



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103210559 A

(43) 申请公布日 2013. 07. 17

(21) 申请号 201180038028. 9

代理人 刘新宇

(22) 申请日 2011. 05. 27

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H02J 5/00 (2006. 01)

10005752. 0 2010. 06. 02 EP

H02J 7/02 (2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

2013. 02. 01

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2011/002637 2011. 05. 27

(87) PCT申请的公布数据

W02011/151038 DE 2011. 12. 08

(71) 申请人 弗里沃制造有限公司

地址 德国东贝沃恩

申请人 埃尔朗根-纽伦堡大学

(72) 发明人 亚历山大·布赫 托马斯·迪鲍姆

(74) 专利代理机构 北京林达刘知识产权代理事务
所(普通合伙) 11277

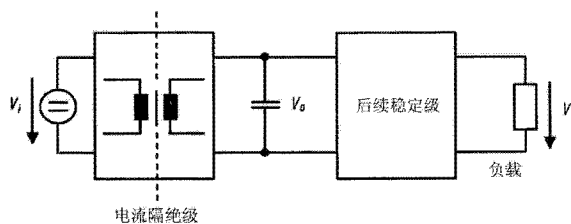
权利要求书2页 说明书7页 附图14页

(54) 发明名称

用于非接触式感应能量传输系统的电路

(57) 摘要

本发明涉及一种用于非接触式感应能量传输系统的电路,该电路尤其用于向移动装置供给电力,本发明还涉及相关的充电电路。所述电路包括设置在初级侧并可以连接至初级侧电源的初级侧电路,以及设置在次级侧并可以连接至要被供给电力的负载的次级侧电路。此外,提供了电流隔绝的变压器级,用于通过气隙从所述初级侧到所述次级侧进行非接触式能量传输,其中,设置了至少两个用于感应能量传输的磁耦合线圈,并且可以通过将次级侧从初级侧移开一定距离来使所述磁耦合线圈在空间上彼此分离。变压器级具有谐振变换器,并且次级侧电路还具有后续稳定级。



1. 一种用于非接触式感应能量传输系统的电路,其中,所述电路包括:
初级侧电路,其设置在初级侧并能够连接至所述初级侧的电源电压;
次级侧电路,其设置在次级侧并能够连接至要被供给能量的负载;以及
电流隔绝的变压器级,用于经由气隙从所述初级侧到所述次级侧进行非接触式能量传输,其中,设置至少两个用于感应能量传输的磁耦合线圈,并且通过将所述次级侧从所述初级侧移开来使所述磁耦合线圈在空间上彼此分离,
其中,所述变压器级包括谐振变换器,并且所述次级侧电路还包括后续稳定级。
2. 根据权利要求1所述的电路,其中,所述电路能够工作,以在不经由所述变压器级的输出电压将信息连续反馈至所述初级侧的情况下,当要被供给能量的所述负载变化时、所述电源电压和/或所述初级侧与所述次级侧之间的距离变化时,使得所述输出电压保持在预定的取值范围内。
3. 根据权利要求1或2所述的电路,其中,所述谐振变换器用于仅响应于所述初级侧的电特性的改变来改变工作条件。
4. 根据权利要求3所述的电路,其中,所述谐振变换器包括LLCC变换器或LLC变换器。
5. 根据权利要求3或4所述的电路,其中,所述电路能够工作,以根据所述初级侧的至少一个电特性来将所述变压器级的开关频率调节至偏置点。
6. 根据权利要求3或4所述的电路,其中,所述谐振变换器能够以固定的频率工作。
7. 根据权利要求6所述的电路,其中,所述谐振变换器能够工作,以使所述变压器级的占空比根据所述初级侧的至少一个电特性而改变。
8. 根据权利要求1至7中任一项所述的电路,其中,所述后续稳定级设置成能够限制负载电流和/或负载电压。
9. 根据权利要求1至8中任一项所述的电路,其中,所述后续稳定级设置成能够去除所述次级侧的整流电压的大量但受限的交流分量。
10. 根据权利要求1至9中任一项所述的电路,其中,所述后续稳定级设置成其输出电压或输出电流能够在小的限制范围内针对敏感负载进行调节。
11. 根据权利要求1至10中任一项所述的电路,其中,所述后续稳定级设置成当所述次级侧的直流电压显著下降时,在距离大的情况下,限制所述后续稳定级的电力移除功能。
12. 根据权利要求1至11中任一项所述的电路,其中,所述后续稳定级包括直流-直流变换器。
13. 根据权利要求12所述的电路,其中,所述后续稳定级包括降压-升压变换器、升压变换器、CUK变换器或电流隔绝变换器。
14. 根据权利要求12所述的电路,其中,所述后续稳定级包括反激变换器、正激变换器或其它电流隔绝变换器。
15. 根据权利要求1至14中任一项所述的电路,其中,所述初级侧电路包括用于对所述电源电压进行预处理的二极管桥形式的预处理级。
16. 根据权利要求15所述的电路,其中,在不经由所述次级侧的输出电压将信息连续反馈至所述初级侧的情况下,对所述初级侧的变压器级提供近似跟随所述电源电压的、依赖于时间的电压。
17. 根据权利要求16所述的电路,其中,在不经由所述次级侧的输出电压将信息连续

反馈至所述初级侧的情况下,将所述初级侧的变压器级设置为 LLCC 变换器。

18. 根据权利要求 17 所述的电路,其中,在不经由所述次级侧的输出电压将信息连续反馈至所述初级侧的情况下,所述初级侧的变压器级被设置为以固定的频率工作的 LLCC 变换器。

19. 根据权利要求 15 所述的电路,其中,所述初级侧的预处理级包括整流桥以及并联连接至所述整流桥的输出电压的存储电容器,以及其中,设置了用于提高功率因数的平滑电感器。

20. 根据权利要求 15 至 19 中任一项所述的电路,其中,所述初级侧的预处理级包括用于有源功率因数校正的交流 - 直流变换器、和 / 或直流 - 直流变换器。

21. 根据权利要求 20 所述的电路,其中,所述初级侧的预处理级包括降压变换器、降压 - 升压变换器或升压变换器。

22. 根据权利要求 1 至 21 中任一项所述的电路,其中,所述后续稳定级包括降压变换器和由以固定频率工作的 LLC 或 LLCC 变换器构成的所述变压器级,通过升压变换器从经过整流的电源对所述后续稳定级进行供电,所述升压变换器是交流 - 直流变换器或直流 - 直流变换器。

23. 根据权利要求 1 至 22 中任一项所述的电路,其中,所述初级侧电路可以一体化至基部中,所述次级侧电路可以一体化至移动部中。

24. 根据权利要求 1 至 23 中任一项所述的电路,其中,该电路用于对至少一个可再充电的蓄电池进行充电。

用于非接触式感应能量传输系统的电路

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于非接触式感应能量传输系统的电路,尤其涉及一种用于向移动装置供给电力的电路以及相关的充电电路。

背景技术

[0002] 作为未来应用领域的技术发展的物理基础,感应能量传输的原理用于众多应用之中。图 1 示出了对感应能量传输系统的基本划分。用于非接触式感应能量传输的基本元件是松耦合导体,其表示基部中线圈与电路装置基座上的移动部中的线圈之间的磁耦合。在图 1a 的工作条件中,基部和移动部之间进行能量传输。一方面,该能量可以用于执行启用移动部的功能,另一方面,该能量可以缓存在蓄电池中(当前应用中所使用的蓄电池大多数为锂离子蓄电池,不过也可以使用诸如铅蓄电池、镍镉蓄电池、镍氢蓄电池等的其它类型的蓄电池)。如图 1b 所示,如果将移动部 104 从基部 102 移开,则会中断能量传输。然后移动部 104 由先前所充电的内部能量存储供电,或保持非活动状态直至再次接触基部 102。

[0003] 靠近基部 102 的移动部 104 的特定设置,使得能够在基部和移动部之间进行能量传输。这种感应充电系统的最常见的例子是电动牙刷,该电动牙刷可以在没有电流连接的情况下对作为移动部 104 的牙刷进行充电。

[0004] 对于多种使用场合来说除去电流引线是非常重要的。在电源和接收装置(senke)之间的电连接的机械设置的要求高的应用中,尤其适合去除电引线,这种情况下可以通过应用感应能量传输(IE)来避免使用技术上复杂的插头和电缆。此外,在不通过应用外置连接器而使机械设置变得不必要的复杂的情况下,可以使基于感应能量传输技术的供能系统组件免受环境的影响。此外,存在考虑到技术可行性而必须避免应用电流连接的感应能量传输的应用领域,例如,在容易爆炸的环境中,或者在导电和/或腐蚀性介质中的系统组件的工作期间。此外,使用感应能量传输可以提高系统技术上的可靠性。这一方面可用于具有转动或可动部件的系统的情况,因为可以去除容易产生磨损的刮刷接触,并且另一方面可用于具有在任何其它情况下不得不针对多个插头调节尺寸的连接器的装置。

[0005] 随着基于感应能量传输原理的技术方案的市场占有率的加大,应当对用户友好性方面进行强调。尤其在便携式电力接收装置的领域中,简化的操作给用户带来的这种附加价值变得尤为明显,用户仅需要将移动部放置在充电站即可开始对这些便携装置进行供电。

[0006] 大部分的现有技术感应能量传输的应用中包括电力接收装置和电源之间的信号反馈,由此,在初级侧能够以某种形式获知电流隔绝的次级侧的当前的电性状态。在初级侧使用这些信息以响应于次级侧的负载改变来改变初级侧的控制值(开关频率、占空比等)。该技术方案需要提供信息传输的通道。已知的技术上的实现方式(例如,DE3902618A1、DE10158794B4 和 US6912137B2)使用如图 2 所示的用于这种信号反馈的单独的物理通道。

[0007] 从技术设置的角度看,该方法是复杂的,因为必须要受到结构的限制(移动部仅能以有限的程度相对于基部对准;在光路分别设置外部光学组件或光纤的情况下,必须使

用透明材料;在使用分开的磁耦合的情况下,第二对线圈是不可或缺的),并且会产生组件和电路的其它额外花费。

[0008] 在可选的方法中,用于能量传输本身的磁耦合与用于信号反馈的磁耦合是同一磁耦合(EP288791B1、EP982831A2)。该方法如图3所示。从初级侧绕组和次级侧绕组的结构的角度来看,这种已知的反馈方式被视为是有缺点的,这是由于初级侧绕组和次级侧绕组必须要同时适用于传输能量以及发送信号信息。

[0009] 采用基于电磁波传播的支持无线的技术方案(例如,US6436299B1)构成了其它的可选技术方案。图4示出了这种可选方案。

[0010] 上述技术方案同样改善了结构上的技术效果。用于提供无线通道的必要组件一方面必须位于装置的部件中,特别地,必须将天线相对于彼此正确地放置。由此,从装置部件之间的相互对准的角度来看,操作期间会产生限制。此外,无线电信号的无线电通信恢复提高了对电路装置的要求。

[0011] 在基部和移动部之间用于信息交换的通道可用的情况下,现有的技术方案采用了不同的调制方案(fm、am等)。无论系统使用何种信道,该无线电通信条件都提高了对系统的技术实现的要求。这是基于信号反馈的已知技术方案的另一严重缺点。

[0012] 图5示出了用于基于谐振DC-DC变换器的感应能量传输系统的电源部件的结构原理图。这种类型的变换器被认为是与感应能量传输有关的当前技术发展水平。除此以外,还可以想到基于变压器的其它类型的变换器(反激、正激、Cuk、不对称半桥等类型的变换器)。输入电压 V_i 由开关桥106切分为高频AC电压。所述开关桥106由半桥或全桥构成,并采用半导体开关作为有功组件。该AC电压施加于松耦合变压器110的初级侧。为了补偿变压器的相对较高的无功组件,在初级侧和次级侧进一步设置无功组件,所述初级侧和次级侧的无功组件被示意性地描述为谐振电路108和112。一般来说,可以在初级侧中集成串联电容,然而也可以为了有目的地控制初级电路的频率特性来设置其它无功组件但。

[0013] 在次级侧,尽管可以以并联以及串联电路的形式使用更多的用来补偿导体的励磁电感的电容(LLCC),但可以不使用额外的无功组件(LLC)。此外,为了有目的地对次级侧的频率特性进行控制,也可以使用额外的无功组件。

[0014] 在输出侧对次级电流进行整流。整流器114可以为半波整流器或全波整流器,其组件可以是整流二极管以及半导体开关(同步整流)。利用滤波器116(可以选择电感)对整流输出电流进行平滑。当前的技术水平使用反馈信号来进行标称值和实际值的比较,以便,例如,在使用谐振变换器的情况下追踪作为受控系统控制变量的开关频率。

[0015] 在使用谐振变换器的情况下,存在其它的通过限制偏置点的选择从而允许不使用信号反馈的技术方法。这些方法以将开关频率确定为常数值作为基础。为了在这些方法中对不同耦合比下的输入电压的变化进行限制,建议在被称作“独立于耦合的偏置点(coupling independent point)”的偏置点处工作,在该点处,在电源的电阻负载(resistiver Belastung)相同的情况下,获得的输出电压大致相同。

[0016] 通常基于简化计算方法来确定这些特定偏置点。如果在考虑到感应能量传输系统的不同充电距离的情况下来更详细地检查调节后的输出电压,则会得到图6所示的特性趋势线。这里,对于半桥的各个开关频率,确定在提供系统标称输出功率的输出电压工作负载的情况下出现的输出电压。此外,开路电压以虚线表示。

[0017] 从这些趋势线可以看出,尽管是处在只有在充分的约束条件下才可用的实际系统中,但仍可以确实地理解所示出的所选典型系统的独立于耦合的偏置点的特性(对于 $I_c=3\text{mm}$ 和 $I_c=6\text{mm}$,选择 $f_s \approx 48\text{kHz}$ 的开关频率)。因此,明显地,对于所选的 $I_c=8\text{mm}$ 的示例中的较差的耦合条件,失去了优选的恒定输出电压的性质。此外,当输出负载的电容不同于标称电容时,尤其是在几乎每次应用都出现空转的情况下,输出电压的值出现变化。

[0018] 通过使用下述实施例所描述的发明构思,消除了关于感应能量传输系统的技术实现方面的数个问题。在使用反馈信号的情况下,不得不独立地实现相关的信号路径,或者在主要能量流动路径中集成所述相关的信号路径,其中这种集成对磁耦合的结构产生严重影响。而这两种技术方案都导致技术复杂度增加。通过使用文中所述的构思,由于通过不使用信号反馈来进行能量传输,可以提供对于整个系统来说最佳的机械和电学结构。

[0019] 使用独立于耦合的偏置点会引起其它技术问题。一方面,在图6所示示例中的45kHz和50kHz之间的间隔中,可以识别出包括对应于距离 $I_c=3\text{mm}$ 和 $I_c=6\text{mm}$ 的高电压的交点的间隔。然而,随着距离的增加,磁耦合减少,从而失去耦合独立性。原则上这点对于各个感应能量传输系统都是成立的。

[0020] 另一方面,在将开关频率选择为如图6所示的虚线的趋势线的交点对应的固定值的情况下,当输出负载发生变化时,输出电压发生变化。因此,考虑到优选为恒定的输出电压,仅能够以有限的方式来使用该特定的偏置点。特别地,当选择固定值的开关频率时,无法直接提供对允许负载电压的小取值范围内的灵敏衡量。

[0021] 如果考虑到以固定频率工作的感应能量传输系统的、除了输出电压的变化之外的其它重要方面,也就是图7中所发生的泄漏,可以注意到,设置图6左边所示的工作频率是不利的。与距离相关的所发生的泄漏的变化在低电压变化(独立于耦合的偏置点)的区域中最大。

[0022] 由此,感应能量传输系统的效率水平对该区域中的距离变化的反应非常灵敏。因此,对于使用独立于耦合的偏置点的系统,对定位的限制很高,并且必须要注意的另一方面的效率水平,即,距离相对于标称距离的变化不能过大。

[0023] 然而,如果选择陡峭的并联谐振区域中的开关频率(在所选典型示例中为65kHz~70kHz),则会具有在功率损耗趋势方面的多个优点。一方面,对于所示示例中的大距离来说,该区域内所发生的能量损耗的绝对值是最小的。另一方面,效率水平的变化程度在该区域内显著地变小。在电源以20%的标称输出进行负载的情况下,可以从图8看出,针对部分负载效率再次加强了上述技术效果。

[0024] 由于可用的开关频率对独立于耦合的偏置点的特定位置的限制,会使在整个系统的性能方面产生明显的限制,可以通过使用本发明来避免这种限制。但是,使用独立于耦合的偏置点会导致输出电压出现固有变化。由于谐振级的输出电压存在一定的波动范围,使得无法满足对向现有的电力负载提供的输出电压的必要的稳定性要求。因而,只有在对次级侧的消耗能量的装置采取高等级限制的情况下,才有可能采用“独立于耦合的偏置点”。然而,在现有的使用场合中,即使在使用这种特定偏置点的情况下,这些负载的供给电压的电压变化也会变大到无法接受的程度。尤为重要,必须要注意到基于锂离子技术的充电应用中所出现的电压变化。

发明内容

[0025] 因此,本发明以下述构思为基础,即,通过放弃对输出电压稳定性的要求,从而不使用信号反馈。在这种情况下,谐振级工作时频率固定,其中,与已知方法不同地,本发明基本上可以任意选择开关频率。然而,可以从上述说明看出,考虑到最小的能量损耗,该参数存在最优值。因此,开关频率的任意选择使谐振变换器级的结构大为简化。此外,该方法能够得到这一级的有针对性的最优结构。

[0026] 然而,为了能对次级侧的敏感负载供电,本发明进一步提出了两级结构的构思。其中,该第二级用于调节次级侧的输出电压 V_o 。图 9 示出了这种后续稳定装置的布线框图。

[0027] 本发明能够以一种有益的方式来完全舍去单独的信号反馈,从而能够从技术上尽可能简化地设置初级侧和次级侧之间的磁耦合结构。因而,可以尽可能地优先考虑能量传输来构造上述结构,而不需接受技术上的折中,并且不需考虑复杂的解调布线。

[0028] 根据论文 Schwalbe, Ulf: „Vergleichende Untersuchungen dreistufiger Schaltnetzteil-topologien im Ausgangsleistungsbereich bis 3kW“. Dissertation. TU Ilmenau. Sep. 2009, 已知在开关电源中利用固定的耦合变压器应用多级拓扑结构。

[0029] 所述论文论述了三级开关电源的方法,其通过增加第三级来解决包括有两级结构的传统开关电源 (SNT) 的结构的问题。其中,特别地考虑了用于满足特定停延时间的中间电路电解质补偿器的尺寸与 DC-DC 级的必要输入电压间隔之间的关系。此外,一般来说,如果所述变换器必须覆盖大的输入电压间隔,则会使 DC-DC 变换器的效率降低,因此这种要求导致了结构的极大限制。

[0030] 相对于上述问题,LLC 谐振变换器仅用于保证所谓的“电子变压器”的零电压开关 (ZVS) 操作。然而,不存在这样一种传统的固定方式的变压器,在该变压器中,在执行感应能量传输期间能够将气隙在近乎 0 的值和最大值之间进行调节。当然,松耦合线圈可以互相互靠近至最小距离。所述距离无法调节至任意小的值。由此,即使是在最佳条件下,感应能量传输系统的开发者也必须应对非常小的磁化电感 L_M 以及非常大的漏电感 L_{res} 。此外,由于在生产装置的部件时以及该部件之间进行相互定位时所产生的机械公差,即使根据 Swalbe 的论文在设计阶段有目的地选择气隙的固定值,在工作期间也会发生距离的变化。执行感应能量传输仅导致了可以合理使用的充分覆盖了松散磁耦合的不同变化状态的拓扑结构。例如,这种拓扑结构可以是 LLC 谐振变换器。

[0031] 因此本发明提出了一种用于非接触式感应能量传输系统的电路,特别是一种用于实施移动装置的能量供给的电路。初级侧电路设置在初级侧,其可以与初级侧电源电压结合;并且次级侧电路布置在次级侧,其可以与要被供给能量的负载结合。

[0032] 根据本发明,提供了电流隔绝的变压器级,用于将能量无接触地从初级侧经过气隙传输至次级侧,其中,设置有至少两个用于感应能量传输的磁耦合线圈,可以通过将次级侧从初级侧移开而使所述线圈在空间上相互分离。变压器级具有谐振变换器,并且次级电路还包括后续稳定级。

[0033] 根据本发明的后续稳定级可以被设置为图 10 所示的简单的线性稳压器或图 11 所示的定时开关电源。此外,可以仅将简单的过压限制看作“稳压”。用于后续稳定的线性稳压器和开关电源这两者都可以由集成模块来实现,也可以由分立组件来构成。

附图说明

[0034] 为了更好地理解本发明,将参考以下附图所述的实施例来说明本发明。其中,相同的部件标注以相同的附图标记和相同的组件标识。此外,来自所描述的实施例的各个特征或特征的组合可以被单独地提供,并且被视为根据本发明的技术方案。在图中,

[0035] 图 1 示出了示意性地对感应能量传输系统进行基本划分的图;

[0036] 图 2 示出了在基部和移动部之间通过单独设置的信息通道进行信息交换的示意图;

[0037] 图 3 示出了在基部和移动部之间通过用于能量传输本身的磁耦合进行信息交换的示意图;

[0038] 图 4 示出了在基部和移动部之间通过无线电进行信息交换的示意图;

[0039] 图 5 示出了基于谐振 DC/DC 变换器的感应能量传输系统的基本结构的示意图;

[0040] 图 6 示出了在具有标称量的电源负载的情况下,基于 LLC 变换器的感应能量传输系统的输出电压对应于装置部件之间不同距离的、相对于开关频率的模拟趋势线(实线:具有标称输出功率的负载下的输出电压;虚线:空转状态下的输出电压);

[0041] 图 7 示出了在具有标称量的电源负载的情况下,基于 LLC 变换器的感应能量传输系统的能量损失对应于装置部件之间不同距离的、相对于开关频率的模拟趋势线;

[0042] 图 8 示出了在具有 20% 标称量的电源负载的情况下,基于 LLC 变换器的感应能量传输系统的能量损失对应于装置部件之间不同距离的、相对于开关频率的模拟趋势线;

[0043] 图 9 示出根据本发明的两级结构的系统的示意图;

[0044] 图 10 示出了配备有基于线性稳压器的后续稳定级的电路的示意图;

[0045] 图 11 示出了配备有基于具有降压变换器的开关电源的后续稳定级的电路的示意图;

[0046] 图 12 示出了利用反激变换器来克服气隙的电路结构的示意图;

[0047] 图 13 示出了利用正激变换器来克服气隙的电路结构的示意图;

[0048] 图 14 示出了从电池向电势隔绝级供电的电路结构示意图;

[0049] 图 15 示出了利用升压变换器向电势隔绝级供电的电路结构示意图;

[0050] 图 16 示出了利用整流器来处理电势隔绝级的输入电压的电路结构示意图;

[0051] 图 17 示出了下述电路结构的示意图,在该电路结构中,电势隔绝级作为用于感应能量传输的“电子变压器”,并且同时提高电源侧的性能因数;

[0052] 图 18 示出了根据本发明优选实施例的电路结构的示意图,在该电路结构中,通过谐振 LLC 变换器来实现电势隔绝级,并且利用降压变换器来进行后续稳定;

[0053] 图 19 示出了根据本发明另一优选实施例的电路结构的示意图,在该电路结构中,通过谐振 LCC 变换器和次级侧的中心点抽头来实现电势隔绝级,并且利用降压-升压变换器来进行后续稳定;

[0054] 图 20 示出了根据本发明优选实施例的电路结构的示意图,在该电路结构中,通过谐振 LLC 变换器来实现电势隔绝级,并且利用升压变换器来进行后续稳定;

[0055] 图 21 示出了利用整流器和存储电容器来对电势隔绝级的输入电压进行处理的电路结构的示意图;

[0056] 图 22 示出了利用无源功率因数校正来对电势隔绝级的输入电压进行处理的电路

结构的示意图；

[0057] 图 23 示出了利用 DC-DC 变换器来对电势隔离级的输入电压进行处理的电路结构的示意图；

[0058] 图 24 示出了利用有源功率因数校正来对电势隔离级的输入电压进行处理的电路结构的示意图；

具体实施方式

[0059] 以下将参考附图来详细说明本发明。

[0060] 本发明的核心思想是基于二级或三级结构的概念来实现感应能量传输系统。本方法使得不需要在初级侧和次级侧之间传输用来调节负载电压的信息。具体地，本方法提供了三级结构：

[0061] 第一级：处理输入电压（分别为 AC/DC 或 DC/DC）。本级根据应用情况可选可不选。

[0062] 第二级：经由气隙传输能量。

[0063] 第三级：后续稳定。

[0064] 对于用于进行后续稳定的定时电源，可使用多个 DC-DC 变换器，在这种情况下，尤其可以采用降压变换器、降压 - 升压变换器、CUK 变换器以及升压变换器。此外，可以使用诸如反激变换器或正激变换器等电流隔离变换器，以及负载谐振变换器或开关谐振变换器。针对极度不灵敏的负载，还可以设置简单的过压限制。

[0065] 如图 5 所示，在其它已经提及的实现方式中，谐振变换器可以有利地克服气隙。其中，存在多个不同的方法，通过这些方法可以补偿松耦合变压器的寄生特性。在初级侧和次级侧，可以分别进行串联和并联的补偿（电容器）。然而，在次级侧，也可以不使用电容器。此外，可以提供更多的无功组件，用来有目的地控制谐振电路的频率特性。

[0066] 此外，在感应能量传输中出现相对来说松散的耦合线圈的情况下，一般来说可以考虑用于克服气隙的其他拓扑结构。因而，不论有多大的漏电感，都可以采用如图 12 所示的反激变换器（其中可能具有双开关式变型）或图 13 所示的正激变换器。

[0067] 还可以用很多方式来生成谐振级的输入电压 V_i 。一方面，可以直接分别通过图 14 所示的电池和图 15 所示的直流 - 直流 (DC-DC) 变换器来提供所述直流 (DC) 电压。

[0068] 这里也可以采用不同的 DC-DC 变换器（降压、降压 - 升压、反激、正激、CUK 等），来代替图 15 中描述的典型升压变换器。在所提供的输入电压 V_i 不是交流电压的情况下，如图 15 所示，必须要对来自其它电源电压的所述输入电压进行预处理。根据所提出的用两级克服气隙的概念，一般来说，需要用于对输入电压进行预处理的第三级。

[0069] 利用包括有存储电容器的桥式整流器，直流电压 V_g 可以超过通过对电源电压进行整流所生成的电压。

[0070] 可以对图 15 和图 16 的结构进行相应的组合。将经过整流和平滑的电源电压用作 DC/DC 变换器的输入电压，在这种情况下，可以补偿所产生的残余波动（电源频率）并稳定输出电压。将稳定后的 DC 电压用作用来克服气隙的变换器级的输入电压。因此，除了图 15 所示的升压变换器外，还可以使用其它拓扑结构，例如，还可以使用降压变换器。此外为了改善电源侧功率因数，可以提供无源功率因数校正（平滑电感器）。另外，可以使用有源功率因数校正以生成 V_i 。

[0071] 可选地,如图 17 所示,可以从经过整流的 AC 电源直接向谐振中间级供电。以固定频率工作的所述电源用作电子变压器,相对于与存储电容器结合的整流桥,所述电源还改善了电源侧功率因数。图中所示的电容器 C_{HF} 具有小的标称值。因此,与存储电容器(电解电容器)不同的是,上述电容器不能缓存足够多的能量,而只能用于过滤用于克服气隙的变换器级的输入电流的高频谐波。在本方法中,除了依赖于距离的输出电压 V_o 的 DC 值变化之外,输出电压 V_o 的电压波动两倍于电源频率。在本实施例中,该残余波动进而由次级侧的后续稳定级进行补偿。

[0072] 参考图 18~24 来详细说明本发明进一步优选实施例的电路结构。

[0073] 作为克服气隙的优选实施例使用谐振变换器。图 18~图 20 示出优选的谐振电路的基本结构。在该情况下,谐振变换器的谐振电路的结构取决于次级侧电容器是否存在及其设置位置。当在次级侧进行并联补偿时,使用全桥式整流是有利的,另外次级侧还可以设置为中心抽头(参见图 19),从而使整流泄露的出现最小化。

[0074] 在图 18 中利用降压变换器来实现后续稳定。在图 19 中,选择降压-升压变换器作为用于后续稳定的拓扑结构。此外,可以如图 20 所示,应用升压变换器。

[0075] 对于输入电压的预处理,图 21~图 24 各自示出了根据次级侧的进行并联补偿的 LLC 变换器的示例的优选实施方式。尽管如上所述,利用降压变压器来典型地实现后续稳定级,但可以采用不同变形的后续稳定结构。同样,可以使用不同的谐振电路拓扑结构。

[0076] 在图 21 中,利用连接有存储电容器的简单整流桥来进行输入侧的电源电压的预处理。所述存储电容器对电源电压进行平滑,并将电源电压充电至第一近似峰值。所产生的谐振级的次级侧输出电压 V_o 的电压波动(除了由于不同的位置关系而产生的电压变化之外)由后续稳定结构进行校正。

[0077] 为了增加供电线侧的功率因数,如图 22 示意性所示,可以提供无源功率因数校正(PFC)。其中,利用附加阻抗(通常是电感)来加宽再充电脉冲,由此,所承受的失真功率下降并且功率因数增大。特别地使用平滑电感器 L_{PFC} 来进行无源式功率因数校正。

[0078] 为了能够覆盖大的电源电压取值范围(包括欧洲和欧洲之外的标称值的大的输入范围),如图 23 所示,可以设置附加的直流-直流(DC-DC)级。与有源功率因数校正电路相反,该 DC-DC 级用作 DC-DC 变换器,因此必须将其调节以进行标称功率的输出。在所示图中,典型地选择了升压变换器。

[0079] 为了有目的地将供电侧的功率因数向大的值进行优化,如图 24 所示,可以提供有源功率因数校正。因此,可以再次考虑降压变换器,可选地,也可以使用图 23 所示的升压变换器以及其它拓扑结构。

[0080] 总之,应当注意的是,图 18~图 24 中的实施方式包括所述的拓扑结构的变形结构,基本上是可以任意组合的。

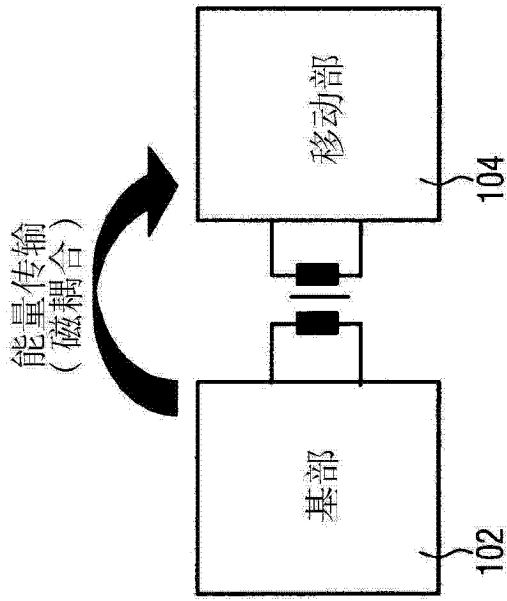


图 1a

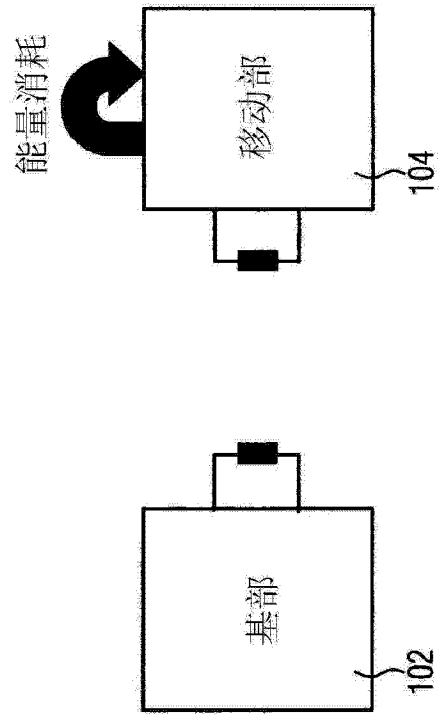


图 1b

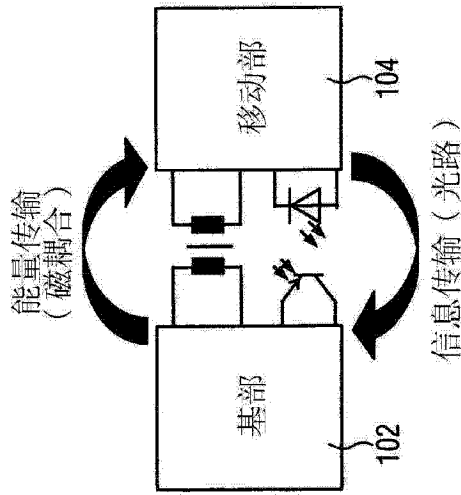


图 2a

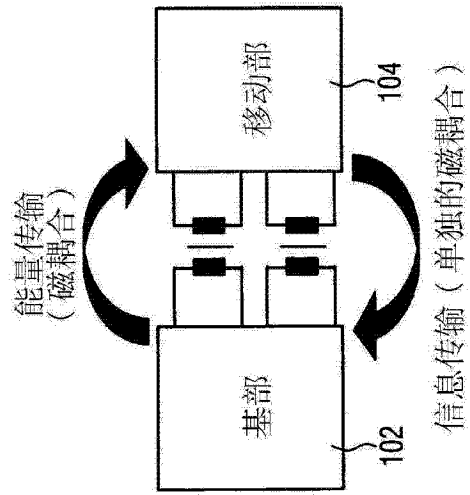


图 2b

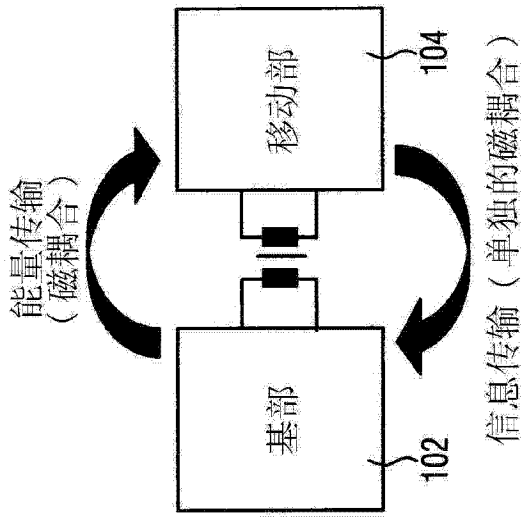


图 3

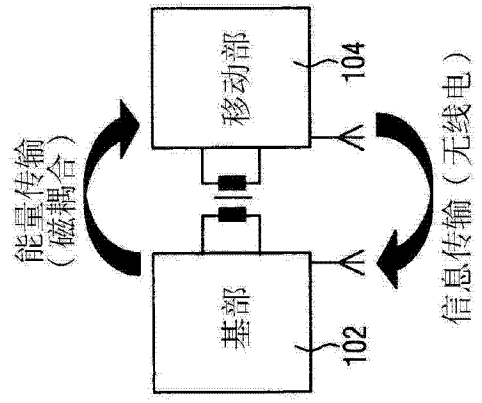


图 4

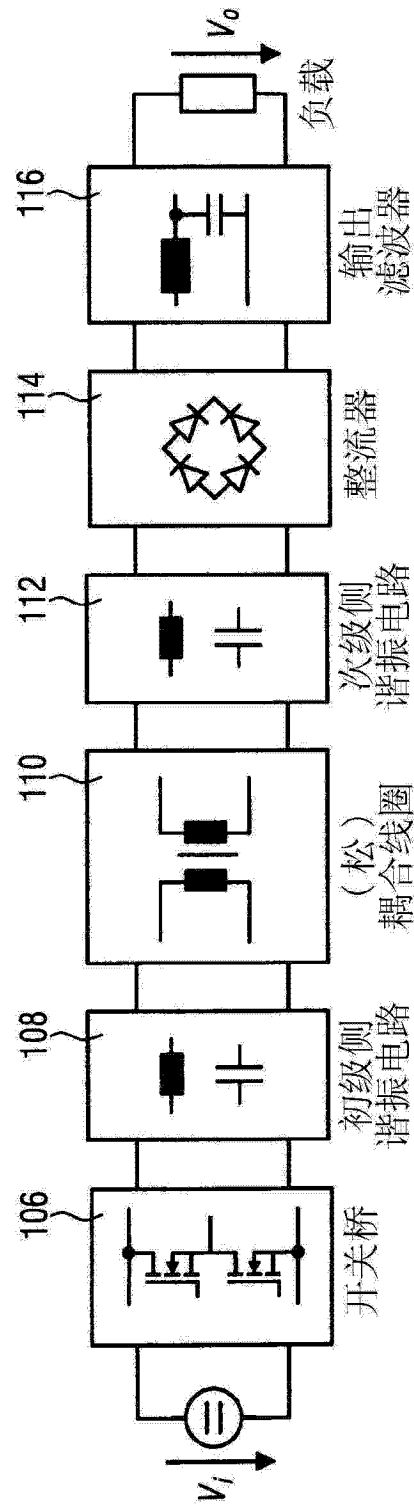


图 5

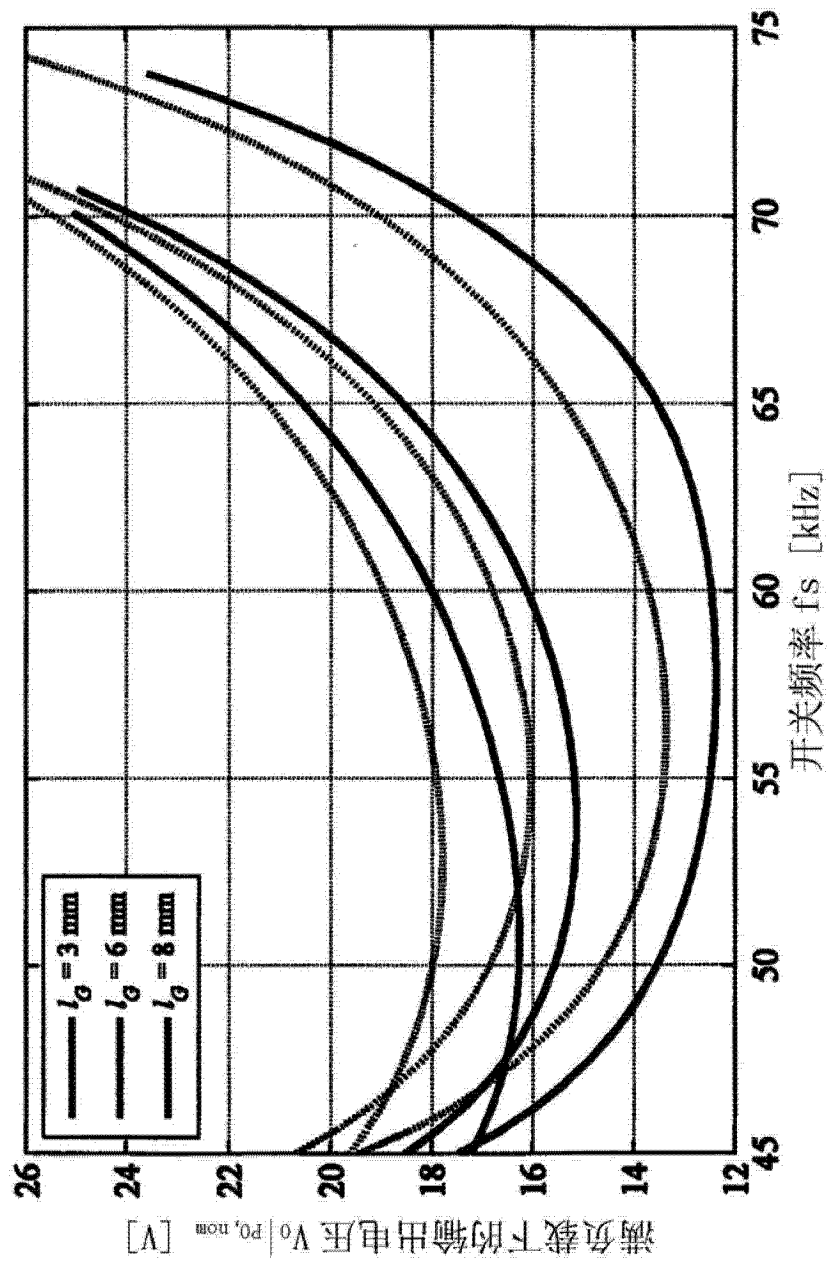


图 6

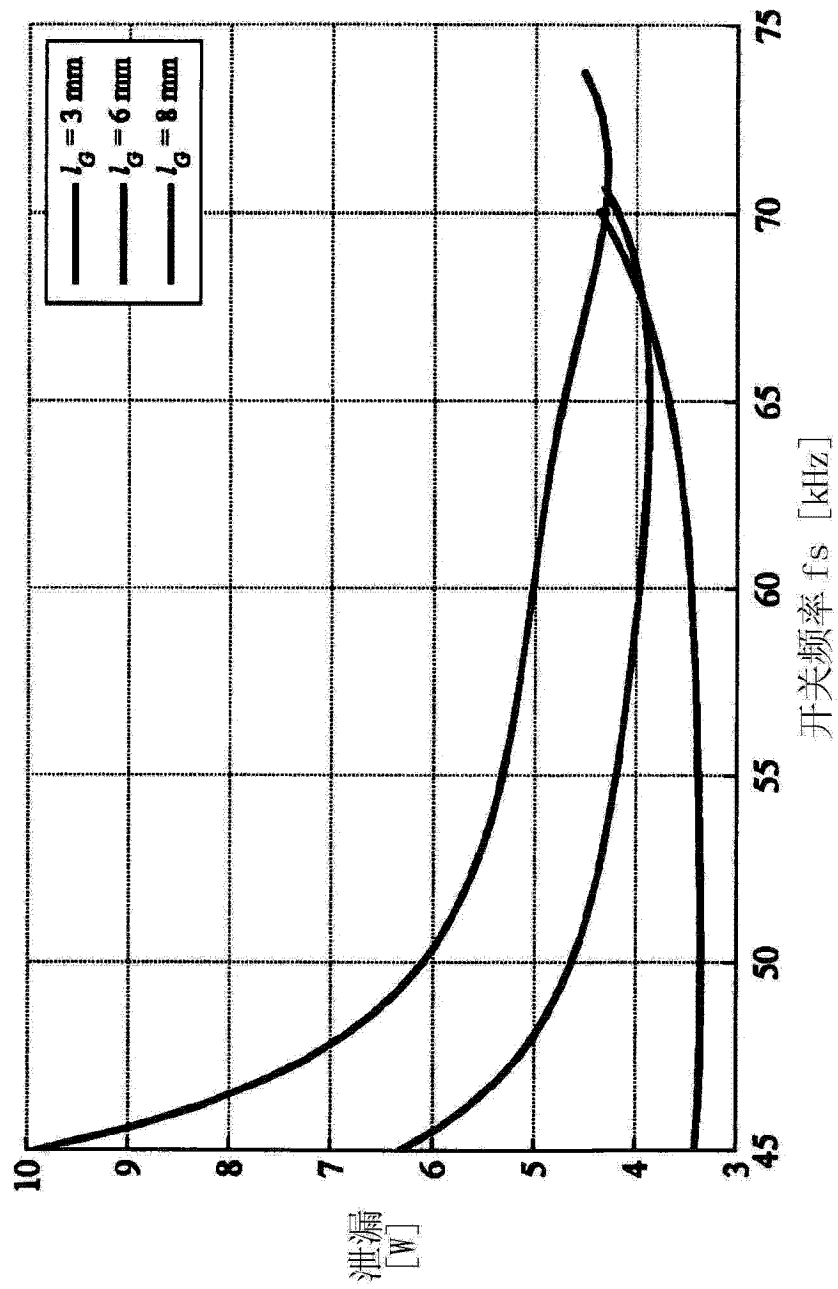


图 7

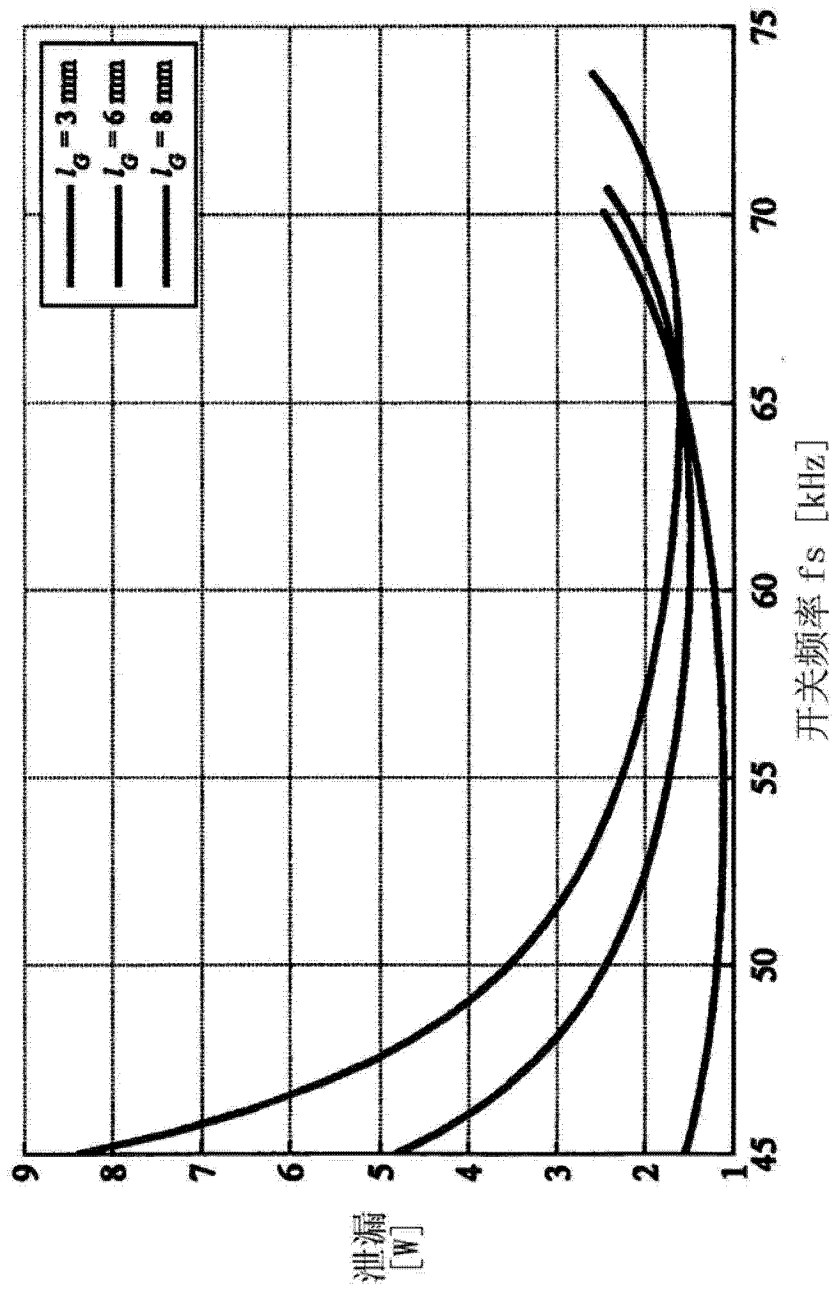


图 8

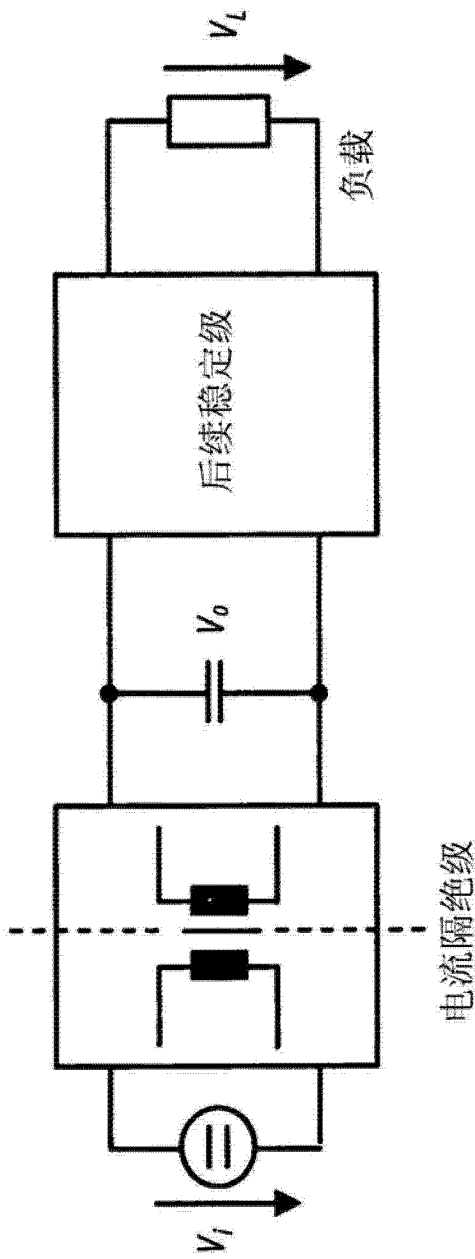


图 9

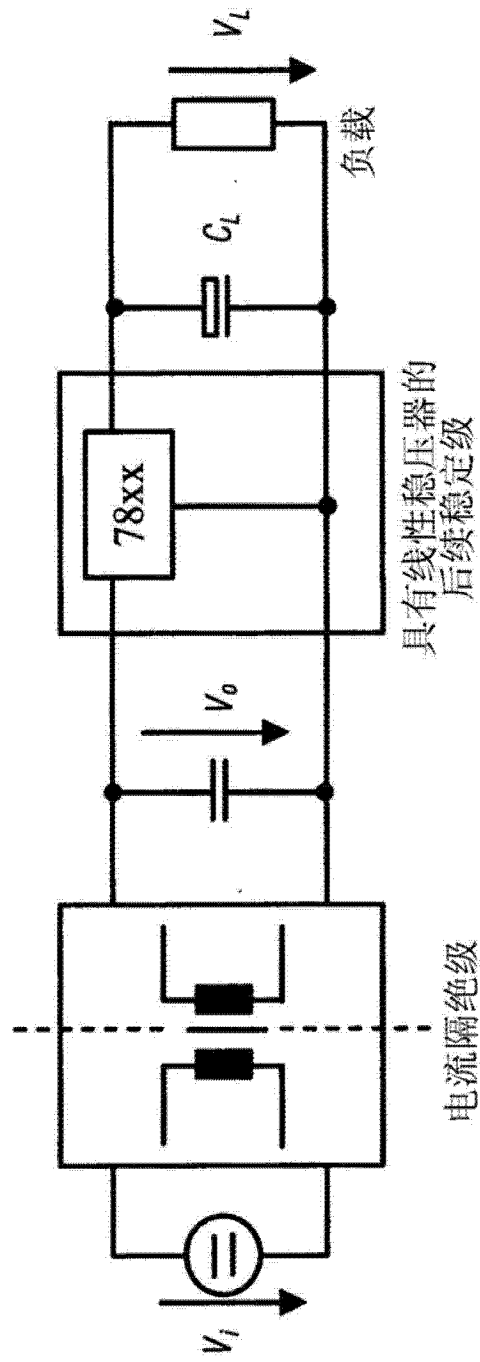


图 10

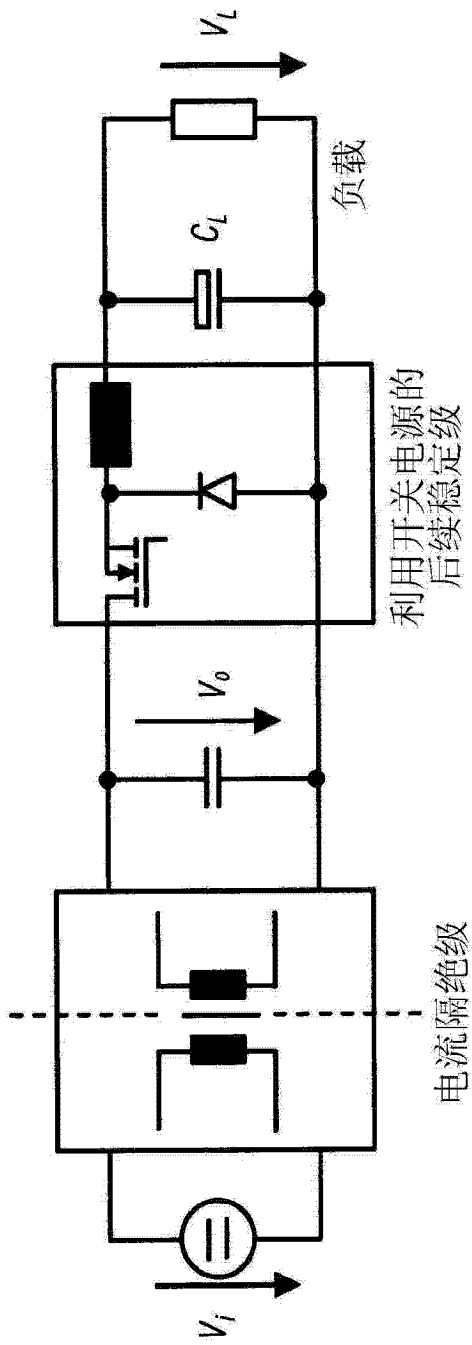


图 11

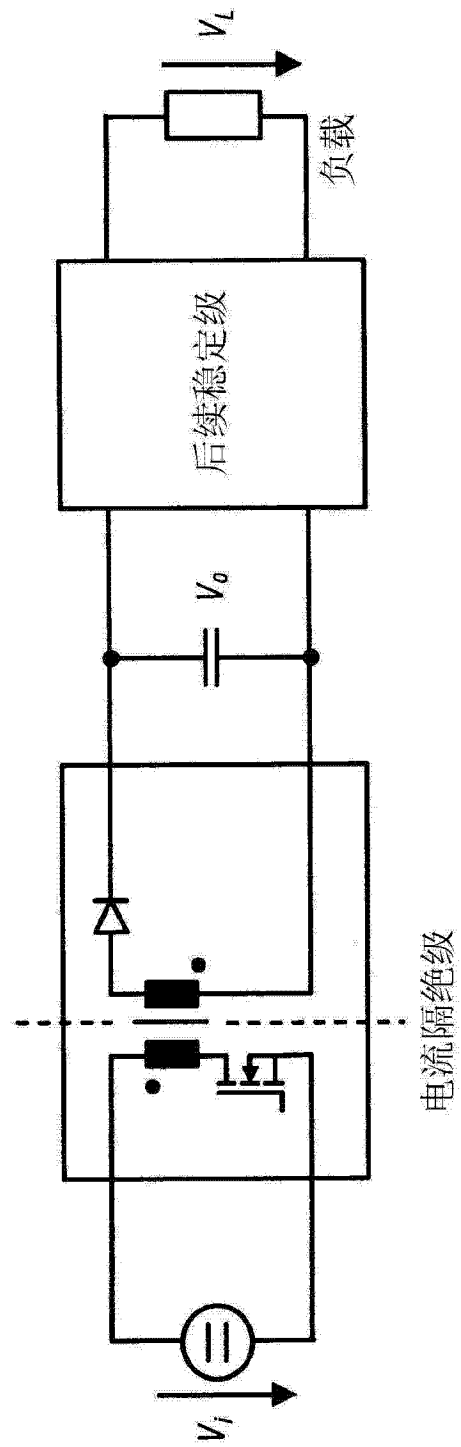


图 12

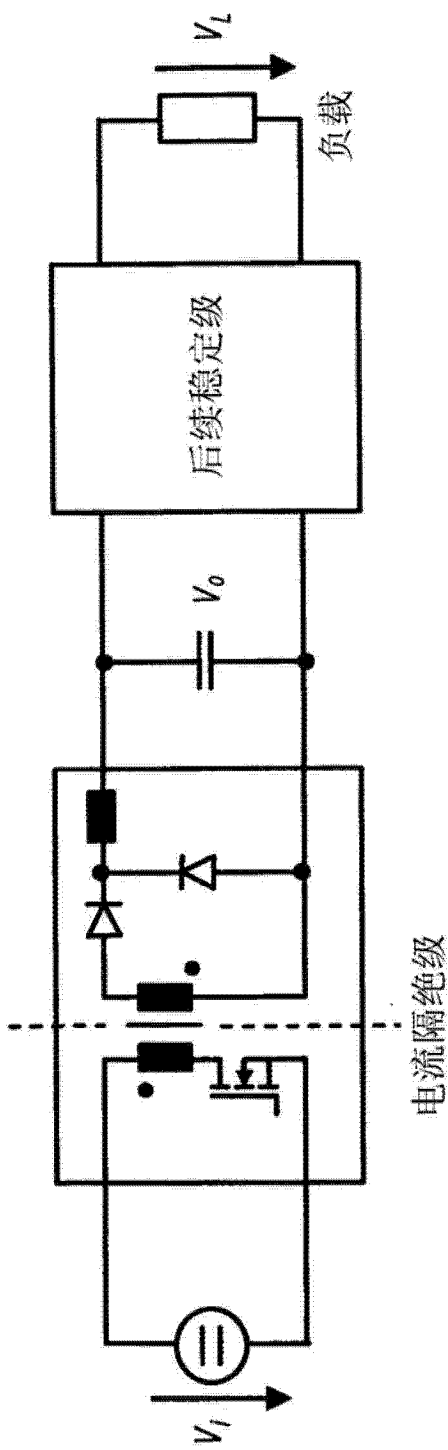


图 13

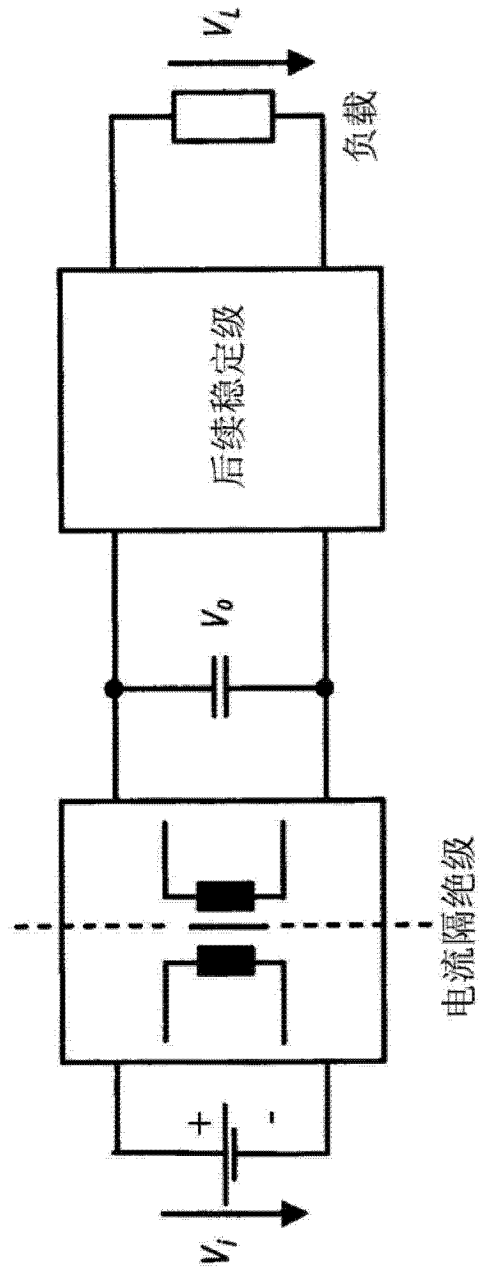


图 14

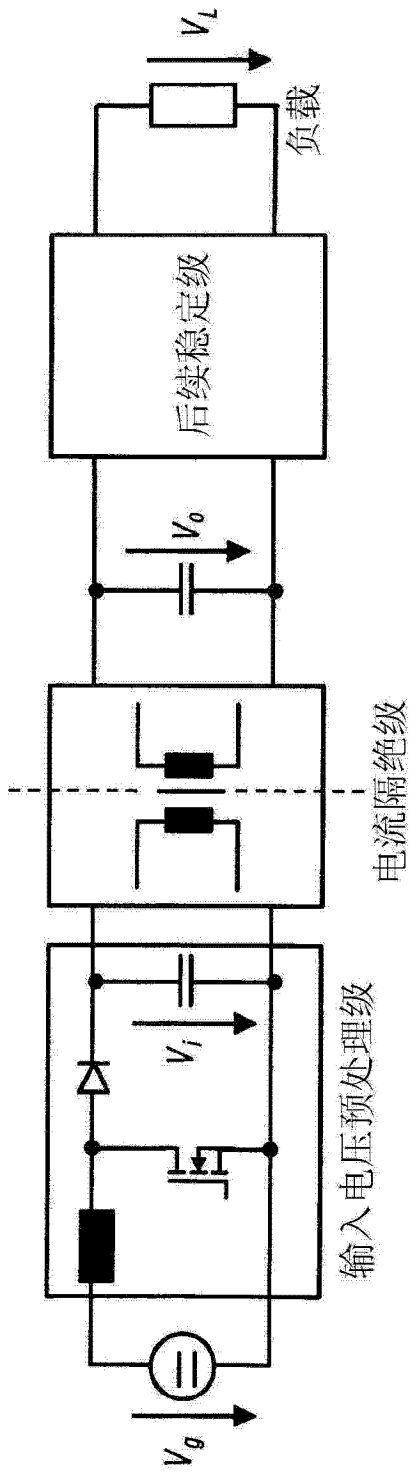


图 15

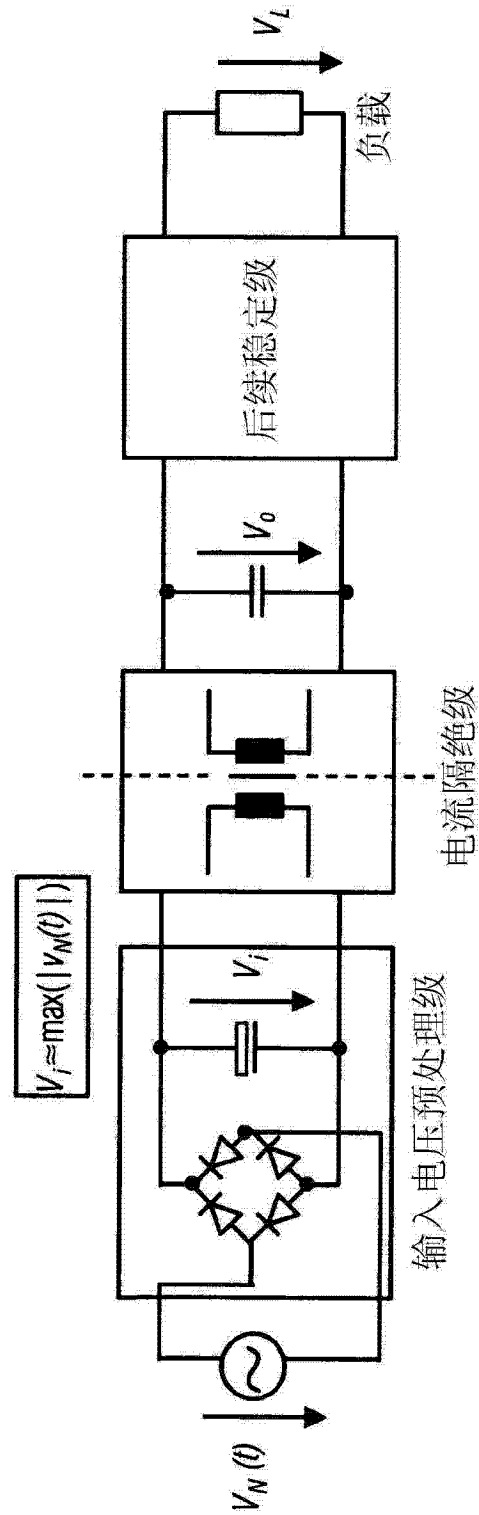


图 16

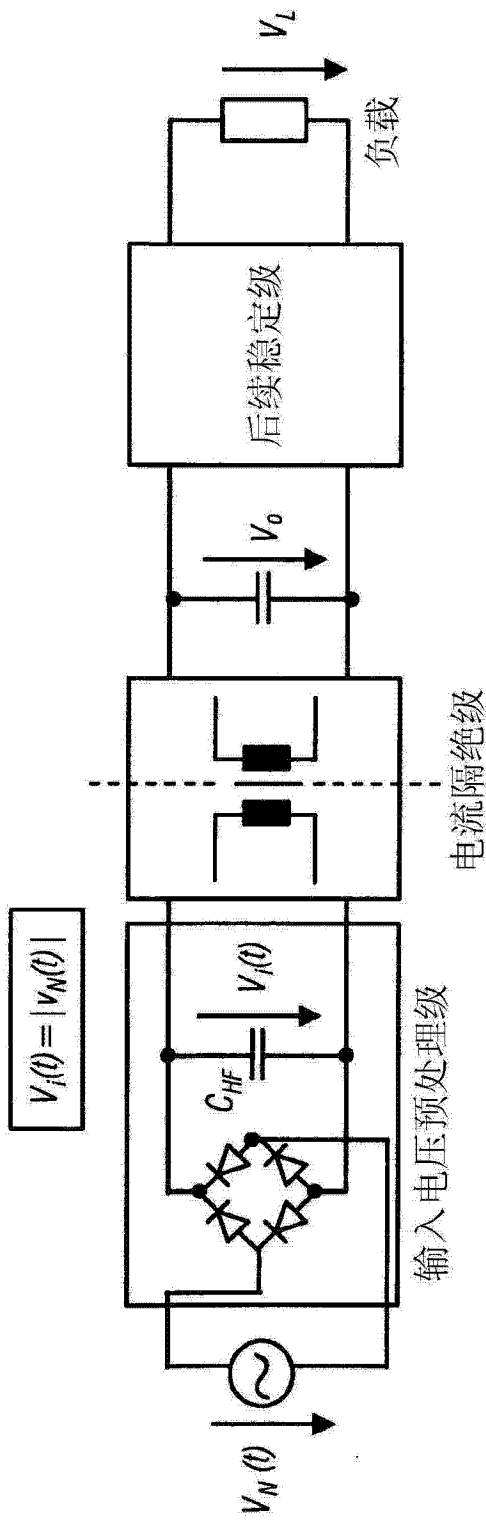


图 17

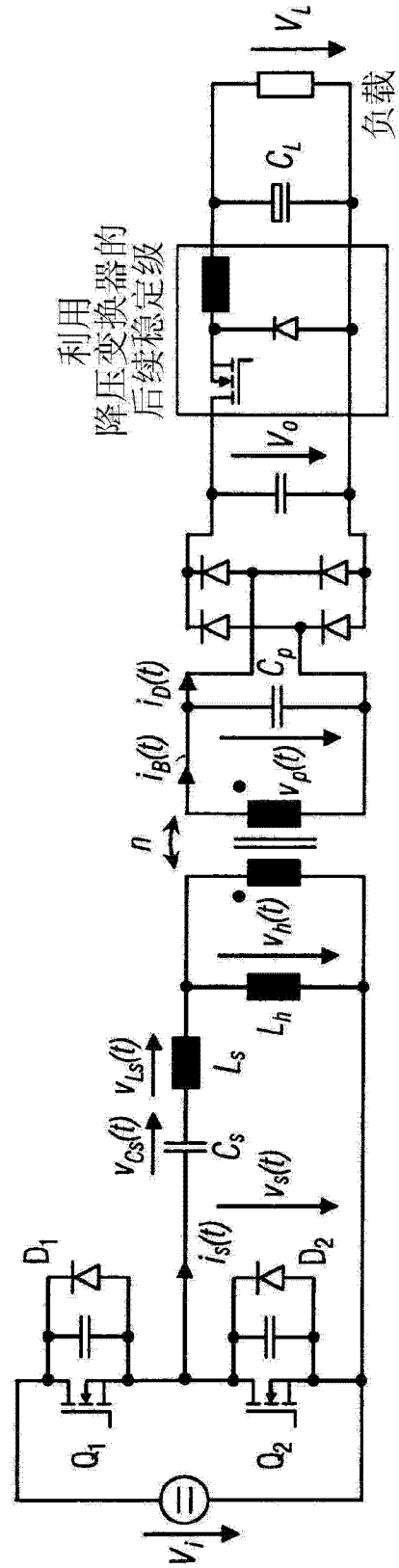


图 18

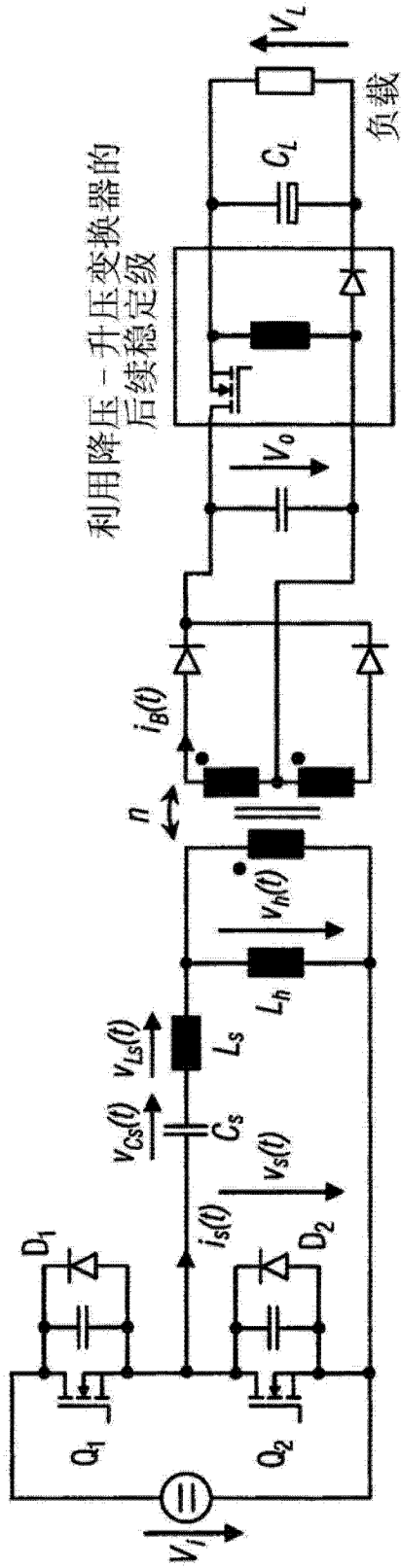


图 19

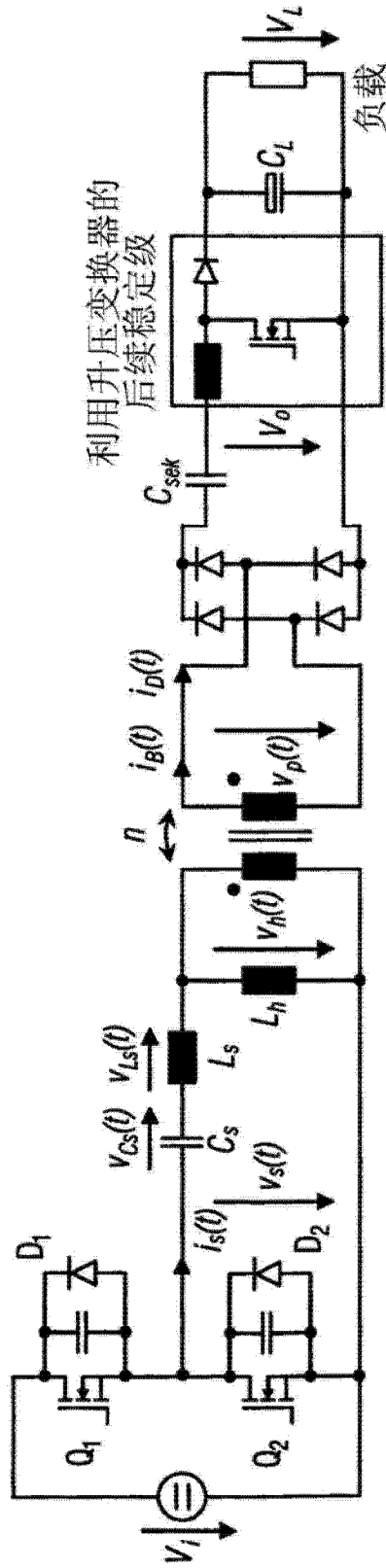


图 20

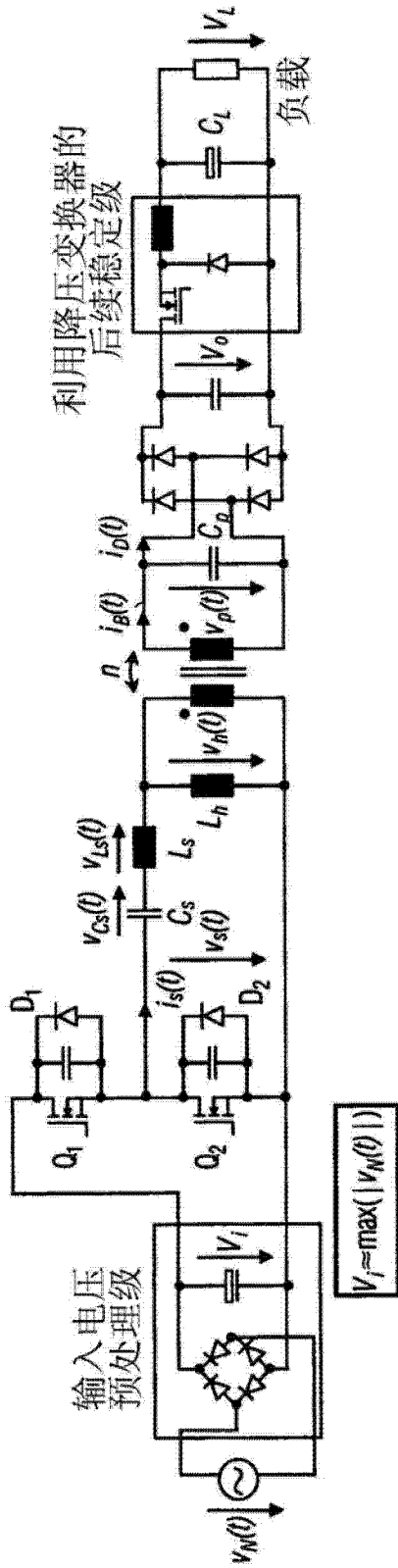


图 21

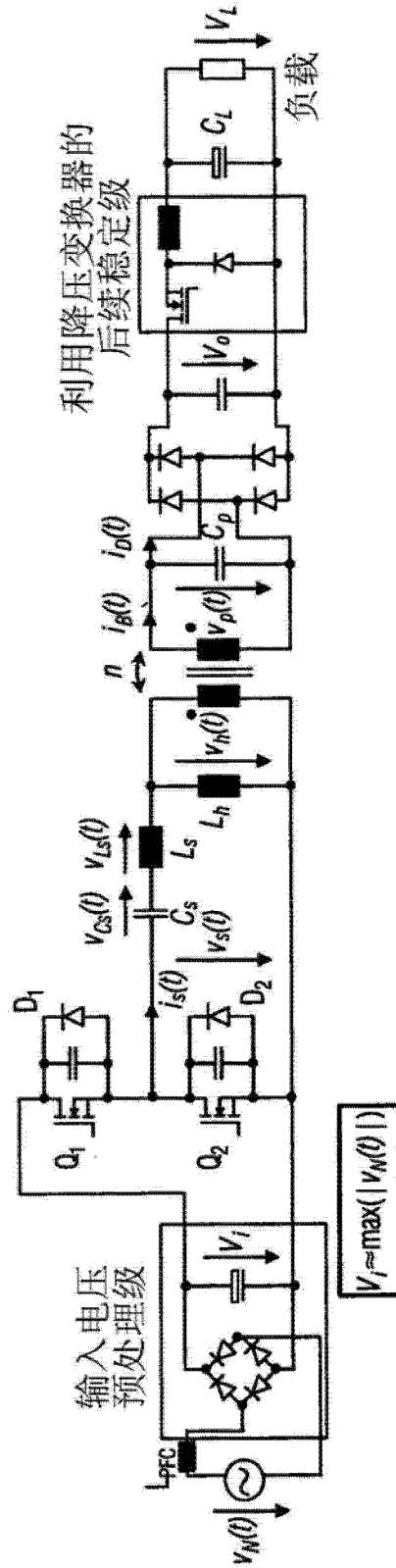


图 22

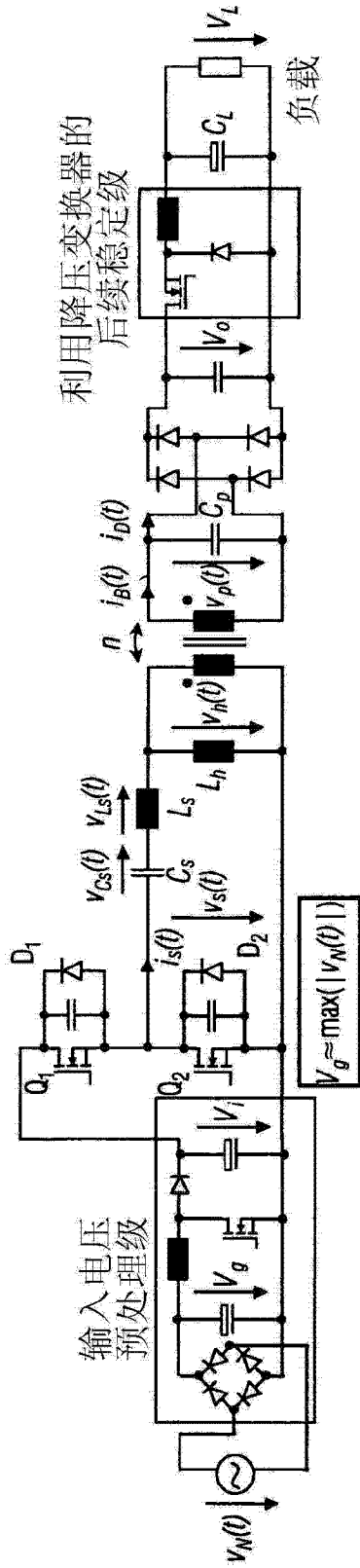


图 23

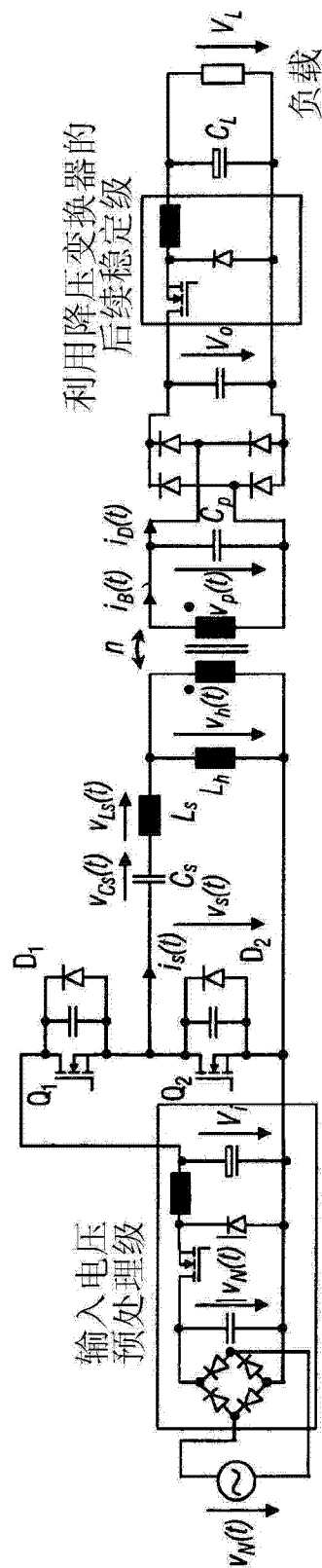


图 24