段,此时第一抑制电感L1和第一滤波电感L3承受的电压仍然相同,二者相当于并联关系而承受反向电压,第一抑制电感L1以该反向电压作为退磁电压,由经整流电路12的第一桥臂的相对上方二极管D进行退磁。第二抑制电感L2由于所连接整流电路12的二极管D方向的关系,仍然不会形成电流,因此对桥式开关单元100的正常工作无影响,可以认为第二抑制电感L2为断路。对于二极管D无反向恢复的情况,第一种情况的退磁到此结束,并进入到其后的整流电路12的阻断阶段。但如果考虑二极管D反向恢复的问题,则退磁阶段之后还存在反向的耦合磁件励磁。即由于整流电路12的二极管D处于反向恢复阶段,并不具备立即阻断反向电压的能力,则原本应由其阻断的电压,反而施加于感抗耦合磁件13上。而由于感抗耦合磁件13所接整流电路12的二极管D方向的缘故,此电压只能由感抗耦合磁件13的励磁电感承担。通过对感抗耦合磁件13的反向励磁,形成逆向励磁电流,进而为二极管D提供反向恢复电流。当二极管D完成反向恢复,承受反向电压,则逆向励磁电流耦合转移至另一抑制电感,形成另一抑制电感的顺向励磁电流。由于为二极管D提供反向恢复电流阶段也会承受一定伏秒值,甚至大于耦合磁件在第一类工作状态中所承受的伏秒值,则在磁件设计时需要对此阶段进行考虑,避免感抗耦合磁件13的饱和。

[0052] 第二种退磁情况为桥式开关单元100切换至与感抗耦合磁件13抵抗短路的阻断阶段相对位置的开关组件S同时导通,如本例中为两个位于相对下方的开关组件S同时导通,第一滤波电感L3和第二滤波电感L4将分别承受正向电压和反向电压。此时,仍然由于第二抑制电感L2所接二极管D 方向的原因,励磁电流并不会转移至第二抑制电感L2,而是继续经由第一抑制电感L1和整流电路12的第一桥臂的相对上方二极管D及母线电容实现退磁。与此同时,由于直流母线电压高于交流侧电压峰值,这一阶段中的退磁电压将高于第二滤波电感L4所承受电压,由电压定律可知,整流电路12的第二桥臂中位于相对下方的二极管D将处于反向截止状态,因此可以阻止第二滤波电感L4被整流电路12的第二桥臂中位于相对下方的二极管D和桥式开关电路100的后桥臂位于相对下方的开关组件S短路。当励磁能量

全部退去，则基本的退磁阶段结束。与第一种情况相同，如果考虑二极管D反向恢复问题，则仍然会出现反向励磁阶段。而由于反向励磁阶段时，第一抑制电感L1所承受电压与退磁电压相同，第二滤波电感L2仍然不会短路。与第一种情况相同，反向恢复电流将主要通过感抗耦合磁件13的等效励磁电感支路提供。当二极管D完成反向恢复，承受反向电压，则励磁电流耦合转移至另一抑制电感，形成另一抑制电感的顺向励磁电流。

[0053] 第三种情况为桥式开关电路100切换至前桥臂中位于相对下方的开关组件S与桥式开关单元100的后桥臂中位于相对上方的开关组件S同时导通。第一滤波电感L3和第二滤波电感L4将分别承受正向电压和反向电压，电压值为直流母线电压与交流电压相迭加的一半。此时第一抑制电感L1上的退磁电压与第一种情况相同，且同样由经整流电路12的第一桥臂中位于相对上方二极管D实现退磁。如果考虑二极管D反向恢复，则同样会出现反向励磁阶段。

[0054] 最后为整流电路12阻断阶段。当励磁能量全部退去，且桥式开关单元100处于两个位于相对上方或下方的开关组件S导通状态时，整流电路12中的二极管D将承受相应的反向电压而实现阻断。

[0055] 因此，在一个工作周期中，可能会存在以上三类工作状态中的若干类。由于第二类退磁状态中的第二种情况即可以退磁也可以阻挡滤波电感的短路，在一些极端情况下，也可能在一个工作周期中只存在一类工作状态。

[0056] 由上可知，本申请的电源转换装置1不但可通过涌浪能量抑制电路11的感抗耦合磁件13及整流电路12将涌浪能量疏导母线电容C，更利用感抗耦合磁件13来实现对滤波电感的短路通道的阻断，故不会对桥式开关单元100的正常工作产生影响。

[0057] 当然，感抗耦合磁件13如果耦合程度较差或匝数过多，回路中漏感值比较大，则对浪涌抑制的效果会有一定影响，故于一些实施例中，感抗耦合磁件13在差模回路中的电感值为1uH以下，藉此电源转换装置1可以在8/20us标准浪涌测试中有较好的表现。

[0058] 当然，电源转换电路1并不局限于如图1所示为一全桥式电源转换电路的电路架构，于一些实施例中，如图2所示，因应交流电源Vac为三相交流电，故电源转换电路2亦可为三相电源转换电路的电路架构，或如图3所示，电源转换电路3为三相多电平三相电源转换电路的电路架构。而于图2或图3中，感抗耦合磁件13是与整流电路12串联连接，且与整流电路12构成一五端子网络。此外，电源转换电路2或3更分别包含一第一滤波电感L5、一第二滤波电感L6以及一第三滤波电感L7，第一滤波电感L5是电连接于桥式开关单元100的第一桥臂的中点与交流电源Vac的第一端之间，第二滤波电感L6是连接于桥式开关单元100的第二桥臂的中点与交流电源Vac的第二端之间，第三滤波电感L7是连接于桥式开关单元的第三桥臂的中点与交流电源Vac的第三端之间（将图2或3所示的三个桥臂由左至右定义为第一桥臂、第二桥臂及第三桥臂）。此外，五端子网络实际上是包含三个交流端A1、A2及A3及两个直流端D3、D4，其中第一个交流端A1为整流电路12的第一桥臂的中点，第二个交流端A2为整流电路12的第二桥臂的中点，第三个交流端A3为整流电路12的第三桥臂的中点，五端子网络的两个直流端D3、D4是分别为第一抑制电感L1的另一端及第二抑制电感L2的另一端。而于图2或图3所示的电源转换电路的涌浪能量抑制电路11的作动方式是相同于图1所示的涌浪能量抑制电路11，故于图2或图3中，仅以相同符号表示组件的作动或结构是相似，而不再进行赘述。

[0059] 另外,感抗耦合磁件13的设置位置亦不局限于如图1或图2所示,于一些实施例中,如图4所示,感抗耦合磁件13虽然仍与整流电路1构成四端子网络,然而相较于图1所示的感抗耦合磁件13的第一抑制电感L1及第二抑制电感L2的连接关系,图4所示的感抗耦合磁件13的第一抑制电感L1的一端改为与交流电源Vac的一端电连接,第一抑制电感L1的另一端改为与整流电路12的一桥臂的中点电连接,感抗耦合磁件13的第二抑制电感L2的一端与交流电源Vac的另一端电连接,第二抑制电感L2的另一端与整流电路12的另一桥臂的中点电连接。

[0060] 另外,相较于图1所示的整流电路12的连接关系,图4所示的整流电路12的正输出端亦改为与母线电容C的一端及桥式开关单元100的一端电连接,整流电路12的负输出端亦改为与母线电容C的另一端及桥式开关单元100的另一端电连接。

[0061] 而在图4中,由整流电路12及感抗耦合磁件13所构成的四端子网络的两个交流端A1'、A2' 则分别改为第一抑制电感L1的一端以及第二抑制电感L2的一端,两个直流端D3'、D4' 则分别改为整流电路12的正输出端及负出端。

[0062] 另外,如图5所示,电源转换电路2为三相电源转换电路的电路架构,且感抗耦合磁件13与整流电路1构成五端子网络,相当于图4所示的感抗耦合磁件13的第一抑制电感L1及第二抑制电感L2的连接关系,图5 所示的感抗耦合磁件13的第一抑制电感L1的第一端改为与交流电源Vac 的第一交流端A1电连接,第一抑制电感L1的第二端为与整流电路12的三个桥臂(将图5所示的三个桥臂由左至右定义为第一桥臂、第二桥臂及第三桥臂)中的第一桥臂的中点电连接,感抗耦合磁件13的第二抑制电感L2的第一端与交流电源Vac的第二交流端A2电连接,第二抑制电感L2的第二端与整流电路12的第二桥臂的中点电连接,感抗耦合磁件13的第三抑制电感L8的第一端与交流电源Vac的第三交流端A3电连接,第三抑制电感L8的第二端与整流电路12的第三桥臂的中点电连接。

[0063] 另外,相当于图4所示的整流电路12的连接关系,图5所示的整流电路12的正输出端D3' 亦为与对应的母线电容C的一端及桥式开关单元100 的一端电连接,整流电路12的负输出端D4' 亦为与对应的母线电容C的另一端及桥式开关单元100的另一端电连接。

[0064] 而在图5中,由整流电路12及感抗耦合磁件13所构成的五端子网络是包含三个交流端A1、A2、A3及两个直流端D3'、D4' ,其中第一个交流端A1、第二个交流端A2及第三个交流端A3是分别为第一抑制电感L1的一端、第二抑制电感L2的一端以及第三抑制电感L8的一端,两个直流端 D3'、D4' 则分别为整流电路12的正输出端及负出端。

[0065] 综上所述,本申请提供一种电源转换装置,其是包含涌浪能量抑制电路,故可通过涌浪能量抑制电路的感抗耦合磁件及整流电路将涌浪能量疏导至电源转换电路的母线电容来进行吸收,更利用感抗耦合磁件来实现对滤波电感的短路通道的阻断,故不会对电源转换电路的桥式开关单元的正常工作产生影响。

[0066] 本申请得由熟习此技术的人士任施匠思而为诸般修饰,然皆不脱如附权利要求所欲保护者。

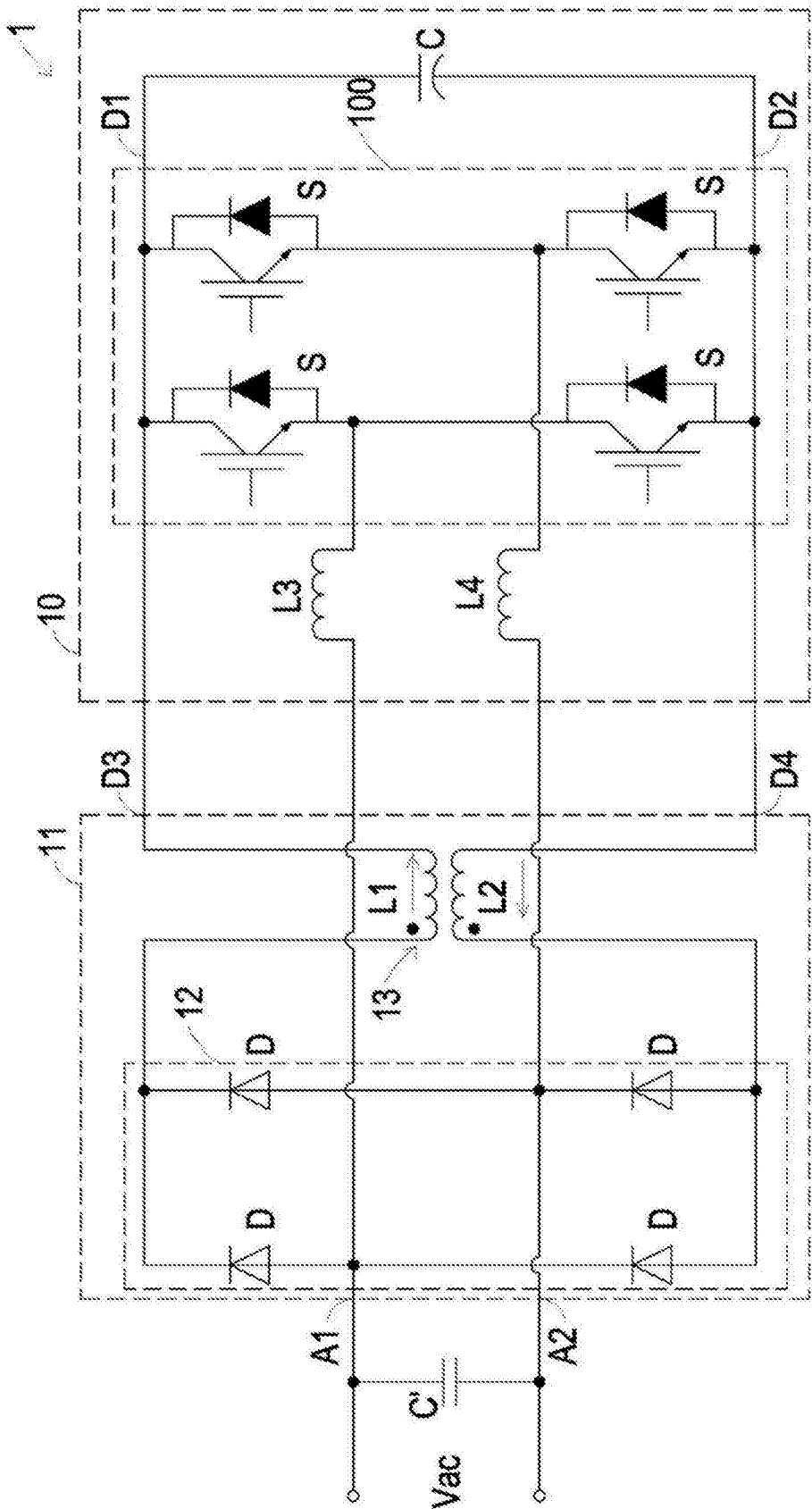


图1

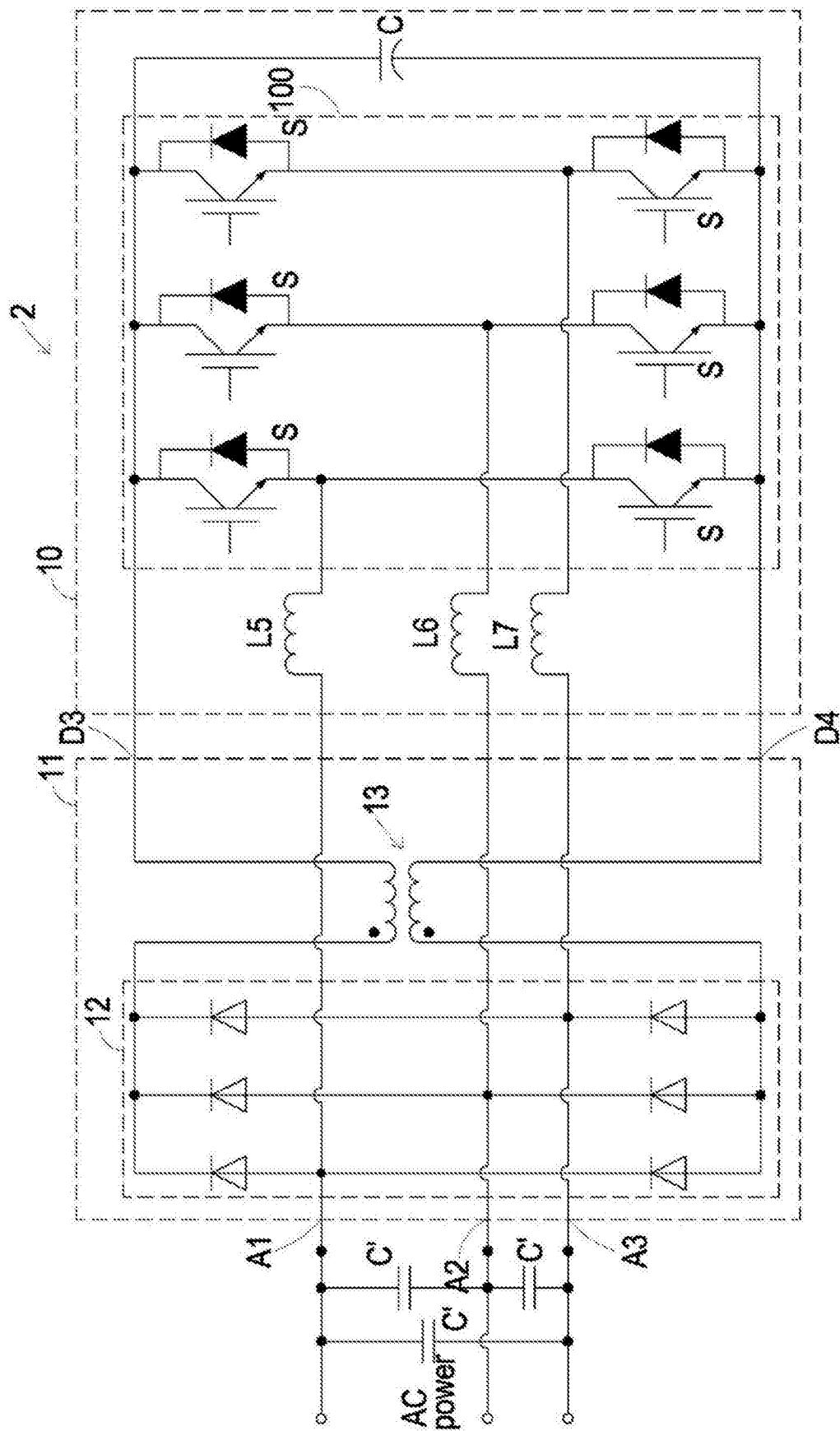


图2

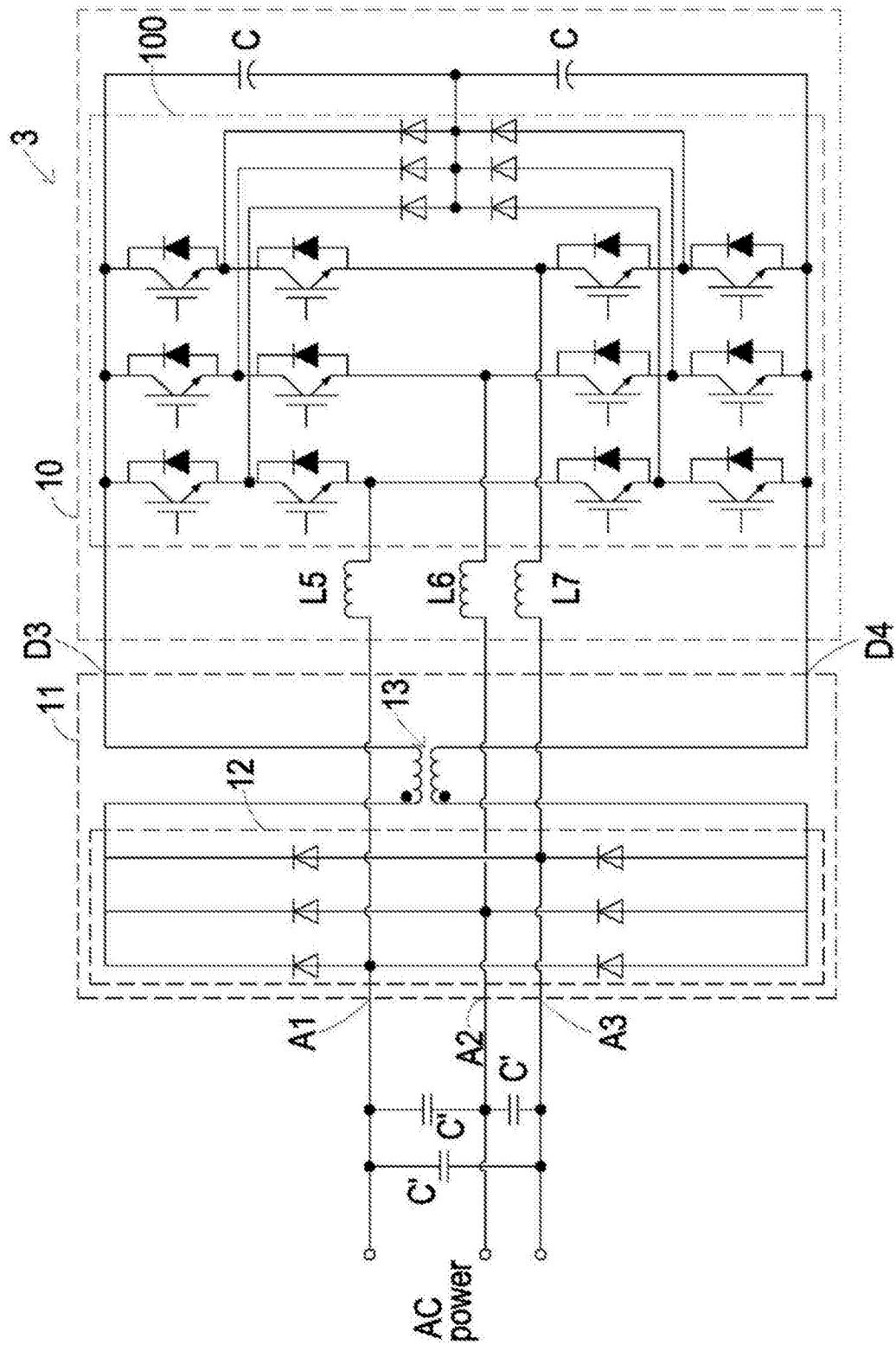


图3

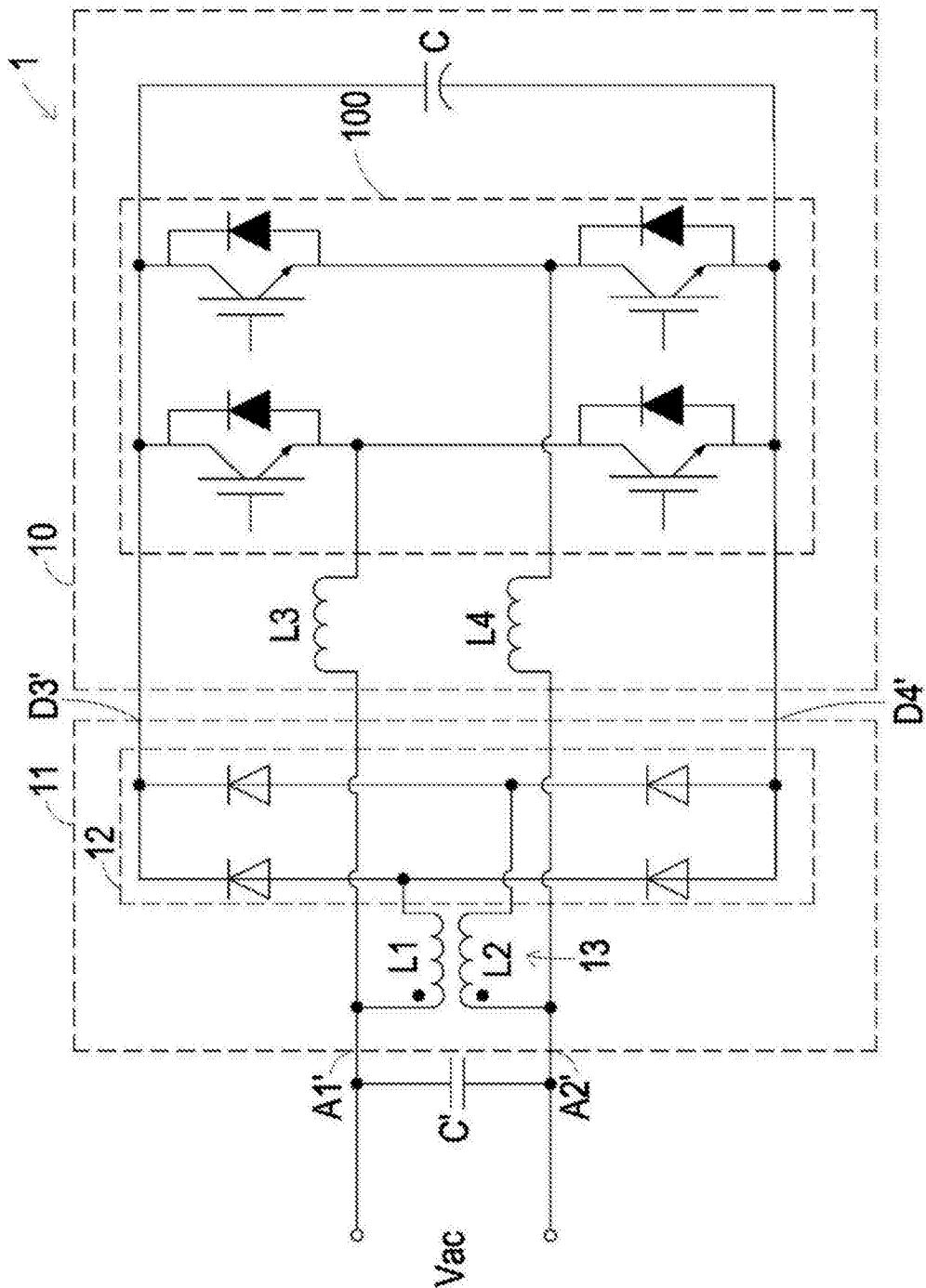


图4

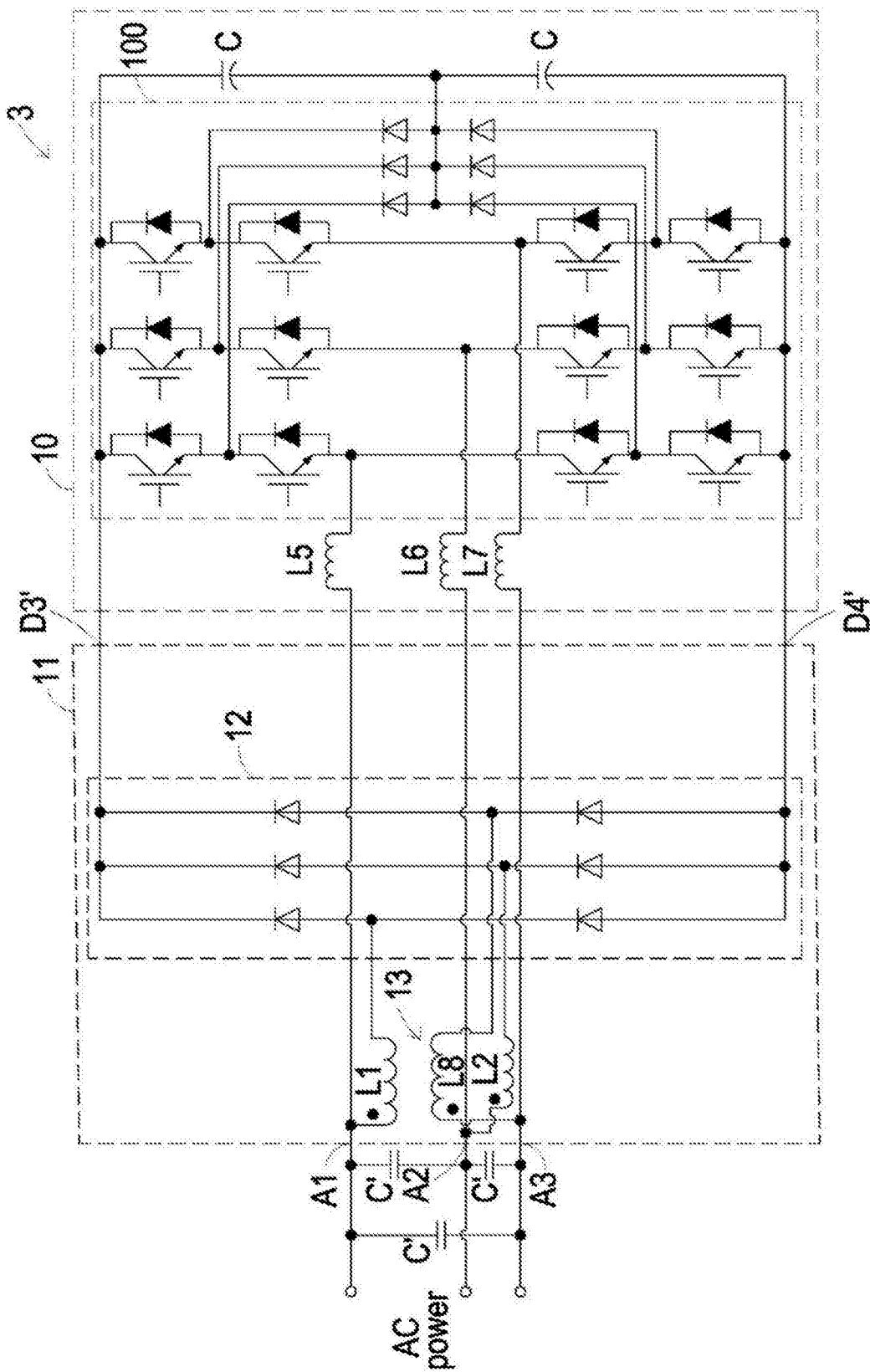


图5