



## (12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104205264 B

(45)授权公告日 2016.11.09

(21)申请号 201380015867.8

(22)申请日 2013.01.23

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104205264 A

(43)申请公布日 2014.12.10

(30)优先权数据

61/589,599 2012.01.23 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2014.09.22

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2013/022788 2013.01.23

(87)PCT国际申请的公布数据

W02013/112614 EN 2013.08.01

(73)专利权人 犹他州立大学

地址 美国犹他州

(72)发明人 亨特·吴 基利·西利

阿伦·吉尔克里斯特

(74)专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

11227

代理人 康建峰 杨华

(51)Int.Cl.

B60L 11/18(2006.01)

H02M 7/5387(2007.01)

H02J 50/12(2016.01)

审查员 高静静

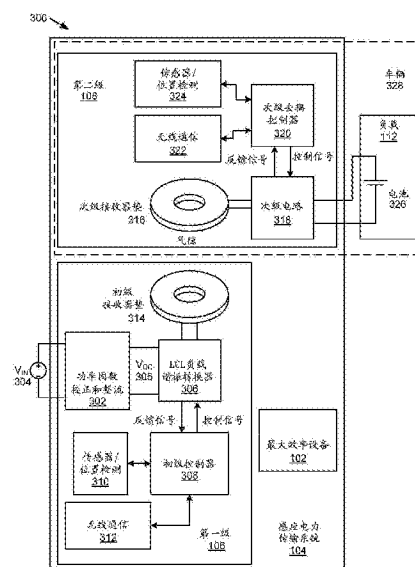
权利要求书3页 说明书32页 附图33页

### (54)发明名称

无线电力传输系统

### (57)摘要

一种用于无线电力传输的系统，包括感应电力传输系统的第一级，第一级包括具有开关部和LCL调谐电路的LCL负载谐振转换器以及初级接收器垫。感应电力传输系统包括第二级，第二级具有次级接收器垫、次级谐振电路、次级整流电路以及次级去耦转换器。次级接收器垫连接至次级谐振电路。次级谐振电路连接至次级整流电路。次级整流电路连接至次级去耦转换器。第二级连接至负载。负载包括能量存储元件。第二级和负载位于车辆上并且第一级位于固定位置处。当车辆相对于初级接收器垫而定位次级接收器垫时，初级接收器垫跨间隙向次级接收器垫无线地传输电力。



1. 一种用于感应电力传输的系统,包括:

感应电力传输系统的第一级,所述第一级包括具有开关部和LCL调谐电路的LCL负载谐振转换器、初级接收器垫以及初级控制器,其中,所述开关部将直流电压连接至所述LCL调谐电路,所述开关部在所述开关部的开关周期期间以正极和以负极连接所述直流电压,并且其中,所述初级接收器垫作为负载连接至所述LCL调谐电路,并且其中,所述初级控制器控制所述开关部中的开关操作;

所述感应电力传输系统的第二级,所述第二级包括次级接收器垫、次级谐振电路、次级整流电路、次级去耦转换器以及次级去耦控制器,其中,所述次级接收器垫连接至所述次级谐振电路,所述次级谐振电路连接至所述次级整流电路,所述次级整流电路连接至所述次级去耦转换器,并且其中,所述次级去耦控制器控制所述次级去耦转换器中的开关操作;以及

连接至所述感应电力传输系统的负载,所述负载连接至所述第二级的输出,所述负载包括至少能量存储元件,其中,所述第二级和负载位于车辆上并且所述第一级位于固定位置处,并且其中,当所述车辆相对于所述初级接收器垫而定位所述次级接收器垫时,所述初级接收器垫跨间隙向所述次级接收器垫无线地传输电力。

2. 根据权利要求1所述的系统,其中,所述第一级的所述开关部包括H桥开关转换器。

3. 根据权利要求2所述的系统,其中,所述H桥开关转换器包括绝缘栅双极晶体管。

4. 根据权利要求1所述的系统,其中,所述初级控制器控制所述开关部的导通角。

5. 根据权利要求4所述的系统,其中,所述初级控制器使用对称电压抵消控制、非对称电压抵消控制和非对称占空比控制中的一个或多个来控制所述开关部。

6. 根据权利要求5所述的系统,还包括使所述感应电力传输系统的效率最大化的双侧控制算法,所述双侧控制算法调整对所述第一级的导通角进行控制的基准和对所述第二级的占空比进行控制的基准以使所述效率最大化。

7. 根据权利要求1所述的系统,还包括所述第一级中的第一无线通信模块和所述第二级中的第二无线通信模块,当所述车辆在所述第一级的无线范围内时,所述第一无线通信模块和所述第二无线通信模块无线地通信。

8. 根据权利要求1所述的系统,还包括所述第一级中的整流器部,所述整流器部连接至交流电源并且连接至所述第一级的所述开关部,所述整流器部对来自所述交流电源的交流电压进行整流,所述整流器部包括用于所述第一级的所述开关部的所述直流电压。

9. 根据权利要求8所述的系统,其中,所述整流器部包括有源功率因数校正开关电力转换器,所述有源功率因数校正开关电力转换器对由所述第一级的所述开关部提取的电流的谐波以及功率因数进行校正。

10. 根据权利要求1所述的系统,其中,所述能量存储元件包括位于所述车辆上的电池,所述电池向所述车辆的电驱动系统提供电力,并且其中,所述第二级的所述次级去耦转换器为以下中的一个或多个提供电力:对所述电池充电;以及向所述电驱动系统提供电力。

11. 根据权利要求1所述的系统,还包括两个或更多个第一电力级,每个第一电力级位于所述车辆停止的位置处,当所述次级接收器垫与所述车辆所位于的所述第一级的所述初级接收器垫对准时,所述第一电力级向所述第二级无线地传输电力。

12. 根据权利要求1所述的系统,还包括一个或多个对准传感器,所述对准传感器相对

于所述初级接收器垫和所述次级接收器垫而被定位以指示所述次级接收器垫何时与所述初级接收器垫对准。

13. 根据权利要求1所述的系统, 其中, 所述初级接收器垫和所述次级接收器垫包括:

平坦的表面, 所述平坦的表面面对所述初级接收器垫或所述次级接收器垫;

多个线性磁性元件, 所述多个线性磁性元件被定位成从所述初级接收器垫或所述次级接收器垫的中心径向地延伸、并且平行于所述平坦的表面而被定位; 以及

导体, 所述导体以圆环图案卷绕在所述多个线性磁性元件中以与所述平坦的表面平行, 所述导体卷绕有多个层, 每个层紧挨着相邻层而被定位, 每个层以垂直于所述平坦的表面的方向从所述垫的中心径向地延伸, 每个导体包括多个更小的导体。

14. 根据权利要求1所述的系统, 其中, 所述第二级向所述负载以所述感应电力传输系统的超过90%的效率递送5千瓦至200千瓦的范围内的电力。

15. 根据权利要求1所述的系统, 其中, 所述第二级的所述次级去耦转换器是升压转换器, 所述升压转换器将来自所述次级谐振电路的输入电压升压至所述负载的更高的输出电压。

16. 根据权利要求1所述的系统, 其中, 所述车辆相对于所述初级接收器垫而对准所述次级接收器垫, 使得所述次级接收器垫在所述初级接收器垫之上并且所述次级接收器垫的中心与所述初级接收器垫的中心对准, 其中, 将所述次级接收器垫的中心与所述初级接收器垫的中心对准包括失准限制内的失准量。

17. 一种用于感应电力传输的系统, 包括:

感应电力传输系统的第一级, 所述第一级包括:

整流器部;

H桥开关部;

LCL调谐电路;

初级接收器垫; 以及

初级控制器,

其中, 所述整流器部对交流电压进行整流并且向所述H桥开关部提供直流电压, 其中, 所述H桥开关部将所述直流电压连接至所述LCL调谐电路, 所述H桥开关部在所述H桥开关部的开关周期期间以正极和以负极连接所述直流电压, 并且其中, 所述初级接收器垫作为负载连接至所述LCL调谐电路, 并且其中, 所述初级控制器控制所述H桥开关部中的开关操作;

所述感应电力传输系统的第二级, 所述第二级包括:

次级接收器垫;

次级谐振电路;

次级整流部;

次级升压转换器; 以及

次级去耦控制器,

其中, 所述次级接收器垫连接至所述次级谐振电路并且所述次级谐振电路连接至所述次级整流部, 所述次级整流部连接至所述次级升压转换器, 并且其中, 所述次级去耦控制器控制所述次级升压转换器中的开关操作; 以及

连接至所述感应电力传输系统的负载, 所述负载连接至所述第二级的输出, 所述负载

包括电池和车辆的电驱动系统,其中,所述第二级和负载位于所述车辆上并且所述第一级位于固定位置处,并且其中,当所述车辆相对于所述初级接收器垫而定位所述次级接收器垫时,所述初级接收器垫向所述次级接收器垫无线地传输电力,所述次级升压转换器为以下中的一个或多个提供电力:对所述电池充电;以及对所述车辆的所述电驱动系统供电。

18.一种用于感应电力传输的方法,包括:

通过感应电力传输系统的第一级的开关部来连接和断开到所述第一级的LCL调谐电路的直流电压,所述LCL调谐电路连接至所述第一级的初级接收器垫,对所述直流电压的连接包括在所述开关部的开关周期期间以正极和负极二者来连接;

当所述感应电力传输系统的第二级中的次级接收器垫相对于所述第一级的所述初级接收器垫而被对准时,从所述第一级的所述初级接收器垫跨间隙向所述第二级中的所述次级接收器垫无线地传输电力;

从所述第二级的所述次级接收器垫向所述第二级的次级谐振电路传输电力;

利用所述第二级的次级整流电路来对来自所述第二级的所述次级谐振电路的电力进行整流;

从所述第二级的所述次级整流电路向所述第二级的次级去耦转换器传输电力;以及

从所述第二级的所述次级去耦转换器向负载传输电力,其中,所述第二级和负载位于车辆中,当所述车辆相对于所述初级接收器垫而定位所述次级接收器垫时,所述初级接收器垫向所述次级接收器垫无线地传输电力。

19.根据权利要求18所述的方法,还包括使用初级控制器控制所述第一级的所述开关部的导通角、并且使用次级去耦控制器控制所述第二级的所述次级去耦转换器的占空比。

20.根据权利要求18所述的方法,还包括使用双侧控制算法来使所述感应电力传输系统的效率最大化,所述双侧控制算法调整被用于对所述第一级的导通角进行控制的基准并且调整被用于对所述第二级的所述次级去耦转换器的占空比进行控制的基准。

21.根据权利要求18所述的方法,还包括:

感测所述次级接收器垫相对于所述初级接收器垫的位置;

传递初级接收器垫和次级接收器垫位置信息;以及

使用所述初级接收器垫和次级接收器垫位置信息来相对于所述初级接收器垫而对准所述次级接收器垫。

## 无线电力传输系统

[0001] 对相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求由Hunter Wu等人于2012年1月23日提交的标题为“WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEM AND METHODS”的美国临时专利申请第61/589,599号的权益,上述申请出于所有目的通过引用合并到本文中。将由Hunter Wu等人于2013年1月23日提交的标题为“SWITCH WEAR LEVELING”的美国专利申请第13/748,074号出于所有目的通过引用合并到本文中。

### 技术领域

[0003] 本发明涉及对无线电力传输的控制,并且更具体地涉及用于车辆充电的感应电力传输(“IPT”)系统。

### 发明内容

[0004] 一种用于感应电力传输的系统包括感应电力传输(“IPT”)系统的第一级。第一级包括具有开关部和LCL调谐电路的LCL负载谐振转换器、初级接收器垫以及初级控制器,其中开关部将直流(“DC”)电压连接至LCL调谐电路。开关部在开关部的开关周期期间以正极和负极连接DC电压。初级接收器垫作为负载连接至LCL调谐电路并且初级控制器控制开关部中的开关操作。

[0005] 系统包括IPT系统的第二级,其中第二级包括次级接收器垫、次级谐振电路、次级整流电路、次级去耦转换器以及次级去耦控制器。次级接收器垫连接至次级谐振电路并且次级谐振电路连接至次级整流电路。次级整流电路连接至次级去耦转换器并且次级去耦控制器控制次级去耦转换器中的开关操作。该系统包括连接至IPT系统的负载。负载连接至第二级的输出并且该负载包括至少能量存储元件。第二级和负载位于车辆上并且第一级位于固定位置处。当车辆相对于初级接收器垫而定位次级接收器垫的情况下,初级接收器垫跨间隙向次级接收器垫无线地传输电力。

[0006] 在一个实施方式中,第一级的开关部包括H桥开关转换器。在另一实施方式中,H桥开关转换器包括绝缘栅双极晶体管(“IGBT”)。在另一实施方式中,初级控制器控制开关部的导通角(“ $\sigma$ ”)。在另一实施方式中,初级控制器使用对称电压抵消(“SVC”)控制、非对称电压抵消(“AVC”)控制和/或非对称占空比(“ADC”)控制来控制开关部。在又一实施方式中,双侧控制算法使IPT系统的效率最大化。双侧控制算法调整对第一级的导通角进行控制的基准和对第二级的占空比进行控制的基准以使效率最大化。

[0007] 在一个实施方式中,系统包括第一级中的第一无线通信模块和第二级中的第二无线通信模块。当车辆在第一级的无线范围内时,第一无线通信模块和第二无线通信模块无线地通信。在另一实施方式中,系统包括第一级中的整流器部。整流器部连接至交流(“AC”)电源并且连接至第一级的开关部,并且整流器部对来自AC电源的AC电压进行整流。整流器部包括用于第一级的开关部的DC电压。在又一实施方式中,整流器部包括有源因数校正开关电力转换器,该有源因数校正开关电力转换器对由第一级的开关部提取的电流的谐波以

及功率因数进行校正。

[0008] 在另一实施方式中,能量存储元件包括位于车辆上的电池。该电池向车辆的电驱动系统提供电力。第二级的次级去耦转换器提供电力来对电池充电和/或向电驱动系统提供电力。在另一实施方式中,该系统包括两个或更多个第一电力级。每个第一电力级位于车辆停止的位置处,并且当次级接收器垫与该车辆所位于的第一级的初级接收器垫对准时,第一电力级向第二级无线地传输电力。在另一实施方式中,系统包括一个或多个对准传感器,其中,对准传感器相对于初级接收器垫和次级接收器垫而被定位以指示次级接收器垫何时与初级接收器垫对准。

[0009] 在一个实施方式中,初级接收器垫和次级接收器垫包括:平坦的表面,该平坦的表面面对初级接收器垫或者次级接收器垫;多个线性磁性元件,该多个线性磁性元件被定位成从初级接收器垫或次级接收器垫的中心径向地延伸、并且平行于平坦的表面而被定位;以及导体,该导体以圆环图案卷绕在多个线性磁性元件中以与平坦的表面平行。该导体卷绕有多个层,并且每个层紧挨着相邻层而被定位。每个层以垂直于平坦的表面的方向从垫的中心径向地延伸,并且每个导体包括多个更小的导体。

[0010] 在另一实施方式中,第二级向负载以IPT系统的超过90%的效率递送5千瓦(“kW”)至200kW的范围内的电力。在另一实施方式中,第二级的次级去耦转换器是升压转换器并且该升压转换器将来自次级谐振电路的输入电压升压至负载的更高的输出电压。在另一实施方式中,车辆相对于初级接收器垫而对准次级接收器垫,使得次级接收器垫在初级接收器垫的上方并且次级接收器垫的中心与初级接收器垫的中心对准。将次级接收器垫的中心与初级接收器垫的中心对准包括失准限制内的失准量。

[0011] 用于感应电力传输的另一系统包括IPT系统的第一级。第一级包括:整流器部、H桥开关部、LCL调谐电路、初级接收器垫和初级控制器。整流器部对AC电压进行整流并且给H桥开关部提供DC电压。H桥开关部将DC电压连接至LCL调谐电路,并且H桥开关部在H桥开关部的开关周期期间以正极和以负极连接DC电压。初级接收器垫作为负载连接至LCL调谐电路并且初级控制器控制H桥开关部中的开关操作。

[0012] 系统包括IPT系统的第二级。第二级包括次级接收器垫、次级谐振电路、次级整流部、次级升压转换器以及次级去耦控制器。次级接收器垫连接至次级谐振电路并且次级谐振电路连接至次级整流部。次级整流部连接至次级升压转换器,并且次级去耦控制器控制次级升压转换器中的开关操作。该系统包括被连接至IPT系统的负载。该负载连接至第二级的输出并且该负载包括电池和车辆的电驱动系统。第二级和负载位于车辆上并且第一级位于固定位置处。当车辆相对于初级接收器垫而定位次级接收器垫时,初级接收器垫向次级接收器垫无线地传输电力,并且次级升压转换器为对电池充电和/或对车辆的电驱动系统供电提供电力。

[0013] 用于感应电力传输的方法包括通过IPT系统的第一级的开关部来连接和断开到第一级的LCL调谐电路的DC电压。LCL调谐电路连接至第一级的初级接收器垫。对DC电源的连接包括在开关部的开关周期期间以正极和负极二者来连接。该方法包括:当IPT系统的第二级中的次级接收器垫相对于第一级的初级接收器垫而被对准时,从第一级的初级接收器垫跨间隙向第二级中的次级接收器垫无线地传输电力。该方法包括:从第二级的次级接收器垫向第二级的次级谐振电路传输电力;利用第二级的次级整流电路来对来自第二级的次级

谐振电路的电力进行整流;以及从第二级的次级整流电路向第二级的次级去耦转换器传输电力。该方法包括从第二级的次级去耦转换器向负载传输电力。第二级和负载位于车辆中,并且当车辆相对于初级接收器垫而定位次级接收器垫时,初级接收器垫向次级接收器垫无线地传输电力。

[0014] 在一个实施方式中,方法包括:使用初级控制器控制第一级的开关部的导通角、并且使用次级去耦控制器控制第二级的次级去耦转换器的占空比。在另一实施方式中,方法包括使用双侧控制算法以使IPT系统的效率最大化。双侧控制算法调整被用于对第一级的导通角进行控制的基准并且调整被用于对第二级的次级去耦转换器的占空比进行控制的基准。在另一实施方式中,方法包括:感测次级接收器垫相对于初级接收器垫的位置;传递对初级接收器垫和次级接收器垫位置信息;以及使用初级接收器垫和次级接收器垫位置信息来相对于初级接收器垫而对准次级接收器垫。

[0015] 贯穿本说明书提及特性、优点或者类似语言不意味着用本发明可以实现的全部特性和优点应该在本发明的任何单个实施方式中。而是,提及特征和优点的语言被理解为意指结合实施方式所描述的特定的特征、优点或者特性被包括在本发明的至少一个实施方式中。因此,贯穿本说明书对特征和优点的讨论以及类似语言可以但非必须是指同一实施方式。

[0016] 此外,在一个或多个实施方式中可以以任意适合的方式组合本发明所描述的特征、优点以及特性。本领域的技术人员将认识到可以在没有特定实施方式的一个或多个特定特征或优点的情况下实施本发明。在其他示例中,可以某些实施方式识别出可能不存在于本发明的全部实施方式中的附加的特征和优点。

[0017] 根据以下的描述和所附权利要求,本发明的这些特征和优点将变得更明显,或者可以如下文中所提出的那样通过实践本发明而得知。

## 附图说明

[0018] 为了将容易理解本发明的优点,将参考在附图中示出的具体实施方式提出以上所述的本发明的更具体的描述。理解这些图仅描绘本发明的典型实施方式并且不因此被认为限制其范围,将用额外的特征和细节通过使用附图来描述和说明本发明,在附图中:

[0019] 图1是示出了用于在感应电力传输(“IPT”)系统中使效率最大化的系统的一个实施方式的示意性框图;

[0020] 图2是示出了用于在IPT系统中使效率最大化的设备的一个实施方式的示意性框图;

[0021] 图3示出了具有最大效率设备的示例性感应电力传输充电系统的框图;

[0022] 图4示出了用于竖直和水平失准的失准条件。 $h=0$ 趋势表示在零水平偏移的条件下的竖直失准的曲线。 $v=200$ 趋势表示在200mm的高度分离的条件下的水平失准的曲线;

[0023] 图5示出了示例性LCL负载谐振转换器;

[0024] 图6示出了一组H桥的开关的损耗的比较;

[0025] 图7示出了IRG7PH42UPBF的对于不同温度的H桥中的损耗;

[0026] 图8示出了示例性开关热沉热设计;

[0027] 图9示出了示例性简化IGBT栅极驱动电路;

- [0028] 图10示出了具有分开的电感器设计的示例性LCL转换器；
- [0029] 图11示出了示例性可调式电感器；
- [0030] 图12示出了使用E55芯的LCL转换器的AC电感器设计的示例性通量密度；
- [0031] 图13示出了示例性圆垫结构和尺寸(顶视图)；
- [0032] 图14示出了示例性IPT垫的耦合系数与竖直高度的关系；
- [0033] 图15示出了不同竖直高度的示例性IPT垫的未补偿功率；
- [0034] 图16示出了示例性铁氧体臂支撑结构的尺寸和配置；
- [0035] 图17示出了示例性燕尾槽尺寸；
- [0036] 图18示出了初级轨道电流与导通角的关系；
- [0037] 图19示出了示例性次级去耦传感器(次级电路)(另参见图23)的等价效率模型电路图；
- [0038] 图20示出了示例性初级LCL转换器(另参见图5)的等价效率模型电路图；
- [0039] 图21示出了用于最佳效率的示例性控制器框图；
- [0040] 图22示出了使用(21)进行耦合系数估计。蓝线针对 $k=2k_{\min}(M=60\mu\text{H})$ 并且红线针对 $k=1.14k_{\min}(M=34.2\mu\text{H})$ ；
- [0041] 图23示出了具有次级谐振电路、次级整流电路以及次级去耦电路的示例性并联传感器或次级电路(以次级去耦转换器的形式)；
- [0042] 图24示出了DC电路输出与 $L_{dc}$ 的关系；
- [0043] 图25示出了对照DC平均值归一化了的AC电流峰到峰振幅与 $L_{dc}$ 的关系；
- [0044] 图26示出了次级去耦传感器效率与示例性去耦电路的开关频率的关系；
- [0045] 图27示出了示例性去耦电路的根轨迹和波特图；
- [0046] 图28示出了在 $k=1.14k_{\min}(v=246\text{mm}, h=0\text{mm})$ 处的示例性系统的效率。线表示解析计算的结果,而标记表示实验测量的结果。该数据是针对不同的负载条件、当与最大 $Q_{2V}$ 负载条件的百分比匹配时取得的；
- [0047] 图29示出了在 $k=2.0k_{\min}(v=172\text{mm}, h=0)$ 处的示例性系统的效率。线表示解析计算的结果,而标记表示实验测量的结果。该数据是针对不同的负载条件、当与最大 $Q_{2V}$ 负载条件的百分比匹配时取得的；
- [0048] 图30示出了当输出电压被允许变化时实际总系统效率测量结果,当DC输出为300V时,发生5kW传输；
- [0049] 图31示出了针对在最差条件下工作的示例性5kW系统的磁场测量结果,发现最高场强在竖直高度200mm和水平失准150mm处；
- [0050] 图32示出了从1500mm高的女性人体上的4个测量点进行的身体平均测量,发现最高场强在竖直高度255mm和零水平失准处；
- [0051] 图33示出了在 $k=1.14k_{\min}(v=246\text{mm}, h=0\text{mm})$ 处示例性系统的效率。线表示解析计算的结果,而标记表示实验测量的结果。该数据是针对不同的负载条件、当与最大 $Q_{2V}$ 负载条件的百分比匹配时取得的；
- [0052] 图34示出了在 $k=2.0k_{\min}(v=172\text{mm}, h=0)$ 处示例性系统的效率。线表示解析计算的结果,而标记表示实验测量的结果。该数据是针对不同的负载条件、当与最大 $Q_{2V}$ 负载条件的百分比匹配时取得的；

[0053] 图35示出了对于 $Q_{2v}=0.2Q_{2vm}$ 和 $k=2k_{min}$ 的波形 $i_b$ 、 $i_1$ 和 $i_2$ 的电流值；

[0054] 图36示出了在宽范围的工作条件下的示例性系统的效率测量结果。对于具有零水平失准的竖直高度172mm,  $v=172$ 。对于竖直高度200mm和140mm的水平失准,  $v=200$ ,  $h=140$ 。

[0055] 图37示出了具有以下参数的示例性操作IPT系统的波形：在 $v=172mm$   $h=0mm$ 处, (a) $P=2kW$ , (b) $P=5kW$ 。从上到下的轨迹,  $i_b$ (图5)、 $i_1$ (图5)、 $i_2$ (图23)以及 $V_s$ (图23)(占空比的倒数)；

[0056] 图38示出了具有以下参数的示例性操作IPT系统的波形：在 $v=246mm$   $h=0mm$ 处, (a) $P=2kW$ , (b) $P=5kW$ 。从上到下的轨迹,  $i_b$ (图5)、 $i_1$ (图5)、 $i_2$ (图23)以及 $V_s$ (图23)(占空比的倒数)；

[0057] 图39是示出了根据本发明用于双侧控制的方法的一个实施方式的示意性流程图；以及

[0058] 图40是示出了根据本发明用于双侧控制的方法的另一实施方式的示意性流程图。

## 具体实施方式

[0059] 贯穿本说明书的对“一个实施方式”“实施方式”或者类似的语言的提及是指在本发明的至少一个实施方式中包括了结合实施方式所描述的具体的特征、结构或者特性。因此, 贯穿本说明书的短语“在一个实施方式中”、“在实施方式中”以及类似语言的出现可以但非必须全部参考同一实施方式。

[0060] 此外, 本发明的所描述的特性、结构或特征可以在一个或多个实施方式中以任意适当的方式组合。在以下的描述中, 提供大量的具体细节, 诸如编程、软件模块、用户选择、网络交互、数据库查询、数据库结构、硬件模块、硬件电路、硬件芯片等的示例, 以提供对本发明的实施方式的全面理解。然而, 本领域的技术人员将识别出可以在没有具体细节中的一个或多个细节或者利用其他方法、部件、材料等的情况下实现本发明。在其他示例中, 未详细地示出或描述公知的结果、材料或操作以避免使本发明的方面费解。

[0061] 本文包括的示意性流程图通常作为逻辑流程图提出。这样, 描绘的顺序和标记的步骤指示出本方法的一个实施方式。可以构思在功能、逻辑或者效果上与所示出的方法的一个或多个步骤或者其部分等价的其他步骤和方法。另外, 提供所采用的格式和符号以说明该方法的逻辑步骤并且被理解为不局限于本方法的范围。尽管可以在流程图中采用各种箭头形和线形, 但是流程图被理解为不限制相应方法的范围。其实, 可以将某些箭头或其他连接器用于仅表示该方法的逻辑流程。例如, 箭头可以表示所描绘方法的列举步骤之间的未指定持续时间的等待或监测时段。另外, 其中具体方法发生的顺序可以严格或不严格按照示出了相应步骤的顺序。

[0062] I. 初级AC至DC功率因数级

[0063] 图3示出了示例性感应电力传输(“IPT”)充电系统300的框图。如下面所描述的那样, 图3的IPT系统300是可以包括IPT系统104中的最大效率设备102的系统100的一个实施方式。本文所描述的IPT系统300可以包括功率因数级302, 诸如从诸如公用电网的电压源304馈送的初级交流(“AC”)至直流(“DC”)功率因数级。在某些实施方式中, 可以将初级AC-DC转换器级配置成将电网级电压转换为DC电压305, 诸如DC母线电压, 用于初级调谐谐振转

换器。给大纹波系统优选具有非常低输出纹波的DC输出电压,以便防止调幅信号出现在无线感应电力传输系统中——这可以造成降低的效率并且需要额外的复杂度。

[0064] 在某些实施方式中,AC-DC转换器中的有源功率因数校正(“PFC”)可以有助于保证电网电压和电网电流在相位上接近。PFC可以减少总电网电流要求并且通常减少电网谐波。电网电力供应公司通常具有用于附接的工业设备的某些谐波要求。通常电网电力供应公司还对于呈现低功率因数的工业设备的电力额外收费。

[0065] 在本文描述的IPT系统300中,可以将一个或多个适当的级用于PFC。例如,可以使用一个或多个商用现成的(“COTS”)AC-DC高效率功率因数校正转换器。电网电压源304可以具有多种电压输入,包括例如单相240VAC、三相208VAC或者三相480VAC。在另一实施方式中,可以将400VDC输出用于该级并且400VDC通常是用于单相240VAC电网输入的额定电网输入的有效输出。在美国,具有30A电路(适合于5kW IPT系统)的单相240VAC电网电压即使在不支持工业三相电压的地区也很普遍,并且该单相240VAC电网电压可以与IPT系统300一起使用。

[0066] 对于IPT系统300,转换器104包括由初级控制器308控制的LCL负载谐振转换器306,初级控制器308可以接收来自LCL负载谐振转换器306的反馈信号并且可以将控制信号发送至LCL负载谐振转换器306。初级控制器308可以从用于位置检测的对准传感器310接收信息并且可以在无线通信312上通信。LCL负载谐振转换器306被耦接到初级接收器垫314,初级接收器垫314通过气隙被耦接到次级接收器垫316。次级接收器垫316被连接至并联去耦传感器,并联去耦传感器被示出为由次级去耦控制器320控制的次级电路318,次级去耦控制器320可以接收反馈信号并且可以将控制信号发送至次级电路318。次级去耦控制器320也可以与用于位置检测的对准传感器324通信用于控制并且可以无线地通信322。次级电路318可以连接到诸如电池326的负载112并且可以对电池326充电。电池326可以向诸如电机控制器(未示出)的另一负载提供电力。第二级108和负载112可以位于车辆328中。

[0067] II. 初级调谐谐振转换器

[0068] 本文描述的IPT系统300可以包括初级调谐谐振转换器。在某些实施方式中,可以使用图13示出的LCL负载谐振转换器306。LCL负载谐振转换器306可以包括开关部和LCL调谐部。该转换器可包括以下优点:

[0069] ● 逆变器桥通常仅必须提供负载112所需的有效功率和谐振回路中的任何损耗。高的轨道电流在谐振回路中被限制为自循环。例如,在最实际的应用中 $Q_1 > 1$ 并且 $i_b < i_1$ (参见图13),开关具有低传导损耗并且可以实现高转换器效率。

[0070] ● 输出电流通常独立于负载,使得成为针对IPT应用的理想的恒电流源。初级接收器垫电流 $i_1$ 通常仅取决于一个控制变量,因此功率输出、或者等式(1)中的未补偿功率(“SU”)被直接控制。

[0071] 在一个实施方式中,为了设计LCL负载谐振转换器,通过M. Borage等人的“Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply,”IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, pp 1547-1554, 2005中的常规等式来调谐每个支路的电抗:

$$[0072] \quad X_1 = \omega L_b = \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{1s}} = \omega L_{1eq} \quad (1)$$

[0073] 这里 $C_{1s}$ 是串联调谐电容用于将传感器的电抗减小至理想工作值。对于该系统,将相移控制或者对称电压抵消(“SVC”)用于用一个控制变量( $\sigma$ )直接控制轨道电流( $i_1$ )。在H.H.Wu等人的“Design of Symmetric Voltage Cancellation Control for LCL converters in Inductive Power Transfer Systems,”IEEE International Electric Machine&Drives Conference(“IEMDC”),2011,2011,pp 866-871中更详细地描述了SVC,该文章通过引用并入到本文中。为了确定在SVC下的轨道电流,并且假设基本模式分析,可以使用以下等式:

$$[0074] \quad i_1 = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{\pi X_1} \sin\left(\frac{\sigma}{2}\right) \quad (2)$$

[0075] 在 $\sigma$ 被设定为 $180^\circ$ 的情况下,可以确定最大可获得轨道电流。对于LCL转换器,根据设计等式来计算表I中的技术参数。通过下述等式给出完全调谐并联谐振回路的反射阻抗:

$$[0076] \quad Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} = \omega \frac{M^2}{L_{2eq}} (Q_{2v} - 1 \cdot j) \quad (3)$$

[0077] 从(3)应该注意到,恒定反射容抗与轨道电感器串联并且在设计中对此直接补偿的一个方法(参见H.H.Wu等人的“Design of Symmetric Voltage Cancellation Control for LCL converters in Inductive Power Transfer Systems,”IEEE International Electric Machines&Drives Conference(“IEMDC”),2011,2011,pp.866-871)是利用其串联调谐电容器使次级传感器电感短路。这取决于磁性元件的互感给出了电感的针对目标竖直高度范围的新的主要工作范围。

[0078] 随着系统中的耦合变化,将会发生在 $Z_r$ 和等价 $L_1$ 二者的变化的复杂现象。这将导致桥电流 $i_b$ 升高到 $i_b$ 的额定值以上。此外, $i_b$ 与 $M_2$ 成反比, $M_2$ 取决于在次级侧上的负载条件。因此, $i_b$ 是:

$$[0079] \quad i_b = \frac{(V_{ab})_1}{j\omega\Delta L_1 + Z_r} \quad (4)$$

[0080] 因为可以允许系统将其耦合改变100%( $k_{\max}=200\%k_{\min}$ )或更多,所以在某些实施方式中可以将最大 $i_b$ 设计成最小 $i_b$ 的两倍。因初级自感的变化,当根据耦合范围确定桥电流电感器的的大小时,必须针对关联的最大电流来确定。表I所示的系统设计参数是用于能够处理耦合两倍变化的系统的示例性参数。可以将该系统修改为接纳耦合的较大范围,诸如最小耦合的向上大约3倍或大约4倍的差异。

[0081] 在某些实施方式中,可以设计和实现5kW输出能力的无线感应电力传输系统,显示出165mm至265mm的气隙以及在跨工作的整个圆锥体积的全负载下总系统效率 $>90\%$ 。针对LCL转换器,表I示出了针对所描述参数中的每一个参数的示例性选择值。还将20kHz的频率选择在用于硬开关应用的标准IGBT开关技术的能力内。

[0082] 表I.LCL转换器的设计参数

[0083]

| 参数       | 值     | 参数       | 值         |
|----------|-------|----------|-----------|
| $V_{dc}$ | 400 V | $C_{1s}$ | 680.73 nF |

[0084]

|              |                           |                |                 |
|--------------|---------------------------|----------------|-----------------|
| $X_1$        | 9 $\Omega$                | $L_1$ (图 4)    | 177-188 $\mu$ H |
| $i_{1\_max}$ | 40 A                      | $L_{1\_short}$ | 161-172 $\mu$ H |
| $L_b$        | 71.62 $\mu$ H             | 开关             | IRG7PH42UPBF    |
| $C_1$        | 884.19 nF                 | 二极管            | RHRG75120       |
| $\omega$     | $1.257 \times 10^5$ rad/s |                |                 |

[0085] A. 开关部的开关和二极管选择

[0086] 在针对初级转换器挑选拓扑结构和控制策略之后,接着可以选择半导体器件。可以使用任何合适的能够执行本文所述的功能的半导体器件。示例性半导体器件包括:国际整流器公司IGBT IRG7PH42UPBF分立器件、其他分立的或基于模块的绝缘栅双极晶体管(“IGBT”)、其他分立的或者基于模块的金属氧化物场效应管(“MOSFET”)、或者包括碳化硅(“SiC”)或者氮化镓(“GaN”)类型半导体器件的类似技术。

[0087] 为了评估优选的半导体器件,可以在比较中包括功率IGBT和MOSFET半导体的范围。根据一个设计准则,这些器件在H桥环境中在400VDC处进行硬开关时需要将至少800V的击穿电压视为可靠。此外,因为当允许垫高度随100%的耦合系数变化而变化时,最佳操作的点可能不能得到合理的结果,所以可以在宽范围耦合条件下对系统性能进行模拟以比较性能。图6示出了所选择的功率器件在耦合条件的全部范围上的损耗。可以看出与非常快的外部二极管(Fairchild RHRG75120)耦合的国际整流器公司IGBT IRG7PH42UPBF具有比大多数其他器件尤其是比功率MOSFET更好的性能。功率MOSFET由于在MOSFET封装中的内部体二极管而经常受到巨大的二极管反向恢复损耗。这在导通角大的情况下在较低耦合系数处尤其如此。

[0088] 图7示出了两个温度极限值处的IRG7PH42UPBF IGBT的工作特性。可看出在H桥中较弱的耦合处损耗高得多。此外,损耗具有弱的温度依赖属性。在此系统的诸如热沉的热控制系统中,必须接纳图形中的最大电力损耗点和100°的温度,该最大电力损耗点与最坏情况的耦合对应。

[0089] 任何合适的热设计可以用于控制温度。这种设计应该集中于将基本全部或者全部的热量从开关和/或二极管移至适合尺寸的热控制系统和/或热沉中,诸如例如铝制热沉。可以通过任意合适的方法冷却热沉,诸如强制对流空气冷却。对于初级电子器件,在某些实施方式中开关可以被配置在印刷电路板底部上使得开关壳体的整个顶部可以与在电路板下方的热沉热配接。由于电绝缘的原因,开关顶部可以首先与诸如铝制散热片(例如T0-225足迹产品)的热沉配接。然后散热片与热沉配接。每个配接接头可以包括陶瓷热胶、或者功能性替代物用于低热阻结合。在初级上使用铝制热沉的实施方式中,铝制热沉通常具有高

热容和特别高的表面区域热沉挤压(示例性部件型号包括从M&M Metals可获得的MM60167或者等价物)。

[0090] 在次级电路318中,在一个实施方式中,合适的铝制热沉可以包括中等容量和表面区域挤压(示例性部件型号包括从M&M Metals可获得的MM32647或者等价物)。初级电子器件组件和次级电子器件组件二者都可以包括在热沉翅片通道正下方的空气冷却扇。合适的风扇包括功耗小于5瓦特的12伏特直流的高容量、低功率、低噪声设计的风扇。来自Sofasco的型号D7025V12或者等价物可以是合适的。

[0091] 图8示出了初级电子器件的示例性热配置(次级配置可以是相同的或类似的)。热分析指示出上述的示例性设计足以控制电子部件温度。也可以使用其他可以控制电子部件温度的适当设计。在每个开关和每个外部二极管的23瓦特的平均功率耗散处,在热沉上的温度梯度被预测为小于约0.8℃并且热沉温度平均在38℃左右。在开关上的外壳温度小于约45℃左右并且结点温度被预测为小于85℃左右。这些温度往往促进良好的电子器件性能和部件的长寿命。在初级印刷电路板和次级印刷电路板上的全部其他电子部件中的功率耗散被保持得低并且铜引线在印刷电路板设计中设计成高。与用红外热相机所测量到的一样。全部其他部件的温度不超过大约60℃。

[0092] 项1402高功耗部件的示例(开关或二极管)

[0093] 项1404铝制散热片

[0094] 项1406空气冷却风扇

[0095] 项1408铝制热沉

[0096] B. 开关部的开关栅极驱动电路

[0097] 如图9所示,在某些实施方式中,在全桥式开关配置中的每个开关(诸如国际整流器公司IRG7PH42UPBF IGBT)和二极管对(诸如Fairchild RHRG75120二极管)被用栅极驱动器驱动,诸如Infineon 1ED020112-F栅极驱动器。栅极驱动器可以被完全内部地隔离并且可以在印刷电路板布局中被适当地隔离以接受漏电约束和间隙约束。栅极驱动设计可以包括饱和度和米勒箝位控制。另外,在栅极驱动器的输入和输出中的每一个输入和输出处可以使用快速齐纳箝位和二极管(未图示)以提高驱动器在通常条件下的可靠性和安全性。

[0098] 应该注意的是,在某些实施方式中,驱动全桥式开关配置的重要部分是适当的印刷电路板布局。在某些实施方式中,通过电路板布局设计来减少在全桥式拓扑结构的相同臂之间和在全桥式拓扑结构的每一个臂之间的杂散电感以保持开关不反弹开关输入。合适的电路板设计减轻了杂散电感以产生纯净和有效的开关波形。

[0099] C. LCL调谐电路的桥电感

[0100] 在某些实施方式中,如图10所示,本文构建和表征的电路设计的一个方面可以是:用两个电感器以分开的布置实现电感器 $L_b$ ,在全桥式开关输出的每侧上每个电感具有 $L_b/2$ 的值。这样做可以允许在每个电感中较小的铁氧体质量以及减少由灵敏测量IC's所见的开关谐波。图10中的在并联回路电容 $C_1$ 两端的测量可以是系统的实时特征的重要部分。出于安全性原因,要求 $C_1$ 两端RMS电压与总体控制电路隔离。在某些实施方式中,隔离的电压测量可能是昂贵的和复杂的;信号的频率和带宽基本可以确定这种电路的成本和复杂性。通过减少谐波从而减少信号带宽,可以显著地降低隔离的电压测量成本和复杂性。

[0101] 此外,这些电感器中的每一个电感器可以被配置成具有可调式电感器的设计,诸

如图11中示出的机械可调谐的电感器设计。在图11中,项1包括用于铁氧体E片的塑料定位线轴。项2是单轴机械台。项3中的两半是例如用铁氧体软磁性材料制作的铁氧体E55芯。项4是将该台的移动部分连接至E片之一的托架。项5是用于放置组件的全部部件的托架组件。可以使用机械台(或者其他类似的平移致动器)(项2)调整电感,该机械台对围绕其缠有绞合线的铁氧体E形芯布置的两半之间的气隙进行操作。这使得在系统的生产阶段期间快速和容易地调谐LCL谐振回路(LCL调谐电路),因为通过将每英寸80螺纹的调整螺钉进行旋转然后锁定可以将电抗精确地控制在期望值的大约1%内。将诸如本文中所公开的精细可调谐的经机械调整的电感器应用至感应无线电路传输系统是新颖的。

[0102] 用于损耗和通量密度的AC电感器( $L_b$ )设计过程可以包括使用磁动势的平衡的基本原理。使用该基本原理,可以挑选匝数、气隙以及通量密度。图12示出了在铁氧体中针对不同的气隙和圈数的通量密度和电力损耗(尽管未示出,但是包含)。小跳步是匝数增量,而较大跳步是1mm气隙增量。由此,可以通过使用两个电感器将通量密度保持得非常低并且可以容易地实现设计。此外,应该将RMS通量密度保持得远至0.2T以下(因为至0.28T峰值),0.2T是使用的3C90材料的绝对饱和密度。

[0103] D.LCL调谐电路的电容网络

[0104] 在某些实施方式中,在LCL转换器(如图10所示)中示出的电容网络可以包括串联补偿电容器( $C_{1s}$ )和并联回路电容器( $C_1$ )。为了确定这种系统的电容,可以使用以下方法:

[0105] 1. 确定期望的操作角频率  $\omega = 2\pi * f$ , 其中  $f$  是以赫兹为单位的频率。

[0106] 2. 确定至初级的输入DC电压( $V_{dc1}$ )、期望的输出电压( $V_{dc2}$ )以及期望的输出电流( $I_{dc2}$ )。输出功率,  $P_{out} = V_{dc2} * I_{dc2}$ 。

[0107] 3. 对于给定的垫套,确定在初级接收器垫314与次级接收器垫316之间的耦合系数( $k$ )范围和额定气隙。 $k = \sqrt{1 - \frac{(L_1)_s}{(L_1)_o}}$ , 其中  $(L_1)_s$  是当次级接收器垫316在给定高度处短路时的初级接收器垫电感, 并且  $(L_1)_o$  是当次级接收器垫316在给定的高度处开路时的初级接收器垫电感。从而  $k_0$  是垫套在额定气隙处的耦合系数  $k$ 。

[0108] 4. 确定最大初级RMS AC电压( $V_{ac1}$ ), 其中在  $\sigma = 180^\circ$  时  $V_{ac1} = V_{dc1} * \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\sigma}{2}\right)$ 。并且使用IPT建模来确定需要的最大RMS AC轨道电流( $I_{1max}$ )。从而期望的初级电抗( $X_{1\_des}$ )是  $X_{1\_des} = \frac{V_{ac1}}{I_{1max}}$ 。

[0109] 5. 确定在初级之上的额定高度并且初级接收器垫314是开路时的次级接收器垫电感( $L_{20}$ )和关联电抗( $X_{20}$ )。 $X_{20} = \omega * L_{20}$ , 其中  $\omega$  是系统的角频率。

[0110] 6. 确定在最大高度(即  $k_{min}$ )处的开路电压( $V_{oc}$ )  $V_{oc} = I_{1max} * X_{20} * k_{min}$  (假设初级接收器垫电感和次级接收器垫电感彼此非常接近)并且根据该开路电压确定期望的次级电抗( $X_{2\_des}$ ),  $X_{2\_des} = \frac{V_{oc}}{I_{dc2}}$ 。

[0111] 7. 对于给定的次级谐振电路(图23示出), 使用以下等式  $C_{2s} = [\omega * (X_{20} - X_{2\_des})]^{-1}$  和  $C_2 = [\omega * X_{2\_des}]^{-1}$  来确定期望的次级串联补偿电容( $C_{2s}$ )和次级并联回路电容( $C_2$ )。

[0112] 8. 确定在次级在最大高度处并且次级线圈与次级串联补偿电容  $C_{2s}$  串联短路时的

额定初级接收器垫电感( $L_{10}$ )和电抗( $X_{10}$ )。

[0113] 9.对于给定的初级LCL调谐电路(图10中示出),使用以下的等式 $C_{1s}=[\omega*(X_{10}-X_{1\_des})]^{-1}$ 和 $C_1=[\omega*X_{1\_des}]^{-1}$ 来确定需要的初级串联补偿电容( $C_{1s}$ )和次级并联回路电容( $C_1$ )。

[0114] 10.因此可以确定初级桥电感( $L_b$ ) $L_b = \frac{X_{1\_des}}{\omega}$ 。如果桥电感在逆变器的两臂之间分开,则关联电感被平分给每个电感器。

[0115] E.线圈互感

[0116] 在某些实施方式中,如图10所示, $L_1$ 是被用于向次级电路318传输电力的磁垫设计。在谐振无线IPT转换器中,初级磁垫用作为松散耦合的具有某些量的自感和互感的变压器的初级半。可以将自感用于(如II.D.示出)调谐电路;因此大体来说为了保持在谐振电力传输中的效率,系统必须相当忍受自感的该变化。

[0117] III.磁性元件

[0118] 本文描述的IPT系统可以包括磁性系统。在某些实施方式中,可以采用任何合适的磁性系统。这种系统能够产生和接收在气隙上的磁场。可以在如本文所述的系统中使用圆垫拓扑结构。参见例如,M.Budhia等人的“Design and Optimisation of Circular Magnetic Structures For Lumped Inductive Power Transfer Systems,”IEEE Transactions on Power Electronics,vol.PP,pp.1-1,2011;F.Nakao等人的“Ferrite core couplers for inductive charges,”Proceedings of the Power Conversion Conference,2002.PCC Osaka 2002.,2002,pp.850-854vol.2;H.H.Wu等人的“A review on inductive charging for electric vehicles,”IEEE International Electric Machines&Drivers Conference(“IEMDC”),2011,2011,pp.143-147;H.H.Wu等人的“A 1kW inductive charging system using AC processing pickups,”6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Application(“ICIEA”2011)2011,2010,pp.1999-2004;H.Chang-Yu等人的“LCL pick-up circulating current controller for inductive power transfer systems,”IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(“ECCE”),2010,2010,pp.640-646。

[0119] 除了圆形设计之外,可以采用其他的垫设计,诸如在于2011年10月7日提交的美国临时专利申请第61/544,957号中描述的垫设计,其全部内容通过引用并入本文中。其他的垫设计包括偏光片设计,诸如在下述中所描述的偏光片设计:M.Budhia等人的“A new IPT magnetic coupler for electric vehicle charging systems,”in 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society(“IECON”)2010,2010,pp.2487-2492;M.Budhia等人的“Development and evaluation of single sided flux couplers for contactless electric vehicle charging,”IEEE Energy Conversion Congress and Expo(“ECCE”)2011,2011,pp.614-621;M.Chigira等人的“Small-Size Light-Weight Transformer with New Core structure for Contactless Electric Vehicle Power Transfer System,”IEEE Energy Conversion Congress and Expo(“ECCE”)2011,2011,pp.260-266;H.Jin等人的“Characterization of novel Inductive Power Transfer Systems for On-Line Electric Vehicles,”Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power

Electronics Conference and Exposition(“APEC”),2011,2011,pp.1975-1979; Y.Nagatsuka等人的“Compact contactless power transfer system for electric vehicles,”International Power Electronics Conference(“IPEC”),2010,2010, pp.807-813。

[0120] 初级电路和次级电路可以使用相同或不同的垫。在某些实施方式中,在初级电路(例如,图10中的 $L_1$ )和次级电路(例如,图23中的 $L_2$ )上均可以使用相同的垫设计。

[0121] 在车辆应用中,车辆宽度可能限制垫的宽度。此外,为了符合磁场安全性标准和出于安装方便的考虑,垫的尺寸优选地比车辆的宽度小得多。垫尺寸在直径上可以根据被使用的应用(例如,车用、工业用等)的约束而有所不同。垫直径可以包括从大约150mm至1500mm,诸如150mm至305mm、305mm至610mm或者610mm至1500mm。例如,在某些实施方式中,可以使用具有如图13和图16所示的尺寸的813mm直径圆垫设计(32英寸)。

[0122] 铁氧体磁棒长度、棒位置和内外线圈半径可以遵循M.Budhia等人的“Design and Optimisation of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems,”IEEE Transactions on Power Electronics,vol.PP,pp.1-1,2011中论述的设计优化。接收器垫和传送器垫在结构上可以是不同或相同的。

[0123] 例如,在某些实施方式中,每个长的铁氧体臂可以由具有大约 $101 \times 25 \times 25$ mm的尺寸的3个线性I芯(0R49925IC)组成。在一个实施方式中,线圈由大约1300股AWG36绞合线组成。应当注意的是,使用的铁氧体磁棒的体积出于磁通密度饱和度的目的被过高估计,以及如果使用较大的电力转换器,则该垫可以在20kHz处传输高达10kW的电力。每个垫重约20.4kg(45lbs)。

[0124] 在圆垫设计优化中决定用于选择铁氧体引线的数目和线圈的位置和区域的设计原理。M.Budhia等人的“Design and Optimisation of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems,”IEEE Transactions on Power Electronics,vol.PP,pp.1-12011。

[0125] 通常线圈覆盖区域位于铁氧体臂的中间,并且在一个实施方式中该面积应该为臂长度的约40%。可以由设计者针对具体应用所需的安普匝数来控制匝数。例如,本文公开的设计示例在初级接收器垫314和次级接收器垫316中的每一个接收器垫上使用12匝的绞合线。

[0126] 为了对示例性垫将在不同的竖直高度下如何表现进行建模,在图14中示出了耦合系数与高度的关系。此外,将耦合系数数据和40A的初级轨道电流用于预测在高度变化下可达到的最高可能未补偿功率(“SU”)。通常1kW以上的未补偿功率足以保证在假设 $Q_2$ 为5的谐振转换器中的5kW电力传输。这示出针对在图14中的示例性垫可达到的最高操作点为约260mm(10.3”)。未补偿功率与方框中的耦合系数成比例。参见图15。

[0127] 在类似贝壳配置的两部分壳体中,垫结构设计可以包括匹配从大约3个至100个铁氧体臂例如18个铁氧体臂的全部塑料结构。在某些实施方式中,诸如从磁性材料公司型号0R49925IC可得到的大约三个铁氧体棒进入18个铁氧体臂中的每一个铁氧体臂。可以将不影响磁性性能的任何材料用于制造该设计。在某些实施方式中,一半蛤壳为约0.375英寸厚并且如图16所描绘在每半上切割以接受铁氧体臂的沟道为0.150英寸深。然而,可以调整这些参数使厚度和深度根据垫的总直径和特定IPT系统所需的系统能力而有所不同。

[0128] 在某些实施方式中,对铁氧体棒尺寸的匹配名义上是小间隙匹配,可以有助于刚性地和紧地保持棒。也可以将合适的粘合剂和/或紧固件用于固定铁氧体磁棒和/或绞合线。在一个实施方式中,沟道的拐角如图17所示是辐射式以允许在装配或拆卸棒时的工具进入和辅助。在两个蛤壳半中之一的顶部上包括燕尾槽,并且燕尾槽跨期望的螺旋脚印用于放置绞合线。图17中描绘了一个实施方式的沟槽尺寸。将燕尾槽找准到在感应无线电力传输系统中定位的绞合线的应用是新颖的并且提供了优点。对于所描绘的实施方式,由于卡入到位,因此便于在组件处放置绞合线。此外可以非常精确(例如 $\pm 0.05\text{mm}$ 或 $\pm 0.025\text{mm}$ )地放置绞合线。精确放置有助于所构建的垫的磁性能以与分析建模的磁性能相一致。因为精确的放置,所以绞合线长度的期望值也是精确的。由此线圈电感、线圈电阻以及其他的线圈电气参数被掌握到提高系统的性能和效率的紧密度容限。

[0129] 在一个实施方式中,螺旋足迹包括在图17中的沟槽的大约12个均匀增长的辐射匝。螺旋足迹可以从大约7.0英寸的半径开始并且到大约10.7英寸的半径结束。然而,可以根据系统需求和目标应用来调整半径和匝数。

[0130] 对于示例系统,在100kHz、200mT的场以及100℃处所选择的铁氧体材料的磁芯损耗为约 $696\text{mW}/\text{cm}^3$ 。铁氧体可以是锰锌材料并且可以从各种铁氧体制造商取得等价的材料和形状。

[0131] 在某些实施方式中,位于螺旋槽中的绞合线包括双绞线导线到描述的每个垫组件的足够长度。在燕尾槽中的线仅具有尼龙被覆物和被施加到单独的股的搪瓷。对于直到塑料垫的引线部分,双绞线的每个部分可以被包装在两层聚偏二氟乙烯热缩绝缘物(FIT-225或等价物)中。然后绞合线可以被包装在Halar编织管外包装保护层中。合适的绞合线可以包括下述绞合线:该绞合线包括每个规格1300/38S80DN(HM线)的扭转/编织的1300股38标准计量的铜线或等价物。

[0132] IV. 初级控制器

[0133] 此处描述的IPT系统可以包括初级控制器308,该初级控制器308具有与之关联的硬件和软件。

[0134] A. 硬件

[0135] 可以将任何合适的初级控制器用于控制谐振开关波形。在某些实施方式中,可以将使用Xilinx Spartan 3AN FPGA的现场可编程门阵列(“FPGA”)开发板用于开发初级轨道电流控制器。还可以将自定义无线通信卡添加至开发板以遵循在无线协议层上的自定义应用通信协议,诸如标准802.15.4无线协议层。FPGA开发平台通常在初始IPT系统中允许极大的灵活性。此外,存在更加成本有效的解决方案并且这些方案通常能够在整个系统上以高得多的数据吞吐率来更加精细的控制。对控制器的一个这种替代实施方式是使用数字信号控制器(“DSC”)或者数字信号处理器(“DSP”)诸如Freescale MC56F84xx或串联DSC。

[0136] B. 软件

[0137] 1. 概述

[0138] 在采用FPGA的实施方式中,可以用硬件设计语言(“HDL”)完成内部固件开发。在采用DSC或DSP的实施方式中,可以用诸如C或C++的软件编码语言来完成内部固件开发。这种固件可以被分成多个子段,例如六个不同的子段。该多个子段可以包括例如处理器子段、通信子段、模数转换器(“ADC”)子段、LED显示子段、开关控制子段以及开关故障和准备过滤器

子段。

[0139] 除了这些固件子段之外,额外的软件可以作为应用层添加到处理器子段以及可以用诸如C语言或C++语言的任何合适的语言完成。可以通过诸如在无线接口上的PC上的用户图形界面(“GUI”)的任何合适的用户界面来独立处理诸如手动控制和数据日志的交互。手动控制和交互可以是可选的但是有助于产生对系统的数据丰富的分析。

[0140] a. 处理器

[0141] 处理器子段可以包括诸如32位处理器的处理器,以从30MHz至100MHz的时钟线频率运行并且可能需要数据和程序存储器。其他合适的处理器可以是64位或者可以具有不同的时钟速度或者可以具有单核或多核。可以用外部锁相环(“PLL”)调整初级时钟,但是由于在某些实施方式中的频率的重要本性,HDL块可以进行时钟时间验证并且将处理器(以及全部其他子段)保持在复位(由此阻止电力传输)直到可以对照已知基准时钟信号完全验证时间为止。在一个实施方式中,处理器子段完全负责软件的应用层。处理器接收遍及LCL转换器的电流测量和电压测量并且直接确定相角从而确定初级轨道电流(如下面的IV.B.1.e中所述)。另外,如果需要,处理器可以被配置成控制通信、进行报告、以及实施由操作者发起的手动控制命令。

[0142] b. 通信

[0143] 在一个实施方式中,通信子段被配置成将高级别的数据传输变换成由无线通信芯片要求的低级别的位编码。通信子段可以保证对无线数据正确的传送和接收。

[0144] c. 模数转换器(“ADC”)

[0145] 在一个实施方式中,ADC子段被配置成自动地与外部ADC集成电路通信、对数据滤波、以及定期地向处理器部报告关键测量参数。

[0146] d. LED显示

[0147] 发光二极管(“LED”)显示子段被配置成通过处理可视状态报告来减少处理器负载。在一个实施方式中,发光二极管子段自动读取每个子段的状态,并且立即视觉地报告可能发生的任何问题以及电力状态信息。LED显示子段可以直接控制在FPGA开发板上的一组RGB彩色LED。

[0148] e. 开关控制

[0149] 在一个实施方式中,开关控制子段被配置成变换来自处理器的期望相位以修正在每个全桥式开关上的波形控制。该子段需要比其他子段运行更快的时钟,诸如100MHz至500MHz(允许直接的低延迟控制解决方案)。因为该子段在单独的时钟上运行,所以HDL可以简洁地处理时钟域之间的不同步问题以便于阻止任何潜在的亚稳定性问题破坏系统。

[0150] 因为在使用LCL转换器时用于开关控制的方法的宽的可接受性,可以采用对称电压抵消(“SVC”)或相移(“PS”)控制作为用于开关控制的方法。当导通角从0至180°变化时,图18中示出了初级电流的改变。图18示出了初级轨道电流可以被完全控制为从0A直到40A。其他实施方式包括使用如与2012年10月23日提交的美国专利申请第13/642,925号所述的非对称电压抵消(“AVC”),其全部公开内容通过引用并入本文。

[0151] f. 开关故障和准备滤波器

[0152] 开关故障和准备滤波器子段被配置成初步地过滤来自栅极驱动器电路的开关故障信号和准备信号。由于开关转换器的电气嘈杂环境,因此从大功率电路报告的数字信号

可能经常跳跃导致故障信号。该子段数字地滤波并且对输入信号进行防反跳以便于保证读取是正确的。

## [0153] 2. 双侧控制和最佳效率

[0154] 图1是示出了用于在IPT系统中使效率的最大化系统100的一个实施方式的示意性框图。系统100包括在IPT系统104中的最大效率设备102。IPT系统104还包括：第一级106、第二级108、在第一级106与第二级108之间的无线电力传输110。系统100包括负载112和电压源114。下面描述系统100的元件。

[0155] 系统100包括最大效率设备102，最大效率设备102至少测量IPT系统的电压和电流并且迭代以找出IPT系统104的最大效率然后调整第一级106和第二级108的参数以实现更高的效率。针对图2的设备200以及随后描述更详细地说明最大效率设备102。

[0156] 系统100包括IPT系统104。IPT系统104从第一级106向第二级108无线地传输电力110。IPT系统104可以对车辆、电子设备中的电池或者对可以从无线电力传输受益的其他设备供应电力。IPT系统104可以包括各种拓扑结构并且包括其中可以测量效率并且可以操作参数以实现较高效率的任何配置。在一个实施方式中，第一级106无线地传送能量并且第二级108接收无线地传送的能量并且控制经由输出母线对一个或多个负载112的能量传输。

[0157] 第一级106接收来自电压源114的电力。在一个实施方式中，电压源114是DC电压源并且第一级106接收DC电压作为输入。在另一个实施方式中，电压源114是AC电压源。在一个实施方式中，第一级106使用AC电压作为输入。在另一实施方式中，第一级106包括整流器级，该整流器级在第一级106中对AC电压进行整流以向另一级提供DC电压。电压源114可以来自市电网，来自发电机、电池、燃料电池或者本领域技术人员公知的其他电源。

[0158] 在各个实施方式中，第一级106包括适合无线地传送电力的一个或多个电力转换器或逆变器。例如，第一级106可以包括：谐振逆变器、谐振转换器、或者对IPT系统104中的无线电力传输有用的其他拓扑结构。在一个实施方式中，第一级106包括被连接至谐振网络的方波逆变器。例如，方波逆变器可以是与图5有关的所描述的H桥逆变器。在另一实施方式中，第一级106可以包括全桥、半桥、推挽电路或者激发谐振网络的其他类型的开关电力转换器。谐振网络可以包括电容器、电感器或者本领域已知的其他部件的组合。第一级106可以包括由负载跟随的谐振网络(“RN”)跟随的逆变器或者转换器。转换器/RN/负载可以是各种组合，诸如电压源-RN-电压宿、电压源-RN-电流宿、电流源-RN-电压宿或者电流源-RN-电流宿。

[0159] 谐振网络通常包括两个或更多个电抗部件、例如电感器以及电容器。取决于转换器/逆变器的类型和负载的类型，电抗部件可以是各种串联配置和并联配置。谐振网络可以是两元件类型、三元件类型或者其他更高阶的配置。本领域的技术人员将识别适合于在IPT系统104中无线地传送电力的其他配置。

[0160] 在一个实施方式中，第一级106包括LCL负载谐振转换器。LCL负载谐振转换器可以包括以上结合图5描述的拓扑结构。在一个实施方式中，第一级106还包括用作为到LCL负载谐振转换器的负载的初级接收器垫314。在一个实施方式中，初级接收器垫314如结合图13至图17所描述的那样。

[0161] 系统100包括向负载112提供电力的第二级108。在一个实施方式中，第二级108包括次级谐振电路、次级整流电路和次级去耦电路。次级谐振网络可以包括次级接收器垫

316,诸如结合图13至图17所描述的那样。次级谐振网络也可以包括其他的电抗元件,诸如电感器和电容器。电抗元件可以是各种串联配置和并联配置。在一个实施方式中,次级谐振电路可以被配置成结合图23所描述的那样。

[0162] 在一个实施方式中,第二级108包括次级整流电路。次级整流电路对来自次级谐振电路的AC电压进行整流。次级整流电路可以是全桥整流器、在半桥整流器处,或者本领域技术人员已知的其他整流电路。第二级108包括次级去耦电路。次级去耦电路有助于将负载112从次级整流电路和次级谐振网络进行去耦。在一个实施方式中,次级去耦电路是次级去耦转换器。次级去耦转换器可以是开关电力转换器,诸如升压转换器、降压式转换器、或者其他拓扑结构。次级去耦转换器可以将来自次级整流电路的DC电压转换成对负载112有用的另一形式。例如,如果负载112需要DC电压,则次级去耦转换器可以是DC至DC转换器。

[0163] 在一个实施方式中,负载112包括能量存储元件。能量存储元件可以是电池、电容器或者能够存储能量的其他元件。负载112除了可以包括能量存储元件之外也可以包括额外负载。例如,负载112可以是电动汽车驱动系统。电池可以向电动汽车驱动系统提供电力。在一个实施方式中,第二级108和负载112在车辆内。例如,当车辆将第二级108中的次级接收器垫316与第一级106中的初级接收器垫314对准时,第一级106可以向第二级108无线地传输电力。IPT系统104在具有第二级108和负载112的车辆将行驶和停止于其处的位置处可以包括多个第一级106。

[0164] 图2是示出了用于使IPT系统104的效率最大化的设备200的一个实施方式的示意性框图。设备200包括最大效率设备102的一个实施方式,该最大效率设备102具有:测量模块202、最大效率模块204、以及调整模块206,下面描述这些。

[0165] 设备200包括测量模块202,该测量模块202测量IPT系统104的电压和电流。电压可以是输出电压和/或输入电压。例如,测量模块202可以测量在第二级108的输出母线上的馈送负载112的输出电压。在另一实施方式中,例如,测量模块202在电压源114连接至第一级106所在的输入处测量至IPT系统104的输入电压。测量模块202也测量电流。例如,测量模块202可以测量输出电流和/或输入电流。在一个实施方式中,测量模块202测量在第二级108的输出母线处的输出电流。在另一实施方式中,测量模块202测量在IPT系统104的输入处的输入电流,诸如从电压源114到第一级106的电流。

[0166] 在另一实施方式中,测量模块202测量在第一级106或第二级108的内部电压和/或电流。例如,测量模块202可以测量在第一级106的整流级与转换器级之间的电压和/或电流。电压测量和电流测量可以有用于确定被传输到负载112的电力的量、负载112的稳态电阻、给IPT系统104的输入功率等。测量电压和测量电流可以有用于估计IPT系统104的效率和迭代至最大效率。测量电压和/或测量电流可以被用在计算效率时使用的等式中。

[0167] 设备200包括确定IPT系统104的最大效率的最大效率模块204。在一个实施方式中,最大效率模块204确定第一级106和第二级108的最大效率。最大效率模块204使用IPT系统104的参数以及测量模块202的测量以迭代至IPT系统104的最大效率。由最大效率模块204决定的最大效率可以基于具体的负载112、由IPT系统104生成的电力的具体量、输入至IPT系统104的电力量等。最大效率模块204也可以使用在IPT系统104内可用的其他测量以确定最大效率。

[0168] 在一个实施方式中,最大效率模块204通过使用一个或多个变量进行迭代来确定

最大效率。例如,最大效率模块204可以在具体范围内改变一个或多个变量以确定最大效率。最大效率模块204可以使用的某些变量是:第一级106的导通角、第二级108的占空比、IPT系统104跨间隙无线地传输电力的间隙尺寸、初级接收器垫314和次级接收器垫316的失准、被传输至一个或多个负载112的功率、以及品质因数。本领域的技术人员将识别出最大效率模块204可以改变以确定IPT系统104的最大效率的其他变量。

[0169] 在一个实施方式中,最大效率模块204使用在IPT系统104的第一级106和第二级108中的各种元件的模型来确定最大效率。最大效率模块204可以包括对IPT系统104中各种元件的操作进行近似的等式。下面包括用于IPT系统104的具体拓扑结构的等式,但是本领域的技术人员将识别出适用于从第一级106向第二级108无线地传输电力的适合的IPT系统104的其他拓扑结构的其他等式。

[0170] 设备200包括调整模块206,该调整模块206调整IPT系统104中的一个或多个参数使之与由最大效率模块204计算出的最大效率相一致。例如,调整模块206可以调整IPT系统104的一个或多个参数以使IPT系统104达到与由最大效率模块204确定的操作条件匹配的操作条件以与由最大效率模块204确定的最大效率对应。

[0171] 在一个实施方式中,由调整模块206调整了的一个或多个参数包括:调整第二级108的占空比的占空比基准;以及调整第一级106的导通角的导通角基准。例如,在第一级106包括谐振转换器的情况下,控制谐振转换器的常用方法是调整导通角。在第二级108包括次级耦合转换器诸如升压转换器的情况下,控制转换器的常用方法是调整占空比。控制谐振转换器的控制系统可以包括基准。通常的控制系统使用反馈来测量诸如电流和电压的参数然后将基于相对于基准的误差的误差信号用于调整诸如导通角或占空比的控制参数。调整谐振转换器的导通角可以将谐振转换器调整到不同的工作点。此外,调整次级去耦转换器的占空比可以改变第二级108的工作点。通常,可以独立地调整第一级106的谐振转换器的导通角和第二级108的次级去耦转换器的占空比。独立地调整导通角和占空比可以在朝向由最大效率模块204计算出的最大效率来调整IPT系统104时提供较大的灵活性。

[0172] 通常,调整第二级108的次级去耦电路的占空比的控制环是相对快的控制环。同样,调整第一级106的谐振转换器的导通角的控制环相对较快。在一个实施方式中,在调整模块206调整占空比基准和/或导通角基准的情况下,调整模块206作为外环的部分来工作。在一个实施方式中,外环比控制第二级108的占空比的内部控制环和比控制第一级106的导通角的内部控制环慢。例如,在外环在分钟或秒的基础上调整导通角基准和占空比基准的情况下,内环可以在毫秒或微秒的基础上调整占空比和导通角。

[0173] 在某些实施方式中,本文所述的感应充电系统的至少一个期望的方面是控制被用于对车载电池326充电的功率(或电流)的能力。通过集合公式(2)和公式(21),从以下公式(5)可以看出被递送至电池326的功率独立于控制变量占空比(“D”)和导通角(“ $\phi$ ”)二者,该控制变量更传统地被已知作为去耦和初级轨道电流控制。参见G.A.Covic等人的“Self tuning pick-ups for inductive power transfer,”IEEE Power Electronics Specialists Conference 2008,PESC 2008.,2008,pp.3489-3494;P.Si等人的“Wireless Power Supply for Implantable Biomedical Device Based on Primary Input Voltage Regulation,”2nd IEEE Conference in Industrial Electronics and Applications 2007.ICIEA 2007.,2007,pp.235-239。

$$[0174] \quad P_{out} = \frac{V_{dc}^2}{\omega^2} \frac{M^2}{L_{1eq}^2 L_{2eq}^2} R_{dc} (1-D)^3 \sin^2\left(\frac{\sigma}{2}\right) \quad (5)$$

[0175] 过去提出了多种方法来实施控制算法。一个可能的选择是使用自身的初级轨道电流控制。参见G.B.Joung等人的“An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol.18, pp.1013-1022, Nov.1998; P.Si等人的“A Frequency Control Method for Regulation Wireless Power to Implantable Device,” IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems vol.2, pp.22-29, March 2008。另一更近期的发展是在M变化时经由 $\sigma$ 控制初级轨道电流。对照负载电阻变化使用占空比控制。实质上,  $I_1$ 被控制为使得 $I_1$ 与由(20)控制的M成反比以保持 $V_{oc}$ 不变, 并且D被用于控制因通过(5)的负载变化的功率输出。这类型方法将被称为次级去耦控制。然而, 这些方法尽管可以被在某些实施方式中实现, 也是用于获得最高总系统效率的非最佳控制策略。在该根据本文所述的实施方式的系统中, 使用新的双侧控制策略实现具有负载和耦合变化的系统的最高效率。

[0176] 在本文所述的某些实施方式中的效率分析方法将系统分为独立的部分并且独立分析每个部分的效率。因为LCL转换器上的H桥的开关损耗因非常复杂的本质而不同, 所以效率分析的一个假设是仅考虑传导损耗。即使在纯的、真实的反射电阻的条件下, 一个臂可以以相对高的二极管反向恢复损耗(电容式开关)工作, 而另一个臂可以以传统的硬特性(电感式开关)工作。参见例如H.H.Wu等人的“Design of Symmetric Voltage Cancellation Control for LCL converters in Inductive Power Transfer Systems,” IEEE International Electric Machines&Drives Conference(“IEMDC”)2011, 2011, pp.866-871。此外, 每个半导体设备的开关特性强烈地取决于工作温度和具有相对大的差异的内部设备参数。

[0177] 为了有助于对分析进行说明, 可以参考图19。在一个实施方式中, 在半导体设备中的传导损耗被分别建模为两部分, 一个是在零电流处的前向压降( $V_{rd\_on}$ ,  $V_{hs\_on}$ ,  $V_{bd\_on}$ ), 另一个是串联的等价线性电阻。将分别考虑这些中的每一个。应该注意,  $R_{Ldc}$ 包括 $L_{dc}$ 中的ESR与整流桥中的二极管的线性电阻的总和。

[0178] 通过下式给出在整流器之后的升压转换器的效率:

$$[0179] \quad \eta_{b2} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Ldc} + P_{switch} + P_{diode}} \quad (6)$$

[0180] 在此仅考虑线性电阻并且展开(6)将得到:

$$[0181] \quad \eta_{b2} = \frac{1}{1 + \frac{R_{Ldc} + DR_{bs\_on} + (1-D)R_{bd\_on}}{(1-D)^2 R_{dc}}} \quad (7)$$

[0182] 通过假设 $R_{bs\_on}$ 近似等于 $R_{bd\_on}$ , (7)可以简化为:

$$[0183] \quad \eta_{b2} = \frac{1}{1 + \frac{8\omega C_2 (R_{Ldc} + R_{bd\_on})}{\pi^2 Q_{2v}}} \quad (8)$$

[0184] 归因于器件的前向压降的损耗可以以类似的方式导出,并且通过假设 $V_{hs\_on}$ 和 $V_{hd\_on}$ 类似,效率可以被表达为:

$$[0185] \quad \eta_{cz} = \frac{1}{1 + \frac{\pi V_{rd\_on} + \sqrt{2} V_{hd\_on}}{\sqrt{2}(1-D)V_{out}}} \quad (9)$$

[0186] 接着,对于次级谐振电路,考虑归因于垫电感变化的去调谐效应。为了简化分析,垫电感数学上被当做常数并且并联调谐电容器被当做变量。此外,因为调谐电容器的损耗的大小的数量级比其他分量低,所以忽略调谐电容器的ESR。 $i_2$ 的大小的等式是:

$$[0187] \quad |i_2| = i_{ac} \sqrt{1 + Q_{2v}^2(1 + \alpha)^2} \quad (10)$$

[0188] 其中 $\alpha = \Delta C_2 / C_2$  (11)

[0189] 遵循(6)中提出的方法并且使用(10),通过下式给出效率:

$$[0190] \quad \eta_{r2} = \frac{1}{1 + \frac{\omega C_2 R_{L2}}{Q_{2v}} (1 + Q_{2v}^2(1 + \alpha)^2)} \quad (12)$$

[0191] 如果等式(8)、(9)和(12)乘在一起,结果将是第二级108的次级谐振电路、次级整流电路以及次级去耦转换器的效率。接着的推导是为了确定LCL负载谐振转换器和关联谐振网络的效率。使用图20示出的等价电路对损耗建模。首先,通过下式给出次级去调谐谐振电路的并联阻抗:

$$[0192] \quad Z_p = R_{ac} || \frac{1}{j\omega \Delta C_2} = \frac{R_{ac}(1 - jQ_{2v}\alpha)}{1 + Q_{2v}^2 \alpha^2} \quad (13)$$

[0193] 注意的是,忽略次级上的全部ESR损耗并且因为该损耗的值比电抗和负载电阻分量小得多,通过下式给出 $i_2$ :

$$[0194] \quad i_2 = \frac{V_{oc} - V_{ac2}}{j\omega L_2} = \frac{j\omega M I_1 - \frac{M^2}{L_{2eq}} I_1 \frac{R_{ac}(1 - jQ_{2v}\alpha)}{1 + Q_{2v}^2 \alpha^2}}{j\omega L_{2eq}} \quad (14)$$

[0195] 根据第一原则,反射阻抗是:

$$[0196] \quad Z_r = \frac{\omega^2 M^2 I_2}{V_{oc}} = \frac{\omega M^2}{L_{2eq}} \frac{Q_{2v}}{1 + Q_{2v}^2 \alpha^2} + j \frac{\omega M^2}{L_{2eq}} \left( -1 - \frac{Q_{2v}^2 \alpha}{1 + Q_{2v}^2 \alpha^2} \right) \quad (15)$$

[0197] 应该注意的是,如果 $\Delta C_2$ 被设定为0,则(15)化简为(3)。与前面类似,线性电阻损耗在0电流处被从前向压降分离。通过使用与(6)类似的方法,初级的效率为:

$$[0198] \quad \eta_{r1} = \frac{1}{1 + \frac{R_{L1} + R_b \omega^2 C_1^2 \left( (R_{L1} + Re(Z_r))^2 + (\omega \Delta L_1 + Im(Z_r))^2 \right)}{Re(Z_r)}}} \quad (16)$$

[0199] 与(8)类似,通过下式给出归因于前向压降的效率:

$$[0200] \quad \eta_{c1} = 1 - \frac{\pi V_{hs\_on}}{\omega L_b \sqrt{\frac{2P_{out}}{Re(Z_r)}}} \quad (17)$$

[0201] 通过集合(8)、(9)、(12)、(16)和(17),通过下式给出总系统效率:

$$[0202] \quad \eta = \eta_{r1} \cdot \eta_{c1} \cdot \eta_{r2} \cdot \eta_{b2} \cdot \eta_{c2} \quad (18)$$

[0203] 使用(18),在一个实施方式中,可以找到最高效率点。然而,通常该函数比照 $Q_{2v}$ 比四阶高得多,这意味着可能不能直接确定全局最大值的解析解。幸而,通过大量的分析,该函数将总具有全局最大值并且使用简单检测程序可以找到最大值。用于分析的值被列在表II中。 $R_b$ 是 $L_b$ 的ESR与开关的线性电阻之和。为了确定变量 $M$ 和 $\alpha$ ,可以使用图4。使用(14)计算 $Q_{2v}$ 。在本示例中,使用约37W向5kW系统的FPGA控制器和全部传感器提供电力。

[0204] 表II.效率分析的系统参数

[0205]

| 参数           | 值               | 参数           | 值               |
|--------------|-----------------|--------------|-----------------|
| $R_{Ldc}$    | 0.0166 $\Omega$ | $R_{L1}$     | 0.0636 $\Omega$ |
| $R_{bd\_on}$ | 0.035 $\Omega$  | $R_b$        | 0.1194 $\Omega$ |
| $V_{bd\_on}$ | 0.95V           | $V_{hs\_on}$ | 0.9V            |
| $R_{L2}$     | 0.0569 $\Omega$ | $V_{rd\_on}$ | 0.77V           |

[0206] 为了在实际中实现本系统,可以使用图21所示的控制器框图。在一个实施方式中,占空比 $D$ 被用作为初级控制变量并且导通角 $\sigma$ 被不断地更新以保持输出功率(电流)是规则的。

[0207] 可以通过测量电池电压和充电电流来确定电池326的等价负载电阻。这两个传感器在对多个EV的大电池充电时出于安全性原因通常是必要的,因此可以不需要额外硬件。为了确定耦合系数,可以将观察方程直接用于预测耦合系数的工作值。首先,必须确定轨道电流,也许通过使用电流互感器(“CT”)的测量。然而,如果PFC级可以在操作期间保持例如恒定400VDC母线,则可以通过在无任何额外CT的情况下使用(2)以直接估计 $i_1$ 。通过使用估计的轨道电流,在已经已知 $i_1$ 和 $R_{dc}$ 的情况下可以直接确定 $M$ (和 $k$ ):

$$[0208] \quad M = \frac{\sqrt{1 + Q_z^2 \alpha^2}}{1 - D} \frac{I_{out} X_1}{V_{dc} \sin(\sigma/2)} L_{zeq} \quad (19)$$

[0209] 图22示出了可以在无在负载和占空比条件的宽范围内误差的情况下确定互感(或耦合)。需要表II中的系统参数的估计用于使用(18)的最佳效率控制。建立准确估计的一个方法是在制造期间直接测量每个部件的ESR值然后用测量寄生值对每个单元的控制进行编程。本技术潜在的缺点在于如果零散的金属物体在操作期间开始紧密接近,则两个IPT垫的ESR可能变化。存在在操作期间准确检测垫ESR的可以替代应用的多种方法。在某些实施方式中,可以通过在具有额定附加成本的谐振转换器的前面安装输入电压和电流传感器来进行替代方法,可以直接测量输入功率。通过访问系统的输入和输出功率,可以确定效率并且可以通过寻找峰值来找到最佳值。这是在本文所述的系统的某些实施方式中针对闭环控制器采用的实际实施方法。尽管可以说以这种方式测量效率是不完全准确的,但是使用具

有1%测量误差的传感器仍可以确定大体趋势。可以非常准确地跟踪图33示出的函数的峰值。

[0210] 在某些实施方式中,初级控制器308上的处理器被配置成负责跟踪系统效率和使初级SVC控制和次级去耦控制最优化以保证最佳系统效率。

[0211] V.次级调谐网络(次级电路318,图23)

[0212] 本文所述的IPT系统可以包括次级调谐网络。

[0213] A.次级谐振电路的电容网络

[0214] 在某些实施方式中,被示出具有次级去耦转换器和图23示出的电容网络可以包括串联补偿电容器( $C_{2s}$ )和并联回路电容器( $C_2$ )。为了确定本系统的电容,可以在一个实施方式中使用以下方法:

[0215] 1.确定期望的工作角频率 $\omega = 2\pi f$ ,其中f是以赫兹为单位的频率。

[0216] 2.确定至初级的输入DC电压( $V_{dc1}$ )、期望输出电压( $V_{dc2}$ )以及期望输出电流( $I_{dc2}$ )。输出功率, $P_{out} = V_{dc2} * I_{dc2}$ 。

[0217] 3.对于给定的垫套,确定耦合系数(k)范围和在初级接收器垫314与次级接收器垫316之间的额定气隙。 $k = \sqrt{1 - \frac{(L_1)_s}{(L_1)_o}}$ ,其中 $(L_1)_s$ 是次级接收器垫316在给定高度处短路时的初级接收器垫电感并且 $(L_1)_o$ 是次级接收器垫316在给定高度处开路时的初级接收器垫电感。因此 $k_0$ 是垫套在额定气隙处的耦合系数k。

[0218] 4.确定最大初级RMS AC电压( $V_{ac1}$ ),其中在 $\sigma = 180^\circ$ 时 $V_{ac1} = V_{dc1} * \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(\frac{\sigma}{2}\right)$ 。并且使用IPT建模来确定需要的最大RMS AC轨道电流( $I_{1max}$ )。因此期望的初级电抗( $X_{1\_des}$ )是 $X_{1\_des} = \frac{V_{ac1}}{I_{1max}}$ 。

[0219] 5.确定在初级之上的额定高度处并且初级接收器垫314是开路时的次级接收器垫电感( $L_{20}$ )和关联电抗( $X_{20}$ )。 $X_{20} = \omega * L_{20}$ ,其中 $\omega$ 是系统的角频率。

[0220] 6.确定在最大高度(例如 $k_{min}$ )处的开路电压( $V_{oc}$ ) $V_{oc} = I_{1max} * X_{20} * k_{min}$ (假设初级接收器垫电感和次级接收器垫电感彼此非常接近)并且根据该开路电压确定期望的次级电抗( $X_{2\_des}$ ), $X_{2\_des} = \frac{V_{oc}}{I_{dc2}}$ 。

[0221] 7.对于给定的次级谐振电路(图23所示),使用以下等式 $C_{2s} = [\omega * (X_{20} - X_{2\_des})]^{-1}$ 和 $C_2 = [\omega * X_{2\_des}]^{-1}$ 来确定需要的次级串联补偿电容( $C_{2s}$ )和次级并联回路电容( $C_2$ )。

[0222] 8.确定在次级在最大高度处并且次级线圈与次级串联补偿电容 $C_{2s}$ 串联短路的情况下的额定初级接收器垫电感( $L_{10}$ )和电抗( $X_{10}$ )。

[0223] 9.对于给定的初级LCL调谐电路(图10示出),使用以下等式 $C_{1s} = [\omega * (X_{10} - X_{1\_des})]^{-1}$ 和 $C_1 = [\omega * X_{1\_des}]^{-1}$ 来确定需要的初级串联补偿电容( $C_{1s}$ )和初级并联回路电容( $C_1$ )。

[0224] 10.因此可以确定初级桥电感( $L_b$ ) $L_b = \frac{X_{1\_des}}{\omega}$ 。如果桥电感在逆变器的两引线之间分开,则关联电感平分给每个电感器。

[0225] B.线圈相互作用

[0226] 图23所示的L<sub>2</sub>是用于将功率传输至次级电路318的磁垫设计。在无线IPT转换器的次级中,次级磁垫(次级接收器垫316)用作为具有一定量的自感和互感的松耦合变压器的次级半。自感被用于(如以上所讨论)调谐电路;因此通常系统必须相当忍受该自感改变以保持谐振功率传输中的效率。然而应该注意的是,次级自感比初级自感变化得少得多。

#### [0227] VI.次级整流电路

[0228] 取决于终点负载,本文所述的IPT系统可以包括可选的次级整流电路。当采用次级整流电路时,次级整流电路被配置成将高频率AC波形变换成DC波形。次级整流电路可以是由被选用于低损耗操作的四个高速二极管组成的标准全波桥整流器。例如,在某些实施方式中,选择四个Fairchild RHRG75120二极管以进行整流。被用于整流的二极管可以被配置成具有非常快的二极管反向恢复时间、低压降、高额定电压以及高额定电流。其他实施方式包括采用开关以进行低损耗整流的同步整流技术。

#### [0229] VII.次级去耦电路

[0230] IPT系统可以可选地包括次级去耦电路。可以使用任何合适的去耦电路。次级去耦电路可以包括开关电力转换器诸如升压转换器。例如,在某些示例性实施方式中使用具有图23示出的去耦控制的并联传感器(次级电路318)。参见例如J.T.Boys等人的“Stability and control of inductively coupled power transfer systems,”IEE Proceedings-Electric Power Applications,vol.147,pp.37-432000;G.A.Covic等人的“Self tuning pick-ups for inductive power transfer,”IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 2008.,2008,pp.3489-3494;N.A.Keeling等人的“A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications,”IEEE Transactions on Industrial Electronics vol.47,pp.744-751,2010;J.T.Boys等人的“Single-phase unity power-factor inductive power transfer system,”IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC 2008.,2008,pp.3701-3706;Y.Xu等人的“Modeling and controller design of ICPT pick-ups,”in International Conference on Power System Technology,2002.Proceedings.PowerCon 2002.,2002。

[0231] 在某些实施方式中,以上所述的次级去耦电路具有以下优点:

[0232] ●并联谐振电路用作为在稳态条件下的电流源(见例如G.A.Covic等人的“Self tuning pick-ups for inductive power transfer,”IEEE Power Electronics Specialist Conference,2008.PESC 2008.,2008,pp.3489-3494),并且可以良好地工作用于给大部分类型电池的充电。

[0233] ●次级去耦控制器320可以易于使用并且可以能够通过简单控制开关S<sub>b</sub>的占空比来将传感器的输出电压调整到任何期望值。参见J.T.Boys等人的“Stability and control of inductively coupled power transfer systems,”IEE Proceedings-Electric Power Applications,vol.147,pp.37-43,2000。此外,如果无线通信链路暂时不被操作,则次级侧控制用作为对电池的保护特征。

[0234] 以高开关频率操作次级去耦控制器开关产生到初级的恒定的反射阻抗(Z<sub>r</sub>),并且从电源提取的电流将具有下述能力:理想地具有来自次级侧的与慢开关操作相比的最小EMI。此处,通过下式给出根据第一原理的开路电压:

[0235]  $V_{OC} = j \omega M I_1$  (20)

[0236] 并且如果电池326可以被建模为在稳态下的等价DC电阻,则通过下式给出输出功率:

$$[0237] \quad P_{out} = P_{max}(1-D) = \omega I_1^2 \frac{M^2}{L_{2eq}} Q_{2v}(1-D) \quad (21)$$

[0238] 其中

$$[0239] \quad Q_{2v} = \frac{R_{ac}}{X_2} = \frac{\pi^2(1-D)^2 R_{dc}}{8\omega L_{2eq}} \quad (22)$$

$$[0240] \quad L_{2eq} = \frac{(\omega L_2 - 1/\omega C_{2s})}{\omega} \quad (23)$$

[0241] (22)中的 $Q_{2v}$ 与 $Q_2$ 不同。 $Q_2$ 是总品质因数并且可以被定义为电压 $Q(Q_{2v})$ 和电流 $Q(Q_{2i})$ 的乘积。参见N.A.Keeling等人的“A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications,”IEEE Transactions on Industrial Electronics,vol.57,pp.744-751,2010。在此,以相同方式处理 $Q_{2v}$ 并且在由 $L_{2eq}$ 和 $L_{1eq}$ 定义的调谐期间 $Q_{2i}$ 是自足式的。设计策略的关键部分是选择(23)中的满足(21)中功率要求的 $L_{2eq}$ 。表III示出了设计参数。此处没有给出 $V_{oc}$ 参数,因为该 $V_{oc}$ 参数取决于使用的耦合条件和初级轨道电流。 $L_{dc}$ 的主要目的是保持整流器电流连续,可以在以下文献中找到选择 $L_{dc}$ 的指导,例如P.Si等人的“Analyses of DC Inductance Used in ICPT Power Pick-Ups for Maximum Power Transfer,”IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition:Asia and Pacific,2005pp.1-6。

[0242] 表III.IPT传感器的设计参数

[0243]

| 参数        | 值               | 参数           | 值            |
|-----------|-----------------|--------------|--------------|
| $V_{out}$ | 300V            | $L_{dc}$     | 550 $\mu$ H  |
| $X_2$     | 9.81 $\Omega$   | $i_{out}$    | 0-17A        |
| $C_2$     | 811.19nF        | 二极管( $D_b$ ) | IDT16S60C    |
| $L_2$     | 177-188 $\mu$ H | 开关           | IRG7PH42UPBF |
| $C_{2s}$  | 611.19nF        | 二极管(整流器)     | RHRG75120    |

[0244] 在某些实施方式中,可以使用用于选择并联谐振传感器的具体 $L_{dc}$ 的处理。例如,可以遵循过程以分析电路的所需的最小DC电感。一个直接的方法是测量输出功率的量,输出功率的量可以对照最大值而归一化,并且可以选择合理的 $L_{dc}$ (图24)。然而,处理稍微更加复杂了,因为即使可以得到功率,在DC电流上也可能有大的反向通过整流器谐波纹波可能导致非均匀位移功率因数。另参见在P.Si等人的“Analyses of DC Inductance Used in ICPT Power Pick-Ups for Maximum Power Transfer,”2005IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition:Asia and Pacific,2005pp.1-6。在反射至初级转换器时的该现象可能造成在H桥网络上的额外负载,而可能更好的是在操作期间将纹波电流减小至小于20%以避免显著的反射。这样,在图25的曲线示出了在DC电感被增加至500 $\mu$ H左右时纹波可以被减小至20%。

[0245] 接着,分析次级去耦控制器320的开关频率可能稍微复杂,并且存在系统可以在快

开关期间在其处操作的最佳频率。当 $L_{dc}$ 的谐振极和并联谐振回路处选择开关频率时,可能也有降至78%的显著的效率。这样,可以选择高得多的或低得多的频率。在本文所述的系统中通常不使用较低的开关频率,因为在传感器正在被接通和关断时较低的开关频率在电网上产生EMI反馈。这样,高开关频率是优选的。在图26中可以看出一旦频率在10kHz以上,频率的效率就被保持得非常高。

[0246] 使用DC等价电路理论和状态空间平均(参见例如J.T.Boys等人的“Controlling inrush currents in inductively coupled power systems,”The 7th International Power Engineering Conference,2005.IPEC 2005,pp.1046-1051),在等式(24)中示出了以下的用于并联调谐去耦电路的传输函数。图27中示出了使用系统参数的该传输函数的根轨迹图。该根轨迹图描绘了存在三个极点和两个零点。应该注意的是,零点是右手边平面0,意味着在阶跃函数在输入处时输出将总是在所期望的负方向上有效。在考虑这个的情况下,在分析模型中仍存在大量假设并且将系统推向不稳定性的边缘不是明智的选择。

[0247]

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{-\frac{I_{d'}}{C_{dc}} \left( s^2 + \left( \frac{r}{L_{dc}} - \frac{R_L(1-D)^2}{L_{dc}} \right) s + \frac{1}{L_{dc}C_{2'}} \right)}{s^3 + \left( \frac{1}{C_{dc}R_L} + \frac{r}{L_{dc}} \right) s^2 + \left( \frac{1}{C_{2'}L_{dc}} + \frac{r}{L_{dc}R_LC_{dc}} + \frac{(1-D)^2}{L_{dc}C_{dc}} \right) s + \frac{1}{C_{2'}L_{dc}R_LC_{dc}}} \quad (24)$$

[0248] A. 开关和二极管选择

[0249] 可以将任何合适的开关和二极管组合用于本文所述的系统。例如,在某些实施方式中,出于简化、成本以及为了避免由于将减震设备增加至MOSFET类型开关造成的损耗,可以将相同的国际整流器公司IGBT IRG7PH42UPBF开关(与在初级调谐LCL负载谐振转换器中使用的开关相同)用于图23所示的次级去耦控制开关 $S_b$ 。栅极驱动器电路也与图9示出的电路类似。可以从任何合适的部件或部件组中选择图23示出的二极管 $D_b$ ,诸如来自Infineon的两个并联IDH16S60C碳化硅(“SiC”)肖特基二极管。SiC二极管具有正温度系数;因此,不需要额外的平衡护理来保证不发生在通常硅肖特基二极管中发生的热击穿。另外,SiC二极管展现出非常低的传导损耗和接近0的反向恢复时间。

[0250] 在次级电子元件上的开关和二极管可以被配置成使用与初级上的散热片(图8)相同的底部配置和相同的具有热胶的散热片。铝制热沉可以具有中等的容量和表面积挤压,诸如从M&M Metals可获得的MM32647或等价物。初级电子组件和次级电子组件均可以包括热沉翅片通道正下方的空气冷却扇。风扇可以是功耗小于5瓦特的12伏特DC高容量、低功率、低噪声设计。来自Sofasco的型号D7025V12或者等价物可以是合适的。次级热配置与图8所描绘的类似。

[0251] VIII. 次级去耦控制器

[0252] 本文描述的IPT系统可以可选地包括次级去耦控制器320,该次级去耦控制器320具有与其关联的硬件和软件。

[0253] A. 硬件

[0254] 可以将任何合适的次级去耦控制器320用于控制去耦开关波形。在某些实施方式

中,可以将使用Xilinx Spartan 3AN FPGA的现场可编程门阵列(“FPGA”)开发板用于开发次级去耦控制器320。还可以将自定义无线通信卡添加至开发板以遵循在无线协议层上的自定义应用通信协议,诸如标准802.15.4的无线协议层。FPGA开发平台可以在初始IPT系统中允许极大的灵活性。此外,存在更多成本效益解决方案并且这些方案通常能够在整个系统上以高得多的数据吞吐率来更精细地控制。对次级去耦控制器320的一个这种替代实施方式是使用数字信号控制器(“DSC”)或者数字信号处理器(“DSP”)诸如Freescale MC56F84xx或串联DSC。

## [0255] B. 软件

### [0256] 1. 概述

[0257] 在采用FPGA或者替代处理器的某些实施方式中,可以用硬件设计语言(“HDL”)完成内部固件开发。在采用DSC或DSP的实施方式中,可以用诸如C或C++的软件编码语言来完成内部固件开发。这种固件可以被分成多个子段,例如五个不同的子段。该多个子段可以包括例如处理器子段、通信子段、模数转换器(“ADC”)子段、LED显示子段以及开关控制子段。

[0258] 除了这些固件子段之外,额外的软件可以被作为应用层添加到处理器子段以及可以被用诸如C语言或C++语言的任何合适的语言完成。可以通过诸如在无线接口上的PC上的用户图形界面(“GUI”)的任何合适的用户界面来独立处理诸如手动控制和数据日志的交互。手动控制和交互可以是可选的但是有助于产生对系统的数据丰富的分析。

### [0259] a. 处理器

[0260] 处理器子段可以包括处理器,诸如以从30MHz至100MHz的时钟线频率运行并且可以需要数据和程序存储器的32位处理器。可以使用其他合适的处理器。可以用PLL调整初级时钟,但是由于频率的重要本性,HDL块可以进行时钟时间验证并且将处理器(以及全部其他子段)保持在复位(由此阻止电力传输)直到可以对照已知基准时钟信号完全验证时间为止。处理器子段可以完全负责软件的应用层。处理器接收遍及次级去耦控制器320的电流测量和电压测量并且直接确定在双侧控制中IPT系统104的功率传输(如IV.B.2所描述)。另外,如果需要,则处理器可以被配置成控制通信,进行报告,以及实施由操作者发起的手动控制命令。

### [0261] b. 通信

[0262] 通信子段可以被配置成将高级别数据传输变换成由无线通信芯片要求的低级别位编码。在一个实施方式中,通信子段可以有助于保证对全部无线数据正确的传送和接收。

### [0263] c. 模数转换器(“ADC”)

[0264] 在一个实施方式中,ADC子段被配置成自动地与外部ADC集成电路通信,对数据滤波,以及定期地向处理器子段报告测量参数。

### [0265] d. LED显示

[0266] LED显示子段被配置成通过处理全部可视状态报告来减少处理器负载。LED显示子段自动读取每个子段的状态,并且视觉地报告可能发生的问题以及电力级状态信息。在一个实施方式中,LED显示子段可以直接控制在FPGA开发板上的一组RGB彩色LED。

### [0267] e. 开关控制

[0268] 开关控制子段可以被配置成变换来自处理器的期望的去耦占空比以修正在去耦开关上的波形控制。本子段有助于保证占空比是时限性的以便新值被以适当的间隔重新加

载,而不考虑处理器何时请求占空比的改变。在一个实施方式中,本子段产生在检测到错误的情况下可以自动地去耦次级电路318的容错的脉宽调制(“PWM”)信号。

#### [0269] IX. 无线供电的负载

[0270] 图28和图29示出了在使用双侧控制时的总无线IPT效率,因此示出了在固定输出电压条件下(300V)和在最坏情况耦合条件下从在初级上的电网输入到在次级上的DC输出的次级去耦控制(作为占空比示出)。应该注意的是,大部分被附接至高功率IPT系统的负载将可能需要恒定的DC电压输出,诸如在对电池充电时的电动车辆;然而,如果系统输出电压被允许在变化的负载条件下改变,则总系统效率可以在轻负载条件下被提高。图30示出了没有双侧控制但是输出电压在多个不同竖直和水平磁垫失准条件下变化的情况下的总系统效率。

#### [0271] X. 故障保护和安全性

[0272] 故障保护是高电压系统和高功率系统用以保证人员和财产安全性的重要方面。本文所述的5kW或更大的无线IPT系统可以使用三层硬件故障容限和多个附加软件故障保护层。

##### [0273] A. 硬件故障保护

[0274] 在某些实施方式中,硬件故障保护的第一层可以存在于多个初级开关栅极驱动器中的每一个初级开关栅极驱动器上以及AC-DC功率因数级的输入处。在一个实施方式中,除了标准熔断保护之外,AC-DC功率因数级具有检测不寻常的高电流峰值和系统掉电直到执行手动复位为止的能力。在LCL转换器上,每个开关的栅极驱动器电路具有饱和保护以便如果任何开关被检测到处于饱和状态(例如失效模式),则全部栅极驱动器将被关断并且系统将报告开关故障。在故障保护的这层上应该需要额外的安全性,可以将标准常开接触器添加至AC-DC功率因数级的输入或输出。

[0275] 在某些实施方式中,硬件故障保护的第三层可以存在于初级谐振网络和次级谐振网络二者中。在一个实施方式中,来自Littlefuse的金属氧化物变阻器(“MOV”)(型号V25S750P)与图10中的并联调谐电容器C1和图23中的并联调谐电容器C2并联地放置。每个MOV通常保护免受750VAC或970VDC以上的瞬变电压并且具有消散890J能量的能力,在实施方式中消散890J能量足以消除系统中的电容能量存储并且有助于保证人员安全。在MOV本身故障的不太可能事件中,最可能的故障模式是短路,短路有效地去耦IPT系统并且防止额外的功率传输。

[0276] 在某些实施方式中,硬件故障保护的第三层可以存在于次级去耦电路上。在全部软件不能正确地控制输出功率并且初级在不考虑输出功率的情况下持续地提供恒定的轨道电流的非常不太可能事件中,施密特触发电路自动地去耦次级并且将输出调节在310V与330V之间从而保持整个系统在无过电压的情况下正常工作。该层故障保护非常特别,因为许多类似系统或者不具有次级去耦控制,或者如果有,但是控制完全停留在软件中。此外,该级故障保护能够趋向于动态运行无线感应功率传输。

##### [0277] B. 软件故障保护

[0278] 在某些实施方式中,在初级控制器308和次级去耦控制器320上的板子上的软件可以被配置成不断地监测遍及整个IPT系统的电流级和电压级。如果在任何时间任何电流或电压超过预定的最大值,则每个独立的控制器阻止进一步的功率传输并且向用户报告适当

的过电压或过电流错误。另外,针对连贯性和可靠性来监测通信。如果通信被认为不可靠或者经过了没有通信的某个时段,则每个独立的控制器阻止进一步的功率传输并且向用户报告适当的通信错误。

[0279] 安全性的另一重要方面是保证在初级磁线圈与次级磁线圈(初级接收器垫314和次级接收器垫316)之间没有亚铁磁物体由于涡电流而正在被加热。在初级控制器308和次级去耦控制器320上的软件不断监测系统效率并且可以检测是否由于未识别的亚铁磁材料而发生任何效率下降。在检测到这种下降的事件下,IPT系统通过关断每个单独的控制器并且向用户报告适当的错误来阻止对这种物体的加热。

[0280] C. 磁性安全性

[0281] 通常将国际非电离无线电保护委员会(“ICNIRP”)指南上的国际委员会的目前在许多欧洲和大洋洲国家采用的标准用于确定通过多种新感应充电标准(诸如SAE-J2954, ISO/IEC PT61980)而暴露给人类的最大磁场。

[0282] 在各种实施方式中,所公开的IPT系统的磁场测量通过使用由ARPANSA提出的测量技术符合严格的ICNIRP标准。参见M.Budhia等人的“Design and Optimisation of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PP, pp. 1-1, 2011。通常有两个限制要满足:1)被暴露给身体的绝对最大磁场必须不超过 $27.3\mu\text{T}$ 以及2)通过采用在头、胸、腹股沟和膝盖处的测量的平均场强必须在 $6.25\mu\text{T}$ 以下。图31示出了对于一个实施方式,可以在 $0.82\text{m}$ 处满足绝对最大磁场强度, $0.82\text{m}$ 小于典型乘客车辆的宽度的一半。图31示出了针对全部可能操作条件和最坏情况对准条件下进行的测量。图32示出了使用四点测量测量到 $4.36\mu\text{T}$ 的身体平均值并且作为标准情况场景(参见2011年的M.Budhia等人的“Design and Optimisation of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. PP, pp. 1-1, 2011。),将 $1500\text{mm}$ 的最小高度女性用作为最坏情况。注意,此处示出的最大场强和平均场强与不同的高度和绝对最坏情况的未对准条件对应。

[0283] XI. 系统结果

[0284] 根据与双侧控制有关的前面章节,已使用实际的实验性测量证实系统效率分析。图33和图34示出了在不同耦合条件下的操作期间分析结果和实验结果对照占空比变化。 $Q_{2vm}$ 是可实现的最大 $Q_{2v}$ 并且被用于表示特定的负载条件。例如, $Q_{2vm}$ 表示 $5\text{kW}$ 输出并且 $0.8Q_{2vm}$ 表示 $4\text{kW}$ 输出,等等。对于实验结果,占空比被限制在较高的 $Q_{2v}$ (负载条件)处,以保持物理系统的部件容限中。尽管在预测效率与测量效率之间的绝对值上存在区别,在发生最高效率处的占空比几乎相同并且波形的斜率几乎相同。在较低功率处的效率值上的大的区别是由于假设忽略系统中的开关损耗。当系统级仿真中包括开关损耗时,仿真结果直接匹配实验结果的顶部;然而,出于简洁的目的,此处未示出。使用这些图,可以每个控制方案的效率之间的直接比较。

[0285] 对于初级侧控制,占空比总是被保持在0处,并且可以看出在较低的 $Q_{2v}$ 处,获得的效率必然低于出现在测量中的最佳峰值。对于次级侧控制,控制占空比以通过保持 $D=(1-R_{dc\_min}/R_{dc})$ 而相对于负载电阻变化保持输出电压恒定。类似地,可以看出次级去耦控制的效率不是最佳的。为了做出清楚的比较,来自图33和图34的实验结果列在表IV中。可以看出当

$k=1.14k_{\min}$ 时,初级控制效率稍微比次级去耦控制效率高;然而,最佳控制比初级控制效率和次级去耦控制二者更好。当 $k=2k_{\min}$ 时,次级去耦控制比初级去耦控制更好;然而,最佳控制仍是最好的。应该注意的是,当 $k=2k_{\min}$ 且 $P_{\text{out}}=1\text{kW}$ 时,与次级去耦控制相比,实现了效率提高了 $\sim 7\%$ 并且损耗减少 $\sim 25\%$ 。

[0286] 表IV. 在 $1.14k_{\min}$ 和 $2k_{\min}$ 处的系统效率测量结果。第一个值是分析结果并且第二个值是实验测量结果。

|        | 效率 | K         | 5 kW                           | 4 kW                             | 3 kW                           | 2 kW                           | 1 kW                           |
|--------|----|-----------|--------------------------------|----------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
|        |    |           | ( $R_{\text{dc}}=18\ \Omega$ ) | ( $R_{\text{dc}}=22.5\ \Omega$ ) | ( $R_{\text{dc}}=30\ \Omega$ ) | ( $R_{\text{dc}}=45\ \Omega$ ) | ( $R_{\text{dc}}=90\ \Omega$ ) |
| [0287] | 初级 | $1.14k_m$ | 0.945/<br>0.923                | 0.942/<br>0.922                  | 0.934/<br>0.904                | 0.915/<br>0.877                | 0.856/<br>0.791                |
|        | 次级 | $1.14k_m$ | 0.945/<br>0.923                | 0.941/<br>0.913                  | 0.932/<br>0.883                | 0.911/<br>0.837                | 0.845/<br>0.719                |
|        | 最佳 | $1.14k_m$ | 0.945/<br>0.923                | 0.943/<br>0.922                  | 0.938/<br>0.904                | 0.931/<br>0.877                | 0.909/<br>0.804                |
|        | 初级 | $2k_m$    | 0.943/<br>0.912                | 0.936/<br>0.898                  | 0.923/<br>0.876                | 0.895/<br>0.850                | 0.819/<br>0.751                |
| [0288] | 次级 | $2k_m$    | 0.943/<br>0.912                | 0.941/<br>0.896                  | 0.939/<br>0.877                | 0.929/<br>0.856                | 0.896/<br>0.744                |
|        | 最佳 | $2k_m$    | 0.946/<br>0.912                | 0.943/<br>0.899                  | 0.939/<br>0.878                | 0.930/<br>0.871                | 0.907/<br>0.820                |

[0289] 对于通常的IPT系统,可以假设在最小初级轨道电流被用于所需的功率传输时实现最高效率。然而,由于在(16)和(17)中的H桥在低 $\sigma$ 处的高传导损耗,因此最高效率不再发生在最小初级电流处。为了表示在 $k=2k_{\min}$ 和 $Q_{2v}=0.2Q_{2m}$ 处的大效率区别,在图35中示出了关键波形的RMS值。可以看出在图34中的 $D=0.6$ 处发生的最高效率非常接近地对应于图35中的最小 $i_b$ 。与初级侧控制相比,对于最佳控制, $i_1$ 和 $i_2$ 小得多。与次级侧控制相比,对于最佳控制, $i_b$ 小得多。

[0290] 图36示出了对于几个竖直高度和水平高度从400VDC至300VAC的系统级充电效率。该效率不包括前面的PFC和整流级。利用这些特性,可以显示来自该级的效率可以高达98%。参见F.Musavi等人的“A High-Performance Single-Phase Bridgeless Interleaved PFC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers,”IEEE Transactions on Industry Applications, vol.47, pp.1833-1843。分解

该部件,在宽范围的耦合条件上的正常工作期间的效率可以仍是从电网到电池326的大约90%或在90%以上。该实际结果是重要成果,因为示出了IPT和设备技术中的新发展已使得等级2感应充电能够达到非常高的效率。由此,前面的假设感应充电比插入式系统的效率低得多不再适用。

[0291] 图37和图38示出了两个耦合条件 $k=1.14k_{\min}$ 和 $k=2k_{\min}$ 的工作波形。在最大值5kW处,占空比被设定为0并且RMS波形比在2kW处高得多。当 $k=1.14k_{\min}$ 时,桥电流比 $k=2k_{\min}$ 高得多,因为需要较高的电流以补偿低输入电压,由LCL转换器的低导通角限制较高的电流以减小(2)中示出的初级轨道电流。注意,对于最佳效率双侧控制,2kW功率与0.4左右的占空比对应。

[0292] XII. 双侧控制的方法

[0293] 图39是示出了根据本发明的双侧控制均衡的方法3900的一个实施方式的示意性流程图。方法3900开始并且测量3902IPT系统104的电压和电流。在一个实施方式中,方法3900测量3902在IPT系统104的输出处的电压和电流,诸如第二级108的输出。在另一实施方式中,方法3900测量3902输入电压和电流。可以将输入电压和电流或输出电压和电流用于确定IPT系统104的输入功率和/或输出功率。例如,测量模块202可以测量IPT系统104的电压和电流。

[0294] 方法3900使用IPT系统104的参数来迭代至最大效率来确定3904IPT系统104的最大效率。例如,最大效率模块204可以确定3904IPT系统104的最大效率。方法3900调整3906IPT系统104中的一个或多个参数使之与所计算出的最大效率相一致,并且方法3900结束。例如,调整模块206可以调整3906IPT系统104的一个或多个参数。调整模块206可以调整用于第一级106的导通角的基准和/或用于第二级108的占空比的基准。

[0295] 图40是示出根据本发明的双侧控制的方法4000的另一实施方式的示意性流程图。方法4000开始并且测量4002IPT系统104的第二级108的输出。在一个实施方式中,输出是第二级108的输出电压和/或输出电流。方法4000确定4004是否存在误差。例如,在第二级108包括是诸如升压转换器的转换器(次级去耦转换器)的次级去耦电路的情况下,次级去耦转换器可以控制次级去耦转换器的占空比。次级去耦转换器可以包括控制输出电压或输出电流的反馈环。反馈环可以与基准信号比较。在一个实施方式中,方法4000确定4004是否存在误差信号。如果方法4000确定4004不存在误差,则方法4000返回并且测量4002第二级108的输出。如果方法4000确定4004不存在误差,则方法4000基于误差信号调整4006次级去耦转换器的占空比并且再次测量4002第二级108的输出。

[0296] 方法4000测量4008第一级106的输出。例如,第一级106可以包括通过控制导通角被控制的LCL负载谐振转换器。LCL负载谐振转换器可以包括反馈环以控制导通角。反馈环可以将第一级106的输出与基准信号相比较以确定误差。方法4000确定4010是否存在误差。如果方法4000确定4010不存在误差,则方法4000返回并且测量4008第一级106的输出。如果方法4000确定4010存在误差,则方法4000调整4012第一级106的导通角并且返回并且测量4008第一级106的输出。

[0297] 方法4000使用第二级108的输出并且计算4014IPT系统104的最大效率。方法4000调整4016第一级106的基准并且调整4018第二级108的基准使之与所计算出的最大效率相一致,方法4000返回并且测量4002第二级108的输出。例如,方法4000可以调整4016第一级

106的基准,调整4016第一级106的LCL负载谐振转换器的导通角。在另一示例中,方法4000可以调整4018第二级108的基准,调整4018第二级108的次级去耦转换器的占空比。通常,计算4014IPT系统104的最大效率然后调整4016,4018基准的反馈环是比调整4006,4012占空比和导通角的反馈环更慢的环。

[0298] XIII. 术语

[0299] 以下是本文包括的术语的列表:

[0300]  $V_{dc}$ 到初级LCL负载谐振转换器的DC输入电压

[0301]  $Q_2$ 次级谐振电路的总品质因数(J.T.Boys等人的“Stability and control of inductively coupled power transfer systems,” IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol.147, pp.37-43, 2000)

[0302]  $Q_{2v}$ 次级谐振电路的电压品质因数(N.A.Keeling等人的“A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, pp.744-751, 2010)

[0303]  $Q_{2i}$ 次级谐振电路的电流品质因数(N.A.Keeling等人的“A Unity-Power-Factor IPT Pickup for High-Power Applications,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, pp.744-751, 2010)

[0304]  $Q_{2vm}$ 在最小耦合和最大负载条件时的最大电压品质因数

[0305]  $Q_1$ 初级LCL负载谐振转换器的品质因数

[0306]  $R_{dc}$ 在稳态下的电池326的DC等价电阻

[0307]  $R_{dc\_min}$ 最大负载条件

[0308]  $k$ 耦合系数

[0309]  $k_{min}$ 在工作范围内的最小耦合系数

[0310]  $k_{max}$ 在工作范围内的最大耦合系数

[0311]  $M$ 在初级接收器垫314与次级接收器垫316之间的互感

[0312]  $L_1$ 初级接收器垫314的自感(图5)

[0313]  $L_2$ 次级接收器垫316的自感(图23)

[0314]  $C_{2s}$ 在次级谐振电路上的串联调谐电容器(图23)

[0315]  $C_2$ 在次级谐振电路上的并联调谐电容器(图23)

[0316]  $C_{1s}$ 在初级LCL负载谐振转换器上的串联调谐电容器(图5)

[0317]  $C_1$ 在初级LCL负载谐振转换器上的并联调谐电容器(图5)

[0318]  $L_{dc}$ 次级去耦电路的DC电感

[0319]  $L_b$  LCL负载谐振转换器的桥电感

[0320]  $SU$ 接收器垫的未补偿功率(定义为 $V_{oc} * I_{sc}$ (G.Elliott等人的“Multiphase Pickups for Large Tolerance Contactless Power-Transfer Systems,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.57, pp.1590-1598, 2010))

[0321]  $i_1$ 初级轨道电流(或者流经电感器线圈的电流)(图5)

[0322]  $i_{1\_max}$  LCL负载谐振转换器中的最大初级轨道电流(图5)

[0323]  $I_{sc}$ 在次级接收器垫316被短路时的测量电流

[0324]  $V_{oc}$ 在次级接收器垫316被开路时的测量电压

- [0325]  $\omega$  IPT系统的工作频率
- [0326]  $X_1$  LCL负载谐振转换器的电抗(M.Borage等人的“Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, pp.1547-1554, 2005)
- [0327]  $X_2$  次级谐振电路的电抗(等价并联)
- [0328]  $\sigma$  第一级的导通角控制变量(H.H.Wu等人的“Design of Symmetric Voltage Cancellation Control for LCL converters in Inductive Power Transfer Systems,” IEEE International Electric Machines&Drives Conference(“IEMDC”)2011, 2011, pp.866-871)
- [0329]  $Z_r$  在来自次级侧的初级上的反射阻抗
- [0330]  $Z_2$  根据  $V_{oc}$  测量的次级电路318的等价阻抗(C.-S.Wang等人的“Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.52, pp.1308-1314, Oct.2005 2005)
- [0331]  $L_{1eq}$  有串联调谐(1)的等价初级接收器垫电感
- [0332]  $L_{2eq}$  有串联调谐(23)的等价次级接收器垫电感
- [0333]  $V_{ab}$  H桥的AC输出电压(图5)
- [0334]  $(V_{ab})_1$  AC输出电压的基波分量
- [0335]  $V_{ac2}$  次级并联谐振电容器两端的电压
- [0336]  $\Delta L_1$  初级接收器垫电感由于高度变化的改变
- [0337]  $\Delta L_2$  次级接收器垫电感由于高度变化的改变
- [0338]  $\Delta C_2$  次级调谐电容器由于  $L_2$  变化的等价改变
- [0339]  $P_{max}$  IPT系统的最大可传输电力
- [0340]  $P_{out}$  在IPT系统中传输的电流输出功率
- [0341] D次级升压转换器(次级去耦电路)的控制占空比
- [0342]  $R_{ac}$  来自谐振回路的负载的等价AC电阻(图19)
- [0343]  $V_{out}$  次级去耦电路的DC输出电压
- [0344]  $I_{out}$  次级去耦电路的DC输出电流
- [0345]  $R_{L2}$  次级接收器垫316的ESR
- [0346]  $R_{Ldc}$  DC电感器的ESR与整流器桥的线性接通电阻的二倍
- [0347]  $R_{bd\_on}$  升压转换器二极管的线性接通电阻部分
- [0348]  $V_{bd\_on}$  升压转换器二极管的电压降部分
- [0349]  $R_{hs\_on}$  LCL负载谐振转换器(在一个实施方式中是IGBT IRG7PH42UPBF)的开关设备的线性接通电阻部分
- [0350]  $V_{hs\_on}$  LCL负载谐振转换器(在一个实施方式中是IGBT IRG7PH42UPBF)的开关设备的电压降部分
- [0351]  $V_{rd\_on}$  次级整流器电路二极管的电压降部分
- [0352]  $\alpha$  归一化去调谐电容(11)
- [0353]  $\eta_{b2}$  无电压降的次级升压转换器(次级去耦电路)的效率
- [0354]  $\eta_{c2}$  有线性电阻损耗的次级升压转换器(次级去耦电路)的效率

[0355]  $\eta_{r2}$ 次级谐振电路的效率

[0356]  $\eta_{r1}$ 无电压降的初级LCL负载谐振转换器的效率

[0357]  $\eta_{cl}$ 无线性电阻损耗的初级LCL负载谐振转换器的效率

[0358]  $\eta$ 忽略开关损耗的系统的效率

[0359] 可以以其他具体形式在不背离本发明的精神或本质特性的情况下实现本发明。认为所述的实施方式在全部方面上仅是说明性的和非限定性的。因此,本发明的范围通过所附权利要求而不是前面描述来表示。在本发明的范围内包含在权利要求的等价替换的含义和范围内的全部变化。

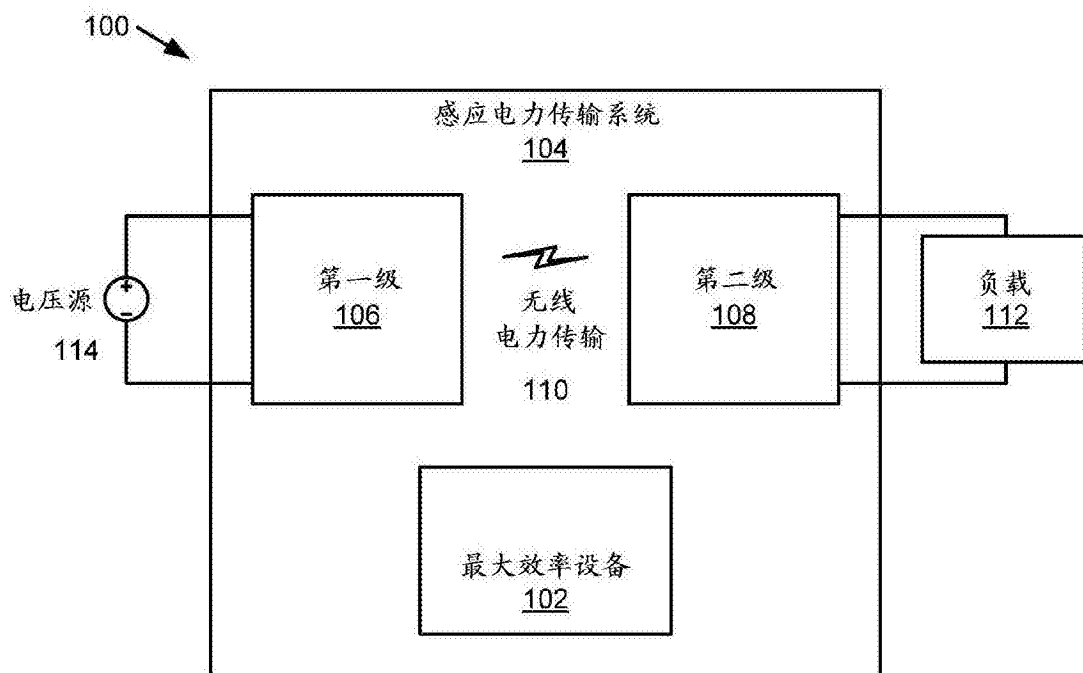


图1

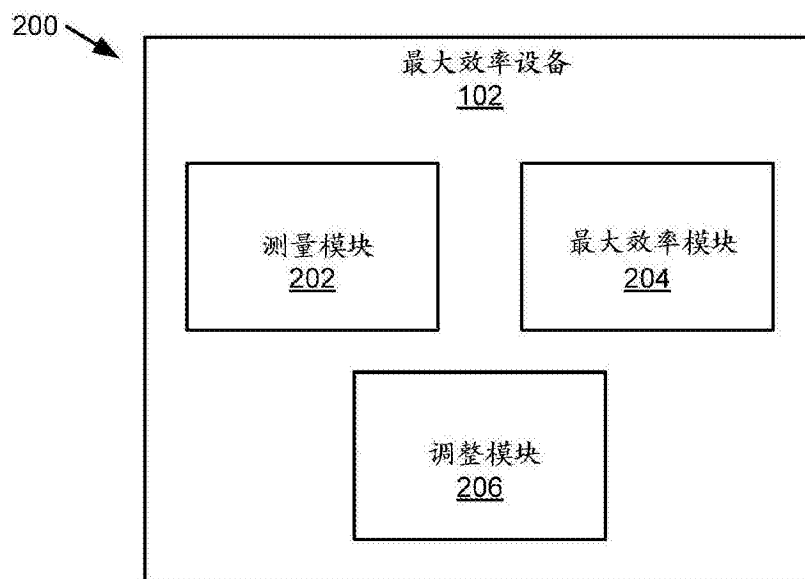


图2

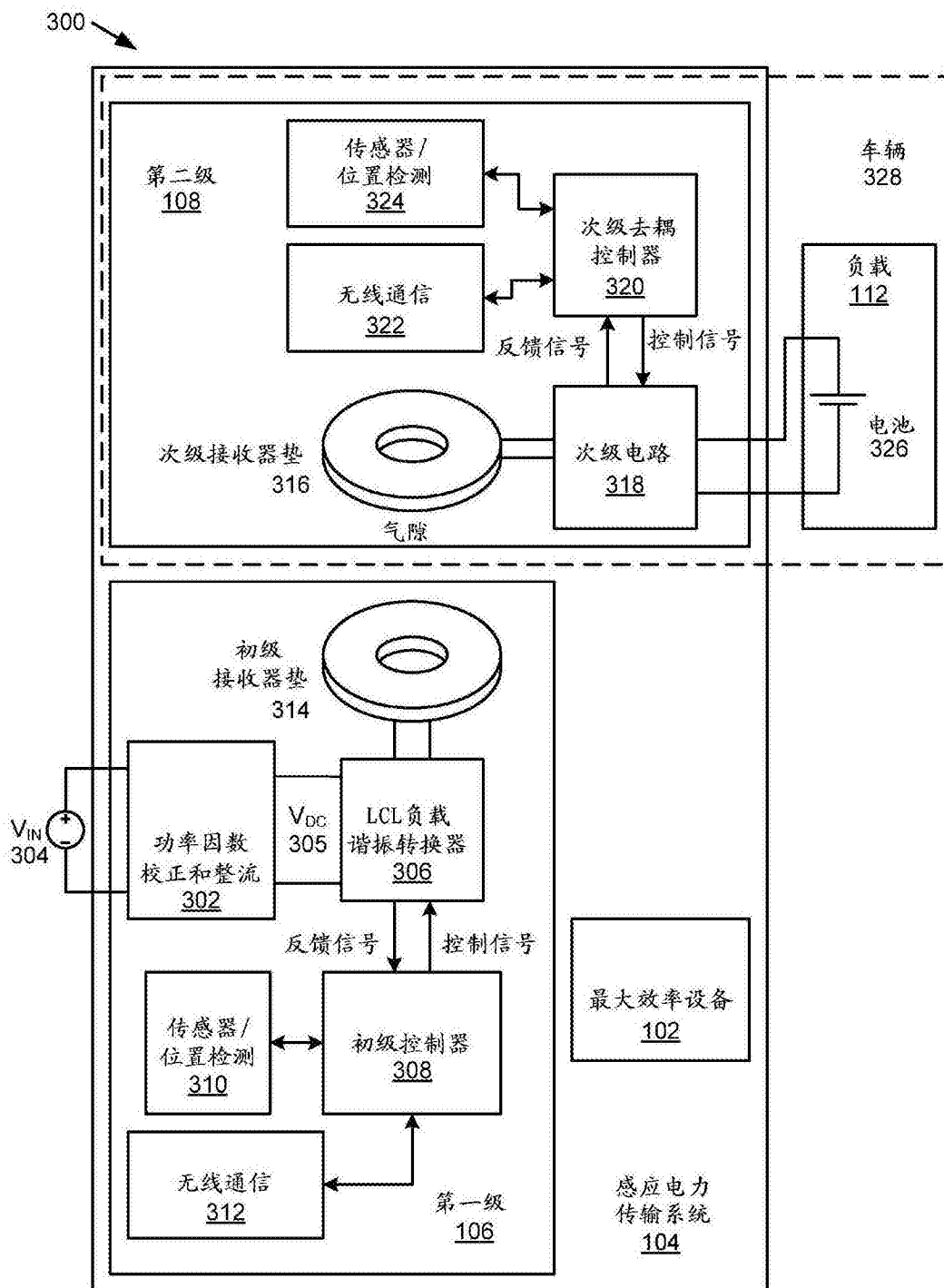
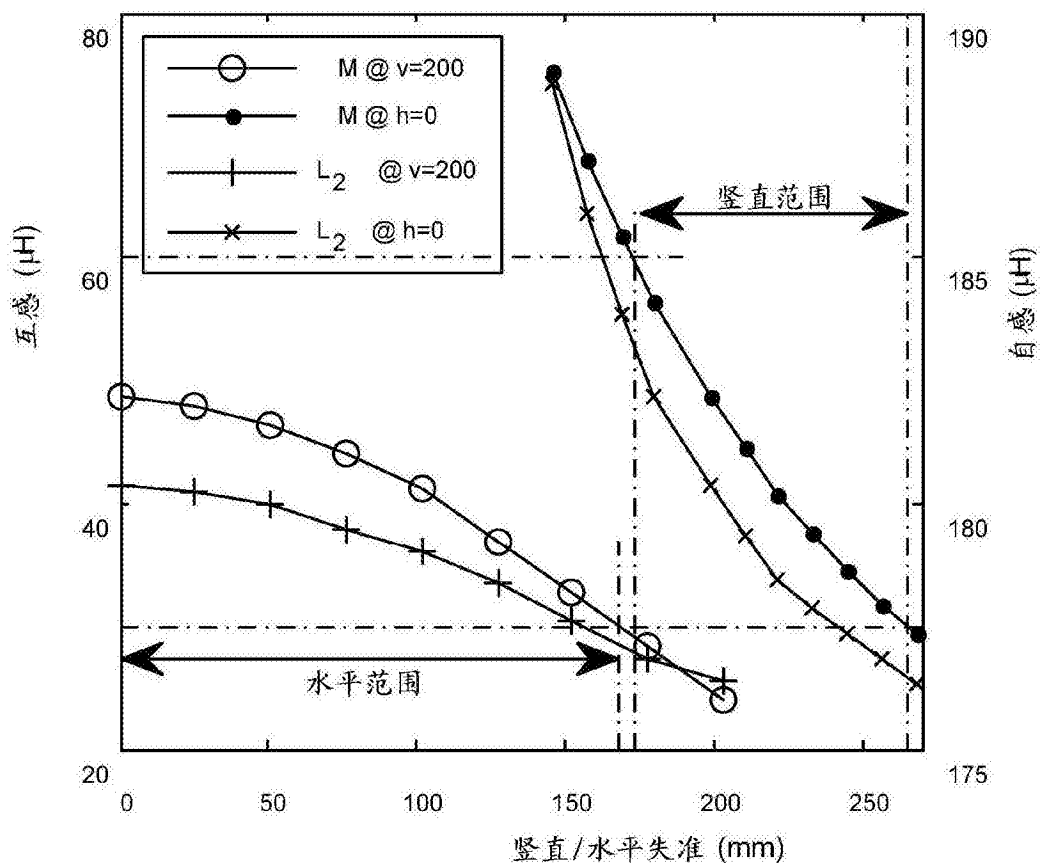


图3



竖直和水平失准的失准条件。

$h=0$ 趋势表示在零水平偏移下的竖直失准的曲线。

$v=200$ 趋势表示在200mm的高度分离下的水平失准的曲线。

图4

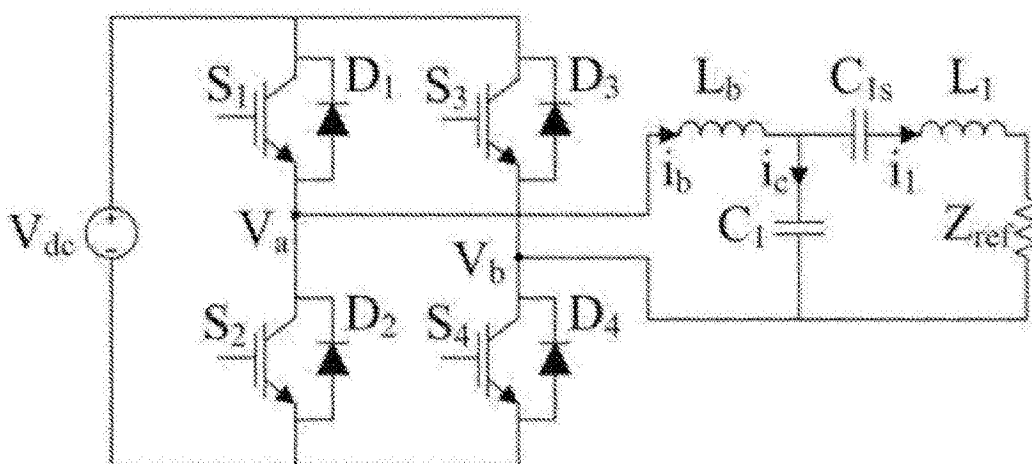


图5

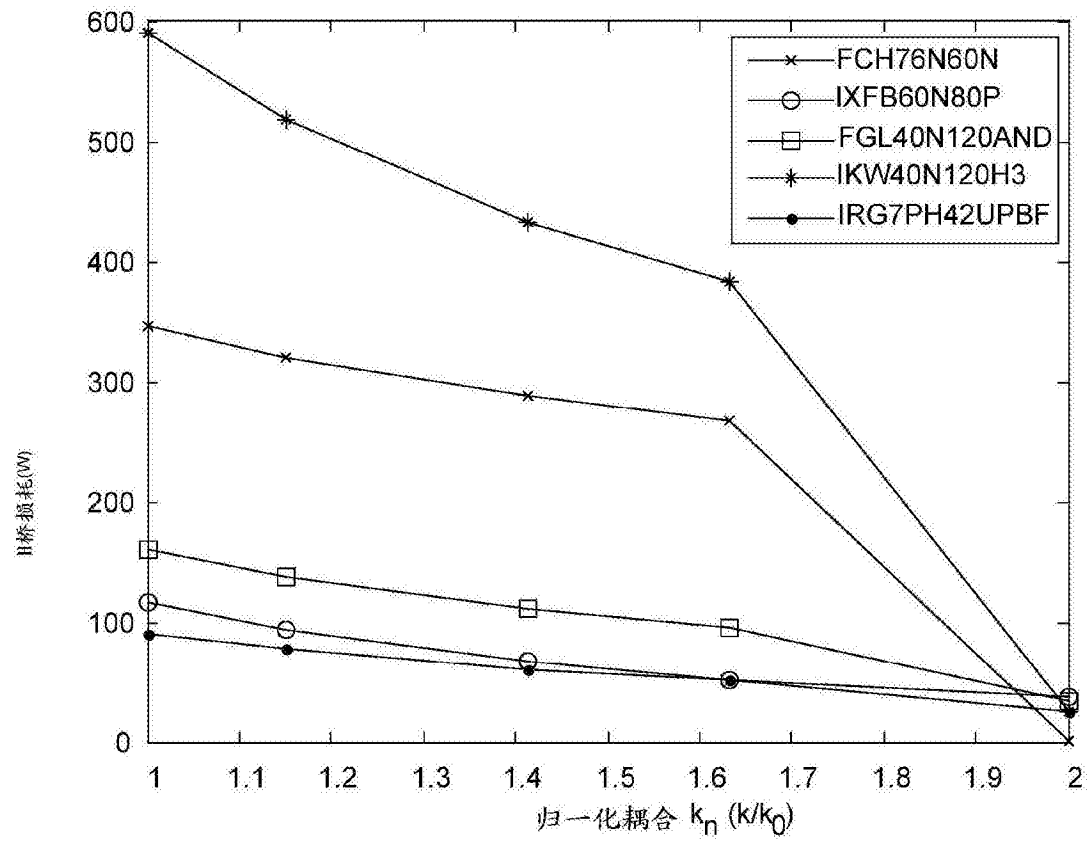


图6

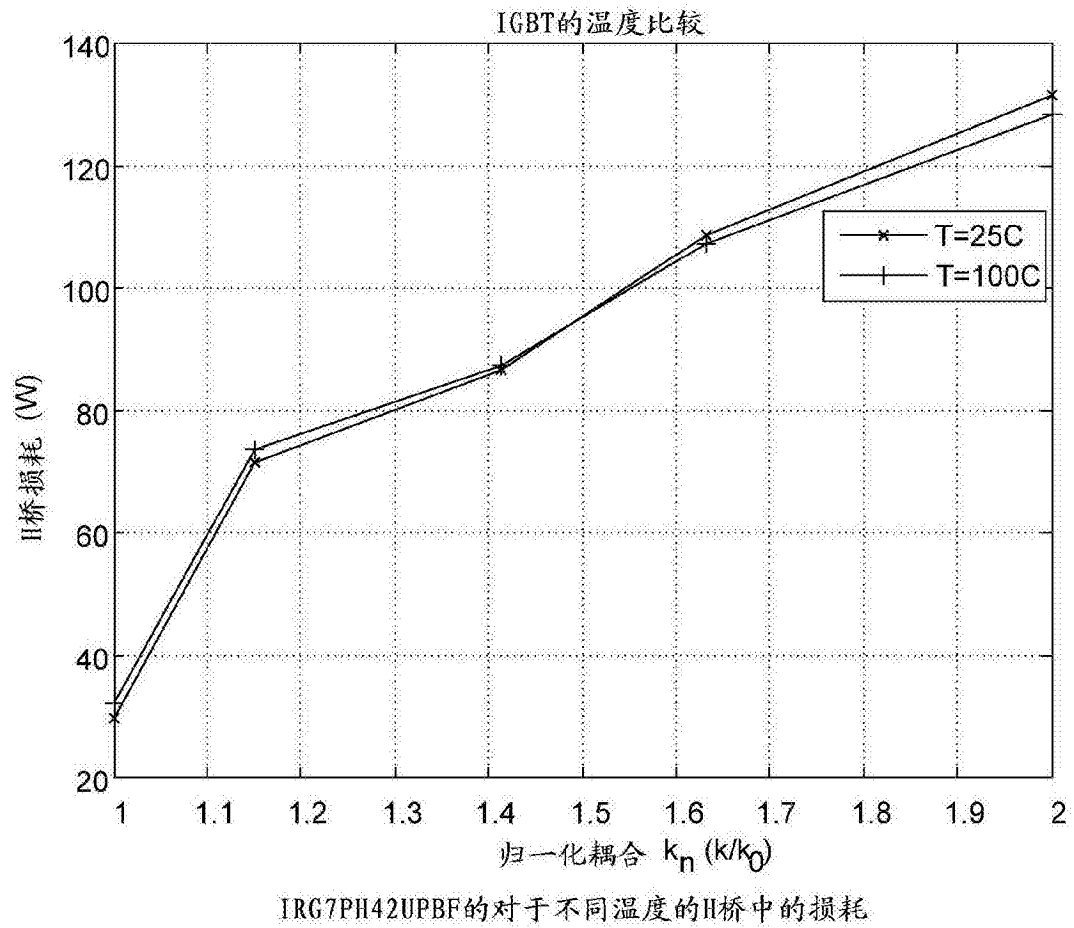
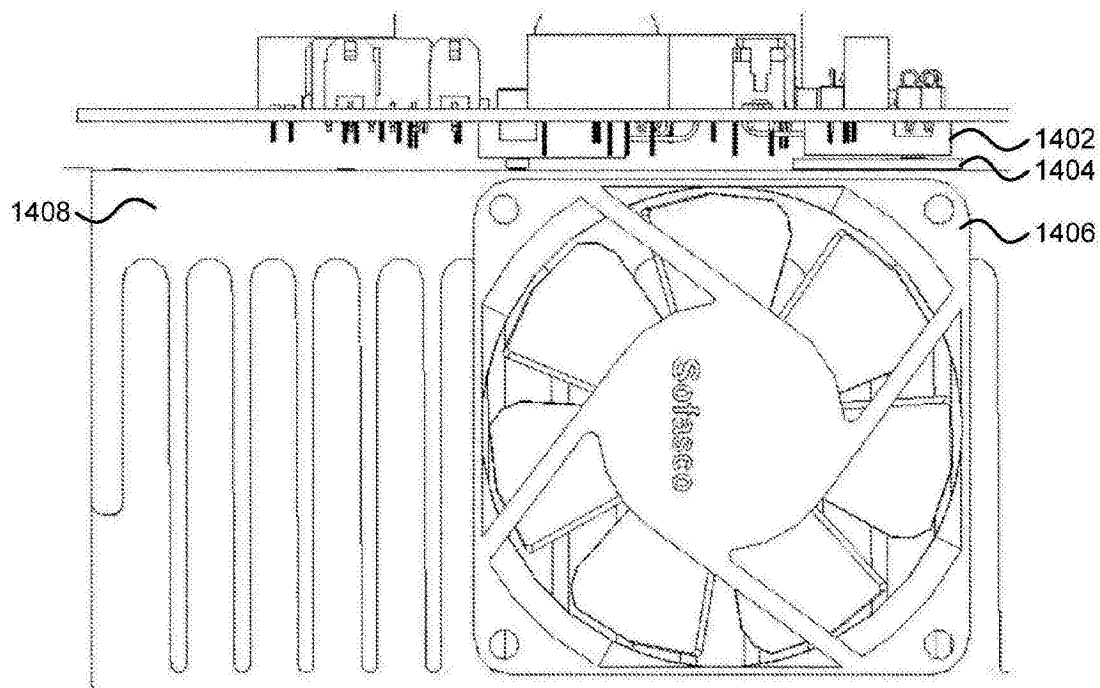
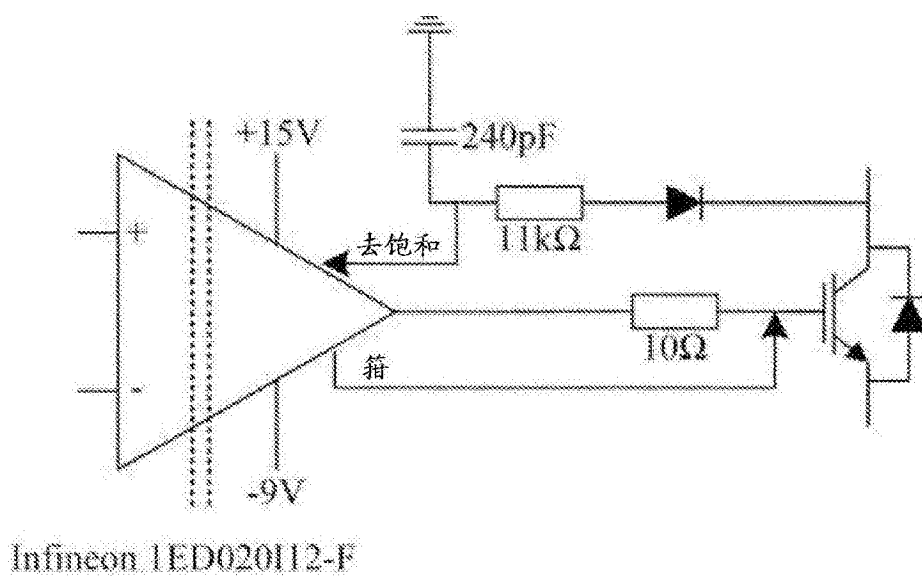


图7



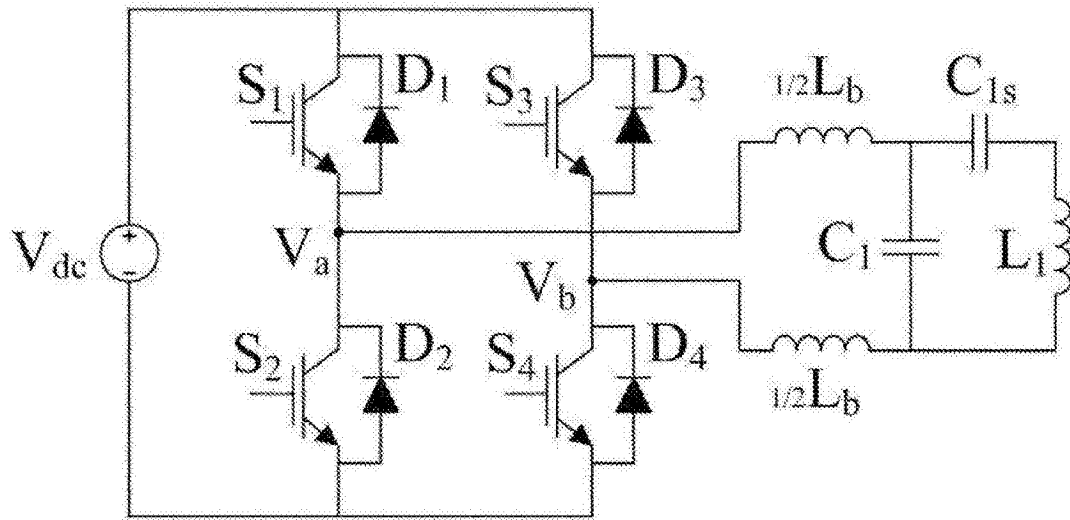
开关热沉热设计

图8



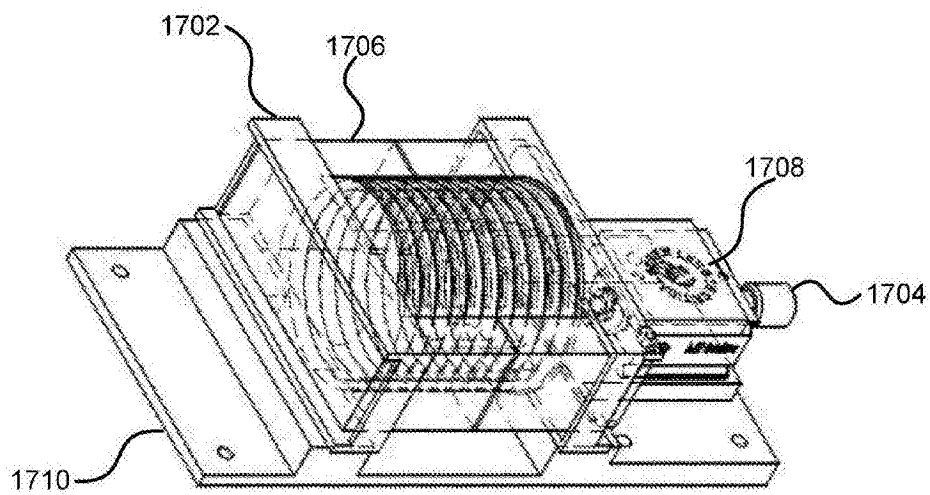
简化的IGBT栅极驱动电路

图9



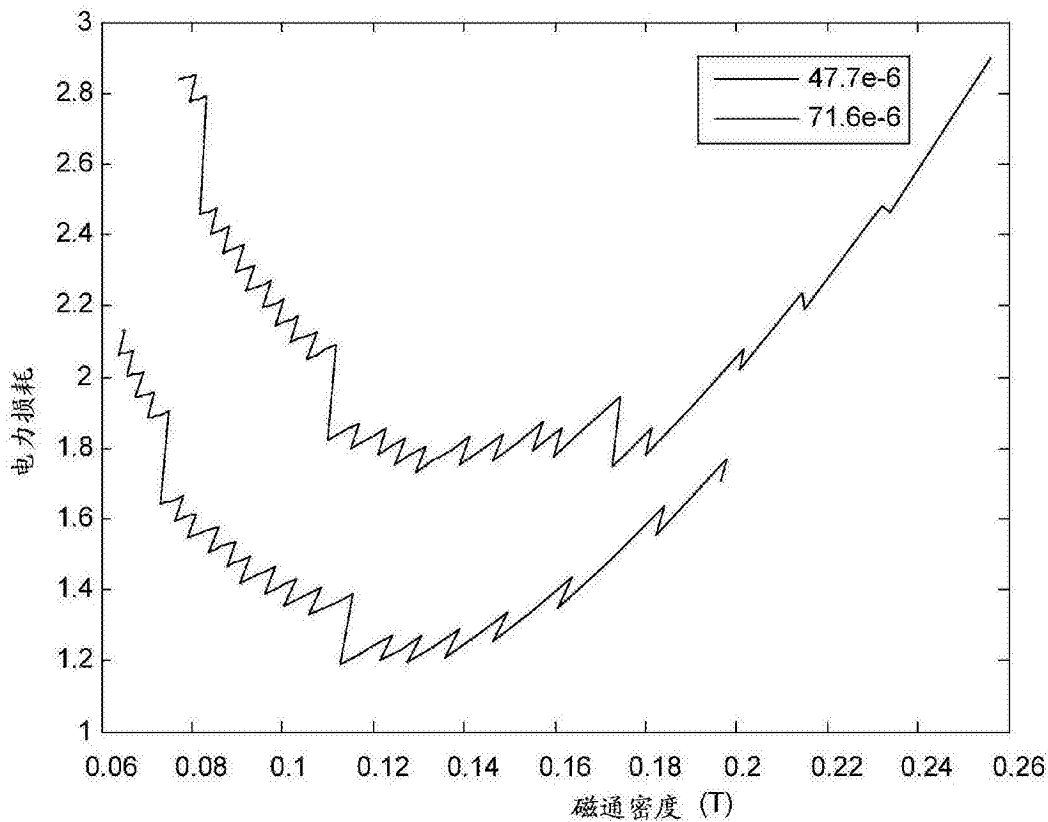
具有分开的电感器设计的LCL转换器

图10



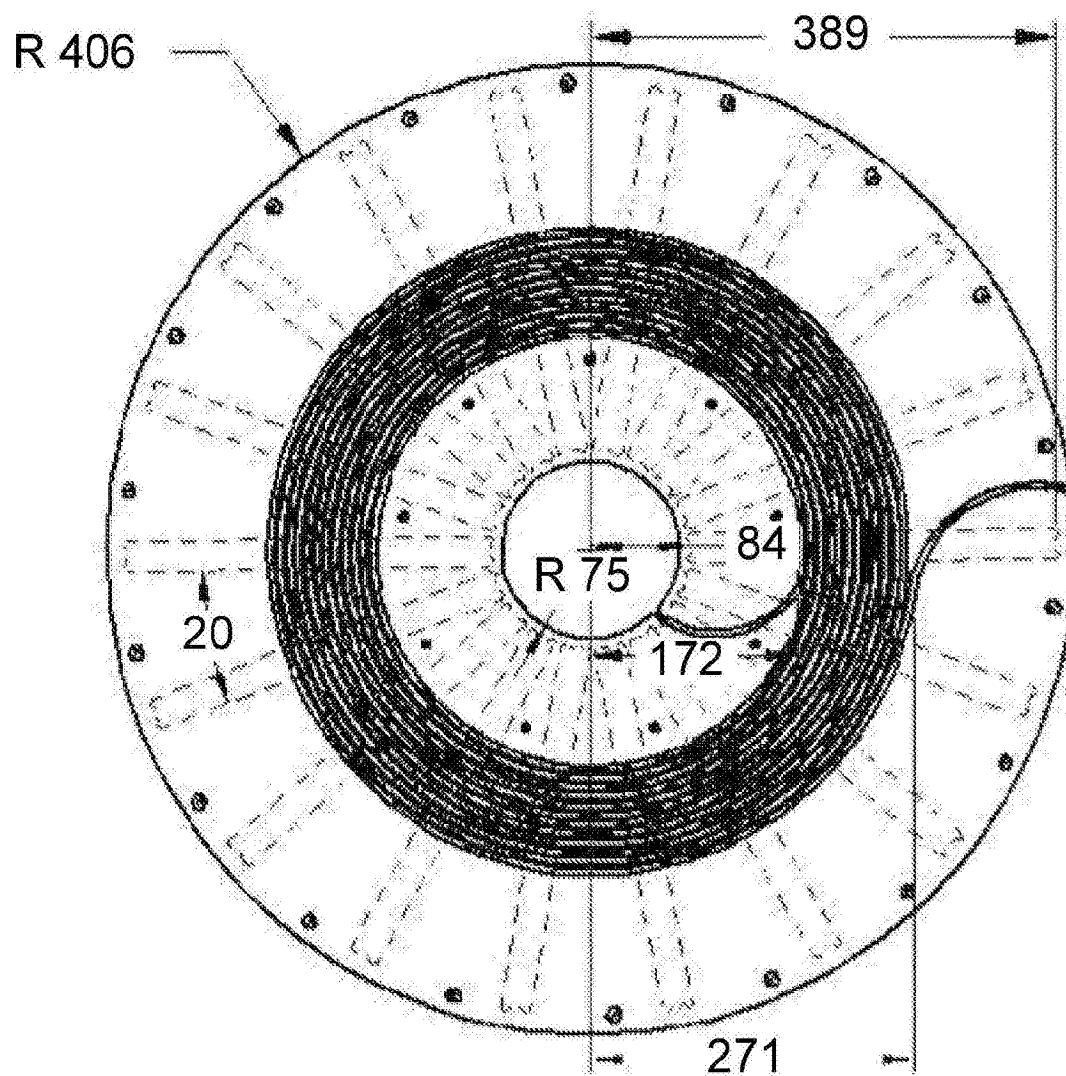
可调整的电感器

图11



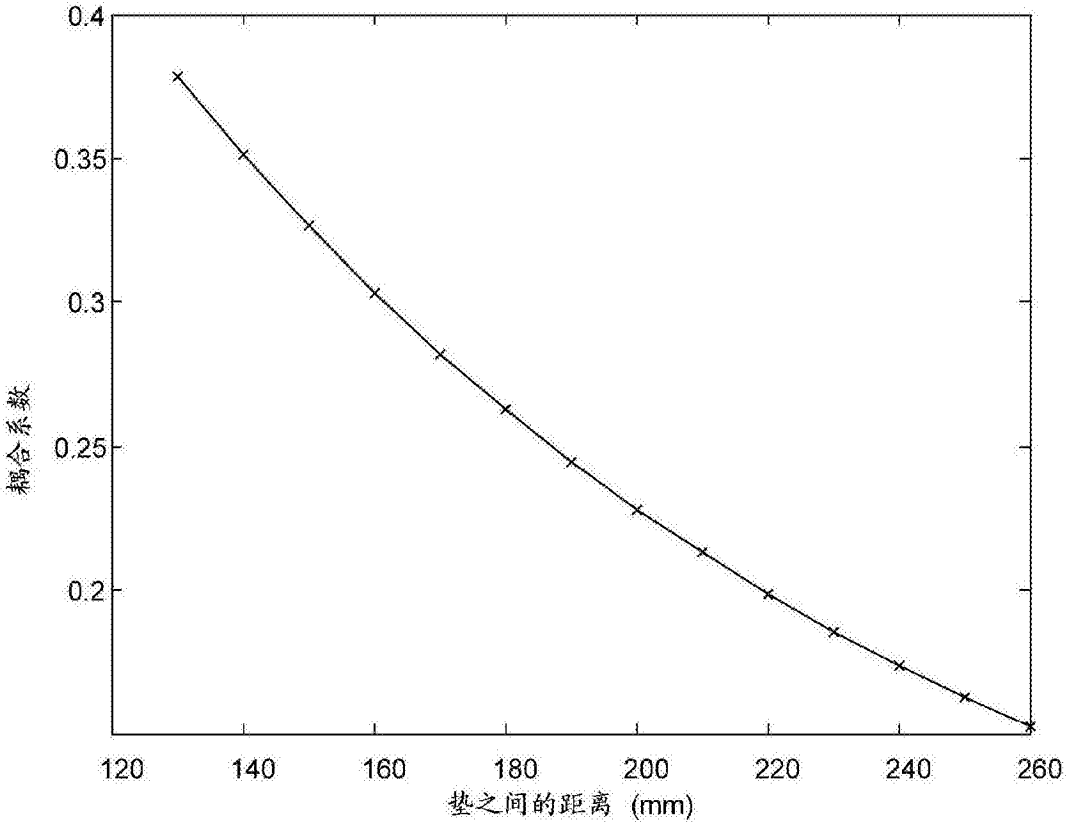
使用B55芯的LCL转换器的AC电感器设计的通量密度。

图12



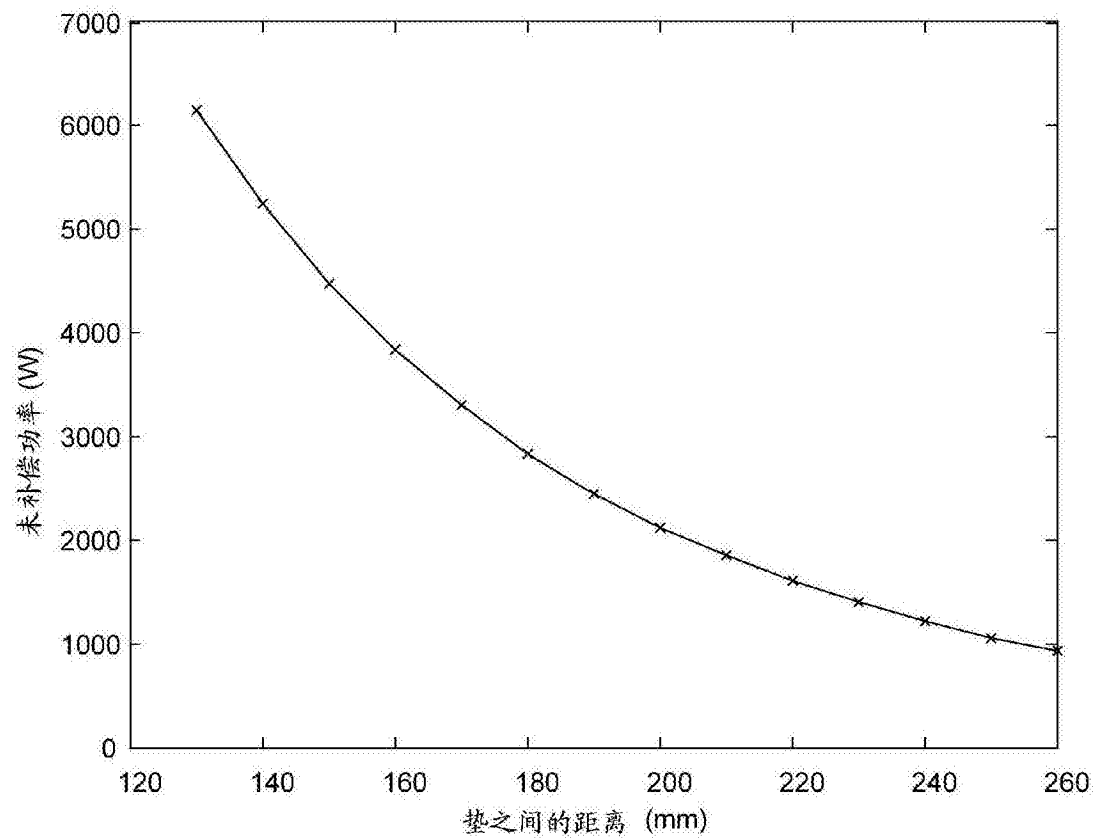
圆垫结构和尺寸（顶视图）

图13



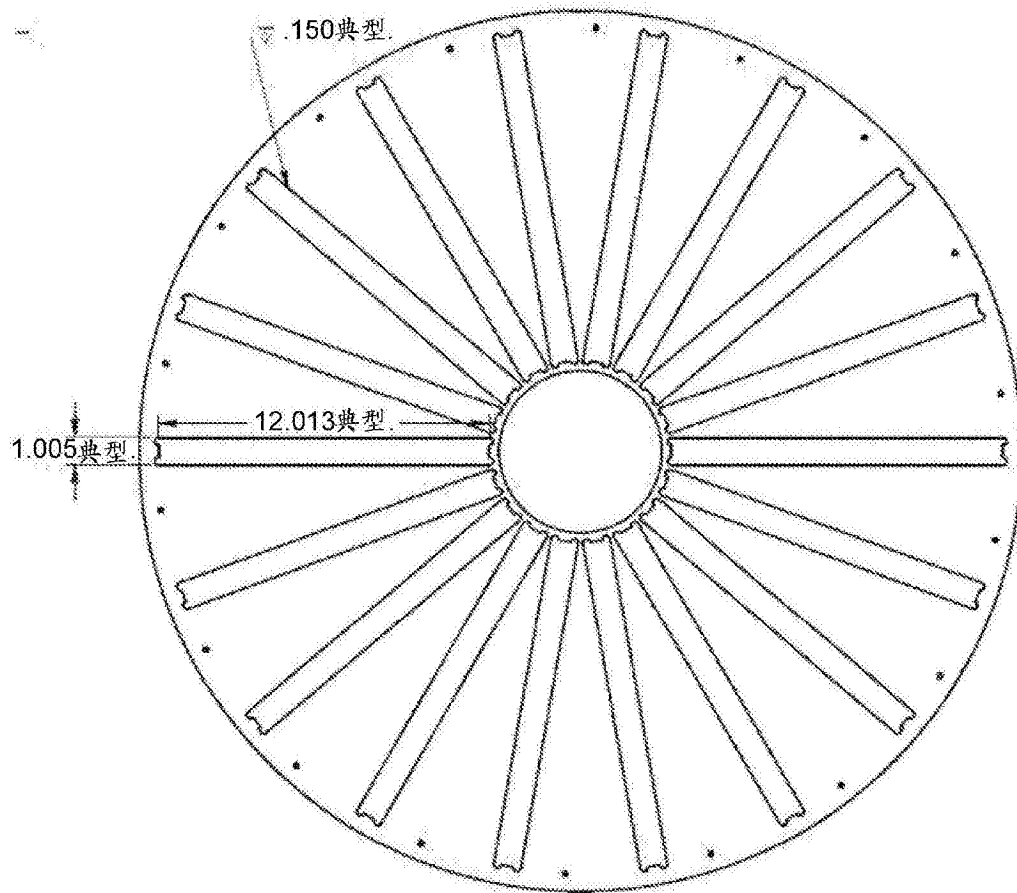
耦合系数与IPT垫的竖直高度的关系

图14



不同竖直高度的IPT垫的未补偿功率

图15



铁氧化物臂支撑结构的尺寸和配置

图16

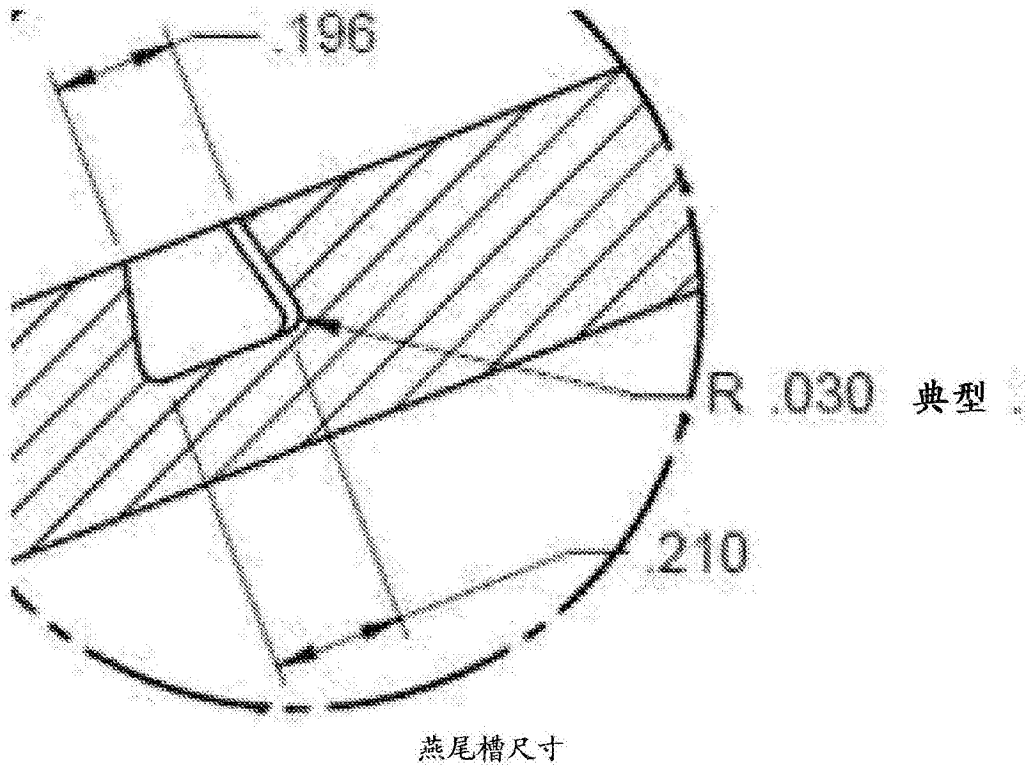


图17

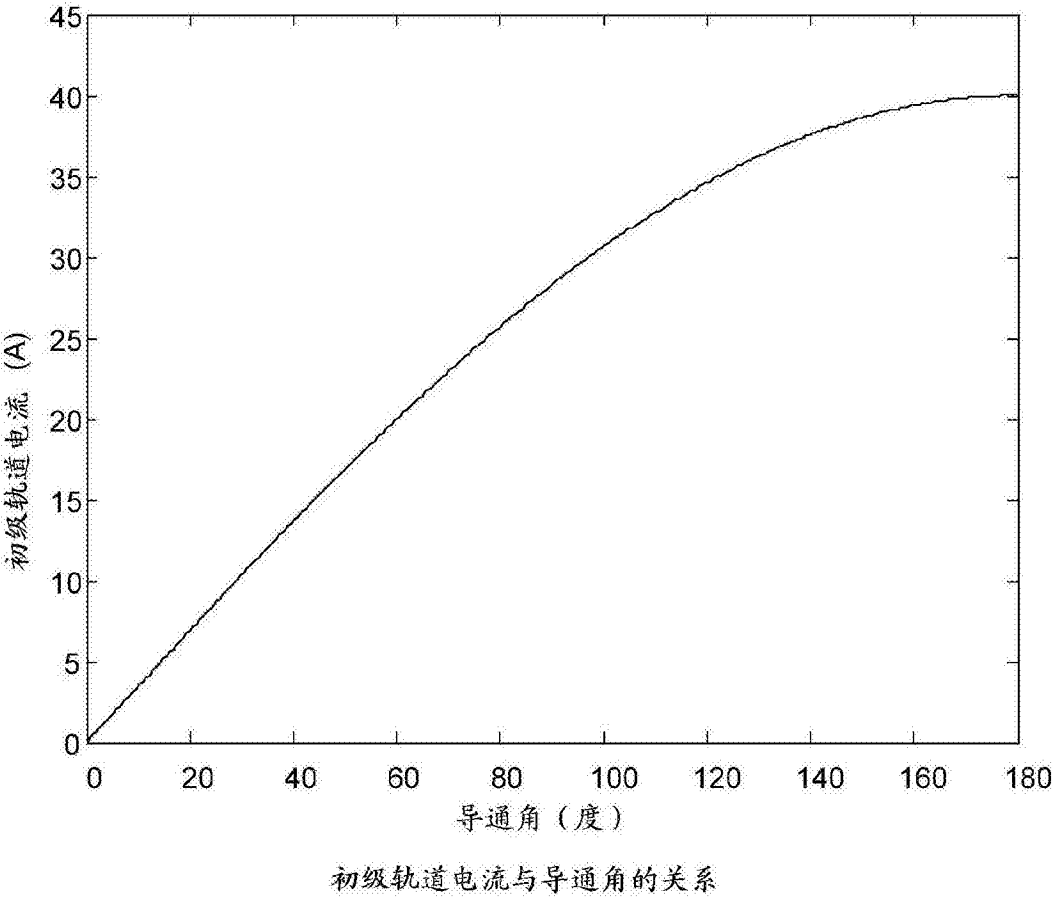
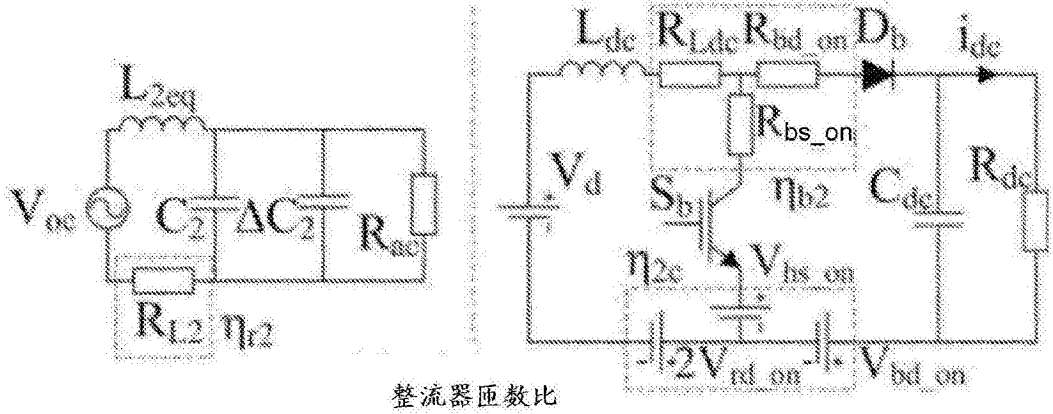
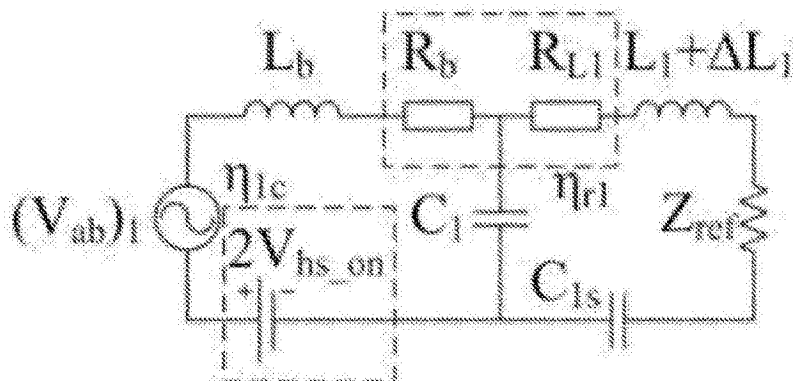


图18



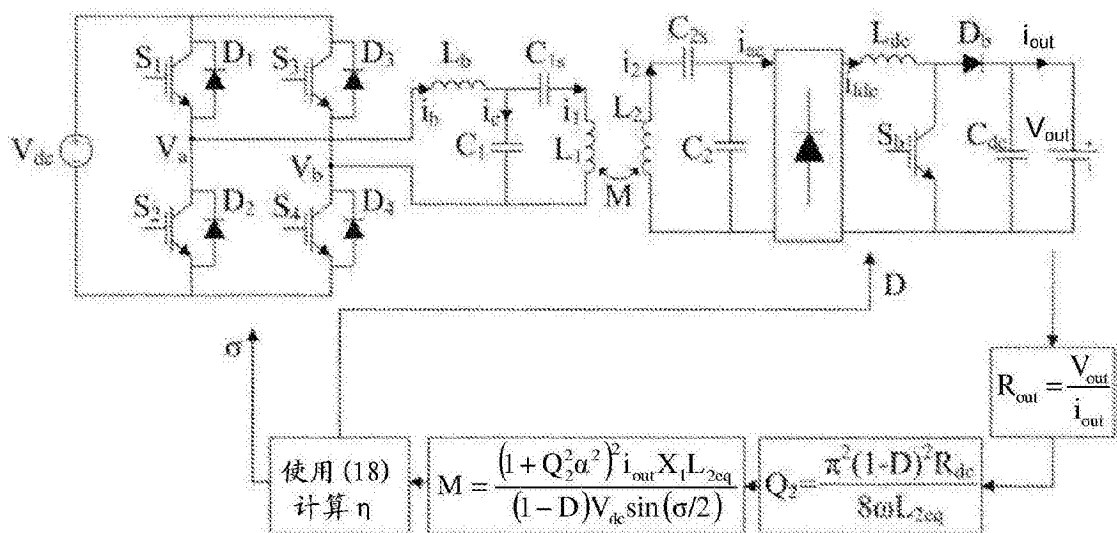
次级去耦传感器的等价效率模型电路图

图19



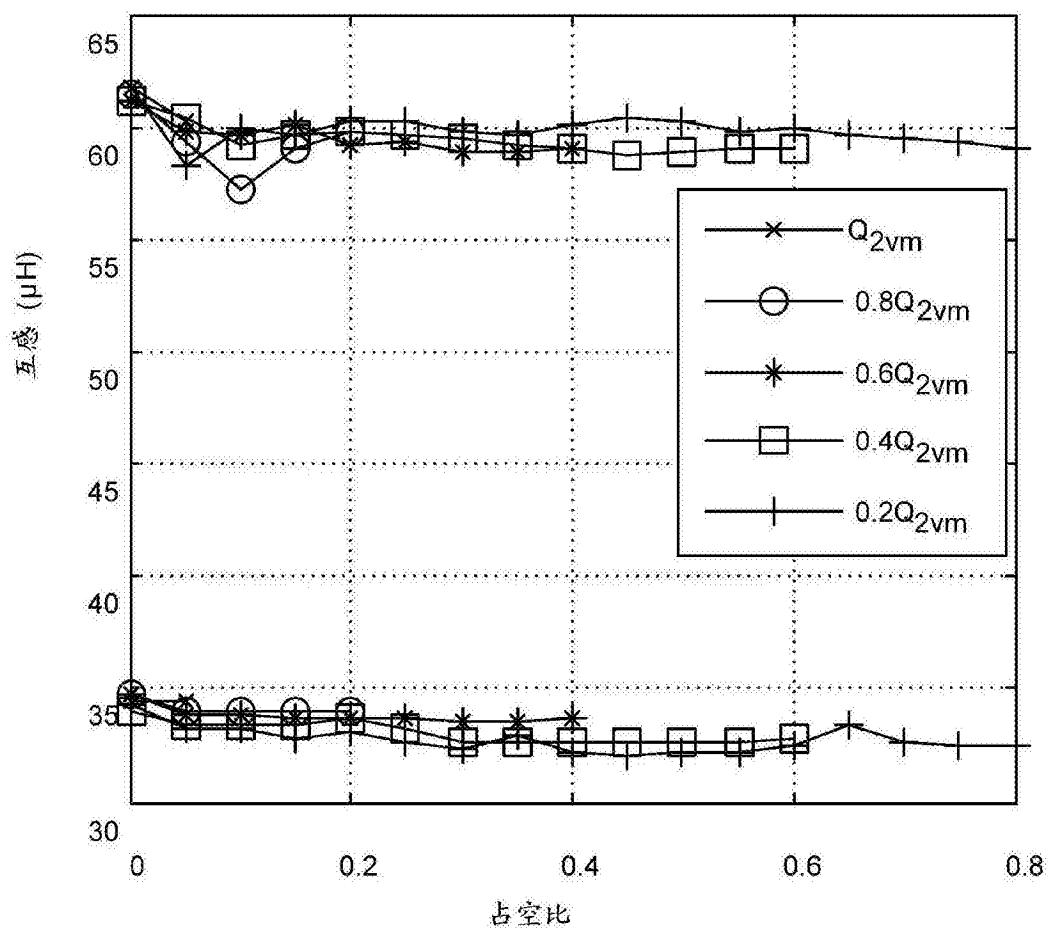
初级LCL转换器的等价效率模型电路图

图20



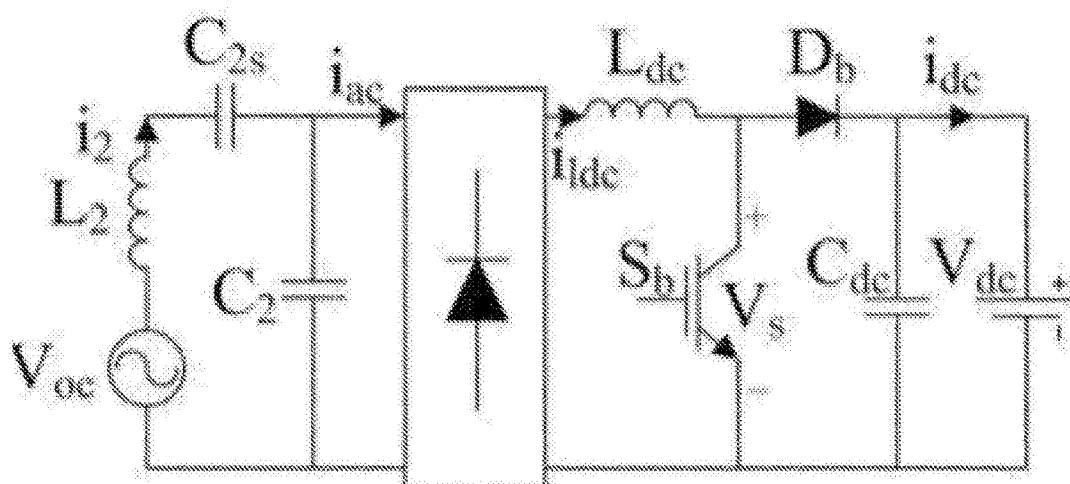
最佳效率的控制器框图

图21



针对  $k=2k_{\min}$  ( $M=60\mu\text{H}$ ) 使用上部轨迹且针对  
 $k=1.14k_{\min}$  ( $M=34.2\mu\text{H}$ ) 使用下部轨迹来进行耦合系数估计

图22



具有去耦电路的并联传感器

图23

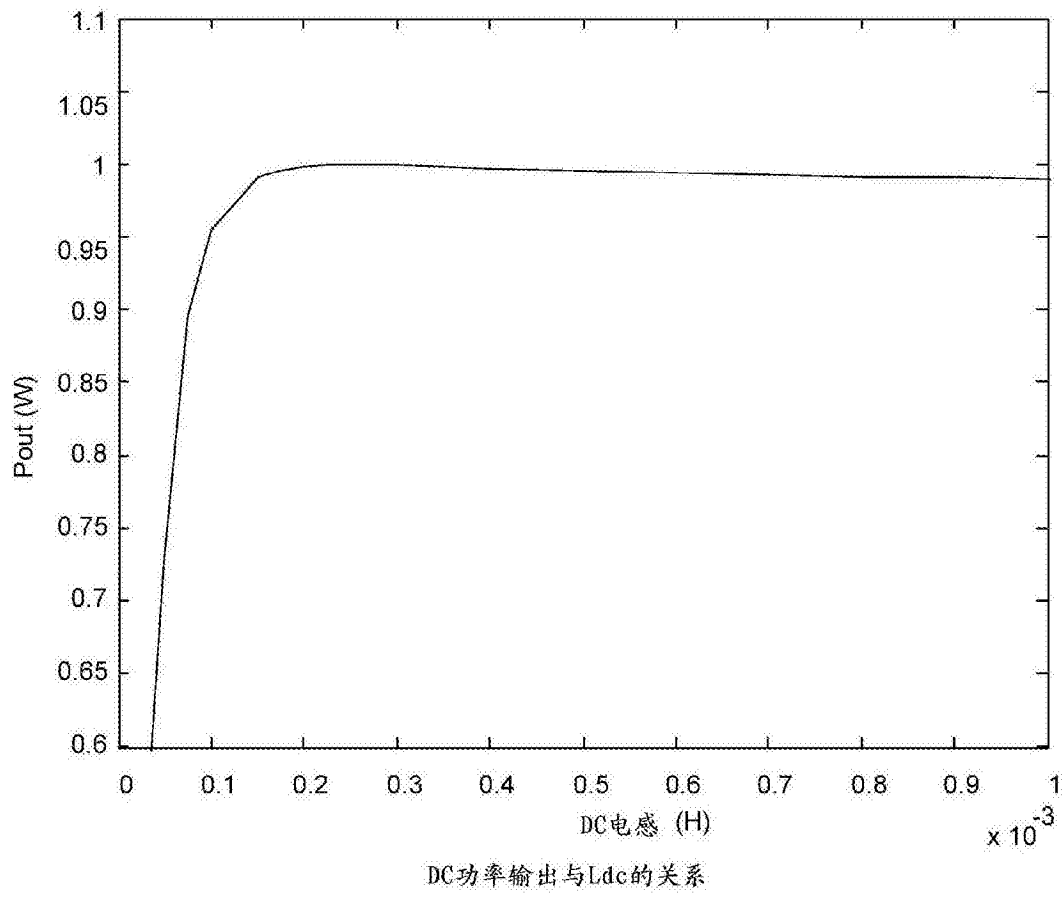
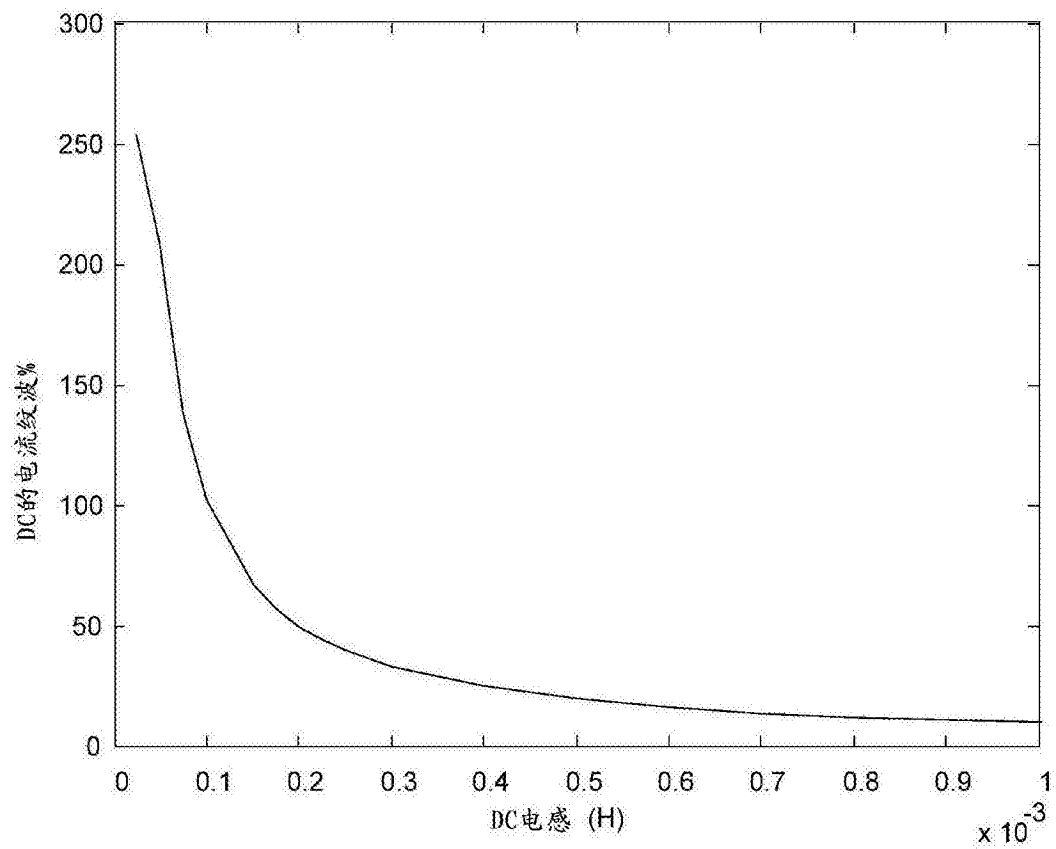
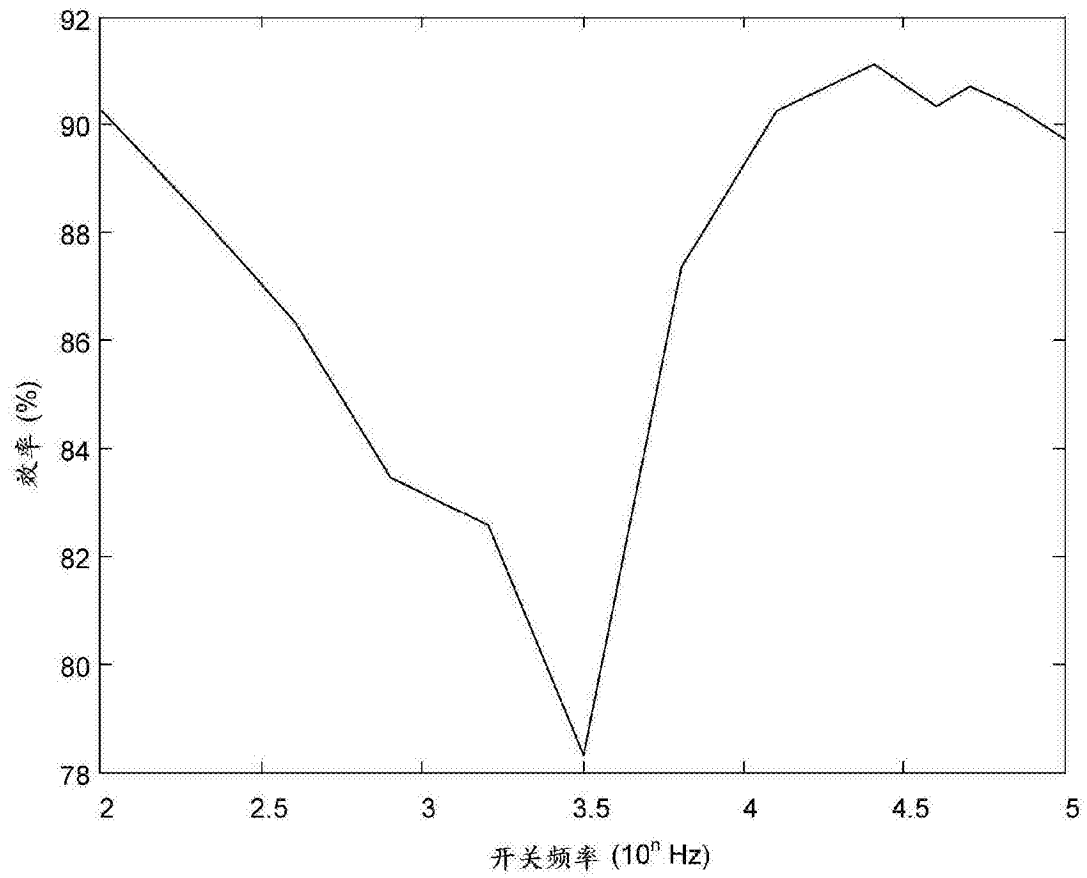


图24



对照DC平均值归一化了的AC电流峰到峰振幅与Ldc的关系

图25



次级传感器效率与去耦电路的开关频率的关系

图26

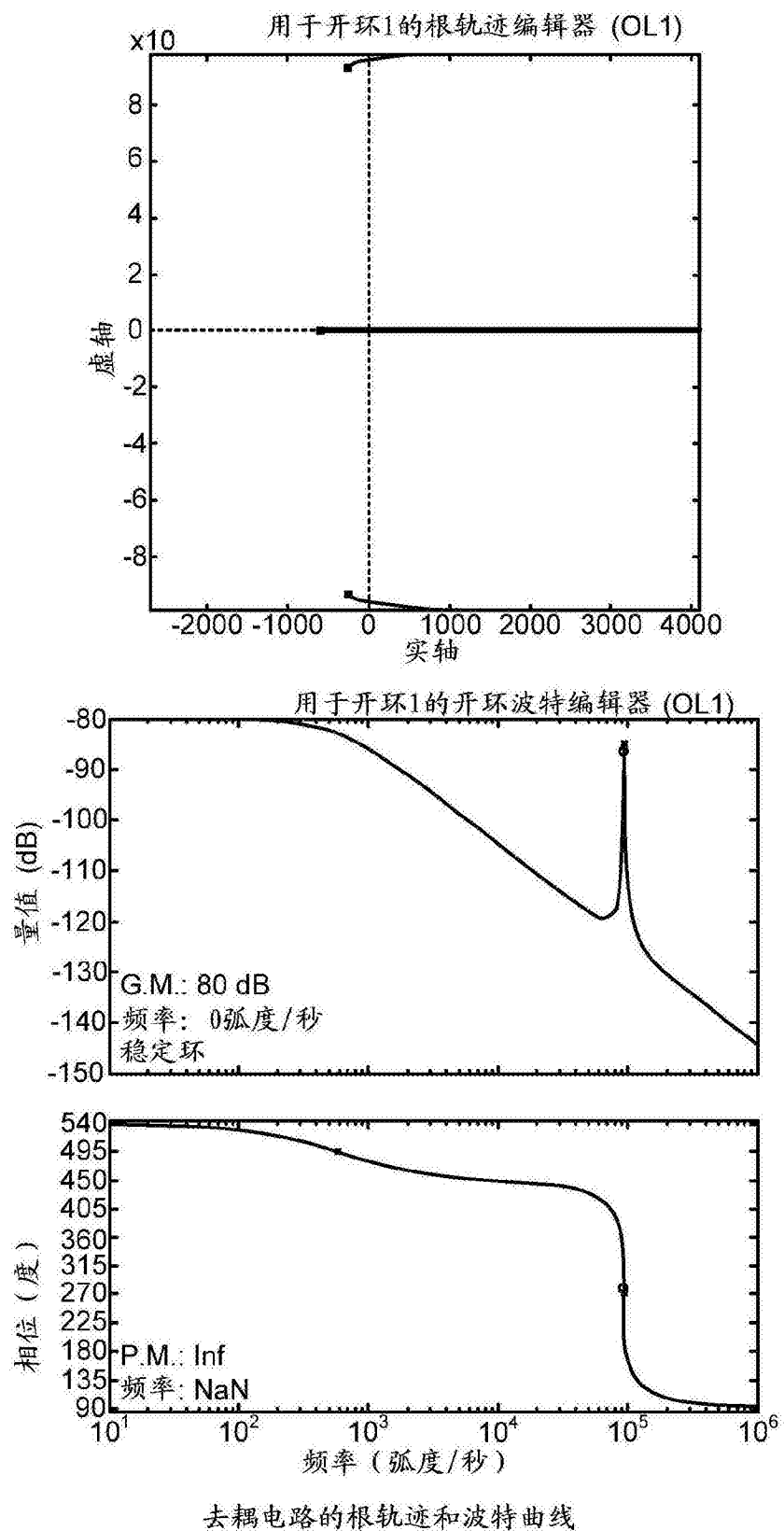
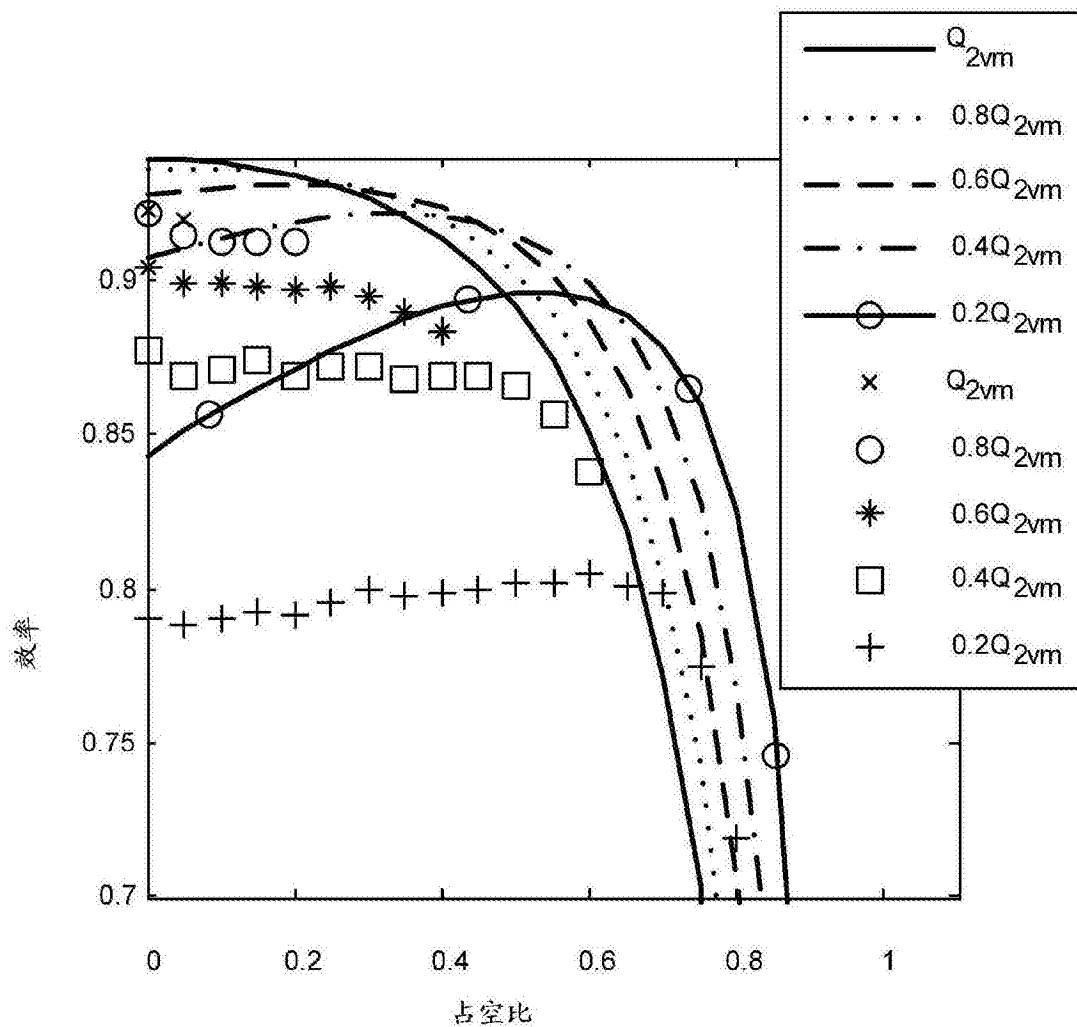


图27

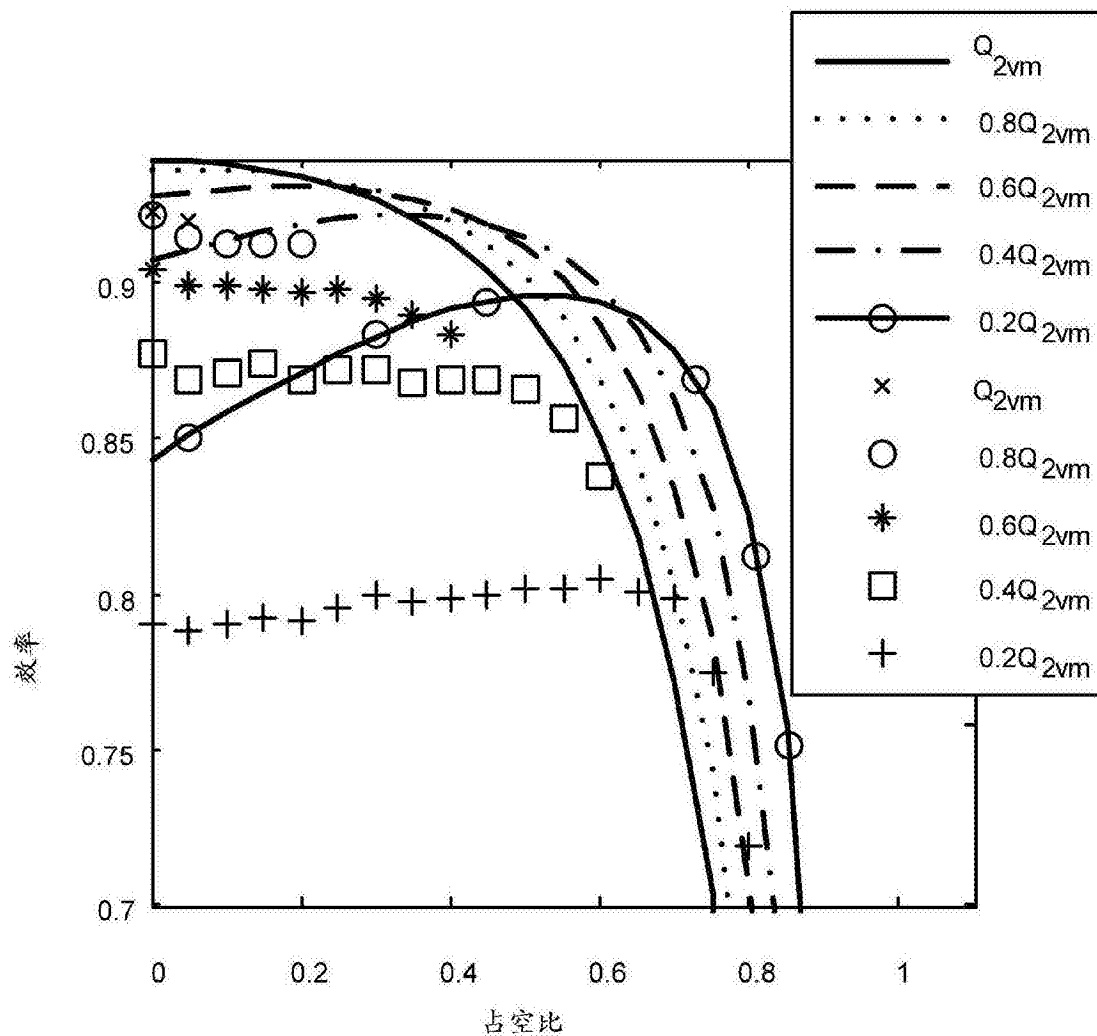


在  $k=1.14k_{\min}$  ( $v=246\text{mm}$ ,  $h=0\text{mm}$ ) 处的系统效率。

线代表解析计算的结果，而标记代表实验测量的结果。

该数据是针对不同的负载条件、当与最大  $Q_{2v}$  负载条件的百分比匹配时取得的。

图28

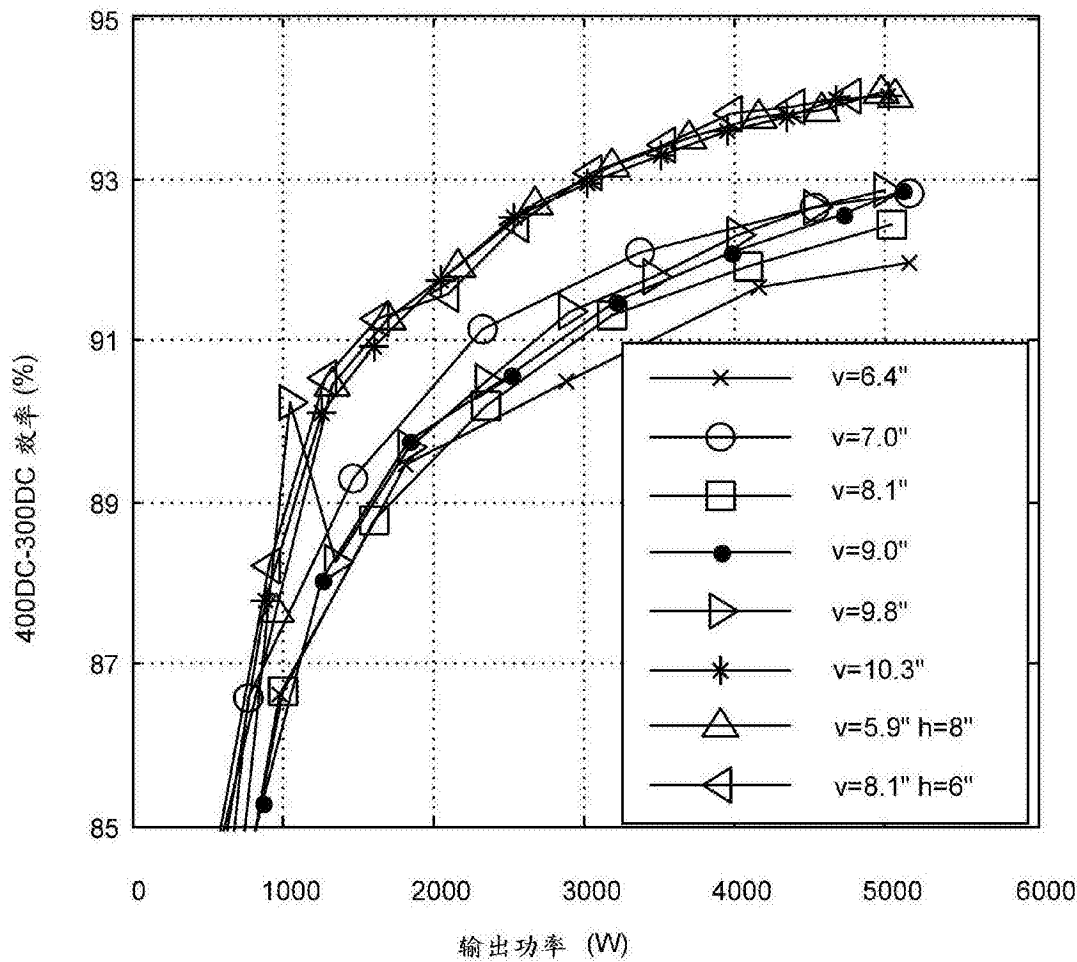


在  $k=2.0k_{\min}$  ( $v=172\text{mm}$ ,  $h=0$ ) 处的系统效率。

线代表解析计算的结果，而标记代表实验测量的结果。

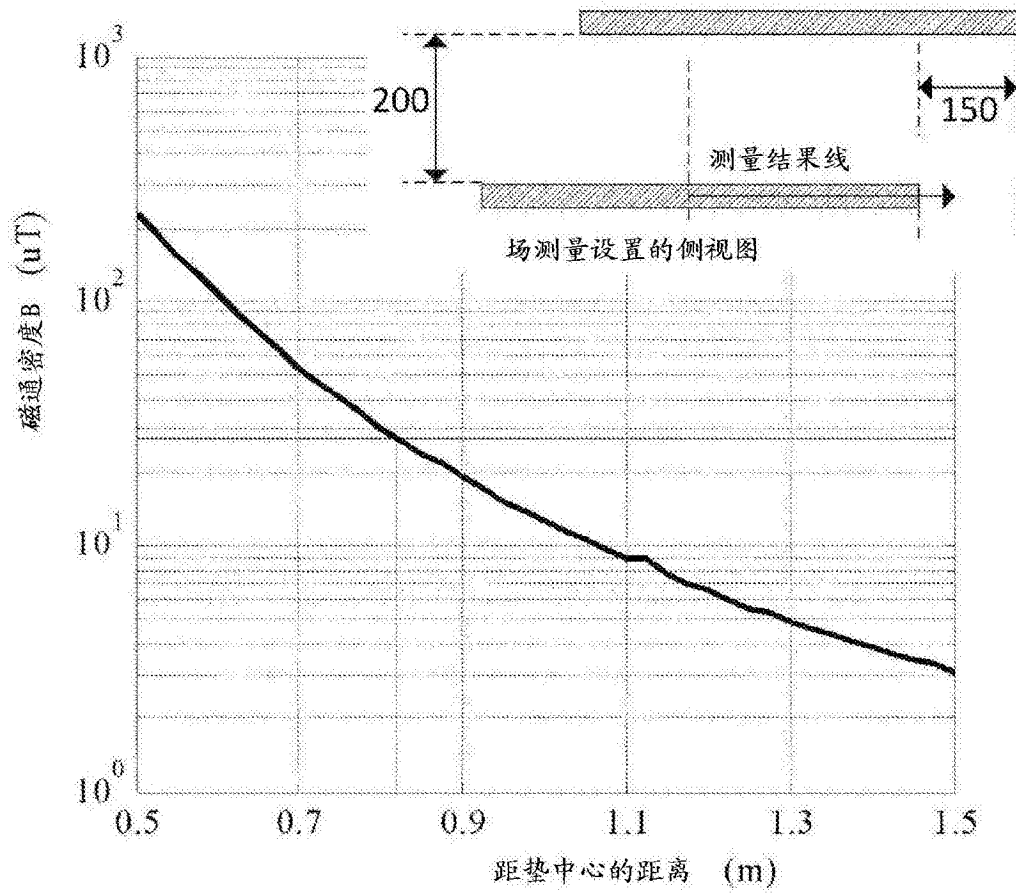
该数据是针对不同的负载条件，当与最大  $Q_{2v}$  负载条件的百分比匹配时取得的。

图29



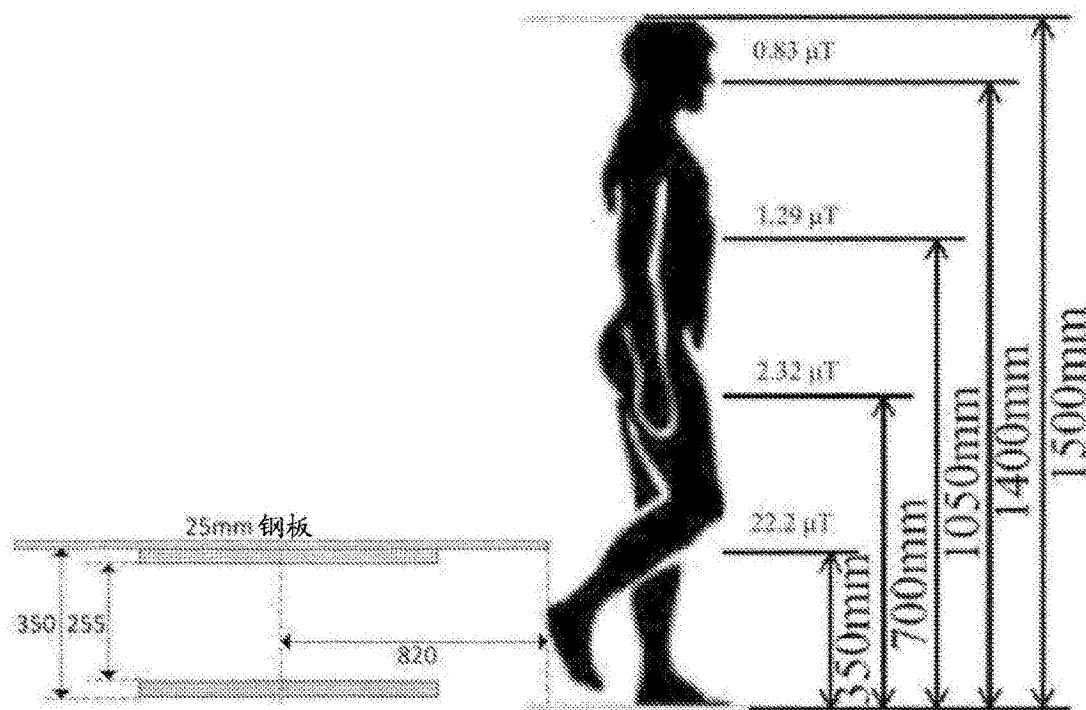
当输出电压被允许变化时的实际总系统效率测量结果。  
当DC输出为300V时发生5kW传输。

图30



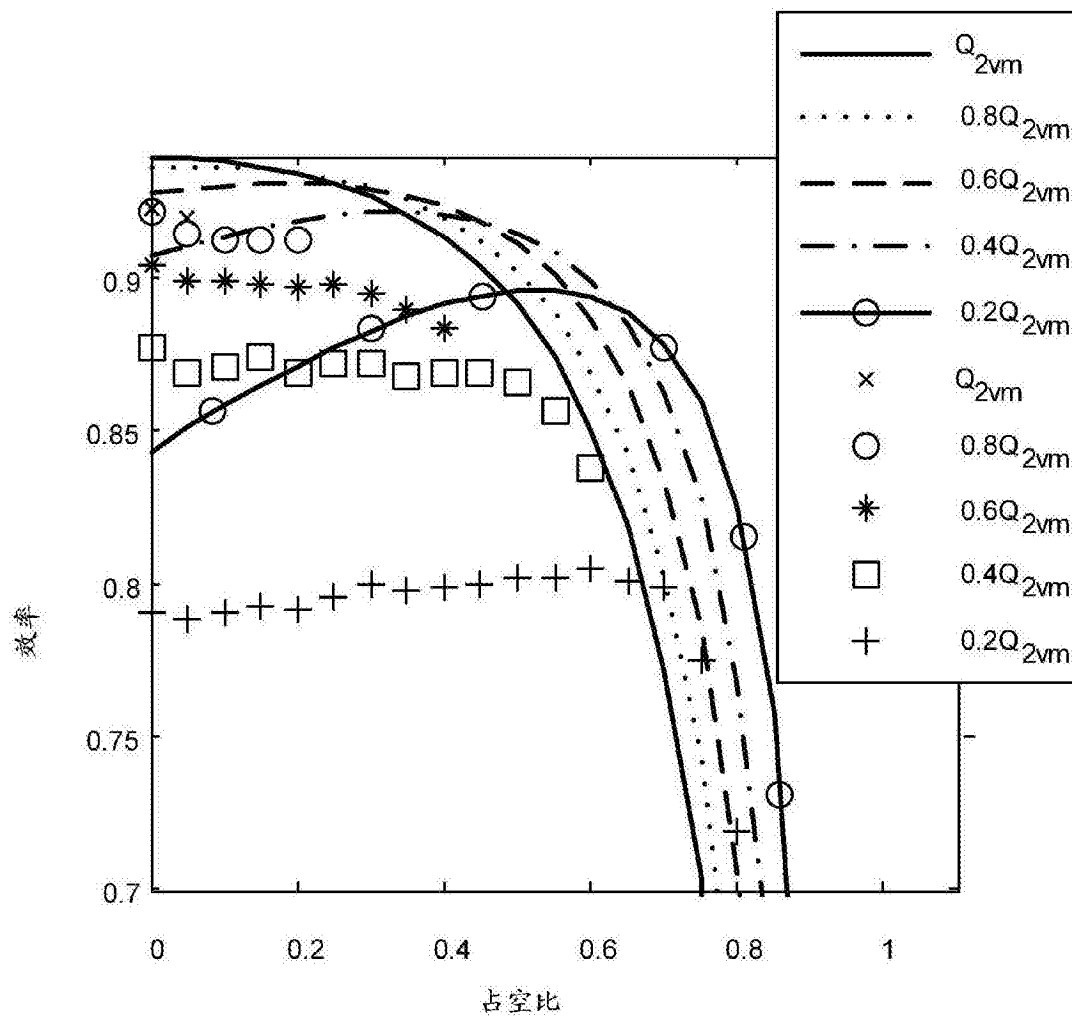
在最坏条件下工作的5kW系统的磁场测量结果。  
在200mm的竖直高度和150mm的水平失准处找到最高场强。

图31



从1500mm高的女性人体上的4个测量点进行的身体平均测量。  
在255mm的竖直高度和零水平失准处找到最高场强。

图32

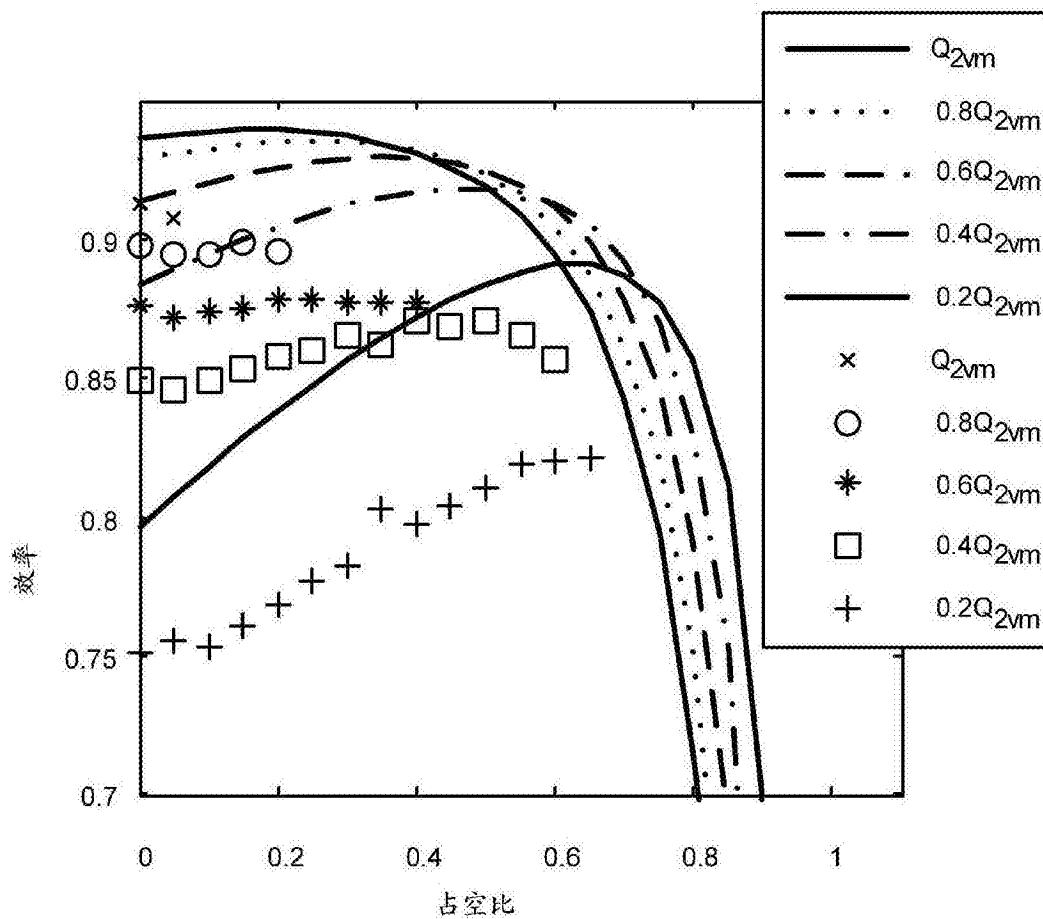


在  $k=1.14k_{\min}$  ( $v=246\text{mm}$ ,  $h=0\text{mm}$ ) 处的系统效率。

线代表解析计算的结果，而标记代表实验测量的结果。

该数据是针对不同的负载条件、当与最大  $Q_{2v}$  负载条件的百分比匹配时取得的。

图33

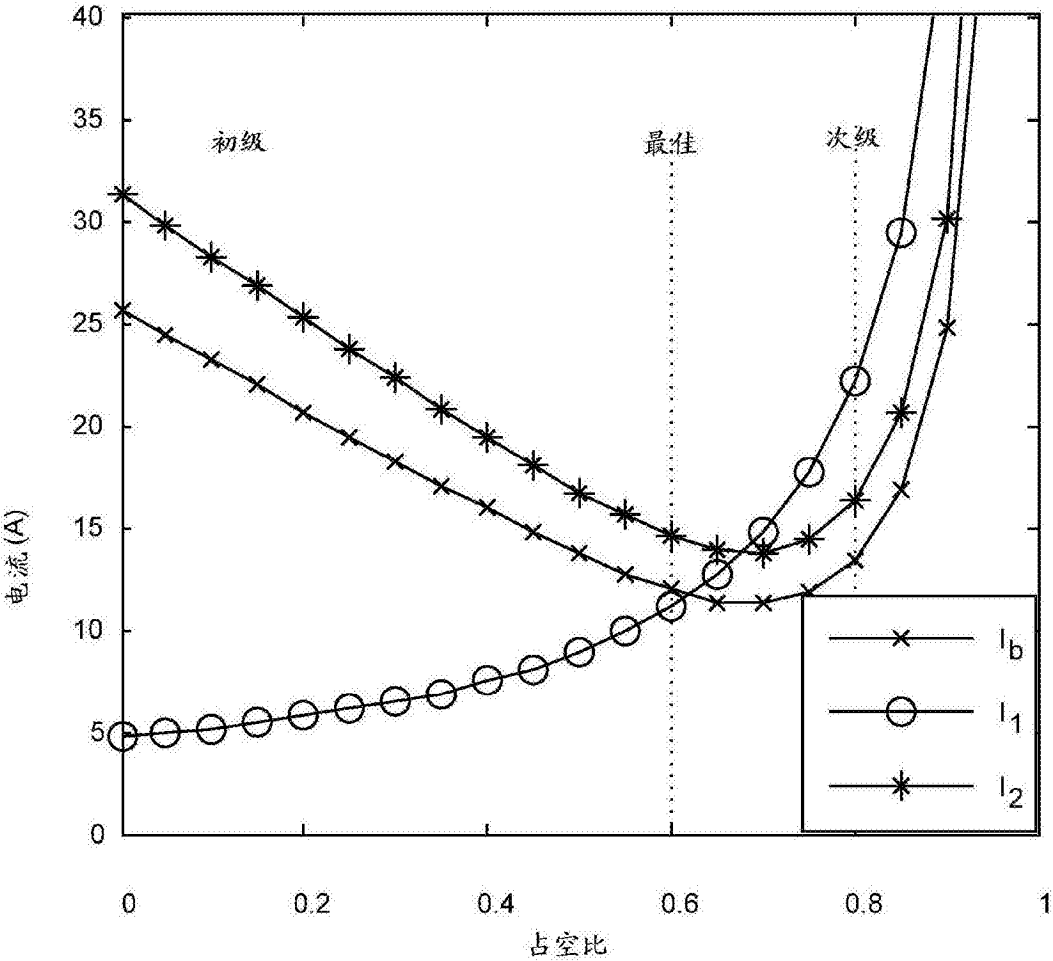


在 $k=2.0k_{\min}$  ( $v=172\text{mm}$ ,  $h=0$ )处的系统效率。

线代表解析计算的结果，而标记代表实验测量的结果。

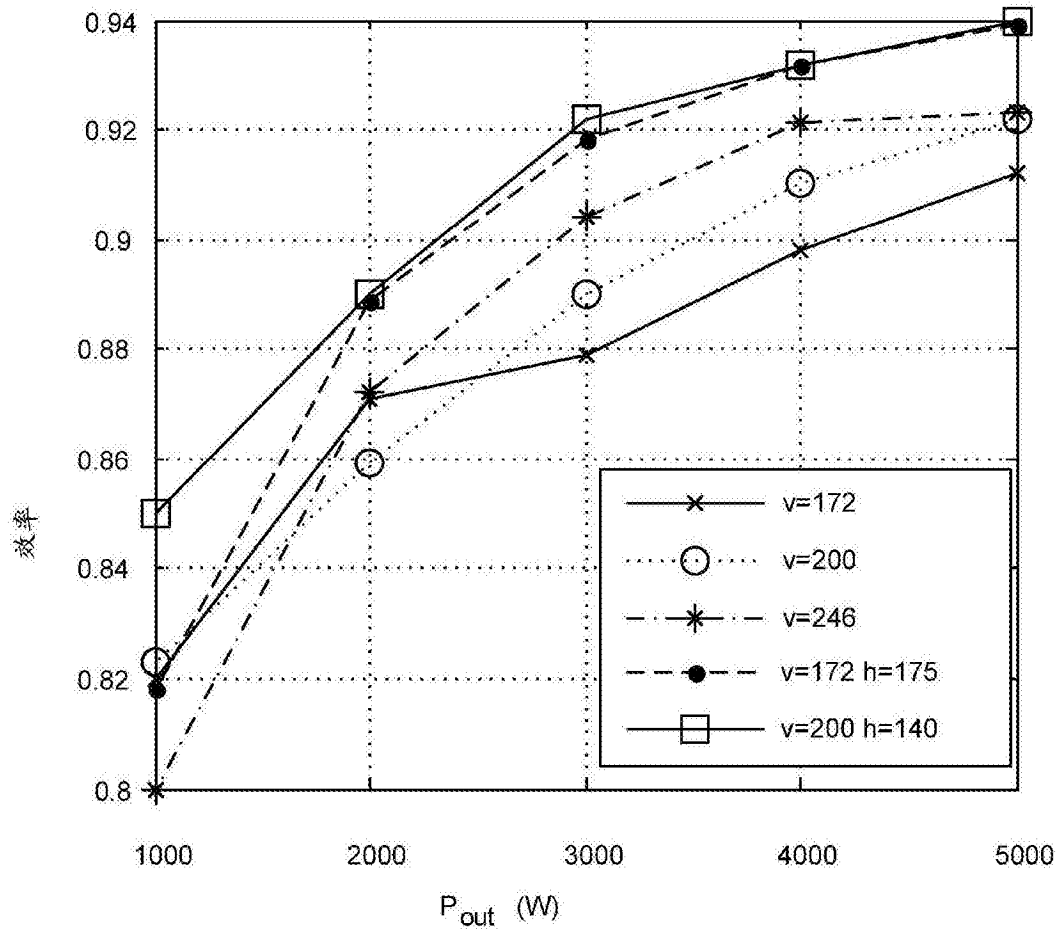
该数据是针对不同的负载条件，当与最大 $Q_{2v}$ 负载条件的百分比匹配时取得的。

图34



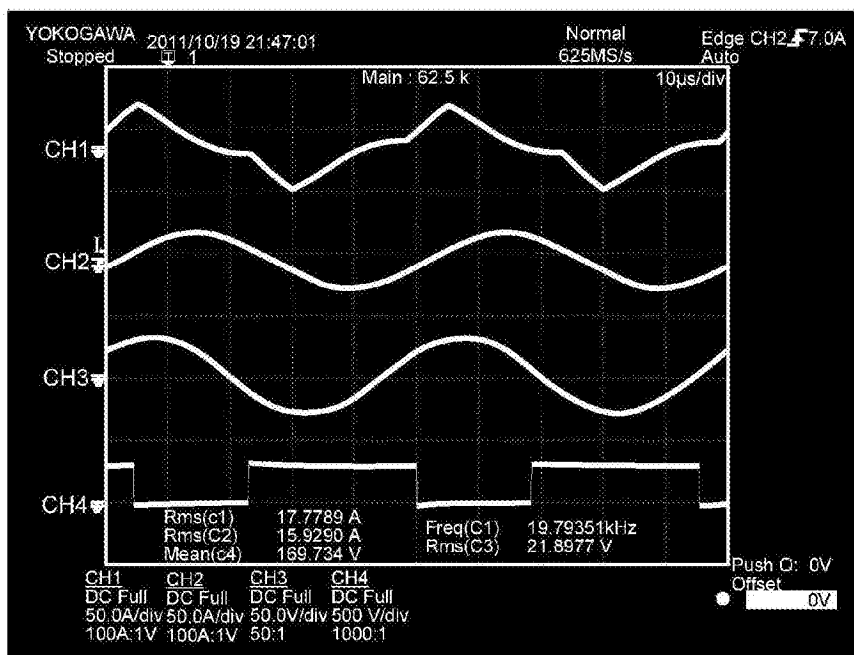
对于 $Q_{2v}=0.2Q_{2vm}$ 和 $k=2k_{min}$ 的波形 $i_b$ 、 $i_1$ 和 $i_2$ 的电流值

图35

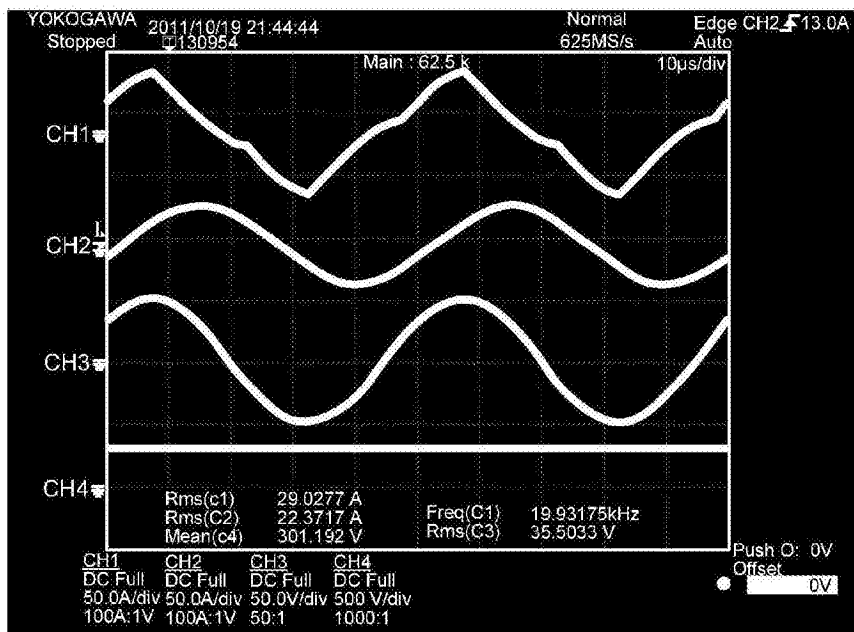


在宽范围的工作条件下的效率测量结果。  
 $V=172$ 针对具有零失准的172mm的竖直高度。  
 $V=200$ 针对200mm的竖直高度和140mm的水平失准。

图36



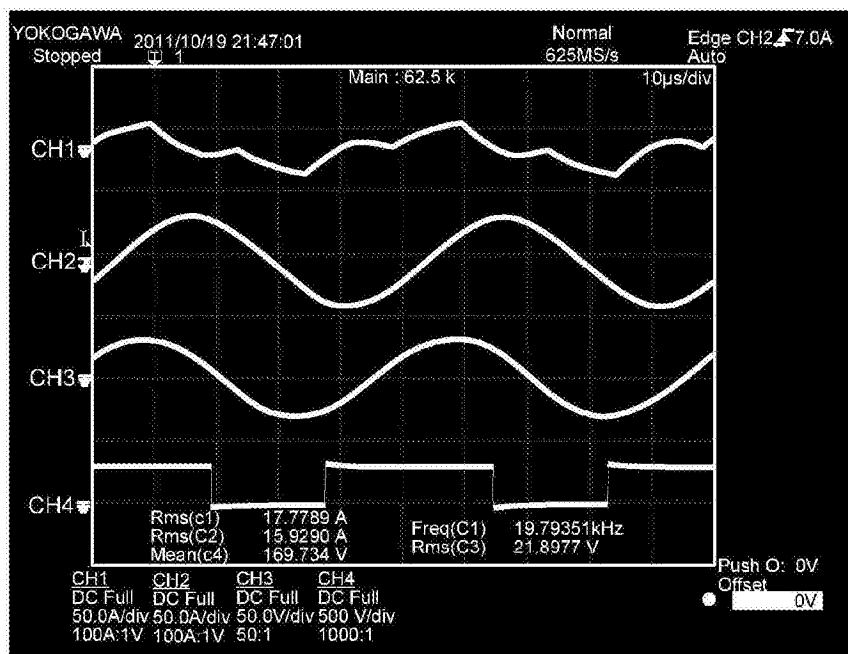
(a)



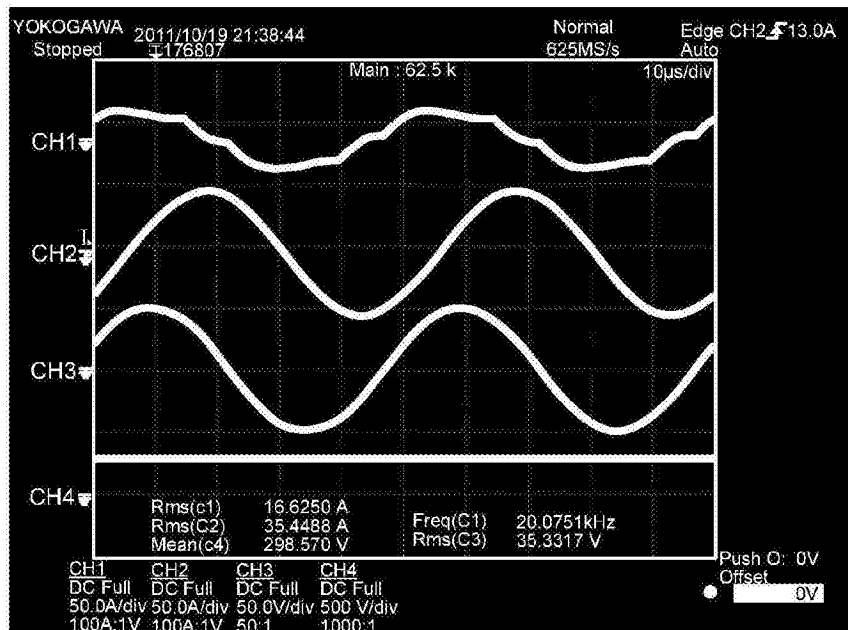
(b)

在 $v=246\text{mm}$   $h=0\text{mm}$ 处, (a)  $P=2\text{kW}$ , (b)  $P=5\text{kW}$ 。从上到下的轨迹,  
 $i_b$  (图11),  $i_1$  (图11),  $i_2$  (图29) 和  $V_s$  (图29) (占空比的倒数)。

图37



(a)



(b)

在 $v=246\text{mm}$   $h=0\text{mm}$ 处, (a)  $P=2\text{kW}$ , (b)  $P=5\text{kW}$ 。从上到下的轨迹,  
 $i_b$  (图11),  $i_1$  (图11),  $i_2$  (图29) 和  $V_s$  (图29) (占空比的倒数)。

图38

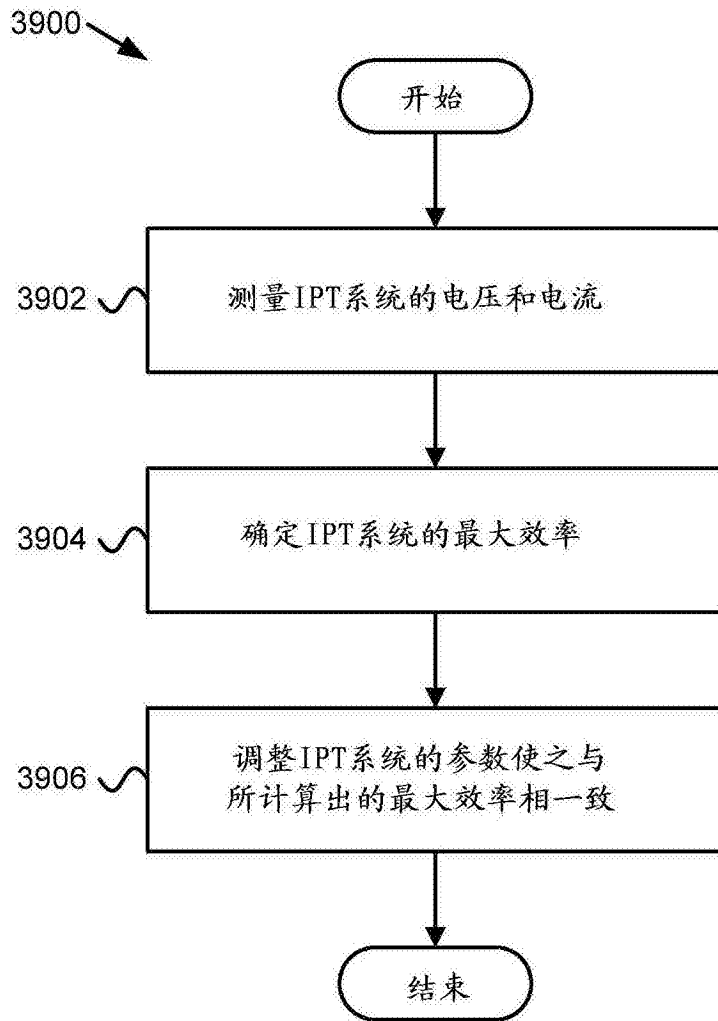


图39

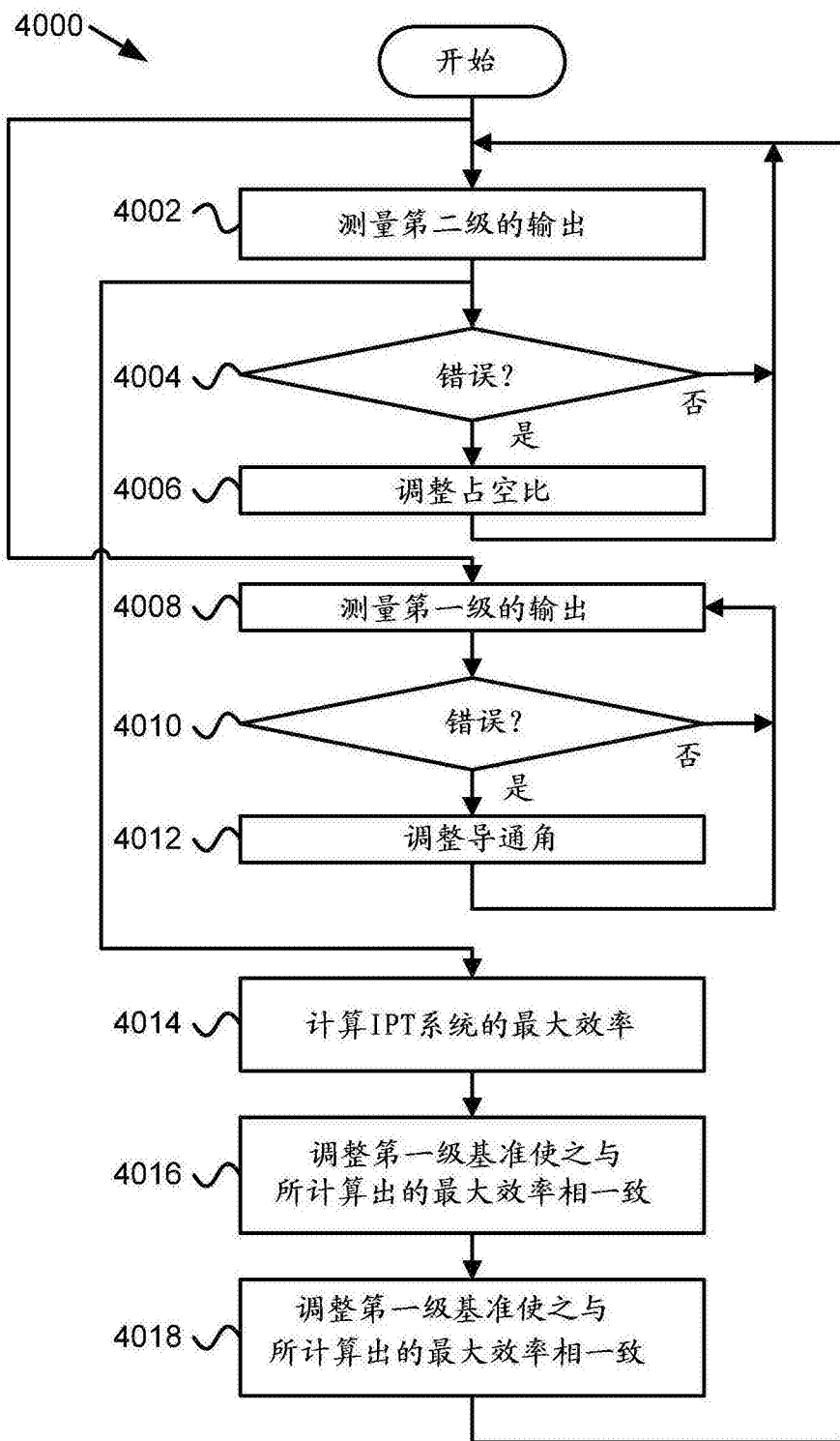


图40