



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104953683 B

(45)授权公告日 2019.02.15

(21)申请号 201510146684.0

(22)申请日 2015.03.31

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104953683 A

(43)申请公布日 2015.09.30

(30)优先权数据
14162789.3 2014.03.31 EP

(73)专利权人 ABB瑞士股份有限公司
地址 瑞士巴登

(72)发明人 R. 博斯哈德 J.W. 科拉
F. 卡纳勒斯 B. 古吉斯伯格 G. 冈
B. 旺斯

(74)专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公
司 72001
代理人 叶晓勇 刘春元

(51)Int.Cl.

H02J 7/02(2016.01)

H02J 50/10(2016.01)

(56)对比文件

WO 2012005607 A2,2012.01.12,

US 2014015330 A1,2014.01.16,

US 2013088088 A1,2013.04.11,

US 2013057200 A1,2013.03.07,

CN 102315698 A,2012.01.11,

CN 102969776 A,2013.03.13,

审查员 苏建明

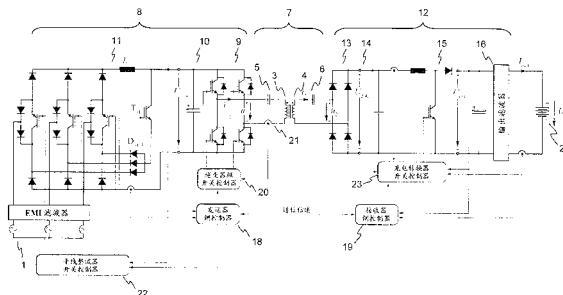
权利要求书3页 说明书12页 附图8页

(54)发明名称

感应功率传递系统以及用于操作感应功率传递系统的方法

(57)摘要

本发明题为感应功率传递系统以及用于操作感应功率传递系统的方法。感应功率传递系统、具体来说是电池充电系统包括:发送器线圈和接收器线圈;发送器侧功率转换器,包括向发送器侧dc母线供电并且控制发送器侧dc母线电压的干线整流器级;发送器侧逆变器级,具有切换频率,向发送器线圈提供交变电流;接收器侧功率转换器,包括对接收器线圈中感应的电压进行整流并且向接收器侧dc母线供电的接收器侧整流器级以及控制接收器侧dc母线电压的接收器侧充电转换器;功率控制器,从功率传递的功率传递效率来确定发送器和接收器侧dc母线电压的参考值;逆变器级切换控制器,控制切换频率,以降低发送器侧逆变器级中的损耗。



1. 一种感应功率传递系统、具体来说是电池充电系统,用于将电功率从可连接到干线(1)的发送器侧子系统提供给可连接到负载(2)的接收器侧子系统,所述系统包括

发送器线圈(3)和接收器线圈(4);

发送器侧功率转换器(8),包括向发送器侧dc母线(10)供电的干线整流器级(11),并且设置成按照对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 来控制发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$;

发送器侧逆变器级(9),采用所述发送器侧逆变器级(9)的开关的可控关断时间以向所述发送器线圈(3)提供交变电流;

接收器侧功率转换器(12),包括对所述接收器线圈(4)中感应的电压进行整流并且向接收器侧dc母线(14)供电的接收器侧整流器级(13)以及设置成按照对应参考值 $U_{2,dc}^*$ 来控制接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的接收器侧充电转换器(15);

一个或多个功率控制器(19,18),设置成确定指示所述功率传递的功率传递效率的值,并且从指示所述功率传递效率的这个值来计算所述发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和所述接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的所述对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$;

逆变器级切换控制器(20),设置成控制所述发送器侧逆变器级(9)的所述开关的关断时间,以便至少大致使所述发送器侧逆变器级(9)中的切换损耗为最小。

2. 如权利要求1所述的感应功率传递系统,包括用于将所述发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的所述对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 从所述接收器侧子系统传送给所述发送器侧子系统的通信信道(17)。

3. 如权利要求1或2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中指示所述功率传递效率的值是所述发送器线圈(3)与接收器线圈(4)之间的磁耦合(k)。

4. 如权利要求1或2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中从输入到所述发送器侧逆变器级(9)或者所述发送器线圈(3)中的输入功率 P_{in} 的测量以及由所述接收器线圈(4)或者所述接收器侧整流器级(13)所输出的接收功率 P_{out} 的测量来计算指示所述功率传递效率的值。

5. 如权利要求1或2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中所述发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和所述接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的所述对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$ 中的至少一个从查找表来确定,其中从离线计算所得到的参考值作为发送器和接收器线圈电流以及所述发送器侧逆变器级(9)的切换频率 f_{sw} 的函数来存储。

6. 如权利要求1-2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中所述一个或多个功率控制器(19,18)配置成

从负载电流 I_{batt} 与所述负载电流的参考值 I_{batt}^* 之间的测量差来计算所述接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的所述对应参考值 $U_{2,dc}^*$;以及

从所述负载电流的所述参考值 I_{batt}^* 和负载电压 U_{batt} 的测量值来计算所述发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的所述对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 。

7. 如权利要求1-2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中所述逆变器级切换控制器(20)设置成在接近所述发送器的谐振频率 f_0 的感应区域中控制所述发送器侧逆变器级(9)使切断电流 $i_{1,off}$ 对应于换向时的所述发送器线圈电流 $i_1(t)$ 的值,其是使所述发送器侧逆变器级(9)的切换损耗为最小的值。

8. 如权利要求1-2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中所述逆变器级切换控制

器(20)设置成控制所述发送器侧逆变器级(9)的所述开关的所述关断时间以使切断电流 $i_{1,off}$ 跟随切断电流参考值。

9.如权利要求1-2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中所述逆变器级切换控制器(20)设置成估计所述发送器侧逆变器级(9)的所述开关中的功率损耗,并且执行迭代搜索过程,从而改变所述发送器侧逆变器级(9)的所述开关的所述关断时间,以使所述功率损耗为最小。

10.如权利要求1-2中的任一项所述的感应功率传递系统,其中所述逆变器级切换控制器(20)设置成将所述发送器侧逆变器级(9)的所述开关对所述发送器线圈电流 $i_1(t)$ 的所述关断时间控制成相对于所述发送器侧逆变器级(9)的输出电压 $u_1(t)$ 具有恒定相移。

11.一种感应功率传递系统的发送器侧子系统,可连接到干线(1)并且能够向接收器侧子系统提供电功率,所述发送器侧子系统包括

发送器线圈(3);

发送器侧功率转换器(8),包括向发送器侧dc母线(10)供电的干线整流器级(11),并且设置成按照对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 来控制发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$,以及

发送器侧逆变器级(9),采用所述发送器侧逆变器级(9)的开关的可控关断时间以向所述发送器(3)线圈提供交变电流;

发送器侧通信部件,用于从所述接收器侧子系统接收所述发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的所述对应参考值 $U_{1,dc}^*$;

逆变器级切换控制器(20),设置成控制所述发送器侧逆变器级(9)的所述开关的关断时间,以便至少大致使所述发送器侧逆变器级(9)中的切换损耗为最小。

12.一种感应功率传递系统的接收器侧子系统,所述接收器侧子系统可连接到负载(2),并且能够从发送器侧子系统接收电功率,所述接收器侧子系统包括

接收器线圈(4);

接收器侧功率转换器(12),包括对所述接收器线圈(4)中感应的电压进行整流并且向接收器侧dc母线(14)供电的接收器侧整流器级(13)以及设置成按照对应参考值 $U_{2,dc}^*$ 来控制接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的接收器侧充电转换器(15);

接收器侧控制器(19),设置成确定指示所述功率传递的功率传递效率的值,并且从指示所述功率传递效率的这个值来计算发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和所述接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$;

接收器侧通信部件,用于从所述接收器侧子系统向所述发送器侧子系统传送所述发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的所述对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 。

13.一种用于控制感应功率传递系统、具体来说为电池充电系统的方法,所述感应功率传递系统用于将电功率从可连接到干线(1)的发送器侧子系统提供给可连接到负载(2)的接收器侧子系统,所述感应功率传递系统包括

发送器线圈(3)和接收器线圈(4);

发送器侧功率转换器(8),包括干线整流器级(11),其用来向发送器侧dc母线(10)供电;

发送器侧逆变器级(9),采用所述发送器侧逆变器级(9)的开关的可控关断时间以向所述发送器线圈(3)提供交变电流;

接收器侧功率转换器(12),包括对所述接收器线圈(4)中感应的电压进行整流并且向接收器侧dc母线(14)供电的接收器侧整流器级(13)以及设置成按照对应参考值 $U_{2,dc}^*$ 来控制接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的接收器侧充电转换器(15);

所述方法包括下列步骤:

确定指示所述功率传递的功率传递效率的值,并且从指示所述功率传递效率的这个值来计算发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$;

控制所述干线整流器级(11)使所述发送器侧dc母线(10)的所述发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 跟随所述对应参考值 $U_{1,dc}^*$;

控制所述接收器侧充电转换器(15)使所述接收器侧dc母线(14)的所述接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 跟随所述对应参考值 $U_{2,dc}^*$;

控制所述发送器侧逆变器级(9)的所述开关的所述关断时间,以便至少大致使所述发送器侧逆变器级(9)中的切换损耗为最小。

感应功率传递系统以及用于操作感应功率传递系统的方法

技术领域

[0001] 本发明涉及感应功率传递系统,具体来说涉及用于将充电能量无线传送给电动车辆的电池充电系统以及用于操作这种功率传递或充电系统的方法。

背景技术

[0002] 设计用于电动车辆(EV)的感应充电系统采用发送器线圈,其放置于或者嵌入路面,以便经由路面与车辆之间的空气隙将充电能量传送给安装到EV的底板的接收器线圈。与传统变压器相似,发送器线圈的绕组中的交变电流用来产生传递充电能量所需的磁通量。由于技术固有的大空气隙,这个变压器的漏通量较高。已知的是,如果一个或多个谐振补偿电容器连接到接收器线圈的端子,则传输的功率效率能够较高,而不管高漏通量。感应充电系统的典型结构在图1(a)中示出,其中具有发送器线圈3、5和补偿电容器6。其余参考标号的含意在其他附图的上下文中说明。这些电容器6形成具有接收器线圈4的电感的谐振电路。如果发送器线圈3携带具有基频(其对应于接收器侧的谐振电路的谐振频率)的交变电流,则功率以高效率来传递。整流器13和无源滤波器组件16通常连接到接收器电路的端子以产生稳定dc电压,由其对电池2充电。为了控制发送器线圈3中的电流,通常使用从恒定dc母线10所提供的全桥逆变器9。其他技术、例如三级中性点钳位转换器也是可能的,但是很少使用,因为EV电池充电的感兴趣电压通常比充分利用与三级拓扑的闭锁电压有关的较低要求所需的要低。为了降低从逆变器所需的无功功率,另一个谐振电容器5能够连接到发送器线圈3的端子。这个第二电容器的电容值通常选择成使得所需无功功率在接收器侧谐振频率下为最小,即,使得由两个发送器线圈3和4、谐振电容器5和6以及负载2所组成的电路的输入阻抗在接收器电路的谐振频率下呈现欧姆性。如果需要,则附加滤波器元件连接在发送器侧或接收器功率转换器之间,以降低发送器线圈中的电流所引起的杂散场。发送器8的全桥逆变器9通常接近谐振频率来切换,其中桥臂的相移接近 180° 。通常在操作之前执行实验以确定实际充电系统上的谐振频率,或者备选地在操作期间从实时测量来估计谐振频率。这是必要的,因为谐振频率因组件的公差、温度漂移或者因接收器线圈相对发送器线圈的未对齐而能够偏离其预计值。全桥逆变器9的切换频率则能够使用所测量或估计的谐振频率来调整到实际工作条件。

[0003] 对于电池充电,要求能够控制电池电流。通常,电池按照电流和电压剖面来充电,其基于电池的充电电流和电压应力的限制来指定,并且适合电池的荷电状态。常见充电方案在图1(b)中示出。充电剖面也能够设计成包括其他方面,例如充电周期期间的能量消耗的最小化或者充电过程所需的时间的最小化。通常,dc-dc转换器15串联连接到接收器的整流器的dc母线。dc-dc转换器15然后经由低通滤波器16连接到电池,以便消除充电电流的切换频率纹波。转换器用来按照充电剖面来控制电池电流或者施加到电池的电压。相应地,必须从发送器传递给接收器线圈4的功率不是恒定的,而是取决于电池2的荷电状态。因为谐振系统的传递特性能够呈现某个负载相关性,所以在发送器侧的全桥逆变器9必须能够适合实际负载条件。另外,谐振系统的传递特性能够因接收器线圈4相对发送器线圈3(参见图

4、图5)的未对齐、因组件公差或者因参数漂移而发生变化。因此,全桥逆变器9还必须能够适合因这些不定性引起的实际传递特性。按照现有技术,两种自适应通常均通过逆变器切换频率的调整来实现。例如,如果谐振频率因线圈未对齐而增加,则必须跟踪实际谐振点,并且必须相应地增加切换频率,以便保持高效率。如果输出功率降低,则切换频率必须偏移到一个频率区域,其中如在全桥逆变器的输出端子所看到的谐振系统的输入阻抗是电感性的,以便保持谐振电路的输出处的恒定电压。虽然这确保全桥逆变器的功率半导体的零电压切换(ZVS)并且引起低切换损耗,但是它导致谐振电路中的附加导电损耗。由于谐振电路的电感输入特性,增加的无功功率量在这种操作模式从全桥逆变器来吸取。这引起两种线圈中的无功电流分量,其还导致除了电流的所需有功分量所引起的损耗之外的导电损耗。此外,必须由全桥逆变器9的半导体来关断的电流也因无功电流分量而增加,其根据所采用的半导体类型还能够引起附加切换损耗。在EV电池充电的感兴趣功率和电压级,绝缘栅双极晶体管(IGBT)常常是有功功率半导体的优先选择,因为它提供成本优点和高可靠性。但是,如G. Ortiz、H. Uemura、D. Bortis、J. W. Kolar和O. Apeldoorn的“Modeling of Soft-Switching Losses of IGBTs in High-Power High-Efficiency Dual-Active-Bridge DC/DC Converters”(IEEE Trans. Electron Devices, vol. 60, no. 2, 第587-597页, 2013年2月)中所述,IGBT结中存储的电荷能够引起高尾电流,其能够导致显著切换损耗,而不管ZVS条件。具体来说,在低输出功率功率转换的效率能够被这些影响显著降低。

[0004] 为了向发送器侧的全桥逆变器9的输入处的dc母线供电,通常使用具有功率因数校正(PFC)、具有电磁干扰(EMI)滤波器的干线整流器。设计用于EV电池充电的感兴趣功率级的感应充电系统通常从三相干线来馈电。这种感应充电系统的结构在图1(a)中示出。适当转换器拓扑包括具有三个桥臂(其连接到干线1的三相)的干线整流器11。为了控制干线整流器11的输出电压,采用有功功率半导体开关、通常为具有反并联二极管的IGBT以及连接到PFC整流器的三个输入端子的每个的电感器来实现桥臂。多个备选转换器拓扑存在,其中可能具有更少半导体开关或者dc环节中只有单个电感器。典型PFC整流器能够以高于干线线间电压的峰值所给出的某个最小值的电平来产生可控dc电压,同时保持所有三相中的正弦输入电流。因此,它称作升压型PFC整流器。其他转换器拓扑存在,其能够产生低于干线电压的峰值所给出的某个最大值的输出电压。这些通常称作降压型PFC整流器。在T. Nussbaumer、M. Baumann、J. W. Kolar的“Comprehensive Design of a Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier”(IEEE Trans. Power Electronics, vol. 22, no. 2, 第551-562页, 2007年3月)中描述一个示例。作为第三备选方案,例如CH698918提供一种降压+升压型PFC整流器,其允许提供高于或低于干线电压的峰值所给出的极限的dc环节电压。当然,同样的功能性也能够通过具有级联降压转换器的升压型PFC整流器来实现,从而产生升压+降压型PFC整流器。在转换器的可实现转换效率和功率密度方面存在降压+升压型与升压+降压型PFC整流器结构之间的折衷,其应当连同应用及其要求一起来考虑。

[0005] 干线整流器级11的可变dc母线10的电压提供适合接收器侧的可变负载条件的另一种方法。在这种情况下,对输出电压的控制不再需要全桥逆变器的切换频率的变化,并且切换频率因此能够恒定地保持在振荡回路的谐振频率,这产生纯有功电流。这能够显著降低半导体器件、谐振电容器中以及发送器线圈中的导电损耗。但是,全桥逆变器的功率半导体的切换损耗因IGBT的高尾电流而仍然会比较高。它们能够呈现系统设计中的限制因素,

并且因高冷却要求而使转换器的紧凑实现是困难的。另外,例如在B. Goeldi、S. Reichert和J. Tritschler的“Design and Dimensioning of a Highly Efficient 22 kW Bidirectional Inductive Charger for E-Mobility”(Proc. Int. Exhibition and Conf. for Power Electronics (PCIM Europe), 2013, 第1496-1503页)中,可调整dc母线电压通过串联连接到PFC整流器的dc-dc转换器来产生。虽然这个结构提供较高模块性,但是这个系统效率被较多数量的转换级降低。另外,用于级联系统的较多数量的组件使系统的紧凑实现是棘手的。

发明内容

[0006] 因此,本发明的一个目标是提供一种功率传递系统、具体来说是一种感应充电系统以及一种控制方法,其在大范围的工作条件、输出功率以及——对于充电系统——电荷状态相关的电池电压中产生功率传递充电过程的高效率。另一目的在于,感应充电系统呈现对线圈未对齐的大容限以及相对组件公差和参数漂移的高健壮性。

[0007] 这些目的的至少一个通过按照对应独立权利要求的一种感应功率传递系统、发送器侧子系统、接收器侧子系统和/或一种用于控制感应功率传递系统的方法来实现。

[0008] 用于将电力从发送器侧子系统(其可连接到干线)提供给接收器侧子系统(其可连接到负载)的感应功率传递系统、具体来说是在电池充电系统包括:

[0009] ●发送器线圈和接收器线圈;

[0010] ●发送器侧功率转换器,包括向发送器侧dc母线供电的干线整流器级,并且设置成按照对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 来控制发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$;

[0011] ●发送器侧逆变器级,具有发送器侧逆变器级的开关的可控关断时间以向发送器线圈提供交变电流(以等于或接近发送器线圈和接收器线圈的谐振频率的频率和任何谐振补偿);

[0012] ●接收器侧功率转换器,包括对接收器线圈中感应的电压进行整流并且向接收器侧dc母线供电的接收器侧整流器级以及设置成按照对应参考值 $U_{2,dc}^*$ 来控制接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ (由此控制负载的充电电流)的接收器侧充电转换器;

[0013] ●一个或多个功率控制器,设置成确定指示功率传递的功率传递效率的值,并且从指示功率传递效率的这个值来计算发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$;

[0014] ●逆变器级切换控制器,设置成控制发送器侧逆变器级的开关的关断时间,以便至少大致使发送器侧逆变器级发送器侧逆变器级中的切换损耗为最小。

[0015] 功率传递效率能够是馈入发送器线圈的电力与从接收器线圈所吸取的电力之间的比率。这些功率值的一个或两者能够分别通过从发送器侧dc母线所吸取并且进入发送器侧逆变器级的功率或者通过从接收器侧整流器级所吸取并且进入接收器侧dc母线的功率来取代。另外,能够沿干线与电池之间的转换器链来测量的其他功率值能够用于控制和优化功率传递效率。

[0016] 通过控制两个dc母线电压 $U_{1,dc}$ 、 $U_{2,dc}$ (两个控制变量)功率,功率控制器允许控制功率传递效率以及进入负载的功率流(两个状态变量)。进入负载的功率流与负载电流有直接联系。能够计算参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$,以确保功率传递效率为最高。

[0017] ●如果指示功率传递效率的值是正确的,即,如果它对应于实际功率传递效率,则除了进入负载的预期功率流之外,将两个dc母线电压 $U_{1,dc}$ 、 $U_{2,dc}$ 控制成跟随其参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$ 还将产生最大功率传递效率。

[0018] ●但是,如果指示功率传递效率的值不正确,则两个dc母线电压的参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$ 将不产生最佳功率传递(进入负载的功率流仍然会控制成跟随预期功率流)。如所述的逆变器级切换控制器这时补偿这个差异,并且使功率传递恢复到其最佳状态。

[0019] 由此,系统对于因接收器线圈相对发送器线圈的未对齐、因组件公差或者因参数漂移引起的谐振电路的变化作出反应。

[0020] 换言之,发送器侧dc母线电压采用干线整流器级来调节,以及接收器侧dc母线电压采用接收器侧充电转换器来调节,使得电池电流按照其参考值,同时传输和接收器线圈中的功率损耗为最小。控制(离线预先计算或者实时得出)在降低输出功率的阶段期间也使得发送器侧功率转换器所提供的无功功率始终较小并且功率转换的效率较高。

[0021] 此外,能够调节发送器线圈中的交变电流的频率,以补偿因线圈未对齐、组件公差或参数漂移引起的谐振电路的变化。其优点在于,能够控制发送器侧逆变器级的功率半导体的切换条件,使得切换功率损耗为最小。

[0022] 控制能够按照如下方式来实现:只有需要经由通信信道来传送的所需变量是参考值而不是测量,这使系统极为健壮。

[0023] 总之,如果切换频率调节成按照IPT环节的谐振频率以及两个dc环节电压 $U_{1,dc}$ 和 $U_{2,dc}$ 用来控制输出功率,则能够实现最佳或近最佳传输。

[0024] 发送器和接收器能够隔开某个空气隙。如果本发明应用于感应充电系统,则情况会是这样。本发明允许补偿发送器与接收器线圈之间的耦合的参数变化,并且也补偿其他参数。

[0025] 备选地,发送器和接收器能够是变压器的组成部分。变压器的杂散电感通过发送器和/或接收器侧的电容来补偿,从而形成谐振电路。本发明允许补偿因老化、温度变化等引起的参数变化。其余说明按照感应充电系统进行,但是要理解,它们也能够适用于具有除了电池之外的其他负载的其他隔离DC-DC转换器。

[0026] 如果功率传递系统的线圈是普通变压器的组成部分,则发送器和接收器侧子系统(包括各种控制器)能够是同一物理装置的组成部分。

[0027] 但是,如果发送器和接收器侧子系统是感应充电系统的组成部分,则它们实现为独立装置,并且需要这种通信信道。这个通信信道能够用来传送参考值 $U_{1,dc}^*$,如上所述。此外,对于理想实现,在接收器侧子系统要求来自发送器侧子系统的信息、例如磁耦合 k 或者输入功率 P_{in} 。但是,后一信息取决于缓慢变化——以数分钟至数小时至数天的范围的时间常数——的参数,并且因此对于从发送器侧到接收器侧子系统的通信的要求较低。

[0028] 接收器侧子系统能够包括接收器侧谐振补偿,其与接收器线圈形成具有谐振频率的谐振电路。作为接收器侧谐振补偿的补充或替代,该系统还能够包括在发送器线圈的发送器侧谐振补偿,其降低在谐振频率的谐振电路的无功功率需求。

[0029] 在一实施例中,感应功率传递系统包括用于将发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 从接收器侧子系统传送给发送器侧子系统的通信信道。

[0030] 在一实施例中,指示功率传递效率的值是发送器线圈与接收器线圈之间的磁耦合

(k)。

[0031] 在一实施例中,从输入到发送器侧逆变器级或发送器线圈中的输入功率 P_{in} 的测量以及接收器线圈或接收器侧整流器级所输出的接收功率 P_{out} 的测量来计算指示功率传递效率的值。

[0032] 在一实施例中,发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$ 中的至少一个从查找表来确定,其中从离线计算所得到的参考值作为发送器和接收器线圈电流以及发送器侧逆变器级的切换频率 f_{sw} 的函数来存储。

[0033] 在一实施例中,一个或多个功率控制器配置成

[0034] ●从负载电流 I_{batt} 与负载电流的参考值 I_{batt}^* 之间的测量差来计算接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的参考值 $U_{2,dc}^*$;以及

[0035] ●从负载电流的参考值 I_{batt}^* 和负载电压 U_{batt} 的测量值来计算发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 。

[0036] 一个或多个功率控制器的功能能够在单个控制器中实现或者分布于若干控制器。例如,接收器侧控制器能够确定参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$,并且将发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 传送给发送器侧控制器。备选地,接收器侧控制器能够计算中间值,并且将它传递给发送器侧控制器,其然后计算最终参考值。

[0037] 在一个实施例中,逆变器级切换控制器设置成在接近发送器的谐振频率 f_0 的感应区域中控制发送器侧逆变器级使切断电流 $i_{1,off}$ 对应于换向时的发送器线圈电流 $i_1(t)$ 的值,其是使发送器侧逆变器级的切换损耗为最小的值。

[0038] 在一实施例中,逆变器级切换控制器设置成控制发送器侧逆变器级的开关的关断时间以使切断电流 $i_{1,off}$ 跟随切断电流参考值。

[0039] 在给定发送器线圈电流 $i_1(t)$ 、切换频率 f_{sw} 和发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的测量的情况下,使功率半导体的切换损耗为最小的切换电流 $i_{1,off}$ 的最佳值能够从功率半导体的数学模型或者从查找表实时地估计。

[0040] 在一实施例中,逆变器级切换控制器设置成估计发送器侧逆变器级的半导体开关中的功率损耗,以及执行迭代搜索过程,从而改变开关的关断时间,以使功率损耗为最小。

[0041] 在一实施例中,逆变器级切换控制器设置成将发送器侧逆变器级的开关对发送器线圈电流 $i_1(t)$ 的关断时间控制成相对于发送器侧逆变器级的输出电压 $u_1(t)$ 具有恒定相移。

[0042] 可连接到干线并且能够向接收器侧子系统提供电力的感应功率传递系统的发送器侧子系统包括:

[0043] ●发送器线圈;

[0044] ●发送器侧功率转换器,包括向发送器侧dc母线供电的干线整流器级,并且设置成按照对应参考值 $U_{1,dc}^*$ 来控制发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$,以及

[0045] ●发送器侧逆变器级,具有发送器侧逆变器级的开关的可控关断时间以向发送器线圈提供交变电流;

[0046] ●发送器侧通信部件,用于从接收器侧子系统接收发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$;

[0047] ●逆变器级切换控制器,设置成控制发送器侧逆变器级的开关的关断时间,以便

至少大致使发送器侧逆变器级发送器侧逆变器级中的切换损耗为最小。

[0048] 感应功率传递系统的接收器侧子系统(其中接收器侧子系统可连接到负载,并且能够从发送器侧子系统接收电力)包括:

[0049] ●接收器线圈;

[0050] ●接收器侧功率转换器,包括对接收器线圈中感应的电压进行整流并且向接收器侧dc母线供电的接收器侧整流器级以及设置成按照对应参考值 $U_{2,dc}^*$ 来控制接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的接收器侧充电转换器;

[0051] ●接收器侧控制器,设置成确定指示功率传递的功率传递效率的值,并且从指示功率传递效率的这个值来计算发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$;

[0052] ●接收器侧通信部件,用于从接收器侧子系统向发送器侧子系统传送发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 。

[0053] 该方法用于控制用于将电力从发送器侧子系统(其可连接到干线)提供给接收器侧子系统(其可连接到负载)的感应功率传递系统、具体来说是电池充电系统,感应功率传递系统包括

[0054] ●发送器线圈和接收器线圈;

[0055] ●发送器侧功率转换器,包括干线整流器级,以向发送器侧dc母线供电;

[0056] ●发送器侧逆变器级,具有发送器侧逆变器级的开关的可控关断时间以向发送器线圈提供交变电流;

[0057] ●接收器侧功率转换器,包括对接收器线圈中感应的电压进行整流并且向接收器侧dc母线供电的接收器侧整流器级以及设置成按照对应参考值 $U_{2,dc}^*$ 来控制接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的接收器侧充电转换器。

[0058] 该方法包括下列步骤:

[0059] ●确定指示功率传递的功率传递效率的值,并且从指示功率传递效率的这个值来计算发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的参考值 $U_{1,dc}^*$ 、 $U_{2,dc}^*$;

[0060] ●控制干线整流器级使发送器侧dc母线的发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 按照对应参考值 $U_{1,dc}^*$;

[0061] ●控制接收器侧充电转换器使接收器侧dc母线的接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 按照对应参考值 $U_{2,dc}^*$;

[0062] ●控制发送器侧逆变器级的开关的关断时间,以便至少大致使发送器侧逆变器级发送器侧逆变器级中的切换损耗为最小。

[0063] 在所有实施例中,能够通过控制发送器侧逆变器级的切换频率 f_{sw} 、通过控制发送器侧逆变器级所施加的电压的占空比或者通过两者的组合,来控制发送器侧逆变器级的关断时间。

附图说明

[0064] 下面采用附图所示的优选实施例的示例来描述本发明。附图包括:

[0065] 图1(a)示意示出如从现有技术已知的感应充电系统的结构。

[0066] 图1(b)示意示出如从现有技术已知的充电过程期间的电池电流和电池电压剖面。

[0067] 图2(a)示意示出本发明的一实施例,其中干线整流器级实现为具有三个有功率半导体开关的降压+升压型整流器,发送器侧逆变器级实现为二级全桥逆变器,接收器侧整流器级实现为二极管桥,以及接收器侧充电转换器实现为级联升压转换器。

[0068] 图2(b)示意示出本发明的一实施例,其中干线整流器级实现为具有六个有功率半导体开关的降压+升压型整流器。

[0069] 图3示意示出图2(a)和图2(b)所示实施例的发送器侧功率转换器的输出电压、发送器线圈中的电流以及接收器线圈中的电流的波形。

[0070] 图4(a)-(c)示意示出本发明的控制方法的三个实施例的框图。

[0071] 图5示意示出作为接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的函数的发送器和接收器线圈中的功率损耗的差异。

[0072] 图6示意示出本发明所实现的功率传递效率与如从现有技术已知的具有固定dc母线电压的感应充电系统和频率控制方法的效率进行比较。

[0073] 图7示意示出作为图2(a)和图2(b)所示实施例的函数的电压增益 $G_v = |U_{2,dc}/U_{1,dc}|$,指示线圈未对齐的影响。

[0074] 图8示意示出作为图2(a)和图2(b)所示实施例的函数的电流增益 $G_i = |\hat{I}_2/\hat{I}_1|$,指示线圈未对齐的影响。

具体实施方式

[0075] 在所有附图中,相似部件或者具有相似功能的部件采用相同参考标号来标记。

[0076] 本发明的一实施例在图2(a)中示出:示出一种感应充电系统,其将充电功率从干线1传送给电池2。发送器线圈3和接收器线圈4用于通过磁通量跨空气隙的充电功率的非接触式传输。发送器侧谐振补偿5连接到发送器线圈3。发送器侧谐振补偿5包括至少一个谐振电容器,其能够串联连接到发送器线圈3。发送器侧谐振补偿5的至少一个谐振电容器能够包括并联和/或串联连接的多个单独电容器。接收器侧谐振补偿6连接到接收器线圈4。接收器侧谐振补偿6包括至少一个谐振电容器,其能够串联连接到接收器线圈4。接收器侧谐振补偿6的至少一个谐振电容器能够包括并联和/或串联连接的多个单独电容器。在另一个实施例中,接收器侧谐振补偿6的至少一个谐振电容器并联连接到接收器线圈4,同时本发明的功能性保持不变。连同发送器线圈3和接收器线圈4一起,发送器侧谐振补偿5和接收器侧谐振补偿6形成具有谐振频率 f_0 (在此频率,谐振电路7的输入阻抗是欧姆性的)的谐振电路7。连接到发送器侧谐振补偿5的是发送器侧功率转换器8。发送器侧功率转换器8包括:发送器侧逆变器级9;具有发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 的发送器侧dc母线10;以及干线整流器级11,其连接到发送器侧dc母线10和干线1。在图2(a)所示的实施例中,干线整流器级11实现为降压+升压型整流器,其用来从干线1向感应放电系统供电。发送器侧逆变器级9实现为二级全桥逆变器。降压+升压类型整流器包括有源桥臂,其中对干线1的每相具有一个有功率半导体和四个功率二极管。另外,降压+升压型整流器包括:升压电感器 L_{b1} ,连接在桥臂与dc母线之间;升压开关 T_{b1} ;以及三个附加二极管 D_{b1-3} ,其实现降压+升压型整流器的升压模式。干线整流器级11还能够在到干线1的连接处包括电磁干扰(EMI)滤波器。

[0077] 连接到接收器侧谐振补偿6的是接收器侧功率转换器12。接收器侧功率转换器12包括接收器侧整流器级13、具有接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的接收器侧dc母线14、接收器侧

充电转换器15以及输出滤波器16。在输出滤波器16连接到接收器侧功率转换器12的是电池2。输出滤波器16的电感部分能够通过显式或分立电感器或者备选地通过接收器侧充电转换器15与电池2之间的连接电缆的电感来实现。如果需要,则降低杂散场的附加滤波器元件能够连接在发送器侧功率转换器8与发送器侧谐振补偿5之间或者接收器侧功率转换器9与接收器侧谐振补偿6之间。在接收器侧功率转换器12测量电池电压 U_{batt} 和电池电流 I_{batt} 。电池功率 P_{batt} 、即注入电池的功率能够从电池电压 U_{batt} 和电池电流 I_{batt} 来计算。通信信道17能够提供发送器侧控制器18与接收器侧控制器19之间的通信。通信信道能够是无线通信信道,同时其他实现也是可能的。

[0078] 发送器侧功率转换器8的发送器侧逆变器级9通过逆变器级或者传输侧切换控制器20以接近或者处于谐振电路7的谐振频率 f_0 的切换频率 f_{sw} 来开关。切换波形在图3示出。发送器线圈电流测量21用来测量发送器线圈电流 $i_1(t)$,并且确定谐振频率 f_0 ,在此频率,发送器线圈电流 $i_1(t)$ 与发送器侧逆变器级9的输出电压 $u_1(t)$ 同相,并且因此谐振电路7的输入阻抗是欧姆性的。发送器线圈电流测量21能够包括检测发送器线圈电流 $i_1(t)$ 的零交叉的电路,其能够用来触发发送器侧控制器20的积分器或计数器。积分器在每个零交叉重置。从重置前的积分器值(其与零交叉之间的经过时间成比例),能够确定发送器线圈电路 $i_1(t)$ 的振荡频率,由其能够估计谐振频率 f_0 。切换频率 f_{sw} 由逆变器级切换控制器20在接近谐振频率 f_0 的感应区域中调节,使得切换电流 $i_{1,\text{off}}$ (其对应于如图3所示在换向时的发送器线圈电流 $i_1(t)$ 的值)处于最佳值,其使发送器侧逆变器级9的切换损耗为最小。在切换转变时,通过集电极电流在互锁时间期间从IGBT去除的电荷控制成等于IGBT结中存储的电荷,以便完全消除互补装置的关断损耗。还能够计算最佳切换角。

[0079] ●使发送器侧逆变器级9的切换损耗为最小的切换电流 $i_{1,\text{off}}$ 的最佳值能够采用功率半导体的数学模型、基于发送器线圈电流测量21、切换频率 f_{sw} 和发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 实时地估计。

[0080] ●备选地,切换电流 $i_{1,\text{off}}$ 的最佳值能够通过功率损耗估计和迭代搜索方法实时地确定。估计能够基于开关的温度或者基于开关处的电压和电流的测量或者来自发送器侧dc母线10所输送功率与由发送器线圈3所吸收的功率的差。

[0081] ●作为第三备选方案,能够使用电流查找表,其中切换电流 $i_{1,\text{off}}$ 的最佳值经过预先计算并且作为发送器线圈电流 $i_1(t)$ 、切换频率 f_{sw} 和发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 的函数来存储。

[0082] ●作为第四备选方案, $i_1(t)$ 与 $u_1(t)$ 之间的最佳相位角能够预先计算,并且用来控制产生这种相位角的切换频率。最佳相位角与逆变器级的工作条件不相关。

[0083] 作为适配切换频率 f_{sw} 的补充或替代,能够适配发送器侧逆变器级9的输出电压 $u_1(t)$ 的占空比时间,以便设置切断时间和切断电流。

[0084] 干线整流器级11的干线整流器切换控制器22由发送器侧控制器18用来通过从现有技术已知的面向空间向量或相位的控制技术来调节发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 。为了执行这个调节,发送器侧控制器18使用通信信道17从接收器侧控制器19接收与发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 的参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 有关的信息。

[0085] 电池电流 I_{batt} 由接收器侧控制器19使用接收器侧充电转换器15的充电转换器切换控制器23按照参考值 I_{batt}^* (其能够从与图1(b)所示充电剖面相似的充电剖面来得到)来

控制。充电剖面按照电池类型是已知的。为了外控制环中的控制电池电流 I_{batt} ,接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 调节成内控制环中的参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 。这是可能的,因为电池2在接收器侧充电转换器15的输出提供稳定电压源。

[0086] 能够表明,对于发送器侧dc母线10与接收器侧dc母线14之间的串联-串联补偿感应功率传递系统,在角谐振频率 $\omega_0=2\pi f_0$ 的最大传输效率通过将接收器线圈的电抗选择为下式所示来实现

$$[0087] \quad \omega_0 L_2 \approx \frac{R_{L,\text{eq}}}{k_0} \quad (1)$$

[0088] 以及发送器线圈自电感为

$$[0089] \quad L_1 = L_2 \left(\frac{U_{1,\text{dc}}}{U_{2,\text{dc}}} \right)^2 \quad (2)$$

[0090] 其中, k_0 表示在线圈的标称位置的磁耦合。这种设计确保接收器线圈与标称点的负载的等效电阻的最佳匹配,其表示为

$$[0091] \quad R_{L,\text{eq}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{2,\text{dc}}^2}{P_2} \quad (3)$$

[0092] 对于具有电容输出滤波器的二极管整流器。谐振频率通过将发送器和接收器侧谐振补偿的电容选择为下式所示来设置

$$[0093] \quad C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \text{ 以及 } C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}。$$

[0094] 此外还能够表明,对于串联-串联补偿感应功率传递系统,输出功率 P_2 为

$$[0095] \quad P_2 = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{1,\text{dc}} U_{2,\text{dc}}}{\omega_0 L_h} \quad (4)$$

[0096] 并且由此,如果控制dc环节电压,则电池电流能够按照下式来调节

$$[0097] \quad I_{\text{batt}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{\omega_0 L_h} \frac{U_{1,\text{dc}} U_{2,\text{dc}}}{U_{\text{batt}}} \quad (5)$$

[0098] 由于电池是电压施加元件,并且电池电流产生于 $I_{\text{batt}} = P_2/U_{\text{batt}}$ 。

[0099] IPT系统的最大效率的条件在于,接收器电抗按照(1)与等效负载电阻(3)匹配。因此,如果接收器侧dc环节电压能够按照下式控制

$$[0100] \quad U_{2,\text{dc}}^* = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} \omega_0 L_2 k P_2} \quad (6)$$

[0101] (给定实际磁耦合 k),则在降低输出功率,等效负载电阻保持为恒定,并且满足匹配条件。由于(4)的对称性,所以如果反馈控制器用来适配dc环节电压的参考值之一以动态补偿模型和计算中的不准确性,则是充分的。主dc环节电压的参考值从(2)得出

$$[0102] \quad U_{1,\text{dc}}^* = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} U_{2,\text{dc}}^* \quad (7)$$

[0103] 总之, 电池功率 P_{batt} 是发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 和接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 的乘积的函数, 因此, 电池功率能够通过适配dc母线电压的任一个来控制。因此, 三种不同控制方法是可能的:

[0104] 作为第一选项, 如图4 (a) 所示, 控制器能够用来基于参考值 I_{batt}^* 与电池电流 I_{batt} 之间的测量差来适配发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 的参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 。参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 能够基于数学模型(其描述功率传递, 如上所述)来计算。按照从现有技术已知的方法的级联控制器则能够用来采用接收器侧充电转换器15将接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 调节成参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 。参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 也能够作为前馈添加到发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 的参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 。

[0105] 作为第二选项, 如图4 (b) 所示, 控制器能够用来基于参考值 I_{batt}^* 与电池电流 I_{batt} 之间的测量差来适配接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 的参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 。参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 能够基于等式(4)、(5)和(6)的数学模型(其描述功率传递)来计算。按照从现有技术已知的方法的级联控制器则能够用来采用干线整流器级11将发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 调节成参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 。变压到接收器侧的参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 或等效值也能够用来得出前馈信号, 其能够添加到接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 的控制器的输出。这个前馈值是接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 的理论最佳值 $U_{2,\text{dc}}^*$, 并且通过等式(6)与参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 相关。因此, 适配参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 的控制器只必须校正因例如模型失配引起的与理论最佳值的偏差。

[0106] 作为第三选项, 如图4 (c) 所示, 控制器能够用来基于参考值 I_{batt}^* 与电池电流 I_{batt} 之间的测量差来适配发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 的参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$, 而参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 由另一个控制器基于输入功率 P_{in} (其输入到发送器侧逆变器级9或发送器线圈3)与接收功率 P_{out} (其由接收器线圈4或者接收器侧整流器级13输出或者也在接收器线圈4或者接收器侧整流器级13来测量)的测量差来计算。输入功率 P_{in} 与接收功率 P_{out} 之间的功率差能够实时地观测, 同时参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 和参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 由控制器来调整, 直到功率差为最小, 并且电池电流 I_{batt} 调节成参考值 I_{batt}^* 。

[0107] 如图5所示, 最佳值对接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 存在, 其中输入功率 P_{in} 与接收功率 P_{out} 之间的相对差为最小。如果因接收器线圈4相对发送器线圈3的未对齐、因组件公差或者因参数漂移引起的谐振电路7的变化发生, 则最佳值发生变化, 并且接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 因此由控制器来调整。

[0108] 在采用PI控制器来适配发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 而不是接收器侧dc母线电压 $U_{2,\text{dc}}$ 的控制方法中, 电池电流控制环的反应时间一般因通过跨空气隙的通信所引入的延迟而将较低。因此, 按照一个实施例, 这个控制环和电池充电控制的关键部件(过热、过电流和过电压保护)在接收器(其对测量具有更直接访问权)上实现。

[0109] 为了准确地计算参考值(6)和(7), 需要磁耦合 k 的估计。如果使用并且还预先计算反馈控制器, 则能够使用近似值, 并且控制器将补偿估计误差。作为补充或替代, 磁耦合能够例如从线圈和等效电路中的电流的测量实时地估计。

[0110] 备选地, 参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 和参考值 $U_{2,\text{dc}}^*$ 能够从电压查找表来确定, 其中从离线计算所得到的参考值作为发送器和接收器线圈电流以及发送器侧逆变器级的切换频率 f_{sw} 的函数来存储。

[0111] 最佳控制的最小通信是发送器侧dc母线电压 $U_{1,\text{dc}}$ 的参考值 $U_{1,\text{dc}}^*$ 的传输, 这使系统对通信信道17的故障极为健壮。如果通信失去, 则 $U_{1,\text{dc}}$ 保持恒定, 然后这将通过接收器侧的

电压控制器来补偿。

[0112] 通过本发明所实现的功率传递的效率与从现有技术已知的具有固定dc母线电压的感应充电系统和频率控制方法的效率的比较在图6中示出,其清楚地表明本发明的优点。

[0113] 通过所述方法,发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 、接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 和/或切换频率 f_{sw} 调节成补偿因接收器线圈4相对发送器线圈3的未对齐、因组件公差或者因参数漂移引起的谐振电路7的变化。如图7和图8所示,变化能够包括比预计要高的电压增益 $G_v = |U_{2,dc}/U_{1,dc}|$ 以及比预计要低的电流增益 $G_i = |\hat{I}_2/\hat{I}_1|$ 。作为补偿,根据所选控制方法,发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 和/或接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 调整成使得电池电流 I_{batt} 调节成其参考值 I_{batt}^* ,而不管线圈未对齐。另外,例如如果达到发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 或接收器侧dc母线电压 $U_{2,dc}$ 的控制范围的极限,则切换频率 f_{sw} 也增加或减小。此外,谐振电路7的变化能够包括谐振频率 f_0 与预计值偏离。这个变化采用如上所述的发送器线圈电流测量21来检测,以及切换频率 f_{sw} 调整成使得它保持在接近谐振频率 f_0 的感应区域中并且切换电流 $i_{1,off}$ 停留在或者接近其最佳值(其使发送器侧逆变器级9的切换损耗为最小)。

[0114] 在具有与先前所述实施例的任一个相同的电路和功能性的另一个实施例中,除了切换频率 f_{sw} 之外,如图3所示的导通时间 t_{on} (在此期间,发送器侧dc母线电压 $U_{1,dc}$ 由发送器逆变器级9施加到谐振电路7)还按照占空比控制方法来适配。由于占空比控制方法,导通时间 t_{on} 能够小于切换周期 $T_{sw} = 1/f_{sw}$ 的一半。切换频率 f_{sw} 能够适配成使得发送器侧逆变器级9的桥臂中的功率半导体的接通期间的发送器线圈电流 $i_1(t)$ 始终使得接通切换损耗较小。导通时间 t_{on} 能够是使得实现切换电流 $i_{1,off}$ 的最佳值,并且发送器侧逆变器级9的桥臂中的功率半导体的关断期间的切换损耗较小。备选地,导通时间 t_{on} 能够是使得补偿谐振电路的变化。

[0115] 现在描述该系统的其他结构变体,其能够使用与以上所述相同的控制方法。

[0116] 本发明的另一个实施例在图2(b)中示出,其中发送器侧功率转换器的干线整流器级11实现为在各桥臂上具有两个有功功率半导体和两个二极管的六开关降压+升压型整流器,而电路和功能性的其余部分与图2(a)所示的实施例相同。这个备选实施例的优点在于,标准功率模块能够用于有功功率半导体。

[0117] 在本发明的另一个实施例中,图2(a)所示实施例的干线整流器级11实现为具有带降压能力的级联dc-dc转换器的升压型整流器,其在现有技术中称作升压+降压型整流器级。电路和功能性的其余部分与图2(a)所示的实施例相同。

[0118] 在本发明的另一个实施例中,图2(a)所示实施例的干线整流器级11通过如从现有技术已知的降压型整流器来实现。降压型整流器能够包括与图2(a)中的实施例的降压+升压型整流器或者图2(b)中的实施例的降压+升压型整流器相同的三个桥臂。但是,它没有包括升压电感器 L_{b1} 、升压开关 T_{b1} 和二极管 D_{b1-3} ,其只是升压模式所需要的。电路的其余部分与图2(a)中的实施例相同。这个实施例的优点在于,它具有降低的复杂度,但是,发送器侧母线电压 $U_{1,dc}$ 的控制受到限制,因为只有电压降低是可能的,其降低系统的健壮性。

[0119] 在另一个实施例中,图2(a)或图2(b)的发送器侧逆变器级9和干线整流器级11相集成,而电路和功能性的其余部分保持与图2(a)所示的实施例相同。发送器侧功率转换器8则作为间接ac-ac转换器或者直接ac-ac转换器进行工作,而没有使用面向空间向量或相位的控制技术的发送器侧dc母线中的能量储存元件。这常常称作矩阵转换器。

[0120] 在另一个实施例中,接收器侧整流器级13和接收器侧充电转换器15相集成,可选地作为对发送器侧功率转换器8的集成的补充,而电路和功能性的其余部分保持与图2(a)所示的实施例相同。有功功率半导体能够用来代替接收器侧整流器级13中的二极管,因而形成与如从现有技术已知的具有功率因数校正的无桥整流器相似的结构。接收器线圈电流 $i_2(t)$ 的测量能够包含在接收器侧功率转换器12中,以便将有功功率半导体的控制同步到接收器线圈电流 $i_2(t)$ 。

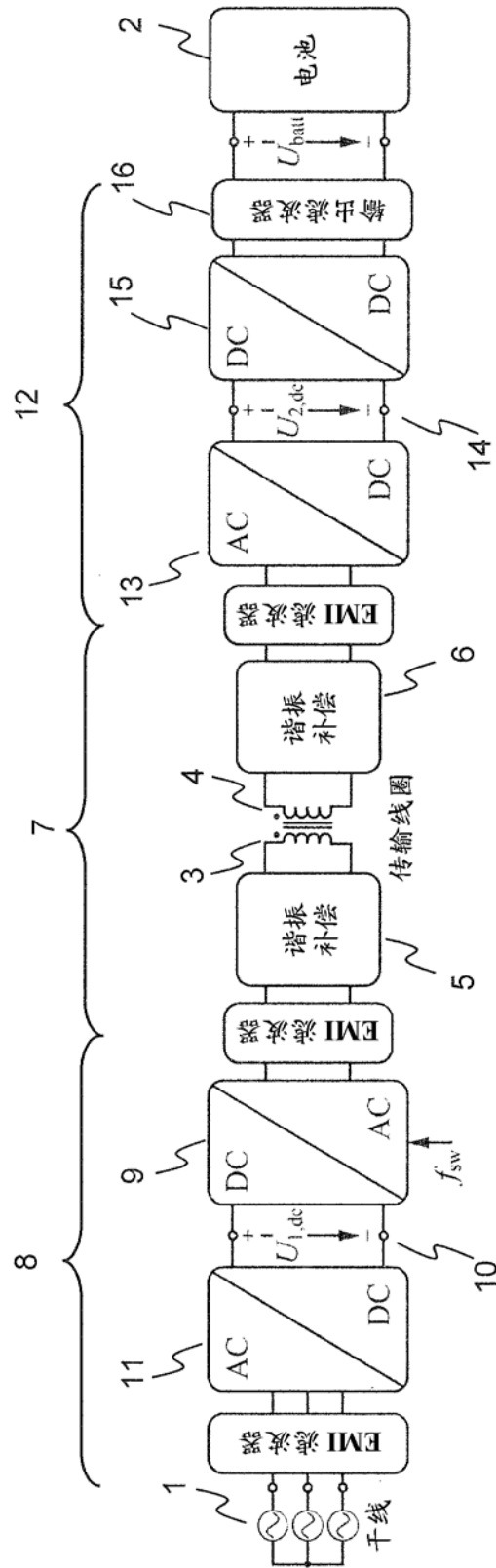


图 1(a)

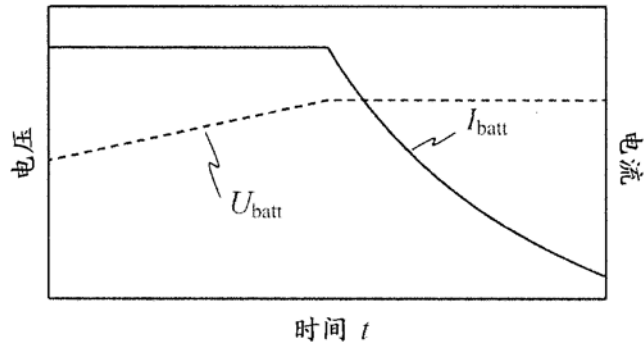


图 1 (b)

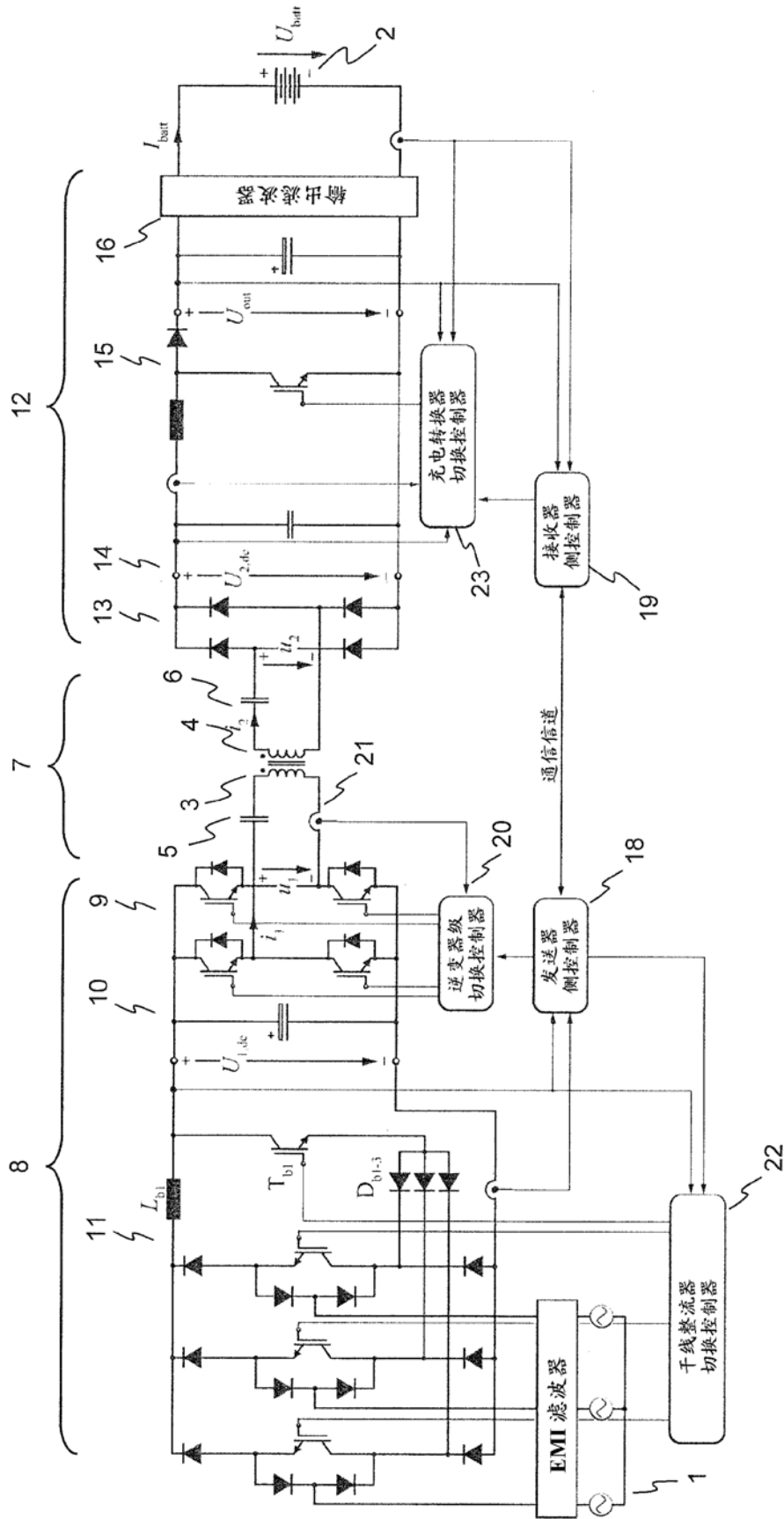


图 2(a)

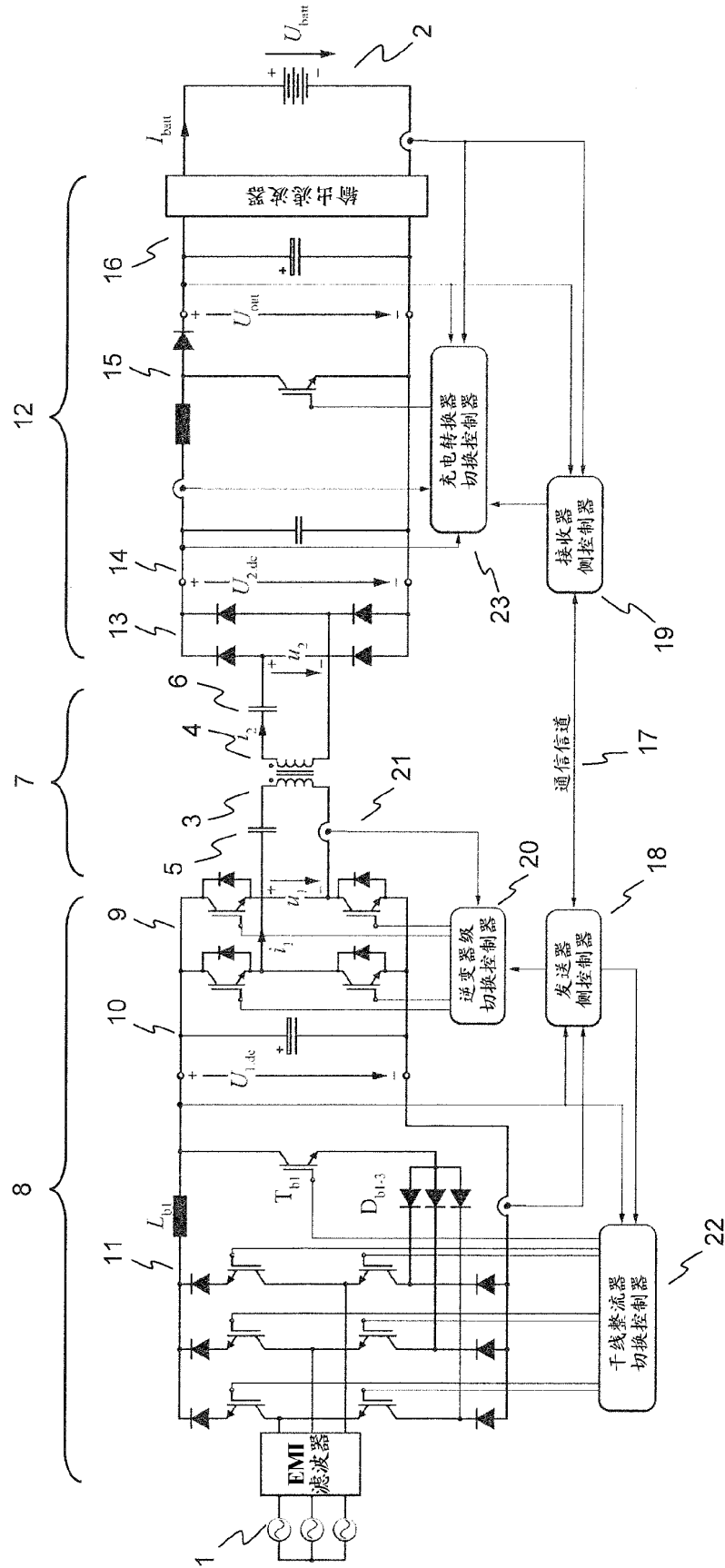


图 2(b)

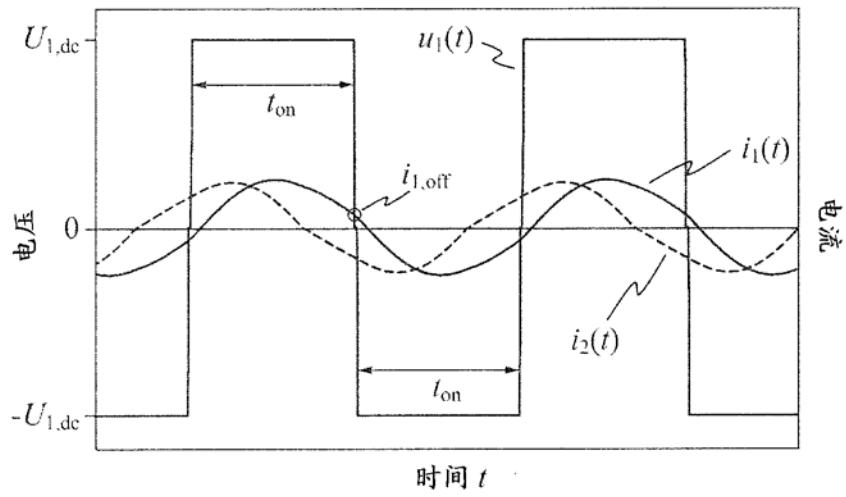


图 3

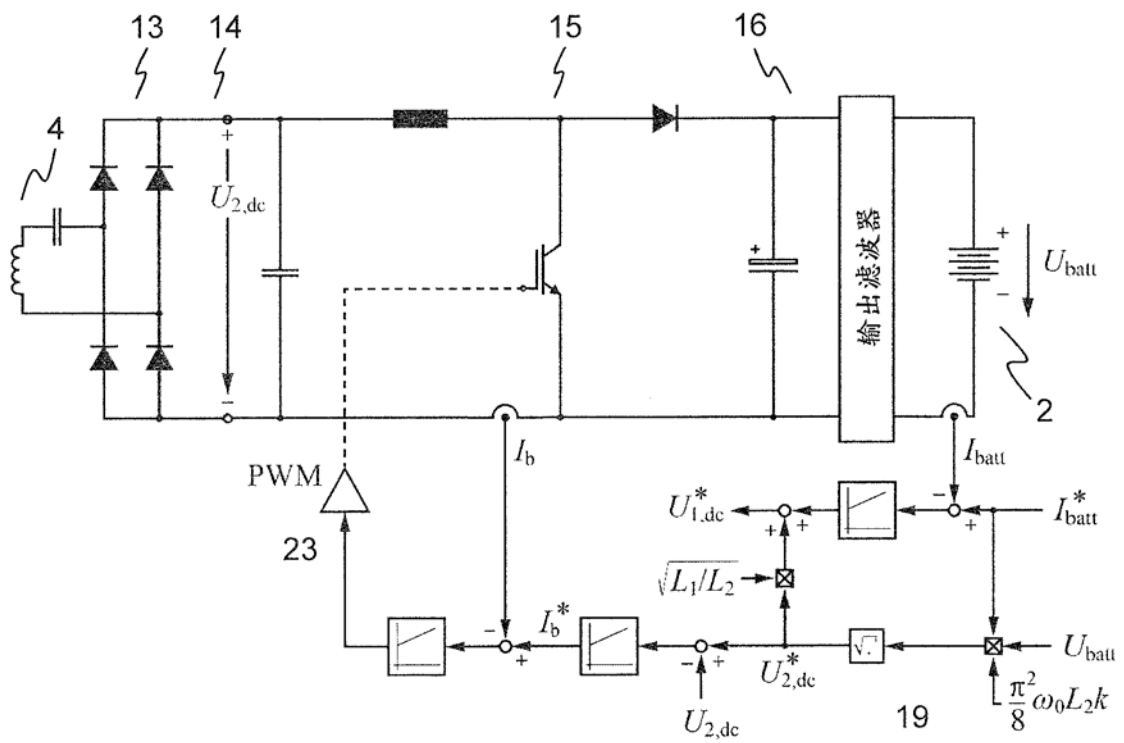


图 4(a)

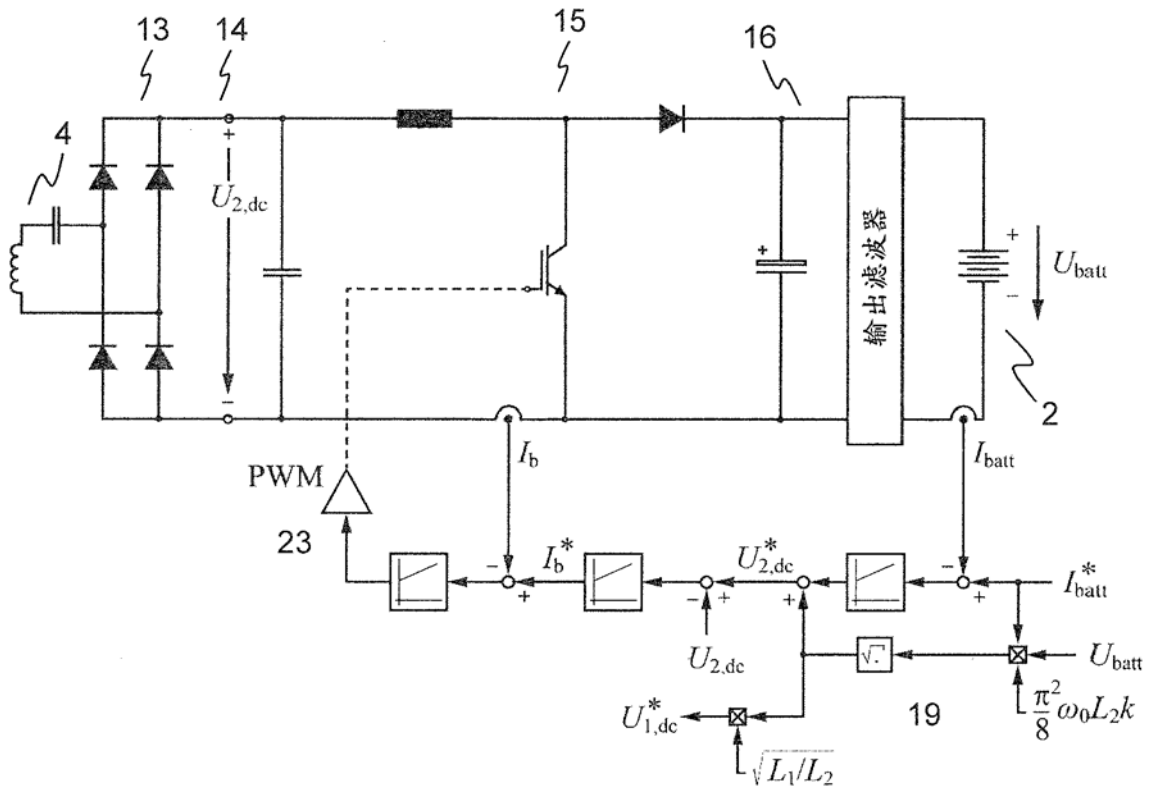


图 4 (b)

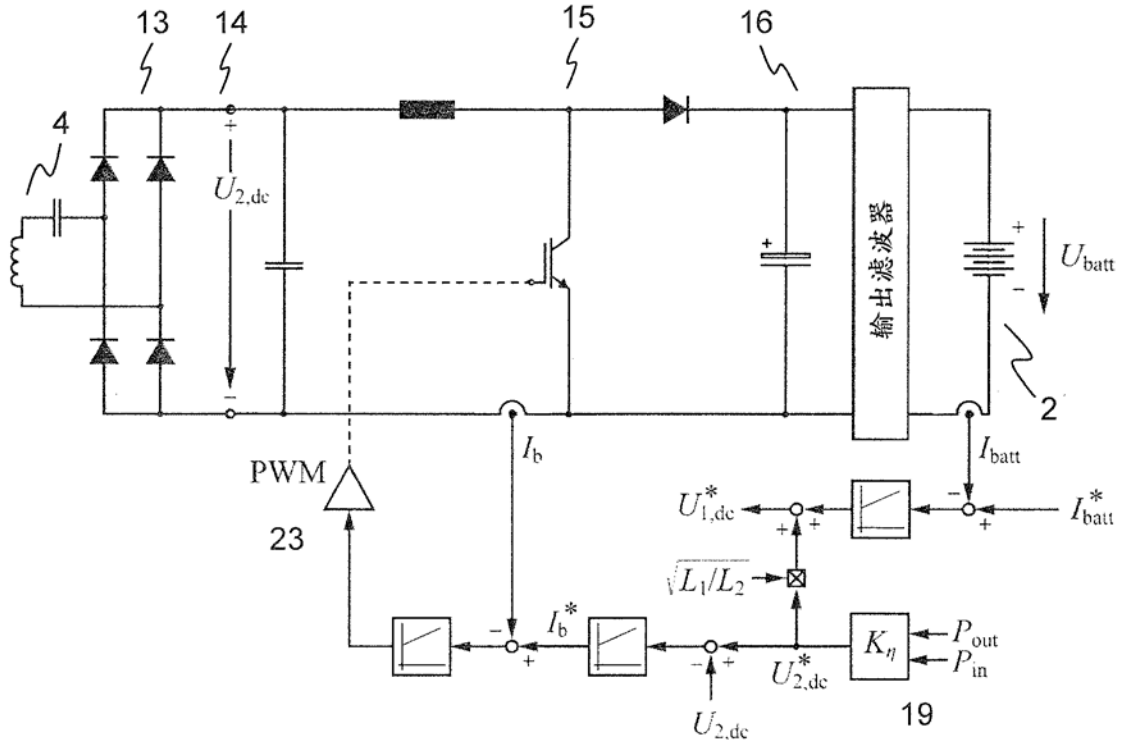


图 4 (c)

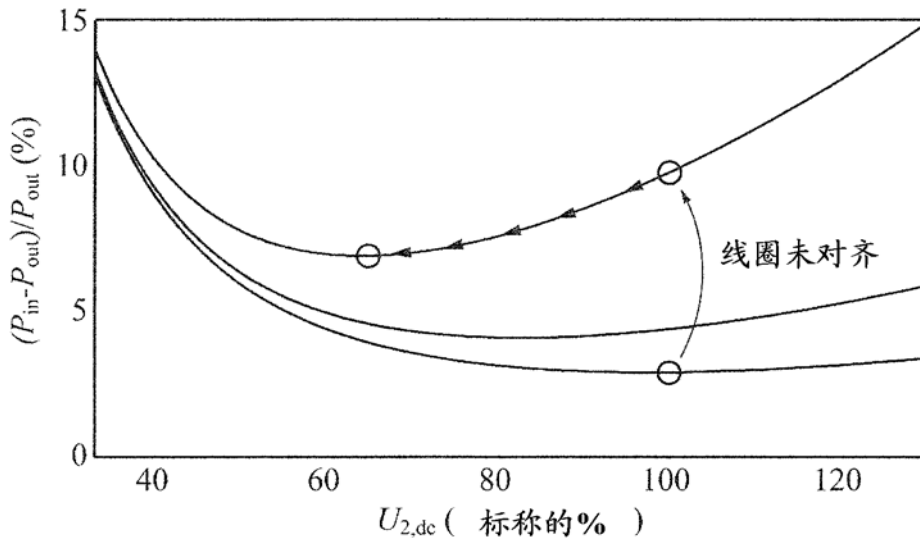


图 5

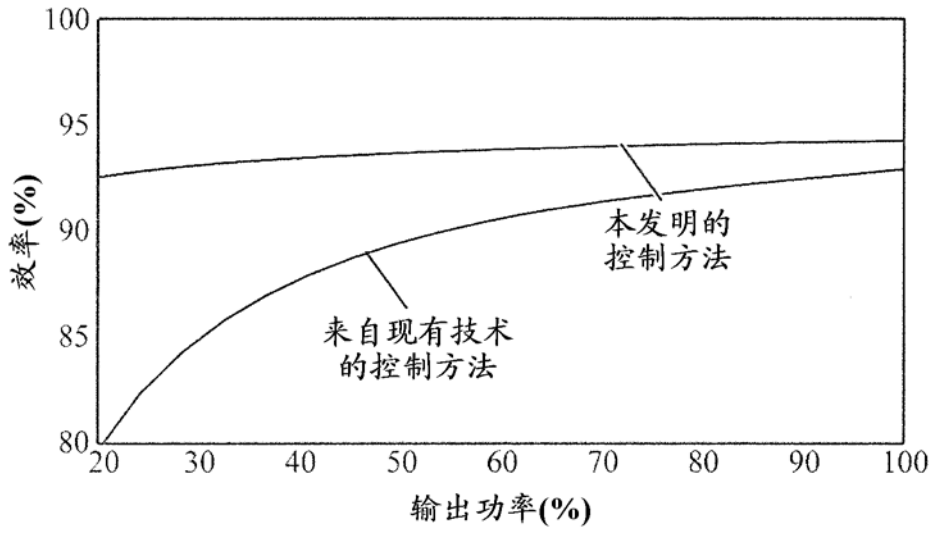


图 6

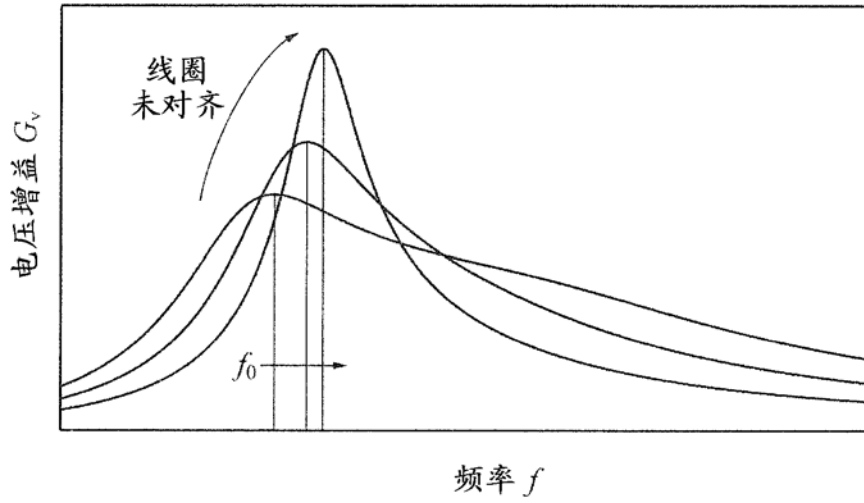


图 7

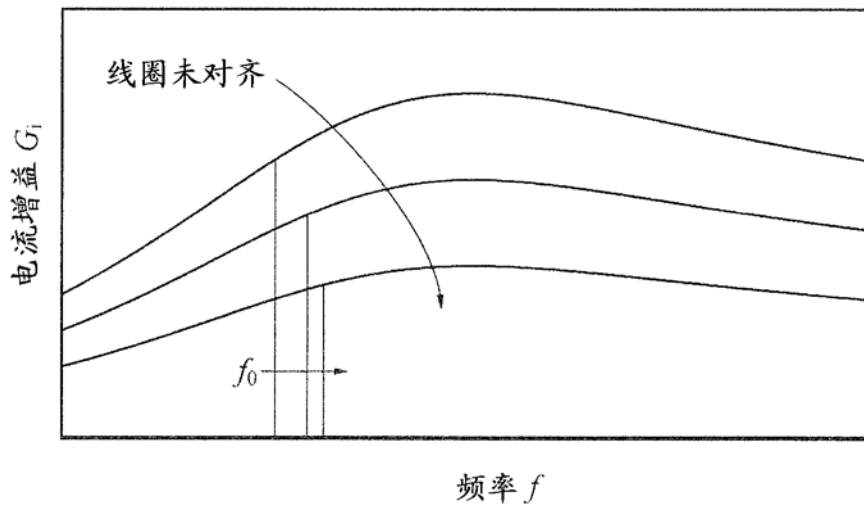


图 8