



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 105765845 A

(43)申请公布日 2016.07.13

(21)申请号 201480064771.5

(22)申请日 2014.11.07

(30)优先权数据

61/909,709 2013.11.27 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2016.05.26

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/NZ2014/000231 2014.11.07

(87)PCT国际申请的公布数据

W02015/080598 EN 2015.06.04

(71)申请人 鲍尔拜普罗克西有限公司

地址 新西兰奥克兰

(72)发明人 阿里·阿卜杜勒哈尼 胡爱国

(74)专利代理机构 北京弘权知识产权代理事务所(普通合伙) 11363

代理人 李少丹 许伟群

(51)Int.Cl.

H02M 3/337(2006.01)

H02M 5/00(2006.01)

H02H 7/122(2006.01)

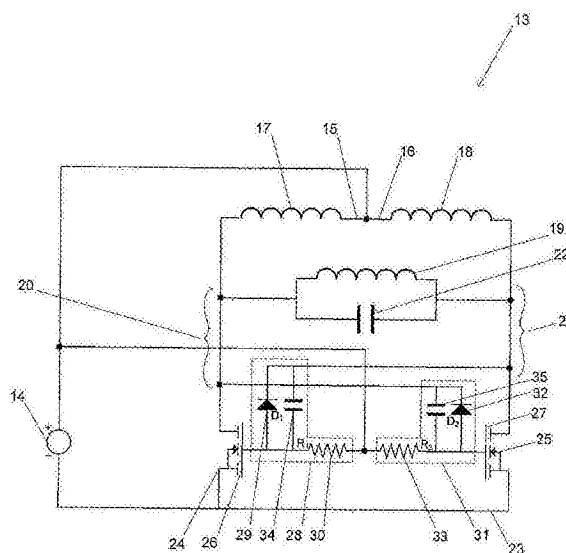
权利要求书1页 说明书6页 附图5页

(54)发明名称

用于感应电能发射器的反相器

(57)摘要

一种用于感应电能发射器的推挽式反相器，包括：DC电源，给第一分支和第二分支供电；谐振电感器，连接在第一分支上的第一节点与第二分支上的第二节点之间；第一开关，由第一切换信号来切换，连接在第一节点与公共地之间；以及第二开关，由第二切换信号来切换，连接在第二节点与公共地之间。当第二节点为低时，第一切换信号基于第二节点，而当第二节点为高时，第一切换信号基于DC源。当第一节点为低时，第二切换信号基于第一节点，而当第一节点为高时，第二切换信号基于DC源。



1. 一种用于感应电能发射器的推挽式反相器,包括:

- a. DC电源,给第一分支和第二分支供电;
- b. 谐振电感器,连接在第一分支上的第一节点与第二分支上的第二节点之间;
- c. 第一开关,由第一切换信号来切换,连接在第一节点与公共地之间;以及
- d. 第二开关,由第二切换信号来切换,连接在第二节点与公共地之间,

其中,当第二节点为低时,第一切换信号基于第二节点,而当第二节点为高时,第一切换信号基于DC源,以及当第一节点为低时,第二切换信号基于第一节点,而当第一节点为高时,第二切换信号基于DC源。

2. 如权利要求1所述的推挽式反相器,其中,DC源为DC电源。

3. 如权利要求1所述的推挽式反相器,其中,第一分支和第二分支中的每个包括DC电感器,所述DC电感器不是谐振电感器的部件。

4. 如权利要求1所述的推挽式反相器,其中,谐振电感器与谐振电容器并联连接。

5. 如权利要求1所述的推挽式反相器,其中,谐振电感器与第一开关的电容和第二开关的电容谐振。

6. 如权利要求1所述的推挽式反相器,其中,谐振电感器形成感应电能发射器的发射线圈。

7. 如权利要求1所述的推挽式反相器,其中,操作频率从大约1kHz直至大约100MHz。

8. 如权利要求7所述的推挽式反相器,其中,操作频率直至大约10MHz。

9. 如权利要求1所述的推挽式反相器,其中,第一开关的第一栅通过第一二极管与第二节点连接,使得当第一二极管正向偏置时,第一栅由第二节点来驱动,而当第一二极管反相偏置时,第一栅由DC源来驱动,以及其中,第二开关的第二栅通过第二二极管与第一节点连接,使得当第二二极管正向偏置时,第二栅由第一节点来驱动,而当第二二极管反相偏置时,第二栅由DC源来驱动。

10. 如权利要求9所述的推挽式反相器,其中,第一二极管与第一加速电容器并联连接,且第二二极管与第二加速电容器并联连接。

用于感应电能发射器的反相器

技术领域

[0001] 本发明总体而言涉及一种反相器。更具体而言,本发明涉及适用于在感应电能发射器中使用的新配置的反相器。

背景技术

[0002] 在很多不同类型的电子系统中会发现电转换器。通常而言,转换器将第一种类型的供电转换成第二种类型的输出。这种转换可以包括:DC-DC、AC-AC以及DC-AC电转换。在一些配置中,转换器可以具有任意数量的DC和AC“部件”,例如,DC-DC转换器可以包括变压器形式的AC-AC转换器级。

[0003] 有时,术语“反相器”可以用于具体地描述DC-AC转换器。再者,这种反相器可以包括其它的转换级,或者反相器可以为在更常规转换器情况下的级。因此,术语反相器应当被解释为包括隔离的DC-AC转换器或者更常规转换器情况下的DC-AC转换器。出于清楚起见,本说明书的其余部分将通过术语“反相器”来指代本发明的DC-AC转换器,而不排除在某些情况下,术语“转换器”可能是合适替代的可能。

[0004] 使用反相器的一个示例是在感应电能传输(IPT)系统中。IPT系统将典型地包括感应电能发射器和感应电能接收器。感应电能发射器包括发射线圈或线圈,它们由适合的发射电路来驱动以产生交变磁场。交变磁场将在感应电能接收器的接收线圈或线圈中引起电流。然后,接收到的电能可以用于对电池充电,或者给与感应电能接收器相关联的器件或一些其它负载供电。另外,发射线圈和/或接收线圈可以连接至谐振电容器,以构建谐振电路。谐振电路可以增加在相应谐振频率处的功率吞吐量和效率。

[0005] 通常,发射线圈或线圈供应有由反相器产生的合适的AC电流。反相器可以被配置或者控制成产生期望波形、频率、相位和幅度的AC电流。在一些情况下,可以期望的是,反相器的频率与谐振发射线圈和/或谐振接收线圈的谐振频率匹配。

[0006] 用于IPT系统中的一种已知类型的反相器是推挽式(push-pull)反相器。推挽式反相器典型地依赖于开关的布置,开关借助于协调切换来使得电流经由相关的发射线圈或线圈沿交替方向流动。通过控制开关,可以控制供应至发射线圈的输出AC电流。

[0007] 与推挽式反相器相关的问题在于,为了降低切换损耗和EMI干扰,开关应当被控制成当开关两端电压为零时导通和关断(即零电压切换(ZVS))。实施ZVS通常需要用来检测过零的额外的检测电路以及用来相应地控制开关的控制电路。这种额外的电路给转换器增加了复杂性和费用。另外,一些检测和控制电路可能不能满足高频率反相器的要求。

[0008] 与已知反相器相关的另外的问题在于,需要专用启动电路来使电路启动,直到其达到稳定状态为止。再者,这给转换器增加了复杂性和成本。

[0009] WO 2012145081公开了用于加热器的全桥功率振荡器。所述振荡器包括全桥配置的四个开关,这些开关选择性地导通和关断。额外的两个开关(正常的推挽式有两个开关)给电路设计和控制增加了成本和复杂性。

[0010] Paolucci J“Novel current-fed boundary-mode parallel-resonant push-

pull converter”(2009)公开了一种具有ZVS谐振级的DC-DC转换器。然而,该反相器需要额外的DC电感器来给反相器供应准恒定的DC电流。作为较大组件的DC电感器给反相器除了增加额外的成本之外,还增加显著的体积。另外,谐振级依赖于分离的谐振电感器,这可能不适用于IPT系统。

[0011] 本发明提供了一种用于感应电能发射器的反相器,其不依赖于复杂电路来实现ZVS,本发明提供一种在高频率下保持ZVS的反相器,本发明提供一种不需要专用启动电路的反相器,或者至少给公众提供了有用的选择。

发明内容

[0012] 根据一个示例性实施例,提供了一种用于感应电能发射器的推挽式反相器,其包括:DC电源,给第一分支和第二分支供电;谐振电感器,连接在第一分支上的第一节点与第二分支上的第二节点之间;第一开关,通过第一切换信号来切换,连接在第一节点与公共地之间;以及第二开关,通过第二切换信号来切换,连接在第二节点与公共地之间,其中,当第二节点为低时,第一切换信号基于第二节点,而当第二节点为高时,第一切换信号基于DC源,以及当第一节点为低时,第二切换信号基于第一节点,而当第一节点为高时,第二切换信号基于DC源。

[0013] 公认的是,在可变权限下,术语“包括”可以被认为具有排他的含义或包括的含义。出于说明的目的,并且除非另外说明,这些术语旨在具有包括的意义,即,将采用它们来意指包括使用直接引用的所列组件,并且还可能包括其它的未指定的组件或元件。

[0014] 本说明书中,对任何现有技术的引用不构成承认这种现有技术形成公共常识的部分。

附图说明

[0015] 包括在说明书中并且组成本说明书的部分的附图与以上给出的本发明的一般描述以及以下给出的实施例的具体描述一起图示了本发明的实施例,所述附图用于解释本发明的原理。

[0016] 图1示出感应电能传输系统的一般代表;

[0017] 图2示出根据一个实施例的反相器拓扑结构;

[0018] 图3示出与图2的反相器的稳定状态操作相对应的波形;

[0019] 图4示出与图2的反相器的启动操作相对应的波形;以及

[0020] 图5示出与图2的反相器在宽频率范围内的稳定状态操作相对应的波形。

具体实施方式

[0021] 在讨论本发明的反相器之前,首先考虑感应电能传输(IPT)系统是有用的。图1示出IPT系统1的代表。IPT系统包括感应电能发射器2和感应电能接收器3。感应电能发射器与适当的电源4(诸如,主电源)连接。感应电能发射器可以包括AC-DC转换器5,其与反相器6连接。反相器将AC电流供应给发射线圈或线圈7,使得发射线圈或线圈产生交变磁场。在一些配置中,发射线圈还可以被视为与反相器分开。发射线圈或线圈可以与电容器(未示出)并联连接或串联连接,以构建谐振电路。

[0022] 图1还示出了感应电能发射器2中的控制器8。控制器可以与感应电能发射器的每个部件连接。控制器可以适合于从感应电能发射器的每个部件接收输入,以及产生控制每个部件的操作的输出。本领域的技术人员将理解的是,控制器可以被实施为单个单元或单独的单元。本领域的技术人员将理解的是,控制器可以适合于根据其性能来控制感应电能发射器的各方面,所述性能包括例如:功率流、调谐、选择性地给发射线圈供给能量、感应电能接收器检测和/或通信。

[0023] 感应电能接收器3包括与接收电路10连接的接收线圈或线圈9,接收电路10进而给负载11供电。当感应电能发射器2和感应电能接收器适当地耦合时,由发射线圈或线圈7产生的交变磁场在接收线圈或线圈中引起交流电。接收电路适合于将引起的电流转换成适合负载的形式。接收线圈或线圈可以与电容器(未示出)并联连接或串联连接,以构建谐振电路。在一些感应电能接收器中,接收器可以包括控制器12,其可以例如控制接收线圈或线圈的调谐,或者控制由接收电路供应至负载的电能。

[0024] 图2示出根据本发明的用于感应电能发射器的反相器13的实施例。反相器可以适用于关于如图1所讨论的常规的感应电能发射器2。然而,本领域的技术人员将理解的是,反相器可以如何适用于或适合于工作在感应电能发射器的其它可能的配置中,并且本发明不应当限制于该方面。

[0025] 反相器13包括DC电源14,其用于给反相器13的其余部分供应DC电源。在一个实施例中,DC电源可以为AC-DC转换器(例如,如关于图1所讨论的AC-DC转换器5)。AC-DC转换器的操作可以通过适当的控制器来控制。将理解的是,AC-DC转换器可以根据感应电能发射器的特定要求来控制。例如,可以控制AC-DC转换器使得被供应至反相器的DC电源的电流或电压满足感应电能发射器的功率要求或者满足相关的感应电能接收器的功率要求。

[0026] DC电源14给桥拓扑结构的两个分支供应电流。出于清楚起见,这些分支应当被称作第一分支15和第二分支16。每个分支包括DC电感器,即第一DC电感器17和第二DC电感器18。DC电感器将由DC电源供应的平均电流分成两半。将理解的是,DC电感器的作用是使电流平滑,以使得对于如以下更详细描述的反相器的其余部分基本上是恒定的。也就是说,反相器为“电流馈送”。如将理解的是,这些DC电感器不涉及谐振,并且与谐振回路分开,所述谐振回路包括以下所述的谐振电感器和谐振电容器。

[0027] 反相器13包括谐振电感器19,其分别连接在第一分支15与第二分支16之间、第一节点20与第二节点21处。如以下将更详细所述的,开关对的切换使得经由谐振电感器的电流的方向交替,导致AC电流。谐振电感器可以与谐振电容器连接,以构建谐振电路。在图2中,谐振电感器与谐振电容器22并联连接。如随后将更详细所讨论的,在更高的操作频率处,利用开关对的电容所提供的谐振,可以去除谐振电容器。在感应电能发射器的情况下,谐振电感器可以为发射线圈或线圈。

[0028] 图2还示出连接在第一节点20和第二节点21与公共地23之间的开关对。出于清楚起见,这些开关应当分别被称作第一开关24和第二开关25。本领域的技术人员将理解的是,如果第一开关和第二开关以50%的占空比来交替地导通和关断,则将得到经由谐振电感器19的AC电流。为了保证每个开关在每个开关两端电压为零时导通(即,零电压切换),需要检测在第一节点处或第二节点处的电压。在图2中,第一开关和第二开关二者都被示为n沟道MOSFET,其通过分别控制在第一栅26或第二栅27处的电压来切换。本领域的技术人员

将理解的是,本发明可以如何适合于其它类型的合适开关,并且本发明不限制于该方面。

[0029] 参见图2的第一开关24,第一栅26与第一切换电路28连接。第一切换电路适合于产生用于控制第一栅的电压的第一切换信号,因而控制第一开关的切换。第一切换电路包括:与第二节点21连接的第一二极管29以及与DC电源14连接的第一限流电阻器30。

[0030] 在操作中,当第二节点21处于低状态时(即,第二开关25导通,因而第二节点与地23连接),第一二极管29正向偏置,因而第一栅26处的电压也处于低状态,所以第一开关24关断。将理解的是,由于第一二极管两端的正向偏置电压,所以在第一栅处的电压也可以为零,然而根据第一二极管,该电压将足够低。也就是说,第一切换信号参考第二节点的状态,并且如果第二节点的状态为低,则第一切换信号基于第二节点。

[0031] 然而,当第二节点21处于高状态时(即,第二开关25关断,因而在第二节点处产生电压),第一二极管29反相偏置,因而第一开关24从第一限流电阻器30引出电流,使得第一开关处于高状态(即, $V_{DC}-V_{R1}$)。也就是说,第一切换信号参考第二节点的状态,并且如果第二节点的状态为高,则第一切换信号基于DC电源14。

[0032] 参见图2的第二开关25,第二栅27与第二切换电路31连接。第二切换电路适合于产生用于控制第二栅的电压的第二切换信号,因而控制第二开关的切换。第二切换电路包括与第一节点20连接的第二二极管32以及与DC电源14连接的第二限流电阻器33。

[0033] 在操作中,当第一节点20处于低状态时(即,第一开关24导通,因而第一节点与地23连接),第二二极管32正向偏置,因而第二栅27处的电压也处于低状态,因此,第二开关25关断。将理解的是,由于第二二极管两端的正向偏置电压,所以第二栅处的电压可以不为零,然而根据第二二极管,该电压将足够低。也就是说,第二切换信号参考第一节点的状态,并且如果第一节点的状态为低,则第二切换信号基于第一节点。

[0034] 然而,当第一节点20处于高状态时(即,第一开关24关断,因而在第一节点产生电压),第二二极管32反相偏置,因而第二开关25从第二限流电阻器33引出电流,使得第二开关处于高状态(即, $V_{DC}-V_{R2}$)。也就是说,第二切换信号参考第一节点的状态,并且如果第一节点的状态为高,则第二切换信号基于DC电源14。

[0035] 简言之,当第一开关24关断时,这导致第一节点20处产生更高的电压。由于第一节点为高,因此第二开关25导通,因此第二节点21为低。当第一节点变低时,第二开关关断,这导致在第二节点处产生电压。由于该第二节点为高,因此第一开关导通,因此第一节点为低。

[0036] 将理解的是,第一切换电路28和第二切换电路31的净效应(net effect)在于,在每个开关利用50%的占空比来交替地关断和导通的情况下,第一开关24和第二开关25有效地交叉耦合。还将理解的是,由于开关的切换依赖于节点20、21处的电压,所以存在零电压切换。

[0037] 随后将更具体地讨论与电路的稳定状态操作相关的波形。

[0038] 反相器13的二极管29、32可以为任意适合的非对称电流器件。在一个实施例中,二极管可以为肖特基二极管,以处理高频反相器所需的快速切换和低压降。二极管可以包括并行电容器,以用作加速电容器。图2示出了分别与第一二极管29和第二二极管32相关联的第一加速电容器34和第二加速电容器35。将理解的是,这些加速电容器加速开关的导通。再者,当在高频反相器中需要快速切换时其可以是特别期望的。

[0039] 在图2中,第一切换电路28和第二切换电路31都与DC电源14连接,使得第一切换信号和第二切换信号都基于DC电源的电压。将理解的是,任意的DC源都可以是适用的。在DC电源具有高输入电压的一些实施例中,可以优选地具有与第一切换电路和第二切换电路连接的单独的DC源(在图2中未示出)。例如,在大功率IPT系统的情况下,可能需要DC电源以对于开关来说非常高的电压来给反相器供电,因此与开关连接的单独的DC电源可以是适用的。

[0040] 本领域技术人员将理解的是,需要如何基于特定反相器的要求来选择组件的相对尺寸,并且本发明不限制于该方面。反相器电路可以考虑以下因素中的至少一些来配置:DC电源、所用开关的类型、所用二极管的类型、限速电阻器的尺寸、加速电容器的尺寸、谐振电感器的尺寸、功率损耗容限、切换频率以及AC电流的期望波形。

[0041] 图3示出与图2中的反相器的稳定状态操作相关的波形。

[0042] 在时刻 t_1 ,第二节点处的电压为高,因此第一栅电压基于DC电源,因此为 $V_{DC}-V_{R1}$ 。由于第一栅电压为高,所以第一开关导通,因此第一节点与地连接。由于第一节点的状态为低,第二二极管正向偏置,且因此第二栅电压为 V_{D2} ,且第二开关关断。

[0043] 在时刻 t_2 ,第二节点处(且谐振电感器两端)的电压达到零。在该阶段,第一二极管变成正向偏置,所以第一二极管的电压为 V_{D1} ,且第一开关关断。由于第一开关关断,所以将在第一节点处产生电压。由于在第一节点处的电压为高,所以第二二极管将反相偏置,且第二栅电压将基于DC电源,因此为 $V_{DC}-V_{R2}$ 。

[0044] 在时刻 t_3 ,第一节点处(且谐振电感器两端)的电压达到零。在该阶段,第二二极管变成正向偏置,所以第二二极管的电压为 V_{D2} ,且第二开关关断。由于第二开关关断,所以将在第二节点处产生电压。由于在第二节点处的电压为高,所以第一二极管将反相偏置,且第一栅电压将基于DC电源,因此为 $V_{DC}-V_{R1}$ 。

[0045] 在时刻 t_4 ,采用与时刻 t_2 相同的情况。因而,将重复切换循环。从图3的波形中将理解的是,第一切换电路和第二切换电路的操作保持零电压切换。例如,一旦第二开关已导通,仅第一开关将被关断(这进而需要第一开关两端的电压为零)。另外,第一开关和第二开关的切换完全自主,而不需要专用控制器来检测过零或来控制栅信号。只要DC电源被供应至反相器,反相器将自我保持其操作。

[0046] 本发明的反相器不需要复杂的启动电路并且能够自动地启动。图4示出了在启动期间的示例性波形。为了在时刻 t_1' 启动,两个开关都关闭。然后在时刻 t_2' ,DC电源导通。由于第一节点和第二节点二者都为低,所以第一栅电压和第二栅电压将基于DC电源($V_{DC}-iR/2$),且两个开关将接通。然后来自DC电源的电流将在DC电感器中加强。在一些点(时刻 t_3'),第一过零将由第一二极管或第二二极管来检测(如图4中所示)。然后这将导致该开关的栅电压变低,并且导致该开关关闭(例如,图4中的第二开关)。另一个开关的栅电压将增加(增加至 $V_{DC}-iR$,即, $V_{DC}-V_R$),且该开关将保持导通(例如,图4中的第一开关)。由此,如图3中所示的反相器的正常操作将继续。将理解的是,该启动方法不需要专用的启动电路。

[0047] 由于如上所述的反相器的开关的导通经由两个限流电阻器(即,图2中的30、33)而直接由DC电源(或者一些单独的DC源)来驱动,以及经由二极管(即,图2中的29、32)而通过开关(即,图2中的24、25)的有源短路来实现关断,所以可以在更高的频率下保持切换信号的特性,而没有相关的大功率损耗。因而,反相器能够在高频条件下操作。在一个实施例中,反相器可以从kHz范围内的低频(例如,从大约1kHz至大约1000kHz)直至MHz范围内的高频

(例如,直到大约10MHz至大约100MHz)来操作。另外,在这种高频下,利用第一开关和第二开关的输出电容来与谐振电感器谐振,可以去除与谐振电感器连接的单独的谐振电容器。

[0048] 例如,图5分别示出了在91kHz和10MHz下的稳定状态操作相对应的波形。波形示出了谐振电感器两端的电压(V_C)和通过谐振电感器的电流(i_L)。如将看出的,频率的增加对输出波形的特性影响较小。

[0049] 将理解的是,如上所述的反相器即使在高频下也实现ZVS,而不依赖于检测过零和控制开关的单独的电路。另外,由于不存在单独的电路,所以反相器是自主的,自我保持其操作。最终,反相器具有简单的启动程序,而不需要单独的专用启动电路。

[0050] 尽管已经通过本发明的实施例的描述说明了本发明,并且尽管已经具体地描述了实施例,但是申请人的发明不将所附权利要求的范围局限于或者以任何方式限制于该细节。额外的优点和修改对于本领域的技术人员来说将易于显然。因此,本发明在其更宽方面不限制于特定细节、代表性装置和方法以及所示和所述的说明性示例。因此,在不脱离本申请的一般发明构思的精神或范围的情况下,可偏离这些细节。

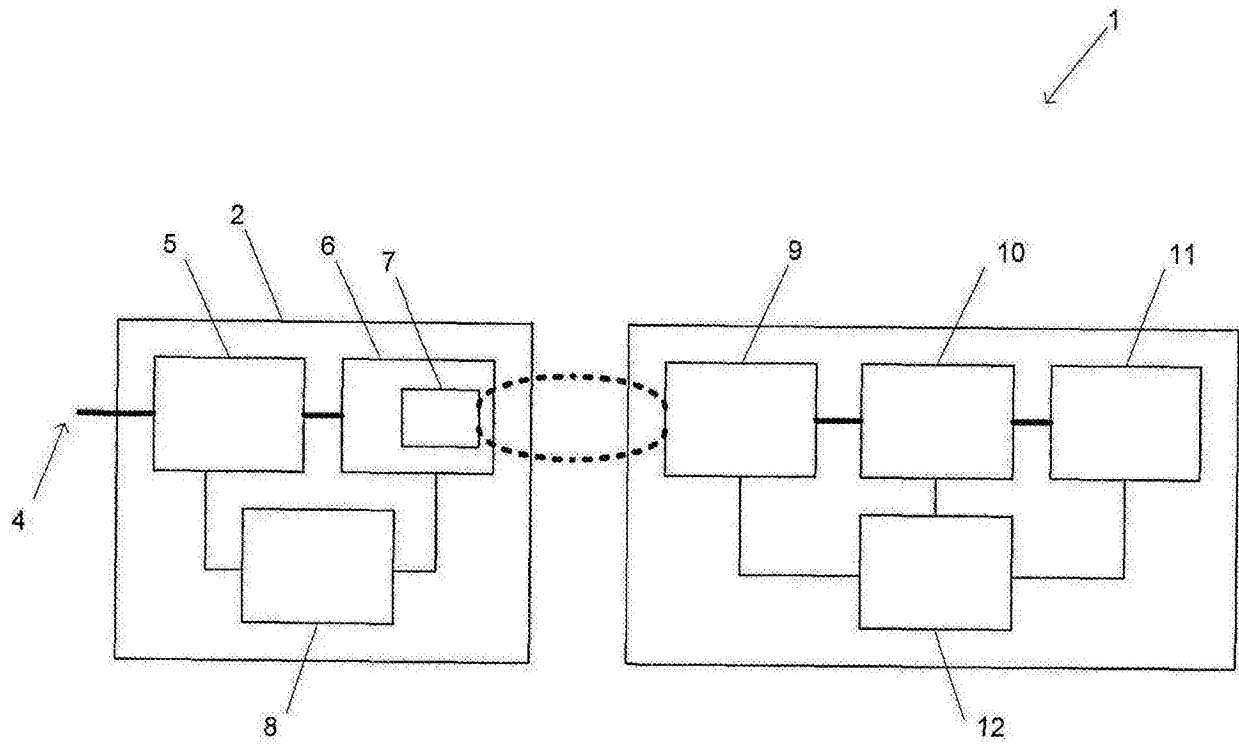


图1

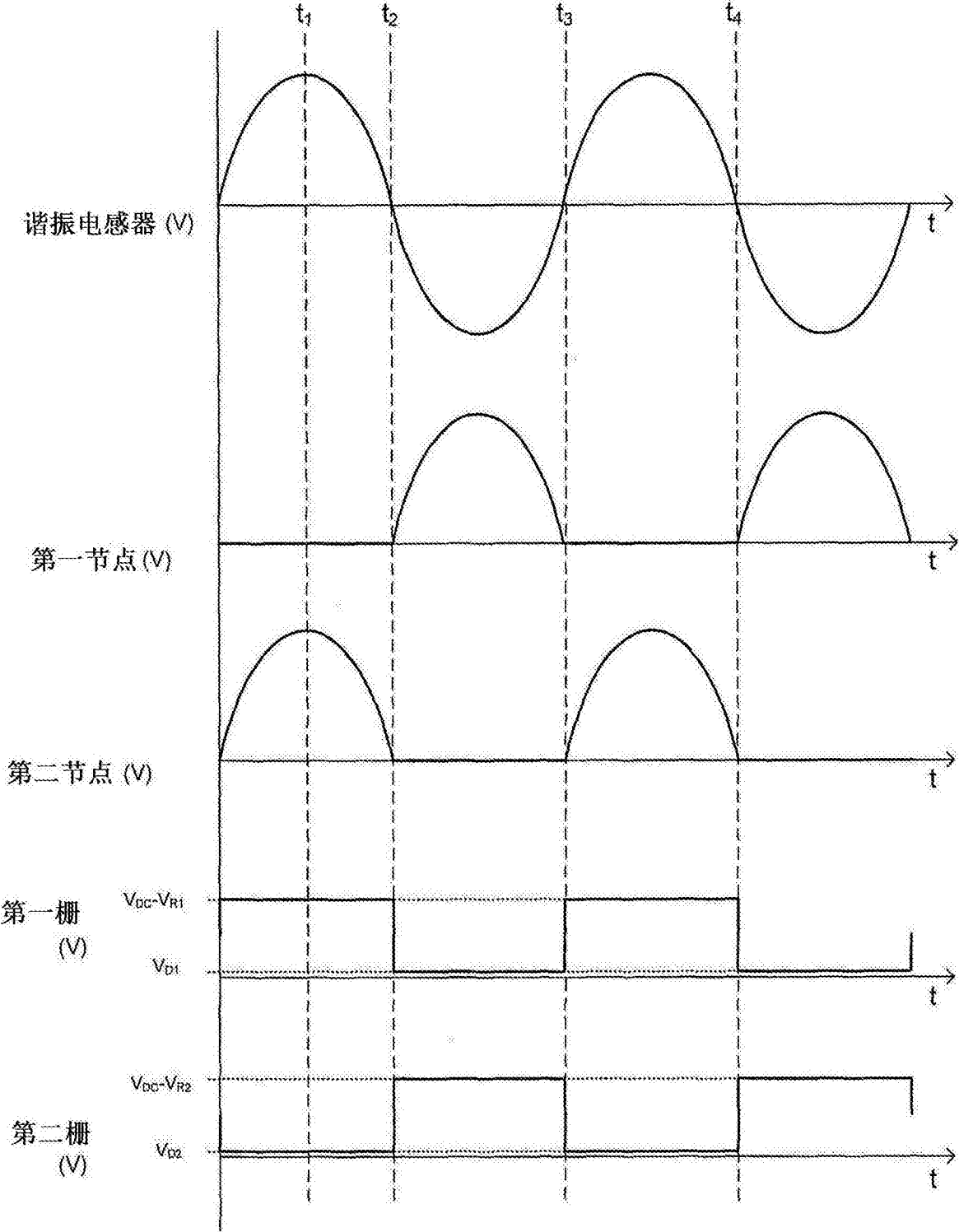


图3

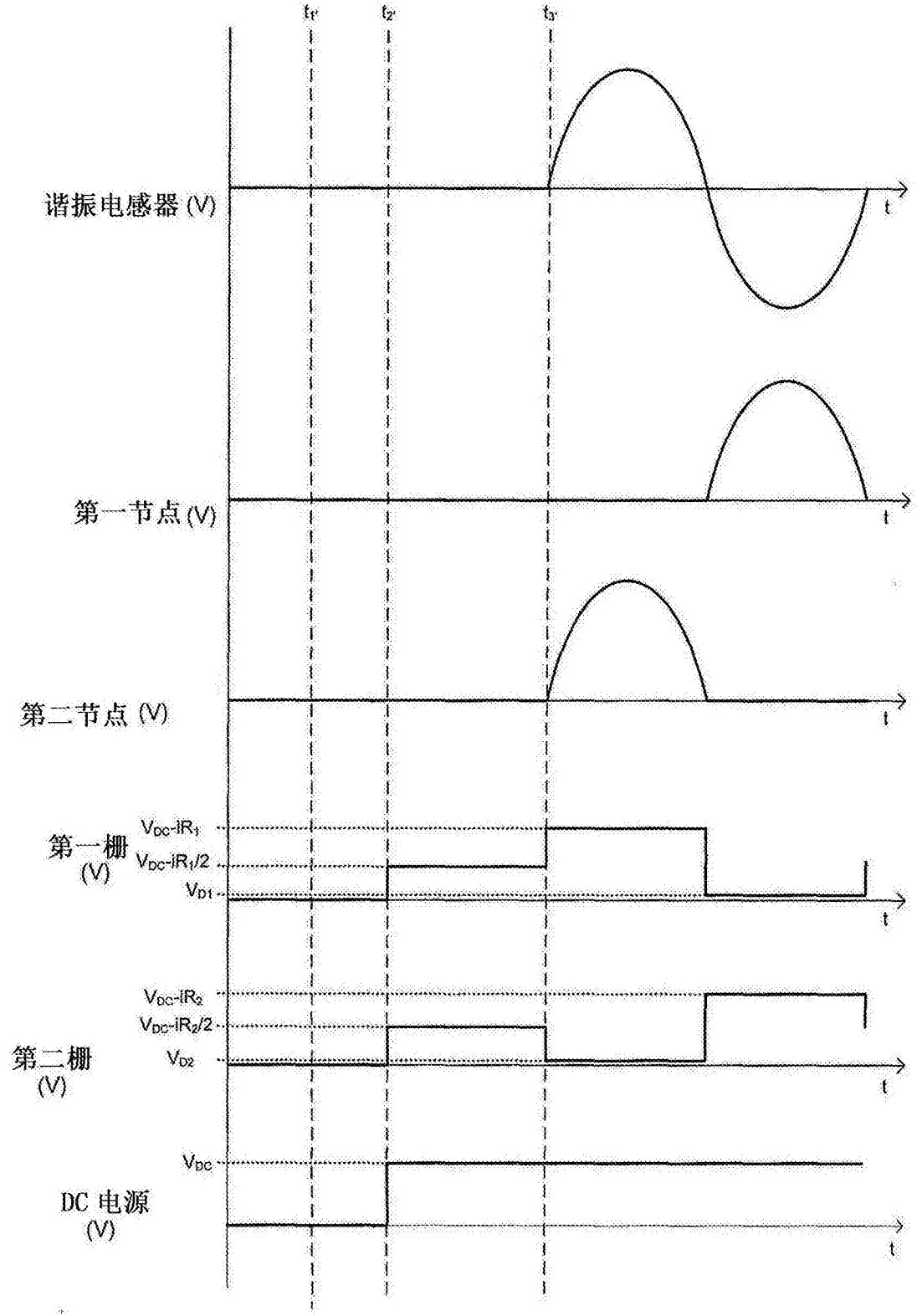


图4

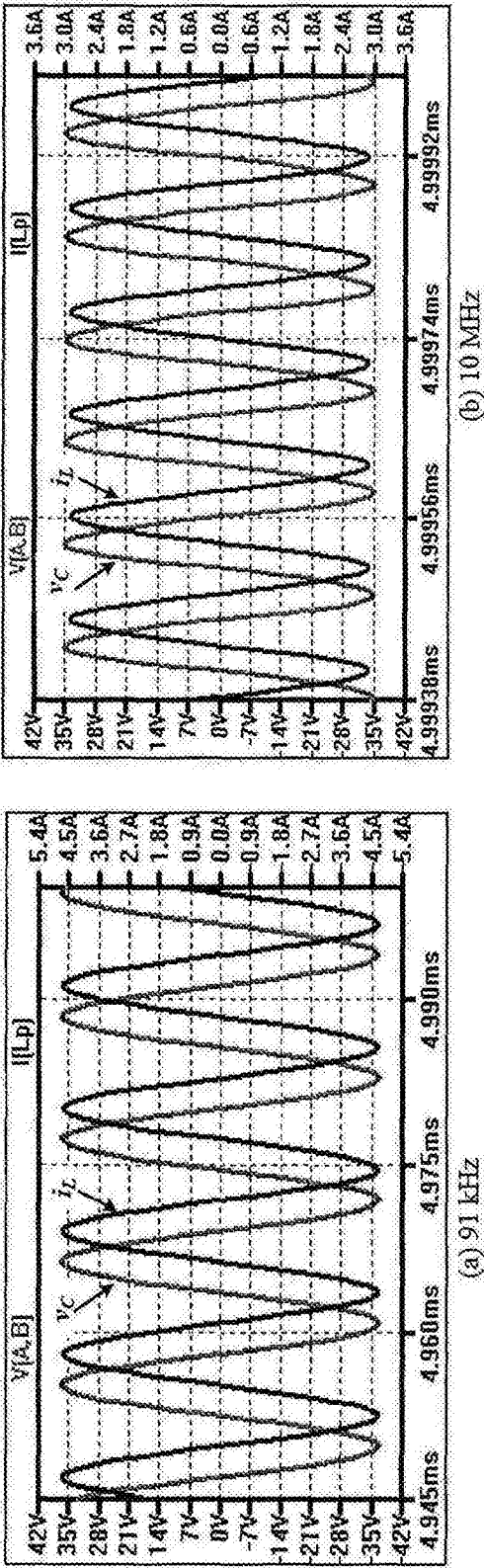


图5