



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 109962619 B

(45) 授权公告日 2020.12.22

(21) 申请号 201811573270.6

(22) 申请日 2018.12.21

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 109962619 A

(43) 申请公布日 2019.07.02

(30) 优先权数据  
2017-247535 2017.12.25 JP

(73) 专利权人 TDK株式会社  
地址 日本东京都

(72) 发明人 林旻 松浦研

(74) 专利代理机构 北京尚诚知识产权代理有限公司 11322  
代理人 杨琦 黄浩

(51) Int. Cl.

H02M 3/28 (2006.01)  
H02M 3/335 (2006.01)  
H02M 1/32 (2007.01)

(56) 对比文件

CN 106998143 A, 2017.08.01  
CN 103891120 A, 2014.06.25  
CN 103891120 A, 2014.06.25  
US 5438497 A, 1995.08.01  
CN 105846682 A, 2016.08.10

审查员 刘中芳

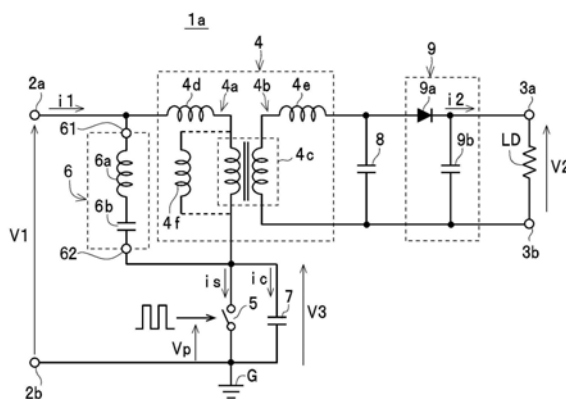
权利要求书4页 说明书11页 附图7页

(54) 发明名称

功率变换装置

(57) 摘要

本发明涉及功率变换装置。以简易的结构将驱动绝缘变压器的开关元件的两端间产生的谐振电压的峰值电压限制得低。具备：输入直流输入电压(V1)的直流输入端子(2a, 2b)、输出直流输出电压(V2)的直流输出端子(3a, 3b)、具有初级绕组(4a)及次级绕组(4b)的绝缘变压器(4)、在与初级绕组(4a)串联连接的状态下连接在直流输入端子(2a, 2b)间的开关元件(5)、由电感(6a)和电容(6b)构成且与初级绕组(4a)并联连接的LC谐振电路(6)、与开关元件(5)并联连接的第一谐振电容(7)、与次级绕组(4b)并联连接的第二谐振电容(8)、对产生于第二谐振电容(8)的两端间的电压进行整流、滤波作为直流输出电压(V2)输出到直流输出端子(3a, 3b)间的整流滤波电路(9)。



1. 一种功率变换装置,其特征在于,

具备:

两个直流输入端子,输入直流输入电压;

两个直流输出端子,输出直流输出电压;

绝缘变压器,具有初级绕组及次级绕组;

开关元件,在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;

LC谐振电路,包括电感和电容而构成并与所述初级绕组并联连接;

第一谐振电容,与所述开关元件并联连接;

第二谐振电容,与所述次级绕组并联连接;以及

整流滤波电路,对产生于所述第二谐振电容的两端间的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出至所述两个直流输出端子间,

在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,

从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐振频率、第三谐振频率、第四谐振频率及第五谐振频率,该五个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率与该2倍的频率大致相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率及所述第五谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率及所述第四谐振频率时为极小的方式形成。

2. 一种功率变换装置,其特征在于,

具备:

两个直流输入端子,输入直流输入电压;

两个直流输出端子,输出直流输出电压;

绝缘变压器,具有初级绕组及具备中间抽头端子的次级绕组;

开关元件,在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;

LC谐振电路,包括电感和电容而构成并与所述初级绕组并联连接;

第一谐振电容,与所述开关元件并联连接;

第三谐振电容,连接在所述次级绕组的一端和所述中间抽头端子之间;

第四谐振电容,其连接在所述次级绕组的另一端和所述中间抽头端子之间;以及

整流滤波电路,其对产生于所述第三谐振电容的两端间的电压及在所述第四谐振电容的两端间产生的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出至所述两个直流输出端子间,

在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,

从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐振频率、第三谐振频率、第四谐振频率及第五谐振频率,该五个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率

与该2倍的频率大致相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率及所述第五谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率及所述第四谐振频率时为极小的方式形成。

3. 一种功率变换装置,其特征在于,

具备:

两个直流输入端子,输入直流输入电压;

两个直流输出端子,输出直流输出电压;

绝缘变压器,具有初级绕组、次级绕组及辅助绕组;

开关元件,在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;

LC谐振电路,包括电感和电容而构成,与所述辅助绕组并联连接;

第一谐振电容,与所述开关元件并联连接;

第二谐振电容,与所述次级绕组并联连接;

整流滤波电路,对产生于所述第二谐振电容的两端间的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出至所述两个直流输出端子间,

在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,

从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐振频率、第三谐振频率、第四谐振频率及第五谐振频率,该五个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率与该2倍的频率大致相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率及所述第五谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率及所述第四谐振频率时为极小的方式形成。

4. 根据权利要求1~3中任一项所述的功率变换装置,其特征在于,

所述LC谐振电路由电感和电容的串联电路构成。

5. 一种功率变换装置,其特征在于,

具备:

两个直流输入端子,输入直流输入电压;

两个直流输出端子,输出直流输出电压;

绝缘变压器,具有初级绕组及次级绕组;

开关元件,在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;

LC谐振电路,包括电感和电容而构成并与所述初级绕组并联连接;

第一谐振电容,与所述开关元件并联连接;

第二谐振电容,与所述次级绕组并联连接;以及

整流滤波电路,对产生于所述第二谐振电容的两端间的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出至所述两个直流输出端子间,

在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,

从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐振频率、第三谐振频率、第四谐振频率、第五谐振频率、第六谐振频率及第七谐振频率,该7个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率与该2倍的频率大致相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高且比该开关频率的4倍的频率低,所述第六谐振频率与该4倍的频率大致相同,所述第七谐振频率比该4倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率、所述第五谐振频率及所述第七谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率、所述第四谐振频率及所述第六谐振频率时为极小的方式形成。

6. 一种功率变换装置,其特征在于,

具备:

两个直流输入端子,输入直流输入电压;

两个直流输出端子,输出直流输出电压;

绝缘变压器,具有初级绕组及具备中间抽头端子的次级绕组;

开关元件,在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;

LC谐振电路,包括电感和电容而构成并与所述初级绕组并联连接;

第一谐振电容,与所述开关元件并联连接;

第三谐振电容,连接在所述次级绕组的一端和所述中间抽头端子之间;

第四谐振电容,其连接在所述次级绕组的另一端和所述中间抽头端子之间;以及

整流滤波电路,其对产生于所述第三谐振电容的两端间的电压及在所述第四谐振电容的两端间产生的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出至所述两个直流输出端子间,

在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,

从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐振频率、第三谐振频率、第四谐振频率、第五谐振频率、第六谐振频率及第七谐振频率,该7个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率与该2倍的频率大致相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高且比该开关频率的4倍的频率低,所述第六谐振频率与该4倍的频率大致相同,所述第七谐振频率比该4倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率、所述第五谐振频率及所述第七谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率、所述第四谐振频率及所述第六谐振频率时为极小的方式形成。

7. 一种功率变换装置,其特征在于,

具备:

两个直流输入端子,输入直流输入电压;

两个直流输出端子,输出直流输出电压;

绝缘变压器,具有初级绕组、次级绕组及辅助绕组;

开关元件,在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;

LC谐振电路,包括电感和电容而构成,与所述辅助绕组并联连接;

第一谐振电容,与所述开关元件并联连接;

第二谐振电容,与所述次级绕组并联连接;

整流滤波电路,对产生于所述第二谐振电容的两端间的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出至所述两个直流输出端子间,

在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,

从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐振频率、第三谐振频率、第四谐振频率、第五谐振频率、第六谐振频率及第七谐振频率,该7个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率与该2倍的频率大致相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高且比该开关频率的4倍的频率低,所述第六谐振频率与该4倍的频率大致相同,所述第七谐振频率比该4倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率、所述第五谐振频率及所述第七谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率、所述第四谐振频率及所述第六谐振频率时为极小的方式形成。

8. 根据权利要求5~7中任一项所述的功率变换装置,其特征在于,

所述LC谐振电路具有2组电感和电容的串联电路,并且该2组串联电路并联连接而构成。

## 功率变换装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及功率变换装置。

### 背景技术

[0002] 作为在高频带动作的功率变换电路,公知的是高变换效率的绝缘型谐振变换器(参照下述专利文献1)。

[0003] 专利文献1所开示的绝缘型谐振变换器100如图9所示,具备下述构成:变压器101(绝缘变压器),其具有初级绕组101a、次级绕组101b及辅助绕组101c;开关元件103,其在与初级绕组101a串联连接的状态下配设于直流输入端子102a、102b间,对输入直流输入端子102a、102b间的直流输入电压V1进行变换;谐振用电容104,其与开关元件103并联连接;有源钳位电路105;LC谐振电路106(电感106a和电容106b的串联电路),其与次级绕组101b并联连接;整流滤波电路107(由作为整流元件的二极管107a及滤波用电容107b构成的电路),其连接于电容106b的两端间,将直流输入电压V1变换为直流输出电压V2,输出到直流输出端子108a、108b间。该情况下,电感106a即可以是仅由存在于变压器101的次级绕组101b侧的漏感实现的结构,也可以是除了漏感外,配设不同形式的电感的结构。另外,虽然未图示,但变压器101的漏感由于还存在于初级绕组101a侧,因此对于该漏感,也能够用作谐振用的电感。

[0004] 另外,在该绝缘型谐振变换器100中,有源钳位电路105作为一例,由辅助绕组101c、在串联连接的状态下与初级绕组101a并联连接的开关元件105a及电容105b构成。

[0005] 在该绝缘型谐振变换器100中,在驱动变压器101的初级绕组101a的开关元件103断开时,通过与开关元件103并联存在的等效阻抗,在开关元件103的两端间产生谐振电压,但由于构成有源钳位电路105的开关元件105a在开关元件103断开时导通,因此有源钳位电路105可将该谐振电压的峰值电压值相对于没有有源钳位电路105的情况的输入电压的大致3.6倍的电压值限制在输入电压的大致2倍的电压值。

[0006] 现有技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本特开2017-508437号公报(第12-19页,第7,21图)

### 发明内容

[0009] 发明所要解决的技术问题

[0010] 然而,在作为上述现有的功率变换装置的绝缘型谐振变换器100中存在以下的应该改善的课题。即,在该绝缘型谐振变换器100中,采用通过有源钳位电路105限制开关元件103断开时产生的谐振电压的峰值电压值的结构,由于有源钳位电路105具备开关元件105a,因此存在正确且稳定控制该开关元件105a的导通、断开的设计难度,同时存在零件成本上升这类课题。

[0011] 本发明是鉴于上述课题而开发的,其目的在于,提供通过简单的结构可以将驱动

变压器(绝缘变压器)的开关元件两端间产生的谐振电压的峰值电压值限制到较低的功率变换装置。

[0012] 用于解决问题的技术方案

[0013] 为了实现上述目的,在本发明的功率变换装置中具备:两个直流输入端子,其输入直流输入电压;两个直流输出端子,其输出直流输出电压;绝缘变压器,其具有初级绕组及次级绕组;开关元件,其在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;LC谐振电路,其包括电感和电容而构成,与所述初级绕组并联连接;第一谐振电容,其与所述开关元件并联连接;第二谐振电容,其与所述次级绕组并联连接;整流滤波电路(整流平滑电路),其对产生于所述第二谐振电容的两端间的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出到所述两个直流输出端子间。

[0014] 在本发明的功率变换装置中具备:两个直流输入端子,其输入直流输入电压;两个直流输出端子,其输出直流输出电压;绝缘变压器,其具有初级绕组及具备中间抽头端子的次级绕组;开关元件,其在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;LC谐振电路,其包括电感和电容而构成并与所述初级绕组并联连接;第一谐振电容,其与所述开关元件并联连接;第三谐振电容,其连接在所述次级绕组的一端和所述中间抽头端子之间;第四谐振电容,其连接在所述次级绕组的另一端和所述中间抽头端子之间;整流滤波电路,其对产生于所述第三谐振电容的两端间的电压及产生于所述第四谐振电容的两端间的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出到所述两个直流输出端子间。

[0015] 在本发明的功率变换装置中具备:两个直流输入端子,其输入直流输入电压;两个直流输出端子,其输出直流输出电压;绝缘变压器,其具有初级绕组、次级绕组及辅助绕组;开关元件,其在与所述初级绕组串联连接的状态下连接在所述两个直流输入端子间,对所述直流输入电压进行开关变换;LC谐振电路,其包括电感和电容而构成,与所述辅助绕组并联连接;第一谐振电容,其与所述开关元件并联连接;第二谐振电容,其与所述次级绕组并联连接;整流滤波电路,其对产生于所述第二谐振电容的两端间的电压进行整流、滤波,作为所述直流输出电压输出到所述两个直流输出端子间。

[0016] 本发明的功率变换装置中,所述开关元件作为进行E级开关动作的结构。

[0017] 在本发明的功率变换装置中,所述LC谐振电路由电感和电容的串联电路构成。

[0018] 在本发明的功率变换装置中,在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐振频率、第三谐振频率、第四谐振频率及第五谐振频率,该五个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率与该2倍的频率大体相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率及所述第五谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率及所述第四谐振频率时为极小的方式形成。

[0019] 在本发明的功率变换装置中,所述LC谐振电路具有2组电感和电容的串联电路,并且该2组串联电路并联连接而成。

[0020] 在本发明的功率变换装置中,在所述两个直流输入端子间为短路状态时的从所述开关元件的两端侧观察的阻抗频率特性中,从低频侧向高频侧具有第一谐振频率、第二谐

振频率、第三谐振频率、第四谐振频率、第五谐振频率、第六谐振频率及第七谐振频率,该七个谐振频率中的仅所述第一谐振频率及所述第二谐振频率比所述开关元件的开关频率低,仅所述第三谐振频率比该开关频率的2倍的频率低,所述第四谐振频率与该2倍的频率大体相同,所述第五谐振频率比该2倍的频率高且比该开关频率的4倍的频率低,所述第六谐振频率与该4倍的频率大体相同,所述第七谐振频率比该4倍的频率高,所述阻抗以在所述第一谐振频率、所述第三谐振频率、所述第五谐振频率及所述第七谐振频率时为极大,且在所述第二谐振频率、所述第四谐振频率及所述第六谐振频率时为极小的方式形成。

#### [0021] 发明效果

[0022] 根据本发明,由于LC谐振电路与具有漏感的绝缘变压器的初级绕组并联连接的结构及LC谐振电路与绝缘变压器的辅助绕组并联连接的简单的结构,所以能够将开关元件断开时产生于开关元件的两端间的谐振电压的峰值电压抑制在直流输入电压的大致2倍的振幅(限制)。因此,作为开关元件能够使用耐压低的开关元件,另外,在耐压低的开关元件中大多是低导通(ON)电阻的开关元件,因此,随之,作为开关元件能够使用低导通(ON)电阻的开关元件。其结果是能够实现减少开关元件的导通损失(ON损失),能够提高变换效率。另外,由于能够降低开关元件的电压的降额(derating)率,因此能够实现开关元件的高可靠性。另外,根据本发明,因为将开关元件具备关于阻抗预先规定的频率特性,具体而言,具备具有上述的五个谐振频率的频率特性的负载网络作为负载的结构、将具备具有上述的七个谐振频率的频率特性的负载网络作为负载的结构,由于开关元件执行E级开关动作,因此能够在高频率动作下以更高的功率变换效率进行从直流输入电压向直流输出电压的变换。特别是根据将具备具有七个谐振频率的频率特性的负载网络为负载作为负载的结构,与将具备具有五个谐振频率的频率特性的负载网络作为负载的结构的开关元件两端的动作波形相比,能够将开关元件两端的动作波形形成为上升及下降更陡峭,且抑制中间部分的振动的振幅的波形,即更接近于矩形波形的形状,因此与具备具有五个谐振频率的频率特性的负载网络作为负载的结构的上述的动作波形(峰值电压被抑制到直流输入电压的大致2倍的波形)相比,能够将其峰值电压抑制得更低。

[0023] 另外,根据本发明,对于绝缘变压器具有具备中间抽头端子的次级绕组的结构来说,整流滤波电路以中间抽头端子为基准,通过对产生于第三、四谐振电容的每一个的两端间的电压进行整流、滤波,能够使在构成整流滤波电路的输出电容流过的电流的频率为2倍。因此,只要该输出电容的容量值与次级绕组中没有中间抽头端子的结构的输出电容相同,则能够使直流输出电压的输出纹波电压为一半,另外,只要使输出纹波电压与次级绕组中没有中间抽头端子的结构相同,则能够使输出电容的容量值为一半(作为结果,更小型化)。

[0024] 另外,根据本发明,作为绝缘变压器具有辅助绕组的结构,通过将LC谐振电路与辅助绕组并联连接,适当设定初级绕组和辅助绕组匝数比,由此与将LC谐振电路与初级绕组并联连接的结构比较,能够降低施加在构成LC谐振电路的电感及电容的电压。因此,能够在该电感及该电容中使用更耐压的低价格的零件。

#### 附图说明

[0025] 图1是表示作为本发明的第一实施方式的功率变换装置的变换器装置1a的电路结



构的结构图。

[0026] 图2是用于说明有关连接在开关元件5的两端间的负载网络的阻抗频率特性的说明图。

[0027] 图3是用于说明变换器装置1a动作的波形图。

[0028] 图4是表示作为本发明的第二实施方式的功率变换装置的变换器装置1b的电路结构的结构图。

[0029] 图5是用于说明变换器装置1b动作的波形图。

[0030] 图6是表示作为本发明的第三实施方式的功率变换装置的变换器装置1c的电路结构的结构图。

[0031] 图7是表示在图1、4、6所示的变换器装置1a、1b、1c中可以采用的LC谐振电路6的其它结构的结构图。

[0032] 图8是用于说明关于图3、5的电压V3的电压波形的示意图；

[0033] 图9是表示作为现有的功率变换装置的绝缘型谐振变换器100的电路结构的结构图。

### 具体实施方式

[0034] 以下,对本发明的优选的实施方式进行说明。此外,本发明的对象不限于以下的实施方式。另外,在以下记载的结构要素中,含有从业者能够容易假设的结构要素、实际相同的结构要素,并且该结构要素可适当组合。

[0035] 参照附图,详细说明发明的实施方式。此外,在附图的说明中,在相同的要素上附加相同符号,省略重复说明。

[0036] 首先,参照图1,对本发明优选的第一实施方式的功率变换装置的全体结构,列举作为功率变换装置的一例的变换器装置1a进行说明。该变换器装置1a具备一对直流输入端子2a、2b(以下,在没有特别区分时,也称为“直流输入端子2”)、一对直流输出端子3a、3b(以下,在没有特别区分时也称为“直流输出端子3”)、绝缘变压器4、开关元件5、LC谐振电路6、第一谐振电容7、第二谐振电容8、及整流滤波电路9,作为直流输入端子2侧和直流输出端子3侧电绝缘的绝缘型变换器装置构成。

[0037] 具体而言,在一对直流输入端子2a、2b间,将与基准电位(本例中,共用接地G)连接的直流输入端子2b作为低电位侧,输入直流输入电压(直流电压)V1。在一对直流输出端子3a、3b间,以直流输出端子3b为基准,输出直流输出端子3a的电位为正的直流输出电压V2。变换器装置1a中,负载LD连接在直流输出端子3a、3b间,直流输出电压V2供给负载LD。

[0038] 绝缘变压器4是以初级绕组4a及次级绕组4b彼此绝缘的状态下用磁芯以磁耦合的方式形成而构成。图1中,用等效电路表示绝缘变压器4,绝缘变压器4由具备以初级绕组4a及次级绕组4b的匝数比放大施加在初级绕组4a的电压并向次级绕组4b输出的理想变压器4c、初级绕组4a的漏感4d、次级绕组4b的漏感4e、励磁电感4f构成。此外,初级绕组电阻及次级绕组电阻等其它的要素忽略。

[0039] 开关元件5例如由MOSFET或双极晶体管等构成。本例中,作为一例,开关元件5由MOSFET构成。另外,开关元件5以与绝缘变压器4的初级绕组4a串联连接的状态连接在直流输入端子2a、2b间。具体而言,初级绕组4a与直流输入端子2a连接,且开关元件5与直流输入

端子2b连接。根据该结构,开关元件5通过ON/OFF动作,对从直流输入端子2输入的直流输入电压V1进行开关变换。

[0040] LC谐振电路6由含有电感和电容,且具有两个外部连接端子(第一连接部61及第二连接部62)构成的2端子电路构成。本例中,作为一例,LC谐振电路6含有1组电感6a和电容6b的串联电路(串联谐振电路),该串联电路连接在第一连接部61及第二连接部62间而构成,与绝缘变压器4的初级绕组4a并联连接。第一谐振电容7与开关元件5并联连接。另外,第一谐振电容7在开关元件5是MOSFET的半导体元件的情况下,也可以含有开关元件5具有的接合部的电容(寄生容量),也可以仅由接合部的电容构成。第二谐振电容8与绝缘变压器4的次级绕组4b并联连接。

[0041] 整流滤波电路9配设于第二谐振电容8和直流输出端子3a、3b之间,通过对产生于第二谐振电容8的两端间的电压进行整流、滤波,生成直流输出电压V2并输出到直流输出端子3a、3b。本例中,作为一例,整流滤波电路9由在第二谐振电容8的一端(图1中的上端)和直流输出端子3a之间以电流输出端子与直流输出端子3a连接的状态配设的整流元件9a(本例中,作为一例由二极管构成。因此,作为二极管的电流输出端子的阴极端子与直流输出端子3a连接)、和与连接在直流输出端子3a、3b间的输出电容9b构成。

[0042] 此外,虽然未图示,整流元件9a也能够作为配设于第二谐振电容8的另一端(图1中的下端)和直流输出端子3b之间的结构。该情况下,整流元件9a的电流输出端子(如本例,整流元件9a是二极管时为阴极端子)与第二谐振电容8的另一端连接。另外,整流元件9a不限定于由二极管单体构成,虽然未图示,但也可由例如二极管和开关元件的并联电路构成,并且由与电流在二极管流过的定时同步使开关元件进入导通状态的同步整流电路构成。

[0043] 在变换器装置1a中,与开关元件5连接的绝缘变压器4、LC谐振电路6及第一谐振电容7作为对于开关元件5的负载网络发挥功能。该情况下,在绝缘变压器4中,因为初级绕组4a和次级绕组4b磁耦合的结构,与次级绕组4b侧连接的第二谐振电容8及整流滤波电路9也含于负载网络中。

[0044] 该负载网络用于使开关元件5进行谐振开关(具体而言,E级开关动作),以两个直流输入端子2a、2b间为短路(低阻抗)状态时的从开关元件5的两端侧观察的阻抗频率特性为图2所示的频率特性的方式构成。此外,在直流输入端子2a、2b间一般从输出阻抗低的外部电源装置等输入直流输入电压(直流电压)V1,因此在变换器装置1a,在通常的动作状态,直流输入端子2a、2b间为常时短路状态(低阻抗的状态)。

[0045] 具体而言,负载网络其阻抗频率特性如图2所示,构成为从低频侧向高频侧具有第一谐振频率 $f_1$ 、第二谐振频率 $f_2$ 、第三谐振频率 $f_3$ 、第四谐振频率 $f_4$ 及第五谐振频率 $f_5$ ,该五个谐振频率 $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5$ 当中的仅第一谐振频率 $f_1$ 及第二谐振频率 $f_2$ 比开关元件5的开关频率 $f_s$ 低,比开关频率 $f_s$ 高的三个谐振频率 $f_3, f_4, f_5$ 当中的仅第三谐振频率 $f_3$ 比开关频率 $f_s$ 的2倍的频率( $=2 \times f_s$ )低,第四谐振频率 $f_4$ 与该2倍的频率( $=2 \times f_s$ )大体相同,第五谐振频率 $f_5$ 比2倍的频率( $=2 \times f_s$ )高。另外,在该阻抗频率特性中形成为阻抗在第一谐振频率 $f_1$ 、第三谐振频率 $f_3$ 及第五谐振频率 $f_5$ 的各个为极大,且在第二谐振频率 $f_2$ 及第四谐振频率 $f_4$ ( $=2 \times f_s$ )的各个为极小。

[0046] 在将具有关于这样的阻抗频率特性的负载网络作为负载,在进行开关的开关元件5的两端间,在与开关频率 $f_s$ 相同的频率产生电压V3(参照图1),但由于该负载网络如上述,

构成为具有阻抗在开关频率 $f_s$ 的偶数倍(上述的例子中2倍)大致极小的阻抗特性,因此构成产生于该两端间的电压 $V_3$ 的波形的高次谐波成分当中的偶数成分衰减,基本波成分(1次高次谐波成分)和奇数成分(主要3次高次谐波成分)保留。其结果是,在具有本例的五个谐振频率 $f_1 \sim f_5$ 的结构中,如图8所示,可将产生于开关元件5的两端间的电压 $V_3$ 抑制到直流输入电压 $V_1$ 的大致2倍。

[0047] 接着,对于图1所示的变换器装置1a的基本动作,参照图1、及图3的波形图(稳态动作波形图),与各期间的动作波形一起说明。

[0048] 对于各期间的动作,首先,对时间 $t_0$ 至时间 $t_1$ 的期间的动作进行说明。时间 $t$ (= $t_0$ )时,从控制开关元件5的ON/OFF的未图示的控制电路输出的驱动信号电压 $V_p$ 为了使开关元件5为ON而变成高电平,至时间 $t$ (= $t_1$ )维持高电平。因此,从时间 $t_0$ 至时间 $t_1$ 的期间,开关元件5为ON,施加在开关元件5的两端间的(产生于两端间)电压 $V_3$ 为零,流过第一谐振电容7的电流 $i_c$ 为零。

[0049] 另外,流过开关元件5的电流 $i_s$ 根据上述的负载网络的特性,经由开关元件5从直流输入端子2b向直流输入端子2a的方向(负方向)流动,之后慢慢减少为零,接着,从直流输入端子2a向直流输入端子2b的方向(正方向)开始流动,缓慢上升。输入电流 $i_1$ 也从负方向的谐振峰值的附近与电流 $i_s$ 同样边变化,边向正方向的谐振峰值缓慢上升。另一方面,该期间的输出电流 $i_2$ 从正的值慢慢减小,在至时间 $t$ (= $t_1$ )之间变为零,之后维持为零。

[0050] 接着,对时间 $t_1$ 至时间 $t_2$ 的期间的动作进行说明。在开关元件5的驱动信号电压 $V_p$ 为了在时间 $t$ (= $t_1$ )使开关元件5为OFF而为低电平,至时间 $t$ (= $t_2$ )维持低电平。由此,在该期间,开关元件5维持OFF状态。在该期间,施加在开关元件5的两端间的电压 $V_3$ 从开关元件5变为OFF后,通过谐振,从零至直流输入电压 $V_1$ 的大致2倍的振幅电压缓慢上升,之后,该电压维持某程度的时间后下降,在时间 $t$ (= $t_2$ )返回到零。另外,在时间 $t$ (= $t_2$ ),该电压 $V_3$ 对时间的导函数(相对于时间的电压变化率)也为零。即开关元件5进行E级开关动作。

[0051] 另外,在从该时间 $t_1$ 至时间 $t_2$ 的期间内,通过使开关元件5为OFF,流过开关元件5的电流 $i_s$ 为零,在这种情况下,电流 $i_c$ 在第一谐振电容7流动。该电流 $i_c$ 为具有正方向的谐振峰值及负方向的谐振峰值(两种谐振峰值)的谐振电流。另外,与此对应,输入电流 $i_1$ 也为具有正方向的谐振峰值及负方向的谐振峰值(两种谐振峰值)的谐振电流。另外,输出电流 $i_2$ 从该期间开始一段时间维持在零,但从到达时间 $t$ (= $t_2$ )稍前以高的转换速率(急剧)上升。另外,上升的输出电流 $i_2$ 达到峰值后,在时间 $t$ (= $t_2$ )至时间 $t_0$ 的电流值在慢慢减小。

[0052] 从之后的时间 $t_2$ 至时间 $t_3$ 的期间的动作与从上述的时间 $t_0$ 至时间 $t_1$ 的期间的动作同样,从再之后的时间 $t_3$ 至时间 $t_4$ 的期间的动作与从上述的时间 $t_1$ 至时间 $t_2$ 的期间的动作同样。这样,从时间 $t_0$ 至时间 $t_2$ 的期间的动作在此以后的期间反复。

[0053] 这样,根据该变换器装置1a,因为将具有有关图2所示的阻抗频率特性(具有五个谐振频率 $f_1 \sim f_5$ 的频率特性)的负载网络作为负载的结构,开关元件5进行E级开关动作(开关元件5在ON/OFF切换时刻的电压 $V_3$ 为零,并且关于电压 $V_3$ 的倾率也为零),因此在高频率动作下能够以高功率变换效率进行从直流输入电压 $V_1$ 至直流输出电压 $V_2$ 的变换。另外,根据该变换器装置1a,通过将LC谐振电路6与具有漏感 $4d$ 的绝缘变压器4的初级绕组4a并联连接能够简单构成,并且能够将施加在开关元件5的两端间的电压 $V_3$ (产生于两端间的谐振电压)的峰值电压抑制(限制)在直流输入电压 $V_1$ 的大致2倍的振幅。因此,根据该变换器装置

1a,作为开关元件5能够使用耐压低的开关元件,另外,在耐压低的开关元件中多是低导通(ON)电阻的开关元件,因此随之,作为开关元件5也能够使用低导通(ON)电阻的开关元件。其结果是,能够实现减少开关元件5的导通损失(ON损失),能够进一步提高变换器装置1a的变换效率。

[0054] 接着,参照图4,对于本发明的优选的第二实施方式的功率变换装置的全体结构,列举作为功率变换装置的一例的变换器装置1b进行说明。此外,对于与变换器装置1a相同的结构,附加相同的符号,省略重复的说明。

[0055] 变换器装置1b具备一对直流输入端子2、一对直流输出端子3、绝缘变压器14、开关元件5、LC谐振电路6、第一谐振电容7、第三、四谐振电容18a、18b、及整流滤波电路19,作为将直流输入端子2侧和直流输出端子3侧电绝缘的绝缘型变换器装置而构成。

[0056] 绝缘变压器14在具有初级绕组14a、及中间抽头端子CT的次级绕组14b彼此绝缘的状态下用磁芯以磁耦合的方式构成。图4中以等效电路表示绝缘变压器14,绝缘变压器14具备下述构成:以初级绕组14a及次级绕组14b的匝数比放大施加在初级绕组14a的电压并输出到次级绕组14b的理想变压器14c、初级绕组14a的漏感14d、次级绕组14b的漏感14e、14f、励磁电感14g。此外,初级绕组电阻及次级绕组电阻等其它的要素忽略。

[0057] 第三谐振电容18a以绝缘变压器4的次级绕组4b的中间抽头端子CT为基准,与次级绕组4b的一端侧(图4中的上端侧)的绕组并联连接。另外,第四谐振电容18b以绝缘变压器4的次级绕组4b的中间抽头端子CT为基准与次级绕组4b的另一端侧(图4中的下端侧)的绕组并联连接。另外,绝缘变压器4的中间抽头端子CT与直流输出端子3b连接。

[0058] 整流滤波电路19配设于第三、四谐振电容18a、18b和直流输出端子3a、3b之间,对以中间抽头端子CT为基准、产生于第三、四谐振电容18a、18b的每一组的两端间的电压进行整流、滤波,从而生成直流输出电压V2并输出到直流输出端子3a、3b。

[0059] 本例中,作为一例,整流滤波电路19由下述构成:整流元件19a,其在第三谐振电容18a的一端(图4中的上端)和直流输出端子3a之间,以电流输出端子与直流输出端子3a连接的状态配设(本例中,作为一例,由二极管构成。因此,作为二极管的电流输出端子的阴极端子与直流输出端子3a连接);整流元件19b,其在第四谐振电容18b的一端(图4中的下端)和直流输出端子3a之间以电流输出端子与直流输出端子3a连接的状态配设(本例中,作为一例由二极管构成。因此,作为二极管的电流输出端子的阴极端子与直流输出端子3a连接);输出电容19c,其连接在直流输出端子3a、3b间。

[0060] 此外,不限于将各整流元件19a、19b的电流输出端子(本例中二极管19a、19b的阴极端子)与直流输出端子3a连接,且将绝缘变压器4的中间抽头端子CT与直流输出端子3b连接的上述的结构。例如,虽然未图示,但还能够采用将各整流元件19a、19b以与图4所示的极性相反的极性与次级绕组14b的各端部连接(将整流元件19a、19b的电流输出端子(二极管中阴极端子)与次级绕组14b的各端部连接),将各整流元件19a、19b的电流输入端子(二极管中阳极端子)与直流输出端子3b连接,且将绝缘变压器4的中间抽头端子CT与直流输出端子3a连接的结构。另外,整流元件19a、19b不限于由二极管单体构成,与上述的整流元件9a同样,也能够由同步整流电路构成。

[0061] 变换器装置1b中,与开关元件5连接的绝缘变压器14、LC谐振电路6及第一谐振电容7作为对于开关元件5的负载网络发挥功能。该情况下,在绝缘变压器14中,因为初级绕组

14a和次级绕组14b磁耦合的结构,与次级绕组14b侧连接的第三、四谐振电容18a、18b及整流滤波电路19也含在负载网络中。

[0062] 该负载网络是用于使开关元件5进行谐振开关(具体而言E级开关动作)的网络,构成两个直流输入端子2a、2b间为短路(低阻抗)状态时的从开关元件5的两端侧观察的阻抗频率特性为图2所示的频率特性(具有五个谐振频率 $f_1 \sim f_5$ 的频率特性)。

[0063] 因此,在变换器装置1b中,也与上述的变换器装置1a同样,将具有与这种阻抗有关的频率特性的负载网络作为负载,可将产生于进行开关的开关元件5的两端间的电压 $V_3$ 抑制到直流输入电压 $V_1$ 的大致2倍。

[0064] 接着,对于图4所示的变换器装置1b的基本动作,参照图4、及图5的波形图(稳态动作波形图),与各期间的动作波形一起进行说明。

[0065] 对于各期间的动作,首先,对从时间 $t_0$ 至时间 $t_1$ 的期间的动作进行说明。时间 $t (= t_0)$ 时,从控制开关元件5的ON/OFF的未图示的控制电路输出的驱动信号电压 $V_p$ 为了使开关元件5为ON而成为高电平,至时间 $t (= t_1)$ 维持高电平。因此,从时间 $t_0$ 至时间 $t_1$ 期间使开关元件5为ON,施加在开关元件5的两端间的(产生于两端间)电压 $V_3$ 为零,流过第一谐振电容7的电流 $i_c$ 为零。

[0066] 另外,流过开关元件5的电流 $i_s$ 根据上述的负载网络的特性,经由开关元件5在从直流输入端子2b向直流输入端子2a的方向(负方向)流动,之后慢慢减少变为零,接着,在从直流输入端子2a向直流输入端子2b的方向(正方向)开始流动,缓缓上升。输入电流 $i_1$ 也从负方向的谐振峰值的附近与电流 $i_s$ 同样变化,并向正方向的谐振峰值缓缓上升。

[0067] 另外,在该期间的输出电流 $i_{2a}$ 从正值慢慢减少,至时间 $t (= t_1)$ 期间变为零,之后维持为零。另一方面,在该期间的输出电流 $i_{2b}$ 维持为零。

[0068] 接着,对于从时间 $t_1$ 至时间 $t_2$ 的期间的动作进行说明。在开关元件5的驱动信号电压 $V_p$ 在时间 $t (= t_1)$ 开关元件5为OFF而成为低电平,至时间 $t (= t_2)$ 维持低电平。由此,在该期间开关元件5维持OFF状态。在该期间,施加在开关元件5的两端间的电压 $V_3$ 从开关元件5为OFF后,通过谐振,缓缓从零上升至直流输入电压 $V_1$ 的大致2倍的振幅电压,之后,使该电压维持一定程度的时间后降低,在时间 $t (= t_2)$ 返回到零。另外,该电压 $V_3$ 在时间 $t (= t_2)$ ,对时间的导函数(对时间的电压变化率)也为零。即开关元件5进行E级开关动作。

[0069] 另外,在从该时间 $t_1$ 至时间 $t_2$ 的期间内通过使开关元件5为OFF,在开关元件5流动的电流 $i_s$ 为零,在这种情况下,电流 $i_c$ 在第一谐振电容7流动。该电流 $i_c$ 为具有正方向的谐振峰值及负方向的谐振峰值(两种谐振峰值)的谐振电流。另外,与其对应,输入电流 $i_1$ 也为具有正方向的谐振峰值及负方向的谐振峰值(两种谐振峰值)的谐振电流。

[0070] 另外,输出电流 $i_{2b}$ 在输入电流 $i_1$ 向正方向流动的状态,从零的状态以高的转换速率(急剧)上升,达到峰值后减少,在与输入电流 $i_1$ 为零几乎相同的定时变为零,之后,至时间 $t_2$ 维持为零。另一方面,输出电流 $i_{2a}$ 从该期间开始维持为零,在该期间结束前(从到时间 $t_2$ 稍前)以高的转换速率(急剧)上升,在时间 $t (= t_2)$ 达到时间 $t_0$ 的电流值。

[0071] 从之后的时间 $t_2$ 至时间 $t_3$ 的期间与从前述的时间 $t_0$ 至时间 $t_1$ 的期间的动作同样,从再之后的时间 $t_3$ 至时间 $t_4$ 的期间与从前述的时间 $t_1$ 至时间 $t_2$ 的期间的动作同样。即,从时间 $t_0$ 至时间 $t_2$ 期间的动作在其以后期间反复。

[0072] 这样,根据该变换器装置1b,因为将具有有关图2所示的阻抗频率特性的负载网络

作为负载的结构,开关元件5进行E级开关动作(在开关元件5进行ON/OFF切换的时刻的电压V3为零,同时有关电压V3的倾率也为零),因此在高频率动作下以高的功率变换效率能够进行从直流输入电压V1向直流输出电压V2的变换。另外,根据该变换器装置1b,通过将LC谐振电路6与具有漏感4d的绝缘变压器4的初级绕组4a并联连接能够简单构成,并且能够将施加在开关元件5的两端间的电压V3(产生于两端间的谐振电压)的峰值电压抑制(限制)在直流输入电压V1的大致2倍的振幅。因此,根据该变换器装置1b,作为开关元件5能够使用耐压低的开关元件,另外,在耐压低的开关元件中多是低导通电阻的开关元件,因此随之作为开关元件5能够使用低导通电阻的开关元件。其结构是能够实现减小开关元件5的导通损失(ON损失),能够进一步提高变换器装置1b的变换效率。另外,在输出电容19c流过的电流的频率为2倍,因此输出电容19c的容量值只要与变换器装置1a的输出电容9b相同,则能够使输出纹波电压为变换器装置1a的一半,另外,只要使输出纹波电压与变换器装置1a相同,则能够使输出电容19c的容量值为一半(结果更小型化)。

[0073] 以上,对于ON/OFF控制开关元件5的驱动信号电压 $V_p$ 的ON时间比OFF时间短的条件下的各实施方式的动作进行了说明,但开关元件5的ON时间和OFF时间与上述的例子不同的情况下,往往各部的动作电压和动作电流峰值时间也不同。

[0074] 另外,对采用LC谐振电路6与绝缘变压器4的初级绕组4a并联连接的结构变换器装置1a、1b进行了说明,但LC谐振电路6的连接部位不限于此。例如,如图6所示的变换器装置1c,也能够采用将LC谐振电路6与绝缘变压器24中与初级绕组24a及次级绕组24b同时形成的辅助绕组24c并联连接的结构。以下,参照图6,对作为本发明的优选的第三实施方式的功率变换装置的一例的变换器装置1c进行说明。此外,对于与变换器装置1a相同的结构,附加相同的符号省略重复说明。另外,对于动作,与变换器装置1a相同,因此省略说明。

[0075] 该变换器装置1c具备一对直流输入端子2、一对直流输出端子3、绝缘变压器24、开关元件5、LC谐振电路6、第一谐振电容7、第二谐振电容8、及整流滤波电路9,作为直流输入端子2侧和直流输出端子3侧电绝缘的绝缘型变换器装置而构成。

[0076] 绝缘变压器24在初级绕组24a、次级绕组24b及辅助绕组24c彼此绝缘的状态下用磁芯以磁耦合的方式而构成。图6利用等效电路表示绝缘变压器24,绝缘变压器24具备下述构成:以初级绕组24a及次级绕组24b的匝数比放大施加在初级绕组24a的电压输出到次级绕组24b且以初级绕组24a及辅助绕组24c的匝数比放大输出到辅助绕组24c的理想变压器24d、初级绕组24a的漏感24e、次级绕组24b的漏感24f、辅助绕组24c的漏感24g、励磁电感24h。此外,初级绕组电阻、次级绕组电阻及辅助绕组电阻等其它的要素忽视。

[0077] LC谐振电路6与绝缘变压器24的辅助绕组24c并联连接。

[0078] 在变换器装置1c中,与开关元件5连接的绝缘变压器24及第一谐振电容7作为相对于开关元件5的负载网络发挥功能。该情况下,在绝缘变压器24中,因为初级绕组24a、次级绕组24b及辅助绕组24c彼此磁耦合的结构,与次级绕组24b侧连接的第二谐振电容8及整流滤波电路9也包含在负载网络内,并且与辅助绕组24c连接的LC谐振电路6也包含在负载网络内。

[0079] 该负载网络用于使开关元件5进行谐振开关(具体而言,进行E级开关动作),以两个直流输入端子2a、2b间为短路(低阻抗)状态时的从开关元件5的两端侧观察的阻抗的周波数特性为图2所示的频率特性的方式构成。

[0080] 因此,在变换器装置1c中也与上述的变换器装置1a同样,将具有关于这种阻抗频率特性的负载网络作为负载,可将产生于进行开关的开关元件5的两端间的电压V3抑制到直流输入电压V1的大致2倍。另外,变换器装置1c也与变换器装置1a同样,开关元件5进行E级开关动作。

[0081] 因此,通过该变换器装置1c,具有与变换器装置1a同样的效果即能够简单构成,并且能够将施加在开关元件5的两端间的电压V3(产生于两端间的谐振电压)的峰值电压抑制(限制)在直流输入电压V1的大致2倍的振幅。另外,作为开关元件5能够使用耐压低的开关元件。另外,随之作为开关元件5能够使用低导通电阻的开关元件,因此能够实现减少在开关元件5的导通损失(ON损失),能够进一步提高变换器装置1c的变换效率。另外,在变换器装置1c中,绝缘变压器24的结构与变换器装置1a的绝缘变压器4比较,虽然复杂了辅助绕组24c的份额,但通过将初级绕组24a和辅助绕组24c的匝数比设为 $1:n$ ( $0 < n < 1$ ),将与LC谐振电路6与初级绕组4a并联连接的变换器装置1a的结构比较,能够降低施加在构成LC谐振电路6的电感6a及电容6b的电压。因此,根据该变换器装置1c,在电感6a及电容6b中能够使用耐压更低的廉价的零件。该情况下,通过提高初级绕组24a和辅助绕组24c的耦合系数,还能够进一步降低施加在电感6a及电容6b的电压。

[0082] 另外,对具备含有1组电感6a和电容6b的串联电路(串联谐振电路),该串联电路连接在第一连接部61及第二连接部62间构成的LC谐振电路6的变换器装置1a、1b、1c进行了描述,但变换器装置1a、1b、1c具备的LC谐振电路6不限于该结构。例如,变换器装置1a、1b、1c如图7所示,还能够采用具备除了电感6a和电容6b的串联电路,还含有电感6c和电容6d的串联电路(串联谐振电路),该2组串联电路并联连接,连接在第一连接部61及第二连接部62间的LC谐振电路6的结构。

[0083] 在具备包括该结构的LC谐振电路6构成的负载网络的变换器装置1a、1b、1c中,两个直流输入端子2a、2b间为短路(低阻抗)状态时的从开关元件5的两端侧观察的阻抗频率特性如图2所示,在超过具有上述的五个谐振频率 $f_1 \sim f_5$ 的频率特性的谐振频率 $f_5$ 的频带上,还具有两个谐振频率(第六谐振频率 $f_6$ 及第七谐振频率 $f_7 (> f_6)$ )。该情况下,形成第五谐振频率 $f_5$ 比开关频率 $f_s$ 的2倍的频率( $= 2 \times f_s$ )高且比开关频率 $f_s$ 的4倍的频率( $= 4 \times f_s$ )低,第六谐振频率 $f_6$ 与该4倍的频率( $= 4 \times f_s$ )大体相同,第七谐振频率 $f_7$ 比该4倍的频率( $= 4 \times f_s$ )高。另外,在该阻抗频率特性中形成为:阻抗在第一谐振频率 $f_1$ 、第三谐振频率 $f_3$ 、第五谐振频率 $f_5$ 及第七谐振频率 $f_7$ 时为极大,且在第二谐振频率 $f_2$ 、第四谐振频率 $f_4$ ( $= 2 \times f_s$ )及第六谐振频率 $f_6$ ( $= 4 \times f_s$ )时为极小。

[0084] 含有2组图7所示的结构即含有2组电感和电容的串联电路,并联连接各串联电路结构的LC谐振电路6也与图1等所示的含有1组串联电路的LC谐振电路6同样,开关元件5进行谐振开关动作(E级开关动作)。

[0085] 在具备该LC谐振电路6的变换器装置1a、1b、1c中,开关元件5的ON时间和OFF时间与上述的例子不同,随之,各部的动作电压和动作电流峰值时间不同。具体而言,构成为,将含有该结构的LC谐振电路6的负载网络作为负载,在进行开关的开关元件5的两端间,产生与开关频率 $f_s$ 相同频率的电压V3(参照图1),但该负载网络如上述,在开关频率 $f_s$ 的偶数倍(上述的例子中,2倍及4倍)具有几乎极小的阻抗特性,因此构成产生于该两端间的电压V3的波形的高次谐波成分当中的偶数成分衰减,基波成分(1次谐波成分)和奇数成分(主要是

3次高次谐波成分及5次高次谐波成分)保留。其结果是,在具有本例的七个谐振频率 $f_1 \sim f_7$ 的结构中,如图8所示,可将作为产生于开关元件5的两端间的谐振电压的电压V3的峰值电压抑制得比直流输入电压V1的大致2倍低(与具备具有五个谐振频率 $f_1 \sim f_5$ 的LC谐振电路6的结构相比,抑制得更低)。

[0086] 另外,本发明中,是利用绝缘变压器具有的漏感来产生发明效果的,在绝缘变压器的结构、构造得不到希望的漏感的情况下,在绝缘变压器的初级侧绕组、次级侧绕组的任何一方除了漏感,还能够追加不同形式的电感。

[0087] 符号说明

[0088] 1a、1b、1c 变换器装置

[0089] 2a、2b 直流输入端子

[0090] 3a、3b 直流输出端子

[0091] 4,14,24 绝缘变压器

[0092] 4a、14a、24a 初级绕组

[0093] 4b、14b、24b 次级绕组

[0094] 5 开关元件

[0095] 6 LC谐振电路

[0096] 6a、6c 电感

[0097] 6b、6d 电容

[0098] 7 第一谐振电容

[0099] 8 第二谐振电容

[0100] 9,19 整流滤波电路

[0101] 18a 第三谐振电容

[0102] 18b 第四谐振电容

[0103] 24c 辅助绕组

[0104] CT 中间抽头端子

[0105] V1 直流输入电压

[0106] V2 直流输出电压



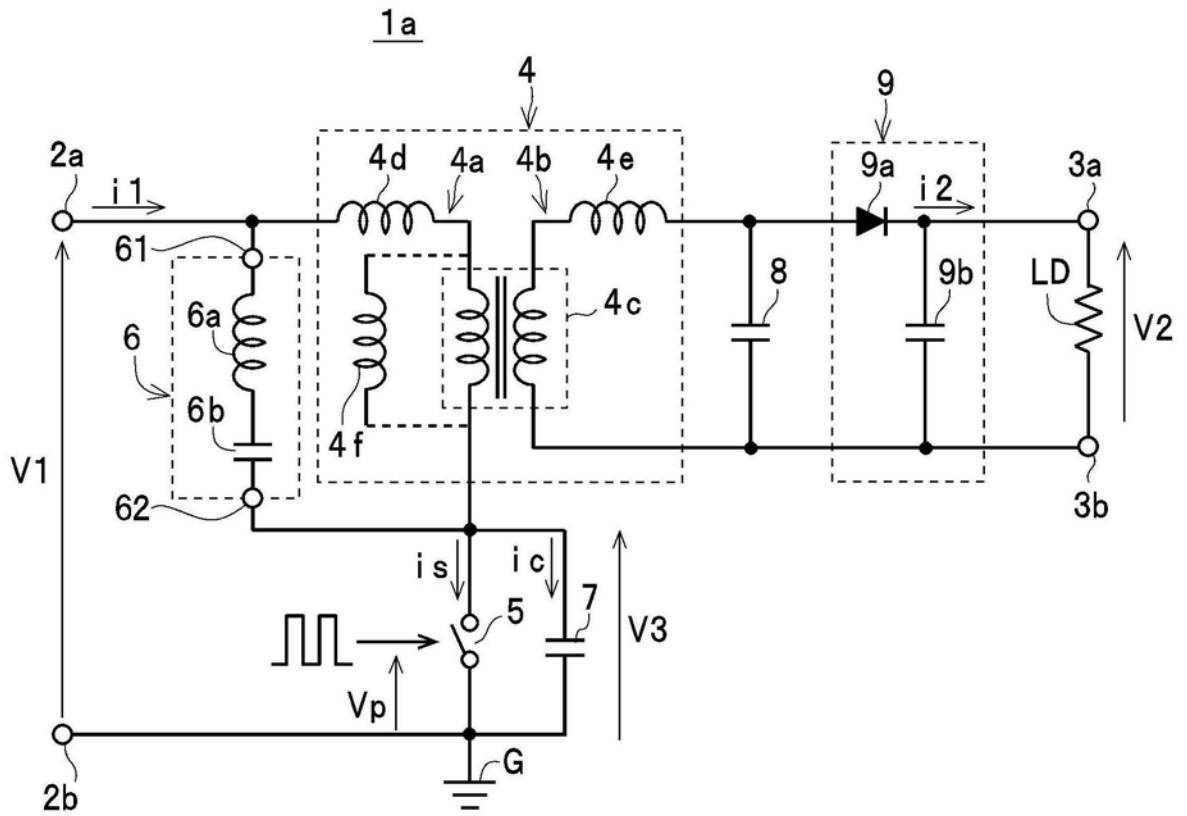


图1

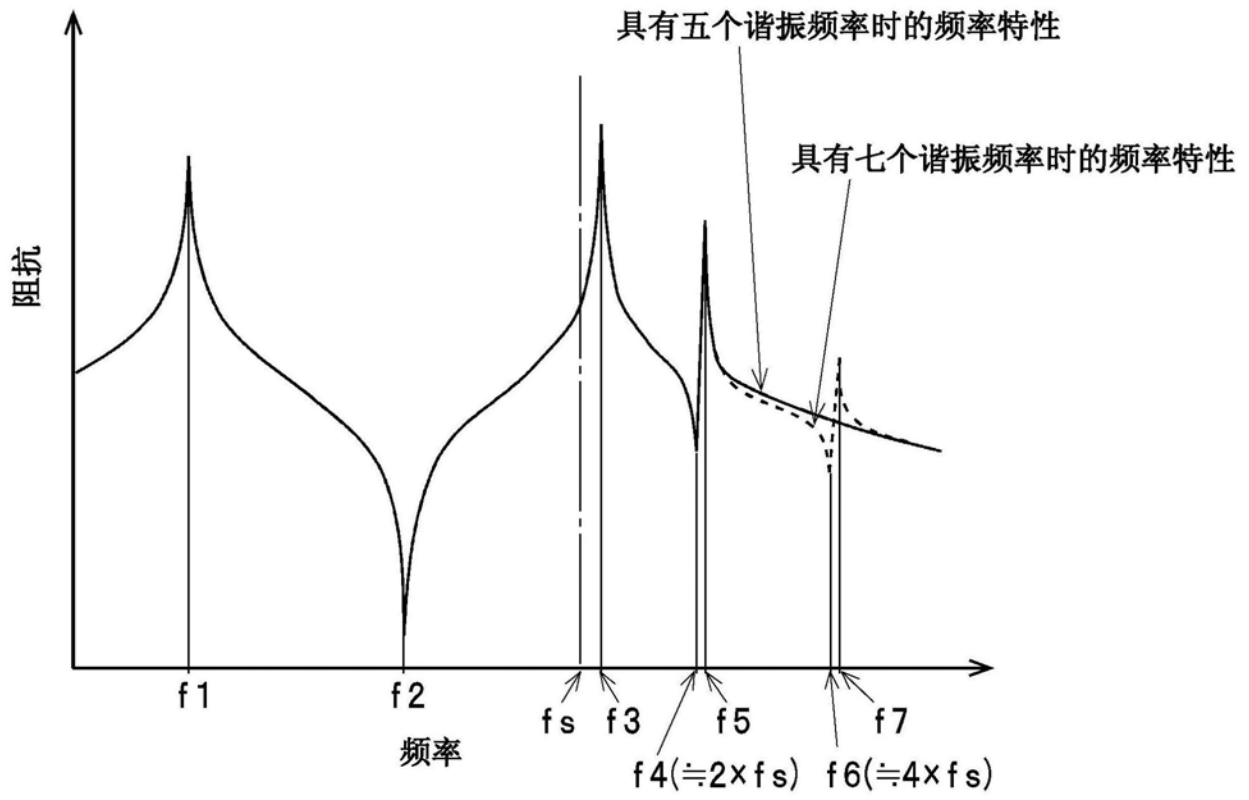


图2

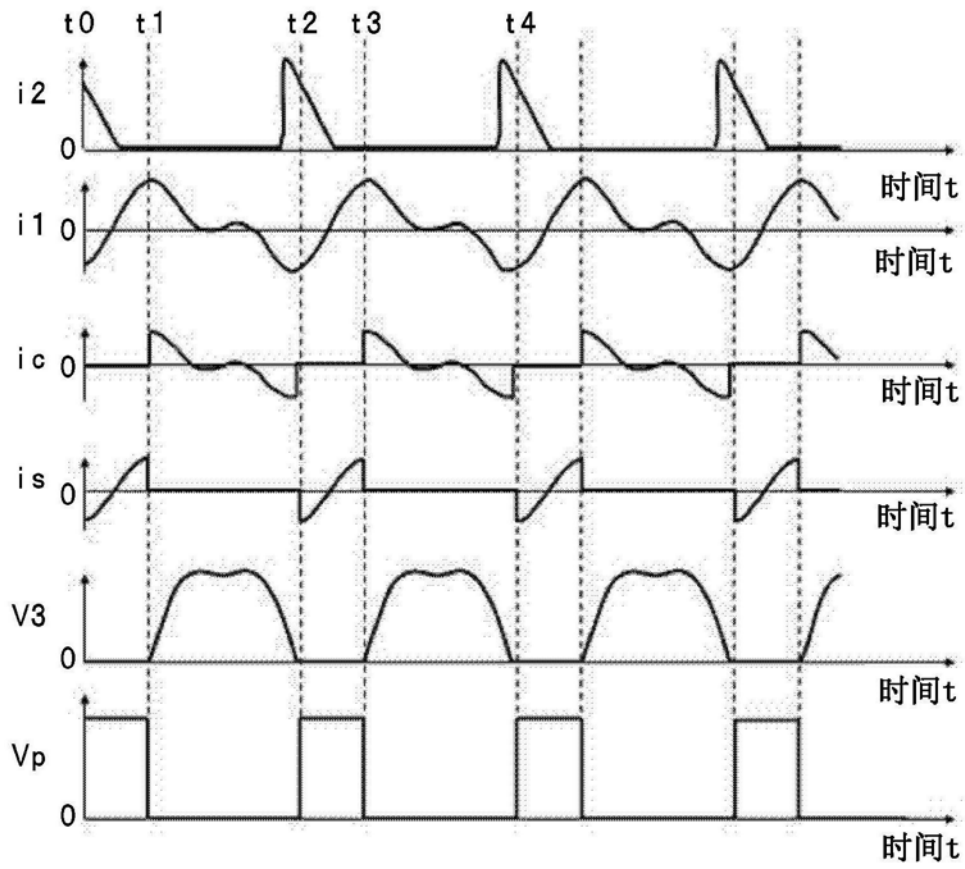


图3

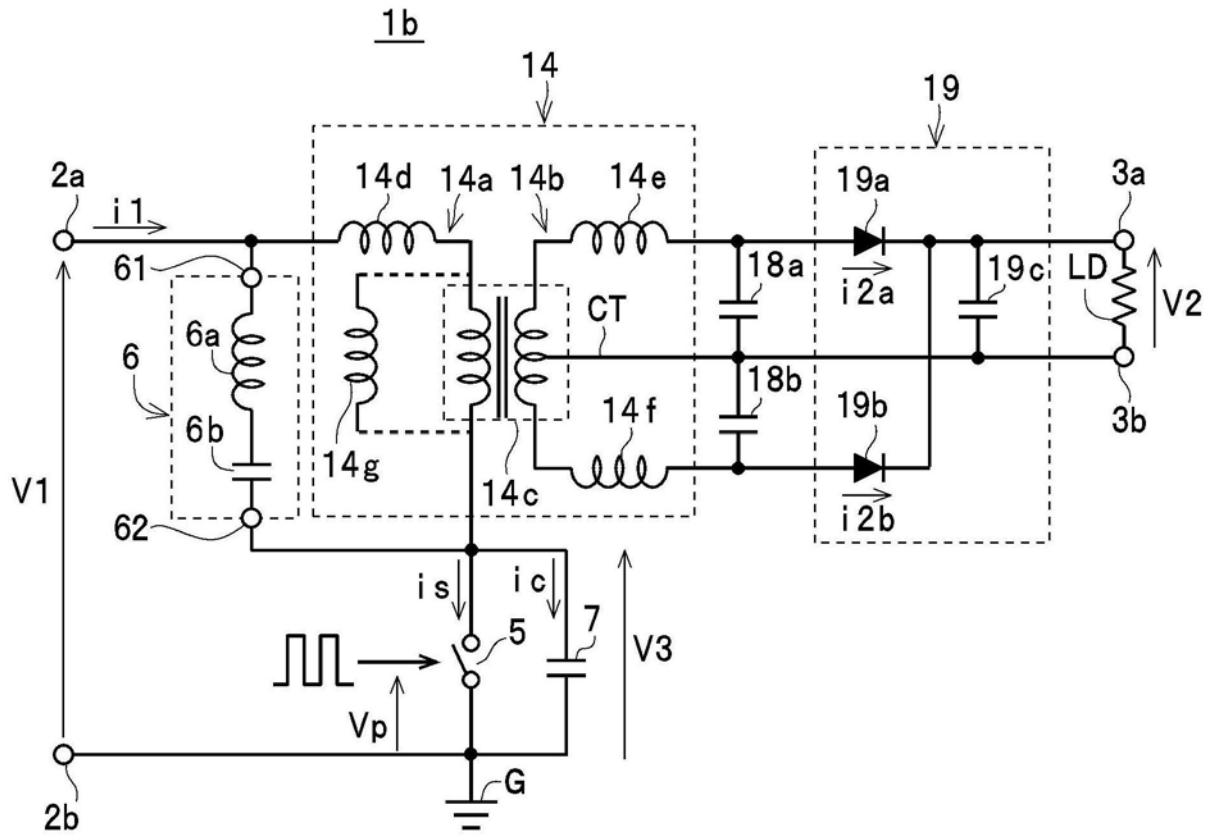


图4

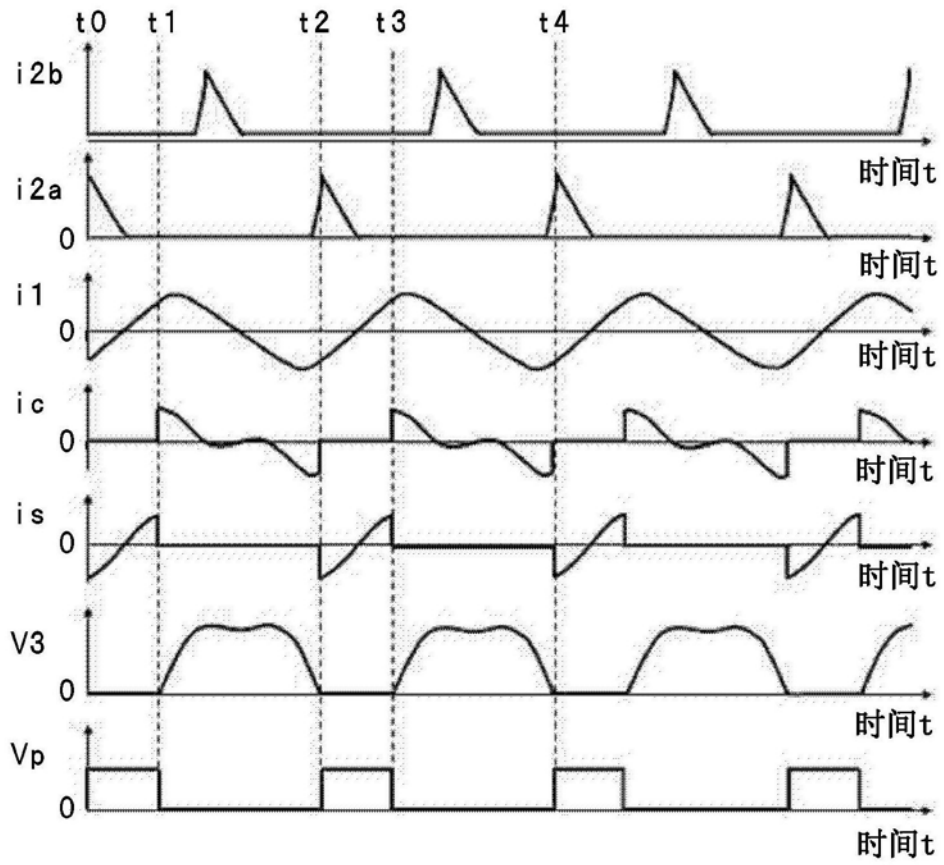


图5

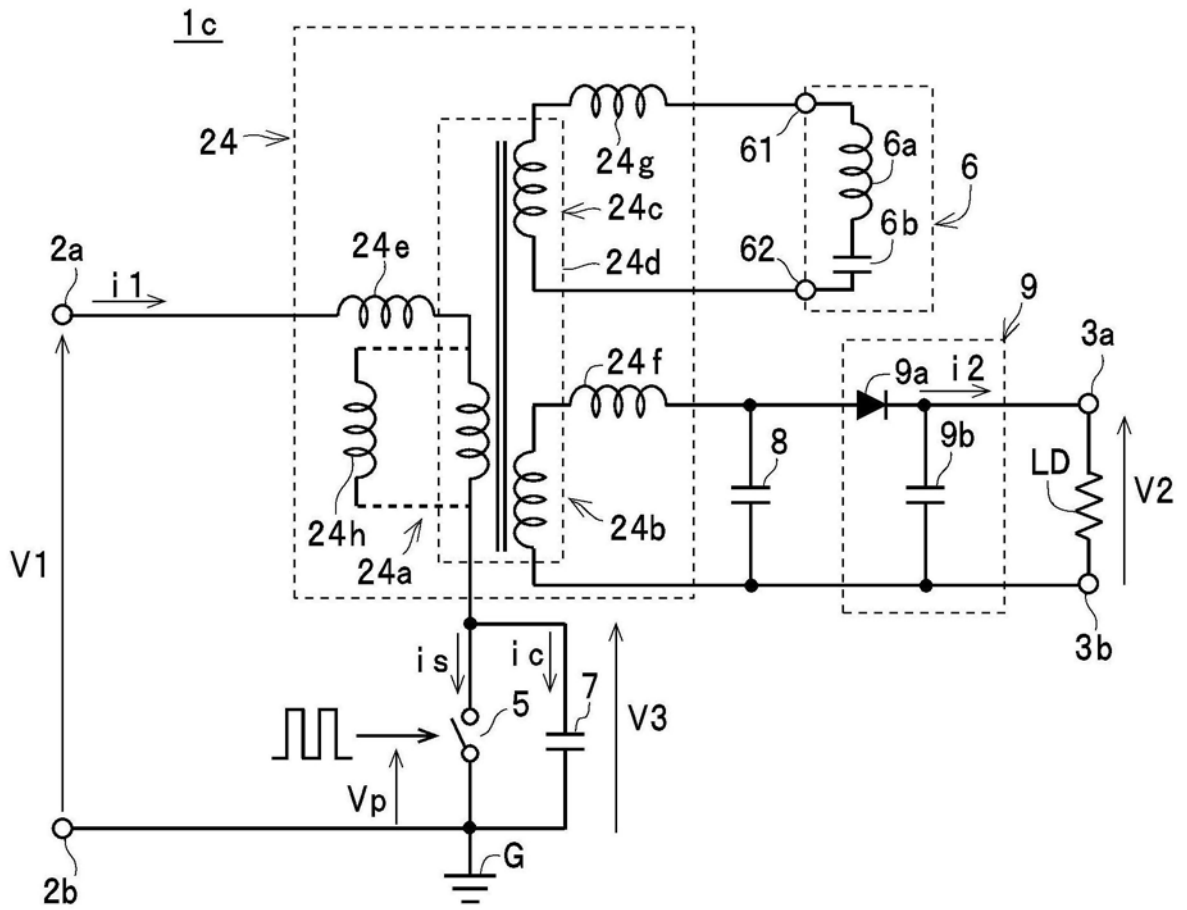


图6

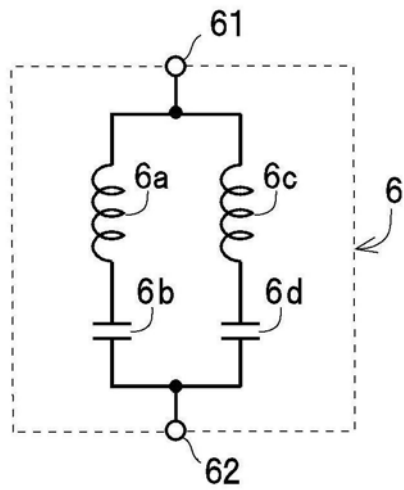


图7

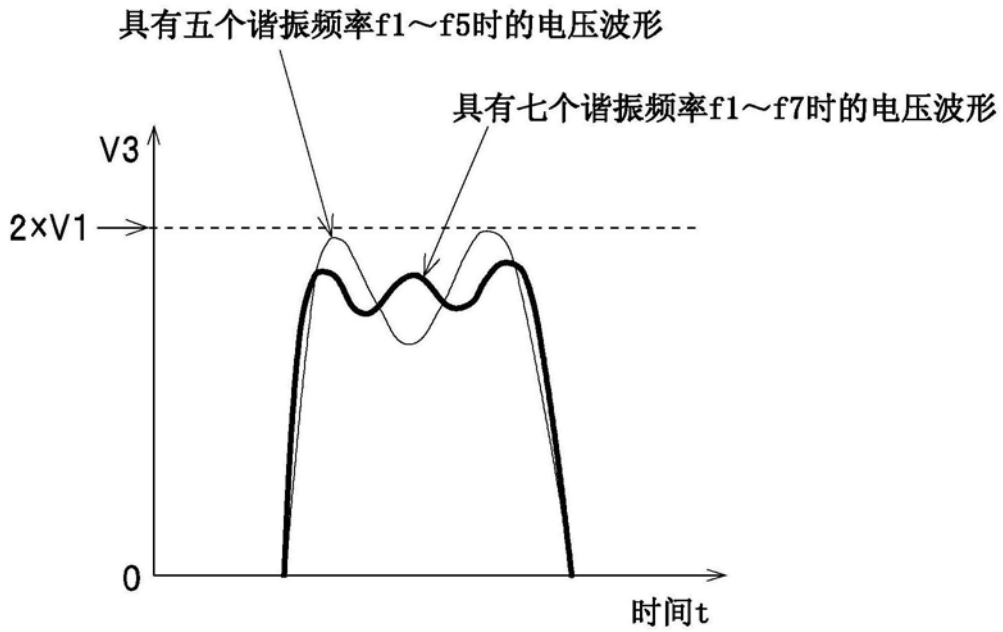


图8

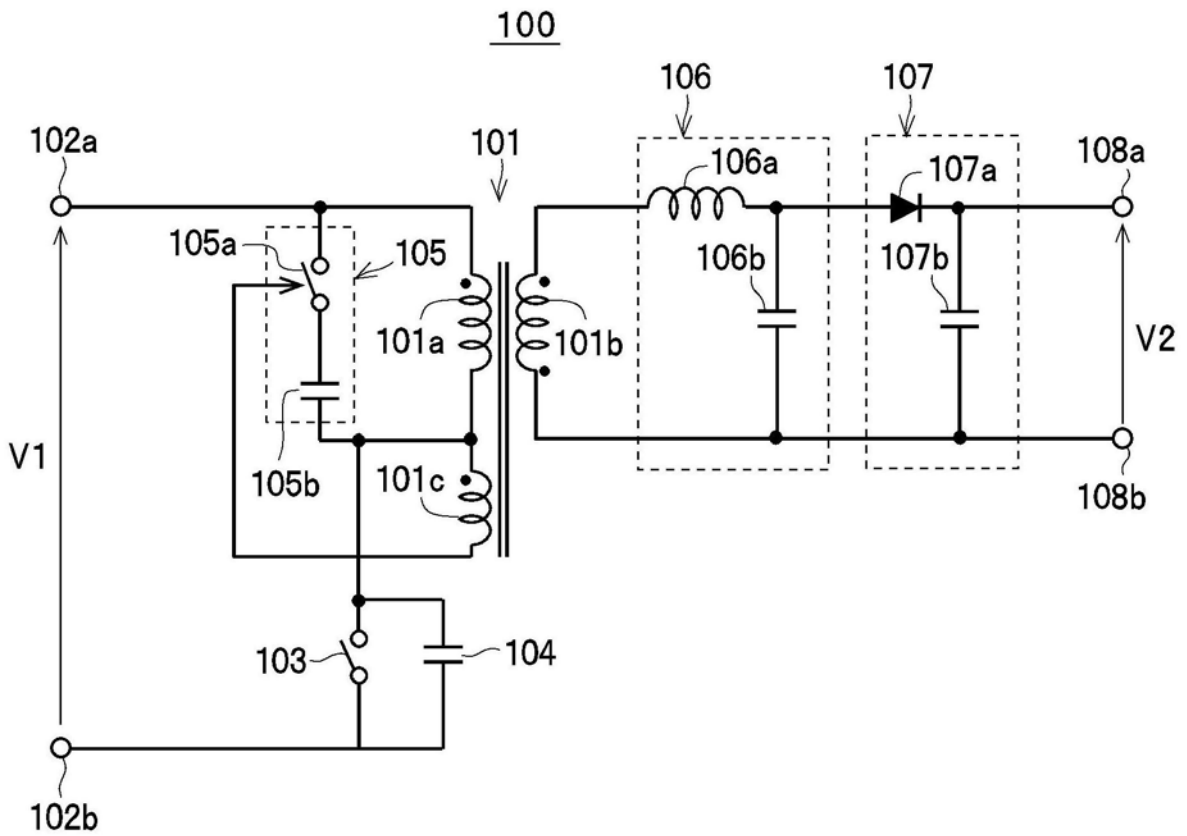


图9