



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 112997378 B

(45) 授权公告日 2024. 08. 20

(21) 申请号 201980043047.7

(22) 申请日 2019.06.24

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 112997378 A

(43) 申请公布日 2021.06.18

(30) 优先权数据
102018115885.8 2018.06.29 DE

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2020.12.25

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/EP2019/066651 2019.06.24

(87) PCT国际申请的公布数据
W02020/002219 DE 2020.01.02

(73) 专利权人 布鲁萨电子公司

地址 瑞士森瓦尔德

(72) 发明人 卢卡斯·伯赫勒 马克·博施

(74) 专利代理机构 北京汇思诚业知识产权代理
有限公司 11444

专利代理师 葛强 王刚

(51) Int.Cl.
H02J 50/12 (2006.01)
B60L 53/12 (2006.01)

(56) 对比文件
US 2009174263 A1, 2009.07.09
US 2014333258 A1, 2014.11.13

审查员 张红元

权利要求书2页 说明书24页 附图7页

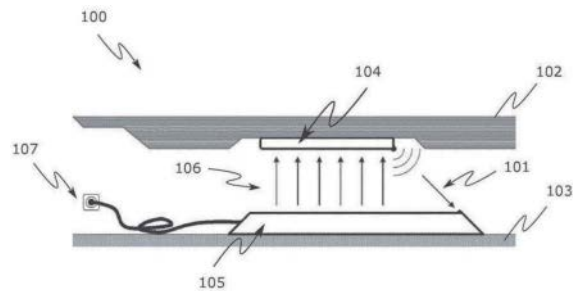
(54) 发明名称

用于能量传递系统的基础工站

(57) 摘要

一种用于能量传递系统的基础工站(105), 其具有: 发生器装置(201), 用于产生具有可预设占空比(θ)和可预设频率(f)的与时间相关的功率; 初级回路(202), 具有初级线圈(L_1 、 L_{prim}); 初级测量装置, 用于测量初级回路中的作用功率(P_1)和/或视在功率(S_1); 控制装置, 其中, 初级回路(202)与发生器装置(201)和初级测量装置连接, 其中, 控制装置(302)与初级测量装置和发生器装置连接, 其中, 控制装置(302)被设置用于, 在其使可预设频率从启动频率出发变化期间恒定保持可预设占空比, 其中, 控制装置(302)被设置用于, 在其使可预设频率变化期间利用初级测量装置测量作用功率(P_1)和/或视在功率(S_1), 其中, 控制装置进一步被设置用于, 在超过可预设作用功率边界值(P_{1x})和/或视在功率边界值(S_{1x})时恒定保持可预设频率并使可预设占空比变化; 以及其中, 控制装置(302)进一步被设置用于, 在频率(f)变化时和/或在占空比(θ)变

化时排除针对可预设频率和可预设占空比的值的可预设组合。



1. 一种用于能量传递系统(100)的基础工站(105),其具有:

-发生器装置(201),其用于产生具有可预设占空比(θ)和可预设频率(f)的与时间相关的功率;

-初级回路(202),其具有初级线圈(L_1 、 L_{prim});

-初级测量装置(301p),用于测量所述初级回路(202)中的作用功率(P1)和/或视在功率(S1);

-控制装置;

其中,所述初级回路(202)与所述发生器装置(201)和所述初级测量装置(301p)连接;

其中,所述控制装置(302)与所述初级测量装置(301p)和所述发生器装置连接;

其中,所述控制装置(302)被设置用于,在其使所述可预设频率从启动频率开始变化期间,保持所述可预设占空比恒定;

其中,所述控制装置(302)被设置用于,在其使所述可预设频率变化期间,利用所述初级测量装置(301p)测量所述作用功率(P1)和/或所述视在功率(S1);

其中,所述控制装置(302)进一步被设置用于,在超过可预设作用功率边界值($P1x$)和/或视在功率边界值($S1x$)的情况下,保持所述可预设频率恒定并使所述可预设占空比变化;并且

其中,所述控制装置(302)进一步被设置用于,在所述可预设频率(f)变化时和/或在所述可预设占空比(θ)变化时排除针对所述可预设频率和所述可预设占空比的值的可预设组合。

2. 根据权利要求1所述的基础工站(105),其中,所述控制装置具有反馈接头(101),以获得所述能量传递系统的远程装置(104)的反馈信号,所述反馈信号说明接收功率的大小,所述接收功率经由所述能量传递系统在所述可预设频率(f)和所述可预设占空比(θ)的条件下被传递。

3. 根据权利要求2所述的基础工站(105),其中,所述反馈接头(101)是WLAN接头。

4. 根据权利要求2或3所述的基础工站(105),其中,所述控制装置(302)被设置用于,当所述接收功率的大小在可预设持续时间之内低于可预设值时,停止在所述发生器装置中产生所述与时间相关的功率。

5. 根据权利要求1所述的基础工站(105),其中,所述控制装置为了排除针对所述可预设频率和所述可预设占空比的值的所述可预设组合而使用频率-占空比图表中的允许工作点的列表和/或多维限界。

6. 根据权利要求5所述的基础工站(105),其中,所述工作点通过参数元组给出,所述参数元组具有:耦接系数(k);所述初级线圈(L_1 、 L_{prim})的电感;供给电压(U_{Batt});滤波器的第一电容(C_a);所述滤波器的第二电容(C_p);所述可预设占空比(θ);和所述可预设频率(f)。

7. 根据权利要求1所述的基础工站(105),其中,所述可预设频率从出自[90kHz; 81.35kHz]的范围的启动频率下降地变化直至从[81kHz; 36kHz]的范围中选出的频率。

8. 根据权利要求1所述的基础工站(105),其中,用于排除在所述可预设频率变化时和/或在所述可预设占空比变化过程中针对所述可预设频率和所述可预设占空比的值的可预设组合的排除标准从由以下排除标准组成的分组中选出:

电容式切换;

电性构件的布局边界；
低于可预设最小输出功率 (P_{out}) ；
最小输出功率 (P_{out}) 太易变；
低于可预设最小效率 (η) 。

9. 根据权利要求1所述的基础工站 (105) , 其中, 所述初级测量装置被设置为, 使得借助于之前确定的校准系数来校准测量值, 所述测量值是在测量所述作用功率 (P_1) 和/或所述视在功率 (S_1) 时已确定的。

10. 根据权利要求1所述的基础工站 (105) , 其中, 所述控制装置被构造为FPGA、ASIC、或处理器。

11. 一种能量传递系统, 其具有:

- 根据权利要求1至10中任一项所述的基础工站 (105) ；
- 远程装置 (104) ；

其中, 所述基础工站 (105) 和所述远程装置 (104) 能够经由感应耦接和反馈接头彼此松散耦接。

12. 一种用于控制和/或调节根据权利要求1至10中任一项所述的基础工站和/或根据权利要求11所述的能量传递系统的方法, 所述方法具有:

产生具有可预设占空比 (θ) 和可预设频率 (f) 的与时间相关的功率;

使可预设频率从启动频率开始变化并同时保持所述可预设占空比恒定;

在所述可预设频率变化期间, 测量所述基础工站的初级回路中的作用功率 (P_1) 和/或视在功率 (S_1) ；

在识别出超过可预设效率边界值 (P_{1x}) 和/或视在功率边界值 (S_{1x}) 之后, 使所述可预设占空比变化并同时恒定保持所述可预设频率; 以及

在所述可预设频率 (f) 变化时和/或在所述可预设占空比 (θ) 变化时, 排除针对所述可预设频率和所述可预设占空比的值的可预设组合。

13. 一种计算机可读存储介质, 在所述计算机可读存储介质中存储程序, 在所述程序在由处理器实施时实施根据权利要求12所述的方法。

14. 一种电子设备, 包括存储器和处理器, 其中, 所述存储器用于存储程序数据, 所述处理器用于执行所述程序数据以实现上述权利要求12所述的方法。

用于能量传递系统的基础工站

技术领域

[0001] 本发明涉及感应式充电技术领域。尤其地,本发明涉及一种基础工站、一种能量传递系统和一种用于控制和/或调节基础工站的方法。

背景技术

[0002] 为了对纯电动车辆(EV, Electric Vehicle)或用推进燃料和电能的组合来运行的混合动力车辆(PHEV, Plug-in Hybrid-Electric Vehicle)进行电性充电,当充电应当以无接触方式进行时,可以使用针对感应式能量传递的系统。在这种系统中,产生25...150kHz频率范围内的交变磁场。在此必须注意的是,在该频率带之外通过国际有效标准来确定针对排放电磁波的边界值。因为虽然原则上将磁场用于能量传递,但是基于磁场发生变化的事实固有地涉及到电磁波。但是,因为场强的缓慢改变,在感应式充电时使用的电磁波自然具有几公里的波长。

[0003] 为了遵守针对排放的边界值所要注意的是,用于能量传递的交变磁场以处在25...150kHz范围内的基础振荡进行工作并仅包含非常少量的高次谐波。因此可以使用尽可能去除了进行干扰的高次谐波的滤波器。此外,为了遵守国际有效标准和准则必须要关心的是,仅当通过相对彼此例如通过如文献EP 3 103 674 A1中所描述的定位系统进行了对耦接元件的确定取向而实现了相对彼此耦接的确定品质时,才进行能量传递。

[0004] 文献EP 2 868 516 A1描述了一种用于调节一系统的两个谐振器之间为了无接触能量传递所传递的能量的方法以及谐振组件。

[0005] 作为针对能量传递的耦接元件,在工站侧上使用具有初级线圈的GPM(地面垫模块)并在车辆侧上使用具有次级线圈的CPM(车辆垫模块)。GPM和CPM针对耦接和能量传递形成一变换器。耦接元件相对彼此的物理性取向通过定位信号例如RKS(远程无钥匙进入系统,英文:Remote Keyless Entry System)来测量和调整。针对能量传递和定位信号的传递可使用不同的传递路径和不同的传递技术。

发明内容

[0006] 本发明的任务可以被视为能够实现能量和定位信号的有效传递。

[0007] 与之相应地,提出一种基础工站、一种能量传递系统和一种用于控制和/或调节基础工站的方法。

[0008] 本发明的主题由独立权利要求的特征来给出。本发明的实施例和另外的方面由从属权利要求和随后的描述来给出。

[0009] 根据本发明一方面给出一种用于能量传递系统的基础工站或GPM,其具有发生器装置,用以产生具有可预设占空比 θ 和可预设频率 f 的与时间相关的功率。此外,基础工站具有带初级线圈的初级回路和用于测量初级回路中的作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 的初级测量装置。初级回路与发生器装置和初级测量装置连接。此外,初级测量装置和发生器装置与控制装置连接。控制装置同样被设置和设立在基础工站中,用以在其使可预设频率从启动

频率出发变化期间恒定保持可预设占空比。此外,控制装置被设置用于,在其使得可预设频率变化期间利用初级测量装置测量作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 。控制装置进一步被设置用于,在超过可预设作用功率边界值和/或视在功率边界值时恒定保持可预设频率并使可预设占空比变化,并且控制装置被设置用于,在频率 f 变化和/或占空比 θ 变化时排除针对可预设频率和可预设占空比的值的可预设组合。

[0010] 根据本发明的另一方面提出一种能量传递系统,例如ICS系统(感应式充电系统,英文:Inductive Charging System),其具有基础工站或GPM和远程装置或CPM,其中,所述基础工站和所述远程装置能经由感应耦接和反馈接头彼此松散耦接。

[0011] 根据本发明又一方面提出一种用于控制和/或调节基础工站和/或能量传递系统的方法,所述方法具有:产生具有可预设占空比 θ 和可预设频率 f 的与时间相关的功率;使可预设频率从启动频率出发变化并同时恒定保持可预设占空比。由此可以引起系统的反应,该反应于是可以被评估。为此,本方法具有:在可预设频率变化期间测量基础工站的初级回路中的作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 ;以及在识别出超过可预设效率边界值和/或视在功率边界值之后,使可预设占空比变化并同时恒定保持可预设频率或基本上使其不改变。在频率 f 和/或占空比 θ 变化期间,排除针对可预设频率和可预设占空比的值的可预设组合,使得它们不被占用。因此例如可以排除频率工作图(Frequenz Duty Landkarte)的电容范围。

[0012] 根据本发明的另一方面提出了一种计算机可读存储介质,在该计算机可读存储介质中存储有程序,该程序当其由处理器所实施时实施根据本发明的方法。

[0013] 控制装置或控制器可以使用这种处理器。

[0014] 可以将软盘、硬盘、USB(通用串行总线)存储设备、RAM(随机存取存储器),ROM(只读存储器)或EPROM(可擦除可编程只读存储器)用作计算机可读存储介质。作为存储介质也可以使用ASIC(专用集成电路)或FPGA(现场可编程门阵列)以及SSD(固态硬盘)或基于闪存的存储介质。同样地可以使用网络服务器或云端来作为存储介质。也可以将通信网络看作计算机可读存储介质,例如互联网,该互联网可以允许下载程序编码。可以使用基于无线电的网络技术和/或与缆线连接的网络技术。

[0015] 此外提出一种程序元件,该程序元件当其由处理器实施时实施根据本发明的方法。

[0016] 在共同形成感应式充电系统的GPM和CPM之间仅存在一松散耦接。当GPM产生能量和/或功率时,其虽然可以将能量和/或功率发出,但是其永远不能安全地知道,所发出的功率是否也到达CPM。因此存在这样的努力,即,在松散耦接的系统中搜索一工作点,在该工作点中,功率能够良好地由基础工站向远程工站或远程装置传递。此外力求确保,发出的功率也到达远程装置。

[0017] 根据本发明的另一方面,控制装置具有反馈接头,以便获得能量传递系统的远程装置或CPM的反馈信号,其中,该信号说明接收功率的大小,该接收功率经由能量传递系统在可预设频率和可预设占空比的情况下被传递。

[0018] 该反馈信号可以作为反馈有助于工作点搜索,反馈接头是WLAN通道,但也可以是任何另外的通道,该通道允许短距离上的通信。

[0019] 根据本发明的另一方面,控制装置被设置用于,停止在发生器装置中产生与时间相关的功率,如果接收功率的大小在可预设持续时间之内低于一可预设值的话。

[0020] 因此可以维持功能安全性,这是获得运行许可的前提条件,并且这要求,如果在没有CPM可供使用,该CPM的降低功率的情况下在2秒之内提供场,则切断系统。

[0021] 根据本发明的另一方面,控制装置为了排除针对可预设频率和可预设占空比的值的可预设组合而在频率-占空比图表中存储允许工作点的列表和/或多维限界,以便能够快速访问。

[0022] 根据本发明的一另外的方面,工作点通过参数元组给出,该参数元组具有:耦接系数 k ;初级线圈 L_1 的电感;供给电压 U_{Batt} ;滤波器的第一电容 C_a ;滤波器的第二电容 C_b ;可预设占空比 θ ;和可预设频率 f 。

[0023] 根据本发明的一另外的方面,可预设频率从来自范围[90kHz;81.35kHz]的启动频率下降直至从范围[81.5kHz;90kHz]中选出的频率。

[0024] 能量传递系统可以以85kHz的谐振频率工作。该频率可以处在搜索范围内,当搜索工作点时,可变的频率扫过该搜索范围。

[0025] 根据本发明的又一另外的方面,用于排除在频率变化时和/或占空比变化时针对可预设频率和可预设占空比的值的可预设组合的排除标准可以从排除标准的如下分组中选出,该分组包括:电容式切换;针对电性构件的布局边界;低于可预设最小输出功率 P_{out} 的条件;最小输出功率 P_{out} 太易变;以及低于可预设最小效率 η 。

[0026] 这些排除标准也可以被预设为边缘条件。

[0027] 根据本发明又一另外的方面,初级测量装置被设置为,借助于之前确定的校准系数来校准测量值,这些测量值是在测量作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 时已获知的。

[0028] 校准系数可以准许准确的测量并避免出现高损失功率,尽管已经执行了正确的计算,但是伴随的是与真实地存在于部件中的状态不相符的数字,因为这些值可能伴随测量误差而获知。这种测量误差尤其会在相位测量时是明显的。

[0029] 控制装置可以被构造为FPGA(现场可编程门阵列)、ASIC(专用集成电路)、处理器或微控制器。

附图说明

[0030] 下面参考附图来描述本发明的另外的示例性实施例。

[0031] 图1示出了根据本发明一示例性实施例的感应式充电系统。

[0032] 图2示出了根据本发明一示例性实施例的感应式充电系统的方块接线图。

[0033] 图3示出了根据本发明一示例性实施例的作为调节回路的感应式充电系统。

[0034] 图4示出了根据本发明一示例性实施例的来自图3的调节路径的简化视图。

[0035] 图5示出了根据本发明一示例性实施例的启动过程期间的与频率相关的功率的图表。

[0036] 图6示出了根据本发明一示例性实施例的针对感应式充电系统的流程图。

[0037] 图7示出了根据本发明一示例性实施例的针对包括启动的充电阶段的流程图。

[0038] 图8示出了根据本发明一示例性实施例的所传递的功率关于频率和占空比的三维视图的图表。

[0039] 图9示出了根据本发明一示例性实施例的效率关于频率和占空比的三维视图的图表。

- [0040] 图10示出了根据本发明一示例性实施例的来自图2的ICS系统的线性化等效图。
- [0041] 图11示出了根据本发明一示例性实施例的具有初级测量装置的测量装置的细节图。
- [0042] 图12示出了根据本发明一示例性实施例的用于针对能量传递系统的初级回路中的作用功率的测量来确定校准系数的方法的流程图。
- [0043] 图13示出了根据本发明一示例性实施例的用于校准测量值的方法的流程图。
- [0044] 图14示出了根据本发明一示例性实施例的针对操控用于在滤波器输入端上产生PWM的变换器的时间图表。

具体实施方式

[0045] 附图中的图示是示意性且非按比例尺的。在图1至图14的下列描述中,相同的附图标记被用于相同或相应的元件。

[0046] 在本文中,术语“电容器”和“电容”以及“线圈”或“扼流圈”和“电感”可以被相同意义地进行使用并且只要没有另外的记载不应被受限地进行解释。

[0047] 图1示出了根据本发明一示例性实施例的感应式充电系统100。在此情况下示出了针对用于电动车无接触充电的系统的侧视图。在车辆底盘102下方具有车辆垫模块(CPM)104,其被用于利用电流来供给车辆102。针对能量传递使用磁场,该磁场感应式地提供固定装载在地面103上的地面垫模块(GPM)105的能量。针对充电所需的能量从主接头107取得,该主接头不仅可以是交流电(AC),而且也可以是直流电(DC)。为了CPM104和GPM105之间的通信而使用单独的连接装置101,该连接装置可以使用像WLAN(无线LAN)或NFC那样的无线协议。该连接装置可以被用作反馈通道101或用作通信通道101,CPM104和GPM105可以通过其进行信息交换。不仅用于能量传递的磁场106,而且无线信号101都是电磁波,但是它们具有不同的频率。

[0048] 图2中示出了根据本发明一示例性实施例的感应式充电系统100的方块接线图。所关注的是一种针对感应式能量传递的系统,该系统用于对电动车辆进行无接触充电。在这种系统中,在例如25...150kHz的频率范围内产生磁性交变场106。在此必须注意的是,在该频率带之外通过国际有效标准来确定针对排放电磁波的边界值。为了遵守边界值而决定性的是,磁性交变场以处在25...150kHz范围内的基础振荡进行工作并仅包含非常少量的高次谐波。

[0049] 但是另一方面,功率传递的效率应当尽可能高,并因此利用变流器201内部的电子开关、例如借助于MOSFETs、IGBTs来产生具有磁性交变场的基础频率的方波信号,因为如此获得了非常小的损失。但是,方波信号包含可观的高次谐波。这些高次谐波可以非常良好地用滤波器200、例如LC滤波器200来滤除。滤波器200在此可以被不同地实施。例如,图2中示出了4阶滤波器200,但是也可以是电容器和线圈的另外的布置方案。在滤波器200的输入端206上施加输入电流 I_{in} 和输入电压 U_{ein} 或 U_{in} 。滤波器200具有两个串联的输入线圈La1和La2和滤波器输入电容器Ca以及串联的输出线圈Lb1和Lb2和滤波器输出电容器Cb。替代两个串联的输入线圈La1和La2也可以使用一唯一的输入线圈La。替代两个并联的输入线圈Lb1和Lb2也可以使用一唯一的输入线圈Lb。

[0050] 如果两个(双极)构件共同具有仅一个接头,则它们是串联的,如果它们在两个接

头上彼此连接,则它们是并联的。

[0051] 输入线圈La1和La2直接与变流器201的输出端连接。在此情况下可以直接意味着,没有中间连接另外的结构元件。在此,串联的电容器不应将直接连接变成间接连接。处于滤波器200的输出端207上的输出线圈Lb1和Lb2直接与线圈La1和La2、以及初级谐振回路202连接。用电压U1和电流I1或IL来供给初级谐振回路202,该电流来源于由变流器201所产生的交流电。基于滤波器200的滤波作用,初级电流I1和初级电压U1具有正弦形走向。

[0052] 初级谐振回路202具有初级谐振线圈L1和初级谐振电容器C1。初级谐振回路202将电流I1和电压U1转换为磁性交变场106。磁性交变场106以耦合系数k耦接到次级谐振回路203中并将来自初级线圈的能量通过谐振式和感应式的能量传递来传递到次级回路203上。

[0053] 次级谐振回路203具有次级谐振线圈L2和次级谐振电容器C2。因为次级谐振回路203被设定到初级谐振回路202的谐振频率上,所以次级谐振回路203通过磁场106被如下程度地激励至振荡,即获得次级电流I2和次级电压U2。它们被输送给整流器204,整流器可以提供直流电压给负载205、例如电池205、中间回路205、牵引回路205或处在CPM104侧上的HV-DC205。

[0054] 通过直流电压源107或HV-DC(高电压-直流电)或者说通过交流电压107来供给感应式充电系统100。

[0055] 图3示出了根据本发明一示例性实施例的作为调节回路的感应式充电系统100。利用该调节回路可以安全地启动无线功率传递系统(WPT,英文:wireless power transfer)。该调节回路允许调节感应式充电系统100的充电功率,不仅在感应充电时,而且在启动时接通或在起始阶段中。

[0056] 图4示出了根据本发明一示例性实施例的调节路径210的简化图。

[0057] ICS系统100的调节可以有助于确保ICS系统中的功能安全性。基于被用于功率传递的强磁场106可以给出规定,以保护环境不受太强磁辐射的影响。该规定例如可以设置:在不存在CPM104的情况下切断由GPM105产生的场106,或当CPM104不利地与GPM耦接时最晚在2秒之后切断该场106。因此确保了:在2秒时间窗口之内可以确认GPM105和CPM104符合规定地通过场106被耦接。否则切断该场106。类似情况适用于通信通道。如果经由通信通道101针对2秒不能接收信号,那么系统100被切断,因为假设的是传递不起作用。

[0058] 用于GPM105和CPM104之间通信的WLAN101可以具有直至300ms(毫秒)的循环时间。为了能够实现预设时间内的快速反应,可能期望的是,基本上不会出现经由反馈路径101的反馈并因此投入基本上使用如下参数的系统,这些参数单独存在于GPM105上并因此基本上不需要CPM104的反馈。根据调节回路300可以设置,在GPM105上测量P1功率并调节该功率。在启动Up或接通GPM105时搜索工作点,在该工作点在P1上设定500W的功率。之后等待CPM104对该功率P1的反应,该反应在CMP104上被测量并经由反馈通道101被反馈到GPM105上。只有当该反馈的功率超过可预设阈值时,才使GPM105继续高负荷运转,以便继续维持感应充电时的功能安全性。由于超过阈值而可确认的是,找到了一工作点,利用该工作点可以基本上无危险地运行充电系统100。

[0059] 因此也可以确认的是,系统在预设范围的标准之内运行。出于标准上的原因可以避免,磁性场和尤其是电磁场以高能量“不受屏蔽地”比预设时间更长地不受控运行。这种不受控状态可能发生,如果例如待充电交通工具驶离并由此使得CPM104基本上不接收

GPM105的功率的话。

[0060] 为了在充电过程中受控地升起功率(aufzufahren)或提升功率直至预期功率,可以使用通信通道101,以便获得关于由CPM104接收的功率的反馈。但是,因为通信通道101可能是有错误的并可能由于易错性而中断充电过程,所以系统100设置成:无通信地单独借助于GPM104来确认或探测功率用电器104或CPM104的存在并单独利用GPM105无通信地在充电过程期间恒定地保持该功率,使得适用的是初级谐振回路202中的功率P1是恒定的。当初级谐振回路202中的功率是恒定时也适用的是,整流器204输出端上和/或能量传递系统100输出端220上的输出功率Pout是恒定的。

[0061] ICS系统100的所有输出参量在测量装置301中被检测。输出参量涉及相位phase、滤波器200的输出电压 $U_{e_{in}}$ 或 U_{in} 、输入回路202的输入电流I1、次级回路203的输出电流I2、整流器204的和/或能量传递系统100的输出端220的输出功率Pout、穿过滤器200的输入线圈La的电流ILa和穿过振荡回路中的负载205的电流Ibatt。

[0062] 伺服装置201针对控制单元存储调节电压的信息。因此,例如在图3中设置输出端Sch,该输出端预设逆变器201上的受控双极电压或PWM的正边沿(上升沿)并控制PWM的X相位,也就是说逆变器201的开关对A、C用于从低向高过渡。切换行为、尤其是切换点Sch通过如下方式来设置,即,对切换时间信号 T_{schalt} 和穿过线圈La的电流Ia或 I_{La} 的过零测量的电流过零时间信号 $T_{StromNullDurchgang}$ 进行评估,以便评估和确认切换行为是电感的还是电容的。

[0063] 调节装置302被设置为相位调节器并使用搜索算法,该搜索算法在频率工作空间(Frequenz-Duty Raum)中绕过或排除多维限界部并根据P1功率搜索工作点。

[0064] 在GPM105上可以执行功率P1的作用功率测量并借助于作用功率测量可以探测场106的场结构,而为此不需要CPM104。针对作用功率的测量,无功功率S1的校准是有用的措施。

[0065] 感应式充电的起始以恒定的工作周期(Duty-Zyklus)和可变频率由变流器201或PWM(脉冲宽度调制)发生器201来执行,其中,可变频率涉及频移。PWM发生器201开始时的启动频率在最大可能频率的情况下进行设置,以便设定GPM105的初级部件202的输入参量、也就是说工作周期(英文:Dutycycle)和输出参量之间的尽可能大的减弱。在一示例中,针对磁场的正常工作频率为85kHz,并在那里会出现具有最小减弱的谐振。为了避免一开始就在具有谐振超高的范围中启动的危险,在远离工作频率的频率情况下启动。

[0066] 建立工作周期和输出参量之间的尽可能大的减弱的该调节规定同时意味着,调节装置302或相位调节器302被设置为,设定初级回路202中的作用功率相对于视在功率的尽可能小的比例P1/S1。

[0067] 从启动时所设定的最大频率出发,在频率减少的情况下,可变频率接近初级部件202的谐振频率或次级部件203的谐振频率,尤其是初级振荡回路202的谐振频率或次级振荡回路203的谐振频率。在此,初级部件202处在GPM105上并且次级部件203处在CPM104上,并且在接近时,初级部件202和次级部件203、尤其是初级谐振回路202和次级谐振回路203形成一松散耦接的变换器211,在其之间构成时间上变化的磁场106。

[0068] 如果在初级部件202和次级部件203中构成谐振,那么可以通过场106在初级部件202和次级部件203之间传递能量。换句话说,如图5中所示设定了运行频率、工作频率或优化的运行频率,其处在包括负载的经耦接的振荡回路的两个合成的谐振频率中的一个附近

并且其能够实现初级谐振回路202和次级谐振回路之间的能量传递。所以说存在两个单个振荡回路202、203,它们通过耦接而受到影响。因此存在带有其谐振频率 f_{GPM} 的初级振荡回路和带有其固有谐振频率 f_{CPM} 的次级振荡回路,它们彼此耦接。由此存在两个振荡回路,它们通过耦接相互受影响并具有一新的共同谐振频率,该共同谐振频率适于被找到并与一些系数相关,基本上是线圈L1、L2的间距和取向以及输出负载。与之相应地,构成了在总路径210或总调节回路210上的总传递功能。能量传递系统100在路径210上的总传递功能可以作为电流加强和/或电压加强以及通过相位特性曲线来描述。

[0069] 视工作点和或谐振回路202、203彼此的耦接 k 而定,在一示例中设定出处在81.35kHz和90kHz之间的工作频率、运行频率或谐振频率。因为其首先是未知的,所以必须在频率的该值范围之内被找到。为了找到,以启动频率开始。启动频率可以从[90kHz; 81.35kHz]的范围中选择,直至其达到最终频率,该最终频率可以从[81.5kHz; 90kHz]的范围中选择。或换种方式表达,可以在启动阶段为了找到工作点而将频率例如从90kHz减低至81.35kHz。如果在达到一范围边界之前已经找到工作点,那么该频率可以在该工作点中被恒定保持。

[0070] 如果在穿过这些频率带中的一个之后在恒定的工作周期或占空比的情况下没有检测到可预设的最小功率,那么就无法充电。因此,虽然当GPM105传递功率,由CPM104接收的功率未处在最小阈值之上,那么仍中止感应式充电的该起始过程。因此,在GPM105和CPM104之间的小耦接小的情况下截止或阻碍充电。这种小耦接可以在GPM105和CPM104之间的大移动的情况下获得。随着一预调特性曲线而造成,启动过程的时间间隔不超过例如2.0秒的可预设值,即在感应式充电中在伴随实际功率传递开始之前的时间区段的可预设值,尤其是在此期间搜索工作点的时间区段的可预设值。充电过程在启动阶段期间在未达到可预设的最小功率的情况下的该立即中止可以在ICS起始时带来安全性,而不需要GPM105和CPM104之间的通信。存在两个预调特性曲线。第一预调特性曲线使得在恒定切换频率情况下在PWM_x1401和PWM_y1402之间的相位移动发生变化,并且第二预调特性曲线造成在恒定相位移动时的频率改变,直至检测到最小功率,在考虑到针对找到工作点的2秒的最大持续时间的情况下。在通过两个预调特性曲线成功找到有效工作点之后,功率调节借助于反馈回路101或借助于包括CPM104的反馈通道101来启动。

[0071] GPM105和CPM104之间的间距越大,可以被传递的功率或能量的频率就越小。也就是说,GPM105和CPM104之间的间距越大,谐振频率就越小,或换句话表达,谐振频率与GPM105和CPM104之间的间距相关。

[0072] 图5示出了根据本发明一示例性实施例的在启动过程期间的与频率相关的功率P1的图表。在图表500中画入频率范围501,在该频率范围内,变流器201的或PWM发生器201的可变频率从上部频率502、例如90kHz出发可以降低至下部频率503,例如直至36kHz。在图表500中,横坐标504上标注单位为kHz的频率 f 并且纵坐标505上标注单位为W的作用功率P1,其在GPM105侧上被测量。在频率 f 减少期间,PWM的占空比(工作周期) θ 保持恒定。如果找到工作点AP,在该工作点在初级回路202和次级回路203之间建立了谐振,也就是说找到松散耦接的变换器211的耦接后的谐振频率,那么可以提高占空比(工作周期) θ 并由此在GPM105和CPM104之间交换较高功率。在图5中,部位506上的由初级回路202和次级回路203所形成的变换器的谐振频率506例如是85kHz。初级回路202的谐振频率单独地在没有与次级回路

203耦接的情况下处在 f_{GPM} ,并且次级回路203的谐振频率单独地在没有与初级回路202耦接的情况下处在 f_{CPM} 。在所找到的工作点AP中要求的最小作用功率的阈值通过附图标记507来表示。仅当CPM104也被布置在GPM105附近时,才设定出工作点AP。

[0073] GPM105也可以被称作基础工站105。基础工站105被用于能量传递系统100或ICS(感应式充电系统)100。基础工站105具有发生器装置201,该发生器装置被设置用于产生与时间相关的功率 P_1 ,该功率具有可预设占空比 θ 或工作周期 θ 以及可预设频率 f 。此外,基础工站105具有带初级线圈 L_1 、 L_{prim} 的初级回路202和用于测量初级回路202中的作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 的初级测量装置301p。为了确定 P_1 和/或 S_1 ,测量装置301测量滤波器200的输入电流 I_1 和输入电压 U_{ein} 。此外,基础工站105具有处在初级侧上的控制装置302和/或调节装置302。

[0074] 初级回路202与发生器装置201和测量装置连接。测量装置301具有下级模块301p,该下级模块主管初级回路202的测量值的确定。该下级模块可以被称作初级测量装置301p,并同样与发生器装置连接。控制装置302和/或调节装置302与初级测量装置301p和发生器装置201连接,其中,控制装置302和/或调节装置302被设置用于,在其使可预设频率 f_{504} 从启动频率502出发变化期间恒定保持可预设占空比 θ 。控制装置302和/或调节装置302也被设置用于,在其使得可预设频率变化期间利用初级测量装置301p测量作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 。

[0075] 控制装置302和/或调节装置302还被设置用于,在超过可预设的作用功率边界值 $P_1 \times 504$ 和/或视在功率边界值 $S_1 \times 507$ 时恒定保持该可预设频率506,并在频率 f 变化时和/或占空比 θ 变化时排除针对可预设频率 f 和可预设占空比 θ 的值的可预设组合。换句话说,控制装置302和/或调节装置302可以已经存储了可预设数量的由频率值和占空比值组成的值对,这些值对在经过可变频率 f 和恒定占空比 θ 的情况下不被占用。

[0076] 用于排除或“绕过”在频率变化时和/或在占空比变化时针对可预设频率 f 和可预设占空比 θ 的值的可预设组合的排除标准例如可以从排除标准的如下分组中选出,其中,该分组包括电容开关、电性构件的布局边界、低于可预设最小输出功率 P_{out} 的排除标准、最小输出功率 P_{out} 太易变和低于可预设最小效率 η 的排除标准。电性构件的布局边界可以在一示例中具有电性构件的电流承载能力和/或耐压强度。切换行为,即是否存在转换器201的电容开关和/或电感开关,可以利用控制装置、测量装置301和/或转换器201的时间点信号 S_{ch} 和相应于图2的信号 I_{in} 的电流过零测量来检查。

[0077] 控制装置302和/或调节装置302可以为了排除针对可预设频率 f 和可预设占空比 θ 的值的可预设组合而使用频率-占空比图表中的允许工作点的列表和/或多维边界。

[0078] 基础工站105的控制装置302和/或调节装置302具有反馈接头303,以便获得远程装置104的、尤其是能量传递系统100的CPM105反馈信号303,该反馈信号说明了接收功率 P_{ist} 的参量,该参量在可预设频率 f 和可预设占空比 θ 的情况下经由能量传递系统100被传递。该反馈接头101、303可以支持至少一个传递协议,其由传递协议WLAN、蓝牙和NFC(近场通信)的分组组成。

[0079] 控制装置302和/或调节装置302可以具有一接头,经由该接头,控制装置302和/或调节装置302可以发送信号,利用该信号可以停止在发生器装置201中产生与时间相关的功率,如果接收功率 P_{ist} 的参量在可预设持续时间之内低于一可预设值507的话。可预设持续

时间可以是2秒。为了测量该持续时间,控制装置302和/或调节装置302可以具有计时器。在停止时,将初级回路202的所有驱动器去激活,例如转换器201和滤波器202。尤其地,将转换器201的具有开关A、B、C、D的H桥置于所有开关打开的状态中,也就是说状态 $A=B=C=D=$ 打开的状态中。这也是转换器201在图2中所示的状态。控制和/或调节装置302在图3中的输出“phase(相位)”是用于操控该阶段的输出,以便影响处在转换器201的H桥上的信号PWM-x和PWM-y的相位移动。为了停止或切断驱动器,H桥通过控制和/或调节装置302的相应输出端上的信号相位 $=0$ 来操控,其造成,所产生的功率被降到额定值零,也就是说 $P_{so11}=0$ 。

[0080] 工作点AP通过参数元组506、507给出,该参数元组具有:耦接系数 k ;初级线圈 L_1 、 L_{prim} 的电感;供给电压 U_{batt} ;滤波器200的第一电容 C_a 或输入电容 C_a ;滤波器200的第二电容 C_b 或输出电容 C_b ;可预设占空比 θ ;和可预设频率 f 。

[0081] 可预设频率 f_{504} 从出自 $[90\text{kHz}; 85\text{kHz}]$ 范围的启动频率502下降地变化直至最终频率503,其中,该最终频率从 $[81\text{kHz}; 36\text{kHz}]$ 范围中选择。

[0082] 初级测量装置310p可以被设置为,使得其借助于之前确定的校准系数来校准测量值,这些测量值在测量作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 时获知。例如,为了校准可以确定偏移值、相位移动或保持时间,其在将来测量作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 时被相加或相减和或作为采样保持机构的附加保持时间。利用采样保持机构可以调节相位移动,尤其是在 U_1 或 I_1 测量之一中,以便获知经校准的功率。 $U \cdot I$ 的乘积包含经时间延迟的电压和/或电流信号,例如 $P(t) = U(t - t_{calU}) \cdot I(t - t_{calU})$ 。控制装置302和/或调节装置302可以被构造为FPGA、ASIC、处理器或微控制器。

[0083] 能量传递系统100、例如ICS系统100具有基础工站105或GPM105、远程装置104或CPM104,其中,基础工站105和远程装置104可以通过感应式耦接和反馈接头303彼此松散耦接。基础工站105具有初级回路202并且远程装置104具有次级回路203。初级回路202具有线圈 L_1 并且次级回路具有线圈 L_2 。如果线圈 L_1 和 L_2 彼此接近,那么由线圈产生的磁场106可以穿过分别另外的线圈 L_1 、 L_2 。磁场的穿过分别另外的线圈 L_1 、 L_2 的部分形成具有耦接系数 k 或耦合系数 k 的感应式耦接。该耦接形成松散耦接的变换器211。磁场106的处于分别另外的线圈 L_1 、 L_2 之外的部分形成一杂散电容。所形成的杂散电容的该部分越小,则耦接系数 k 越大。但是,因为GPM105和CPM104相对彼此的可运动性不能形成具有核芯的变换器,在该核芯的情况下耦接系数 k 基本上是恒定的,所以在松散耦接的变换器的情况下耦接系数是可变地并例如与GPM105和CPM104相对彼此的相对性位姿相关。

[0084] 图6示出了根据本发明一示例性实施例的针对感应式充电系统的流程图。在此情况下,从闲置状态 S_{601} 出发识别出,应当启动充电过程。触发事件例如可以是调节装置302或测量装置301识别出,GPM105和CPM104彼此已被运动到可预设间距中。在另一示例中,充电过程也可以由CPM104来启动。

[0085] 在功能块 S_{602} 或状态 S_{602} 中首先执行ICS系统100和尤其是GPM105的构件的校准。在该校准进程中获知可变且系统特定的参数,以校准测量装置301。

[0086] 在校准之后,在功能块 S_{603} 中执行感应式充电包括启动ICS系统100,其中,启动、起始过程或启动过程基本上具有对工作点AP的找到。与满足功能安全性相关地,然后在状态 S_{603} 中进行借助于ICS系统100的充电或ICS系统的切断和充电过程返回到闲置状态 S_{604} 中。例如当在可预设时间间隔或时间窗之内不能以充电开始时进行切断。该时间间隔可以

为2秒。

[0087] 不仅在启动情况下,而且在充电阶段S603中的充电过程情况下,可以考虑在校准阶段S602找到的参数或找到的校准系数。校准阶段S602在充电过程每次启动时被经过。

[0088] 图7示出了根据本发明一示例性实施例的针对包括启动的充电阶段S603的流程图。

[0089] 充电阶段S603包括用于控制和/或调节基础工站105或能量传递系统100的方法。针对启动阶段,从闲置状态S701出发,首先在状态S702中产生具有可预设占空比 θ 和可预设频率 f 的与时间相关的功率。在状态S703中然后开始,使可预设频率 f 从启动频率502出发变化,并同时恒定保持可预设占空比 θ 。在占空比 θ 恒定情况下频率 f 变化期间,作用功率 P_1 和/或视在功率 S_1 在基础工站105的初级回路202中借助于测量装置301被测量。

[0090] 启动过程S702、S703可以通过下列流程来总结。在最大频率的情况下启动并设定第一工作周期。然后将频率减少至 $P=P_{start}$ 。 P_{start} 是调节启动功率。其是最小功率,在该最小功率的情况下初始化反馈回路101。

[0091] 如果没有找到工作点AP,在低频率的情况下朝另一方向搜索。可以出现的是,在以 $f_{start}=f_{max}$ 起始时基于状态超过,当例如 $I_{in}>I_{inmax}$,也就是说穿过滤器200的电流 I_{in} 超过阈值,在 $f_{min}<f(I_{inmax})<f_{max}$ 的频率下不能找到工作点。 I_{in} 是穿过 L_a 的电流并且 I_b 是穿过 L_b 的电流。经过 L_a 的电流 I_{in} 被测量。经过 L_b 的电流 I_b 可以经由另外的参数被计算或也可以被检测或测量。在一示例中,预调方向可以翻转并在小频率的情况下启动,利用另外的默认工作周期,并然后可以提高频率,使得可以在 $f_{AP}506$ 的频率下在 $f_{AP}<f(I_{inmax})$ 的情况下找到稳定工作点AP。

[0092] 如果在经过频带501之后沿两个方向没有找到工作点AP,那么转切滤波器电容 C_a 、 C_b 。 C_a 、 C_b 的调整也调整了输入阻抗并由此在[80-90kHz]频带上调整了 I_{in} 相对 U_{in} 的相位位姿。应被排除的具有第一配置的电容范围利用其它的配置可能不再是电容的并因此不再可使用。关断接通滤波器200的一半输出电容器 $C_b/2$ 并且接通其它的输入电容器 C_a 导致相位储备的提高并由此导致感应式切换行为。但是,该接通和关断可以导致较高的损失和/或导致功率减少并因此在一示例中总是利用包含“最大电容范围”的配置来启动。

[0093] 如果尽管沿两个方向的搜索和电容 C_a 、 C_b 的转切还是不能找到AP,那么在状态S704中中断起始阶段并切断ICS系统100。因此,从上部频率范围出发且然后从下部频率范围出发总是再次评估,是否已经找到有效工作点AP并当找到它时进行启动。否则中断。

[0094] 在功能块S704中识别出超过可预设作用功率边界值 P_{1x507} 和/或视在功率边界值 S_{1x507} 之后,在状态S705中在同时恒定保持可预设频率 f_{506} 的情况下使可预设占空比 θ 变化。在可预设频率和/或可预设占空比 θ 变化期间,即在状态S703和S704期间,监视或排除针对可预设频率 f 和可预设占空比 θ 的值的可预设组合。启动充电过程。

[0095] 但是,如果特征在于可预设作用功率边界值 P_{1x507} 和/或视在功率边界值 S_{1x507} 的工作点AP没有在例如2s可预设时间之内被识别出,那么功能块S705被跳过且不启动或中断充电过程。

[0096] 该方法在闲置状态S706中终止。

[0097] 下面应探讨图3中示出的控制装置302和/或调节装置302的另外的细节。控制装置302和/或调节装置302被实施为相位调节器。该相位调节器获得功率额定值 P_{so11} 和功率实

际值 P_{ist} 。初级回路202和次级回路203在接近时的松散耦接形成谐振变换器211或谐振转换器211。谐振转换器211中的频率调节器302的目的是搜索或设定工作点AP,在该工作点情况下,效率 η 尽可能大,即在该工作点情况下发生条件 $\eta \rightarrow 1$ 并在该工作点情况下发生感应式切换。在这一点上,感应式切换意味着,PWM发生器201将滤波器200看作感应式负载,也就是说电流应如下程度地追赶电压,使得在开关打开时进行发生器201或变流器201中的电压换向。

[0098] 滤波器200基本上用于,将在产生发生器201的PWM的方波信号时出现的高次谐波滤除,以给初级回路202提供尽可能正弦形的信号。滤波器200例如可以为了能够实现调整感应式切换行为而是可设定的。同时可以实现发生器201的开关的ZVS切换(零电压切换,英文:Zero Voltage Switching),以减少损失。滤波器200可以与对应的工作点进行适配。

[0099] 工作点AP被限定为如下的点,在该点的情况下,所要求的额定功率 P_{so11} 可以被稳定且恒定地传递。在工作点AP被达到之后,调节器302或调节装置302造成遵守至少三个边缘条件。第一边缘条件是发生器201的感应式切换行为和电流限界。电流限界、尤其是切换电流限界限了穿过 L_a 的滤波电流 I_{in} 。感应式切换经由电流 I_{in} 的过零时间测量来确认,并且通过改变输入电压 $U_{e_{in}}$ 或 U_{in} 的切换时间点或通过推移操控频率来设定。

[0100] 该电流限界和感应式切换行为用于安全性。另外的通过调节器302待遵守的边缘条件能够造成,在起始阶段S703之后以恒定的充电功率 P_{so11} 进行恒定充电。此外,调节器应作为另外的边缘条件引起,在充电过程期间在状态S705中使得效率 η 被最大化,以保证优化的运行。因为不是总是所有三个边缘条件都可以被同样好地满足,所以调节器302可以对边缘条件进行优先化。在此,对于安全重要的边缘条件获得比涉及充电功率 P_{so11} 的边缘条件更高的优先级。但是,该第二边缘条件又比涉及优化运行的边缘条件具有更高的优先级。

[0101] 作为调节参数,调节器302可以影响发生器201的运行参数。发生器201的运行参数具有PWMx/y信号T的周期和/或频率f,以及两个信号PWMx和PWMy彼此的相位移动 θ 。

[0102] 图14示出了根据本发明一示例性实施例的针对操控转换器201用以产生滤波器201输入端206上的PWM的时间图表或操控示意图。第一时间图表1401示出了针对第一开关组A、C的第一操控信号PWMx1401和针对第二开关组B、D的第二操控信号PWMy1402作为时间图表。在此,高值或1意味着开关接通并且0或“低”意味着开关关断。从给出的切换方案中作为结果获得在正压力值和负压力值之间波动的电压走向 U_{in} 、 $U_{e_{in}}$ 1403。作为正边沿理解的是从0向1的信号变换,作为负边沿理解的是从1向0的信号变换。第一操控信号PWMx1401的第二操控信号PWMy1402的正边沿以一时间推移 τ 被推移。该时间推移相应于PWM信号的相位移动。时间推移在合成的电压走向中被示出为脉冲宽度,该脉冲宽度可以被换算成占空比 $\theta = 2\pi \frac{\tau}{T}$ 。

合成的电压走向的周期持续时间作为两个相同信号状态之间的时间间距被获得并用T来表征。信号PWMx 1401和PWMy 1402涉及方波信号,发生器201利用它们在周期持续时间T上操控全桥电路或H桥的开关组A、C或B、D。频率f给出了T之内的状态变换的数量。由此产生占空比 θ 。

[0103] 系统100的该配置通过该系统的内部参数来确定。系统参数视GPM105和CPM104彼此的位置和电池电压 U_{Batt} 而定撑开所有可能工作点的空间,这些系统参数是耦接系数k、初级线圈 L_1 或 L_{prim} 的电感、输出电压或中间回路电压 U_{Batt} 和切换的电容 C_a 、 C_b ,它们通过

开关来调节,使得从多个电容CaX、CbX中获得电容,该多个电容的电容被叠加 $Ca = \{Ca0, Ca0 + CaX\}$, $Cb = \{Cb0, CbX\}$ 。由此,滤波器200具有并联和/或串联电容的阵列,这些电容在需要时可以被接通和关断。也可行的是,相应地使用并联和/或可关断的线圈的阵列。其中,UBatt、Ca、Cb通过制造时的预设是已知的。也就是说,工作点AP通过下列参数组合或参数元组来限定:

[0104] k、Lprim、UBatt、Ca、Cb、 θ 、f

[0105] 在分析针对可变频率f、可变占空比 θ 或可变工作周期 θ 和每曲线恒定的耦接系数k以及初级线圈L1或Lprim的恒定电感以及恒定输出电压UBatt而言的曲线集的情况下已示出的是,为了恒定保持功率P1,曲线的陡度随着下降的耦接k而扩大。由此,找到工作点涉及必须掌控高敏感系统的控制和/或调节任务。调节器302因此被参数设置为,使得在调节器动态、分辨率和耐用性之间找到折中。因为由测量系统和硬件部件以及所使用的结构元件确定了分辨率,所以针对用于工作点搜索的被用于调节器302的方法基于如下方法,在该方法中,工作点搜索的动态被限制,使得工作搜索可以在非常小的步骤中作出,也就是说以非常小的频率改变。通过这些小步骤来避免,即使在如下工作点AP的情况下也不会产生稳定性问题或过冲,在这些工作点中,小的工作频率变化在一时间间隔德尔塔T(ΔT)中导致相对大的功率改变。工作频率变化被限定为工作频率相对时间间隔的改变的比例:德尔塔(工作频率)/德尔塔T,并且功率改变被限定为功率改变相对时间间隔的比例:德尔塔P1/德尔塔T。

[0106] 图8示出了根据本发明一示例性实施例的所传递的功率Pout关于频率f和占空比 θ 的三维视图的图表。横坐标801给出从82kHz至89kHz的单位为kHz的频率f,并且纵坐标802给出从10%至100%的单位为百分比%的占空比 θ 或相位移动,其中,根据图14,占空比 θ 或相位移动涉及周期持续时间,使得作为 $\frac{\theta}{T} \cdot 100$ 获得百分比值。颜色值给出了初级回路202中的测量到的作用功率P1。

[0107] 功率Pout在0kW和3.3kW之间变化。基本上示出了3个区域。在功率区域803中,功率处在3.3kW的数量级上。在功率区域804中,功率处在0kW的数量级上。在区域803和804中,感应式切换是可行的,也就是说滤波器200的行为就像感应式负载那样,或感应式行为的边缘条件是满足的。在区域805中示出了电容式行为。因此,调节装置302被设置为,使得该调节装置避免出现频率f和占空比 θ 的相应的值组合。

[0108] 图9示出了根据本发明一示例性实施例的效率 η 关于频率f和占空比 θ 的三维视图的图表。效率在图9中被定性地标注。在区域904中效率小,在区域905中效率高。

[0109] 由图8中可以导出,高功率Pout经常在小频率情况下可以随着相比于高频率更小的工作而实现。由图9的效率图表可以导出:高效率不仅在低频率范围内,而且在高频率范围内可以出现,其中,对于大多配置而言的良好效率在频率范围81...85kHz内,也就是说[81kHz;85kHz]范围内出现。该频率范围用附图标记806来表示并是允许的频率范围501的一部分。由此可以就此取得教导,即,在501的下频带806中的示例性系统配置(Ca、Cb、La、L1、C1、L2、C2)基于整个系统的配置实现最高的效率。针对另一系统配置可以获得另外的图形。

[0110] 因此,调节器302被设置为,在作为搜索工作点AP的启动点的高频率下启动。在高

频率下,频率f的小改变或工作 θ 的小改变或相位移动 θ 由于在该范围中的较小敏感性而引起就像在小频率时那样的功率较小改变。因此,尽管调节器302的两种调节行为都是可能的,但从高频率到低频率的改变方向比从低频率到高频率的改变方向更好。在设定阶段中,调节器302应被如下地检查,即,调节器302的特殊配置也满足所述条件,即频率的减少导致

效率的局部改善。或换种表达,适用 $\frac{\partial P_{out}}{\partial f}(f_{gro\beta}) < \frac{\partial P_{out}}{\partial f}(f_{klein})$, 其中, $f_{gro\beta}$ 表示大频率,

$f_{gro\beta}$ 表示小频率。因为不是针对每个配置该条件都可以是满足的。在根据图8和9的图表中,在另外的配置中并在另外选择的参数情况下也可以在高频率时出现效率 η 的局部优化。 P_{out} 给出了输出端220上的CPM104的输出功率。GPM105经由通信通道101、例如WLAN从CPM104每100毫秒获得关于输出功率 P_{out} 的信息。

[0111] 但是也总适用的是,在像区域804中那样的小功率的情况下,效率也下降,就像区域904所示那样。因此可考虑的是,视额定功率而定,针对效率设置额定值 η_{soll} (P_{soll}),以阻止绕工作点的小波动。但是,如果效率改善好于 $\delta\eta$,则频率应总是被改变。

[0112] 调节器302也可以被设置为识别ICS系统100的切换行为朝电容式行为方向运动,因此可以出现参数组合,该参数组合导致如下的功率,该功率处在电容式区域805中,调节器302可以执行滤波器200上的切换措施,这些切换措施改变滤波器200的物理性配置,使得又可以感应式运行。例如可以将一附加电感器并联给输入电容器 C_a 和/或输出电容器 C_b 或一滤波器阵列,以形成可转切滤波器。

[0113] 在调节器的运行中假设,通过频率-工作元组可以给出的频率-工作范围的大部分是不允许的,并因此由调节器302避免或绕过,或通过另外的适当措施、例如切换滤波器200来绕过。尤其地,这种禁止的范围尤其可以在小的耦接 k 的情况下变大。这点造成,调节器302基本上必须持续地监视感应式范围和电容式范围之间的边界并必须针对开动找到用于调节器302的适当起始策略或调节行为,以进入希望的工作点。电容 C_a 、 C_b 的转切也是需要的,以在小和大的耦接的情况下可以传递满功率,图8中 $P_{out} = 3.3\text{kW}$,区域803。302中的功率调节器被实施为PI调节器。

[0114] 图10示出了根据本发明一示例性实施例的来自图2的ICS系统100的线性化等效图。该线性化系统从逆变器201或发生器201直至电池或负载205。该线性化系统可以在通过发生器201正弦形激励时被假设。

[0115] 整流器204由RC元件205'代替,该RC元件在线性化模型中形成针对预设参数元组 k 、 U_{Batt} 、 P_{out} 的由整流器和电池构成的系统。频率相关性基于针对计算的影响小而不被考虑。针对最大功率,次级回路中的电流 $I_{2eff} = 16.67\text{A}$ 。从该值中可以计算出系统中针对 k 、 L_1 、 U_{batt} 、 P_{out} 的所有另外的有效值用于系统参数设置。

[0116] 这些有效值 k 、 L_1 、 U_{batt} 、 P_{out} 被计算用于 $U = 350\text{V}$ 的电池电压和 $P_{out} = 3.3\text{kW}$ 的输出功率。工作点中的条件如下:

[0117] - $U_{in} < 350V_{eff}$

[0118] - $U_{in}/\cos(\phi) < 350V_{eff}$

[0119] - 电感

[0120] - I_a 、 $I_b < 35A_{eff}$

[0121] $-I_1 < 28A_{eff}$

[0122] 如果遵守这些条件,那么并行地借助于频率调节器(图3中未示出)针对配置{P, Ubatt, k, L1, L2}在几何方面并与负载相关地搜索损失最小的优化工作点。这些条件是硬性条件,即针对特定系统必须被遵守的条件。

[0123] 连续体中有无数个工作点,固定工作点被限定为功率、尤其是额定功率被保持恒定的工作点。可接近的,也就是说从 $P = P_{start} = 500W$ 至 $P = P_{sol1}$ 的工作点是可能的工作点。尽可能接近 P_{sol1} 的点也是可能的工作点。附加地搜索局部效率最大值,从它们也可以给出多个可接近范围。为了获得固定工作点AP,也必须确保其在启动阶段期间的可接近性。处在就像启动点那样的相同闭合区内部的工作点AP可以利用频率和工作周期的连续改变来实现。处在该区之外的工作点AP仅可通过如下方式来实现,即,调节器通过禁止区来执行频率/工作阶跃。附加地可以考虑,在多个局部优化情况下选择工作点AP,该工作点是最接近起始点的(局部频率优化的)AP。换句话说,这意味着,运行策略使功率从500W上移至 $P = P_{sol1}$,并在此向上限制工作周期 θ 、尤其是相位移动 τ ,以遵守电流和电压边界,并搜索一频率,该频率允许工作周期能再次被提高,使得功率被上移。该进程根据优选方向由频率应当递增还是递减的决定被重复执行。关于优选方向的决定又根据电性状态来作出。在一示例中,借助于最大的功率点追踪器来搜索优化点并使用高电流 I_a 的指示,以减少频率并将电容式切换行为使用作为指示器,以使频率递增。

[0124] 通过遵守边缘条件,GPM105的谐振转换器中的调节器可以附加地以L2和C2引起稳定的能量传递,即,基本上保持 P_{out} 恒定,尽管参数、例如耦接系数k可能改变了,例如如果在对汽车充电时在能量传递期间减少了GPM105和CPM104之间的间距的话。因为效率被最大化并同时必须监视系统状态,所以可以将具有效率最大化的调节器的集成和状态限制描述成优化问题。

[0125] 下面应继续探讨在状态S602中执行的校准阶段,该校准阶段确定了特定参数或校准系数,以便能够准确运行测量装置301。

[0126] 在ICS(感应充电系统)100中,由调节器302来调节初级功率 P_1 。调节器302就像图3中所示那样由测量装置301经由连接装置303、101获得初级功率 P_1 的值,该连接装置与测量装置301的输出 P_{out} 连接。 P_{out} 是在CPM104输出端220上通过电阻205的功率。

[0127] 基于允差,例如由于磁场106的杂散和不同的设备配置,例如使用4阶滤波器用于滤波器200,由测量装置301检测到的相位移动在初级场、也就是由初级线圈L1产生的场中从电流至电压地改变。该相位移动涉及所述测量的相位移动,不涉及真实状态的相位移动。这意味着,虽然系统100和尤其是初级回路202以真实或实际的相位移动工作并因此实际产生了功率 P_1 ,但是调节器302和/或测量装置301从对于电流和电压之间的相位差的错误值出发并由此从错误功率 P_1 或 P_{ist} 出发。相应地,虽然在系统100中实际存在功率 P_1 ,但是调节器302从歪曲的功率 P_{ist} 出发。因为由于相位移动而产生角度错误,所以出现功率的歪曲。因此在测量装置301中为了功率测量而使用的方法从电流 I_1 和电压 U_1 之间的相位位置的评估中计算功率 P_1 。

[0128] 为了克服基于角度错误而带来的测量错误可以在功率检测时在测量装置301中设置采样保持装置1103,其具有修正装置,该修正装置被设置用于置入时间延迟或组延迟,以平衡和/或克服角度错误。在此,“连续的测量信号”,也就是正弦形电流 I_1 或正弦形电压 U_1

被数字式检测,并在该信号又与U1或I1相乘之前也经由保持元件被延迟,由此可以将正的相位移动添加至两个时间信号之一。

[0129] 调节器302中的调节基于振荡回路202的功率测量S1,该振荡回路以转换器201的频率在80-90kHz范围内并以相应短的周期持续时间工作。应被测量的视在功率S1非常高且可以处在1100kVA的数量级中。在50Hz情况下对50W至500W的功率进行功率测量时,由于硬件测量错误而计入结果中的、0.1μs数量级中的相位错误或死时间仅具有小的影响,而在80kHz至90kHz的范围中的、振荡的相应短的周期持续时间的情况下0.1μs的死时间变得明显较强地可被注意到并且测量结果相对于功率实际值的歪曲不能被容忍,尤其是当ICS系统的工作点应当被设定并且调节器302具有高敏感性时。

[0130] 在考虑到相位错误的情况下进一步变得困难的是,相位错误可以与测量装置301相关并因此可能从测量装置至测量装置是不同的,且即使在相同结构形式的测量装置的情况下也可能不同。由此,因为ICS系统100相对ICS系统100的组运转时间/相位转动可以是不同的,所以在每个起始阶段S602中在阶段S603中的感应式充电之前执行功率P1的校准。该阶段可以并行于充电过程的阶段S702、S703中的工作点查找而发生。在起始阶段中,在小工作周期情况下作用功率是 $P_1 = 0W$ 或初级场功率 $P_1 = 0W$,因为在起始阶段期间还不应传递功率,而是仅应当确定工作点。在不离开允许频带的情况下,到刚好0W的校准非常困难且不能被确保。但是,可以伴随很少错误地假设 $P_1 = 0W$ 。虽然作用功率P1基本上不存在,但是存在高的视在功率。适用 $P_1 \ll S_1$ 。如果存在太小的频带,那么功率测量在I1和U1之间经由 $\cos(\phi) = \frac{P}{S} = 0$ 来校准。但是,一般来说 $P_1 \ll S_1$ 足以成功执行到0W的校准。即使例如真实具有

$P_1 = 100W$,但 $S_1 = 5000VA$,在将 ϕ 校准到 $\pi/2$ (90度)的情况下在该工作点中88.85度的真实角度下,将角度校准到1.3%相对误差,这总还是非常准确的。

[0131] 在公式(K7)和(K8)中介绍的原理造成在小功率的情况下校准功率。在大功率的情况下,偏离可能较大。但是,小功率的调节在ICS中是一种挑战,因为很难去确认是否找到了工作点。此外困难的是,对输出侧220上的最小功率进行调节。或者换句话说表达,利用该角度适配法也可以自主地非常良好地调节和/或控制小功率,也就是说具有作用功率相对于视在功率的小比例 P_1/S_1 的功率,这使得保障了自主的功率起始,即在没有使用CPM104的情况下,并导致较准确的功率检测。由此也可以非常准确地设定和控制输出端220上的输出功率 P_{out} 。

[0132] 参考图4使用来自表格1的下列缩写。

[0133] 表格1

变量/定义	命名	描述
P_{mess}	测量到的作用功率	所获知的初级振荡回路的作用功率
φ_{UI}	电流和电压之间的相位移动	电流和电压之间的相位移动
$\varphi_{\text{U,mess}}$	真实的和测量到的电压之间的相位移动	真实的和测量到的电压之间的相位移动
$\varphi_{\text{I,mess}}$	真实的和测量到的电流之间的相位移动	真实的和测量到的电流之间的相位移动
φ_{mess}	测量到的相位移动	测量到的相位移动
φ_{CAL}	相位位姿校准值	
$\phi_{\text{CAL,默认}}$	默认相位位姿校准值	
P	真实的作用功率	真实的功率测量
$U(t)$	真实的电流	真实的电流测量的时间信号
$i(t)$	真实的电压	真实的电压测量的时间信号
$I_{\text{mess}}(t)$	测量到的电流	模拟式/数字式测量到的电流（在连续体中显示），基于 I1。
$U_{\text{mess}}(t)$	测量到的电压	模拟式/数字式测量到的电压（在连续体中显示），基于 U1。
U_{rms}	有效电压	有效电压测量，基于 U1。
I_{rms}	有效电流	有效电流测量，基于 I1。
φ_{Fehler}	相位位姿检测误差	相位位姿检测误差
CPM	车辆垫模块	车辆垫模块
GPM	地面垫模块	地面垫模块
S1	撬棒	短路开关
f_{sw}	操控频率	GPM 的操控频率或工作频率
T_{CAL}	针对功率检测的延迟	专用于校准的值

[0134] [0135] 下面从初级电流I1和初级电压U1来考虑初级回路中的功率计算P1、S1。但是,为了简化起见在没有适用于初级回路的指数情况下执行该导出。尽管一般性导出是清楚的,但是该导出也涉及初级回路。

[0136] 功率测量在初级回路202中在GPM侧上借助于测量装置301进行。作用功率测量 P_{real} 或 P_{real} 借助于有效电流 I_{rms} 、 U_{rms} 和电流相对电压的相位位姿 φ 的 φ_{UI} 来获知。

$$[0137] \quad P_{real} = P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) * i(t) \quad (K1)$$

$$[0138] \quad S_{real} = S = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T u^2(t) \cdot \int_0^T i^2(t)} = U \cdot I \quad (K2)$$

$$[0139] \quad \cos(\phi) = \frac{P}{S} = \frac{P}{U_{rms} I_{rms}} \quad (K3)$$

[0140] 在GPM105和CPM104耦接时构建了时变磁场106。为了时变地作出针对感应式耦接的场106,操控装置201或PWM发生器201产生具有占空比 θ 的PWM信号。PWM信号是电压走向,其中,占空比 θ 可以被换算成电压的高度,该高度又表明待传递的功率,其大小与占空比相关联。以这种方式和方法可以经由占空比 θ 来控制ICS系统的传递功率。输入电压 U_{ein} 或 U_{in} 是发生器201产生并被提供给滤波器200的电压。滤波器200产生针对初级回路202的初级电压 U_1 和初级电流 I_1 。初级电流 I_1 和初级电压 U_1 通过形成的松散耦接的变换器211被变换成针对次级回路203的次级电流 I_2 和次级电压 U_2 。为了描述不同电压和电流彼此交错的转换,可以限定不同的传递函数。

[0141] 传递函数 $G_{U,I1}(s)$ 是从输入电压 U_{in} 或 U_{ein} 至初级电流 I_1 的传递函数。

[0142] 传递函数 $G_{U,U1}(s)$ 是从输入电压 U_{in} 或 U_{ein} 至初级电压 U_1 的传递函数。

[0143] 传递函数 $G_{I1,U1}(s)$ 是从初级电流 I_1 至初级电压 U_1 的传递函数。

[0144] 传递函数 $G_{I1,I2}(s)$ 是从初级电流 I_1 至次级电流 I_2 的传递函数。

[0145] 这些边缘条件和传递函数示出如何能够设定出大的 P_1/S_1 比例。利用传递函数可以产生 P_1/S_1 。

[0146] 应适用的是, $\|G_{i1i2}(s)\|_2 \geq 0.5$, 也就是说在最大次级电流 I_2 情况下,从初级电流 I_1 至次级电流 I_2 的加强绝对值大于或等于值0.5。比例 $\|G_{i1i2}(s)\|_2$ 被用于正常运行并且在校准时未被使用。

[0147] $0.5 \leq \cos(\angle G_{I1U1}(s)) \leq 1$, 也就是说在ICS系统100的能量传递期间发生,从初级电流 I_1 至初级电压 U_1 的传递函数的角度的余弦位于值0.5和1之间。

[0148] $\cos(\angle G_{I1U1}(s)) \rightarrow 0$, 也就是说当没有功率可以被传递到次级侧上时,从初级电流 I_1 至初级电压 U_1 的传递函数的角度余弦趋于零。如果其中没有功率能够被传递到次级侧上,那么例如出现,如果没有或仅存在GPM105和CPM104之间的很差的耦接,即如果适用 $k \rightarrow 0$,或如果输出电阻很小,例如在输出短路的情况下,即如果适用 $R_o \rightarrow 0$ 。如果这种不能传递功率到次级侧上的状态存在,那么同时适用的是绝对值 $\|G_{U_{in}U1}(s)\|_2$ 和 $\|G_{U_{in}I1}(s)\|_2$ 非常大。换句话说这意味着,用小工作周期(并由此小输入电压 U_{in})实现不仅在电流 I_1 的有效值中而且在电压 U_1 中的非常高的RMS(均方根,英文:Root Mean Square)值,这导致非常高的 S_1 。

[0149] 调节装置302必须借助于测量装置301来监视操控电压 U_1 和操控电流 I_1 。不能将功率传递到初级侧上的该状态不允许长时间运行,尤其是对于输出短路的情况,尤其是 $R_o = 0$ 的情况。为了探测这种状态,设置系统100中的超电流监视。如果在操控小的情况下产生短

路,那么绕过该保护功能并可能造成CPM104的硬件损坏。

[0150] 为了现在可以在启动阶段S702之前执行校准,借助于测量装置301来测量滤波器200输出端上的正弦形信号,如果通过发生器201的方波信号所产生的高次谐波借助于滤波器200基本上被去除了的话。测量装置301在该时间范围内示出正弦形测量信号。该时间范围内的示出基本上仅用作描述具有电流I1和电压U1之间相位移动的测量的相关性。在该时间范围内,相位移动作为死时间变得明显。

$$[0151] \quad U_{mess}(t) = U_{rms} \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_{U,mess}), \quad \phi_{U,mess} > 0$$

$$[0152] \quad I_{mess}(t) = I_{rms} \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_{I,mess} + \phi_{UI}), \quad \phi_{I,mess} > 0 \quad (K4); (K5)$$

[0153] 换句话说,这意味着,基于该测量,存在真实电压U1和测量到的电压 U_{mess} 或者说真实电流I1和测量到的电流之间的相位误差或错误获知的相位移动。单独通过测量装置301和作用到测量装置301上的不同影响因素观测到相位移动 $\phi_{U,mess}$ 或 $\phi_{I,mess}$,其完全不是真实存在的。电流和电压之间由于滤波器200而引起的相位移动为 ϕ_{UI} 。

[0154] $U1(t) = U_{rms} \sqrt{2} \sin(\omega t)$ 和 $I1(t) = I_{rms} \sqrt{2} \sin(\omega t + \phi_{UI})$ 之间的相位移动 ϕ_{UI} 可以在假设不存在测量误差 $\phi_{U,mess}$, $\phi_{I,mess}$, Φ_{Fehler} 的情况下由测量装置301利用两种不同的方法来获知。测量装置可以借助于电流I1和电压U1的过0识别或过零识别用模拟式测量法获知相位差,其方式是,测量装置301确定I1和U1的过零时间,并从中获知相位移动作为过零时间差。替选地或附加地,测量装置301可以从连续的作用功率测量和视在功率测量构成的比例中获知U1和I1之间的相位差作为 $\cos(\phi_{mess})$,参见公式(k3)。换句话说,作用功率P和视在功率S被测量并从中获知针对 $\cos(\phi_{mess})$ 的值。该值可以根据相位来解决并获得针对相位的值 ϕ_{mess} 。

[0155] 但是,在真实利用测量装置301执行的测量中得到相位相对于实际相位位姿的测量误差。该测量误差以 $\phi_{U,mess}$, $\phi_{I,mess}$, Φ_{Fehler} 形式出现。与测量系统301或测量装置301的选择无关,在检测相位位姿时,由于数字式滤波的影响,基于模拟式测量技术如构件杂散或构件允差的影响因素,基于系统配置的影响因素和/或如温度和老化效应那样的其他影响因素可能出现相位位姿的歪曲 $\phi_{U,mess}$, $\phi_{I,mess}$, Φ_{Fehler} 。

[0156] 因此,当测量到 ϕ_{mess} 时,该值由电流和电压之间的实际相位移动 ϕ_{UI} 、实际电流相位和测量到的电流相位之间的相位误差 $\phi_{I,mess}$ 、实际电压相位和测量到的电压相位之间的相位误差 $\phi_{U,mess}$ 和相位位姿检测的误差 ϕ_{Fehler} 组成。因此,作为该值得到针对测量到的相位位姿的值

$$[0157] \quad \phi_{mess} = \phi_{UI} + (\phi_{I,mess} - \phi_{U,mess}) + \phi_{Fehler} \quad (K6)$$

[0158] 由此可以实现目标 $(\phi_{I,mess} - \phi_{U,mess}) + \phi_{Fehler} = 0$,也就是说经由 $\phi_{I,mess}$ 和 $\phi_{U,mess}$ 补偿总误差。

[0159] 导致有误差的相位测量的影响中的一些可以是相反起作用的。例如数字式滤波的影响可以基本上在探测技术方面被去除,其方式是例如使用修正滤波器。模拟式测量技术的影响因素可以被估计并由此被去除,这些影响因素但受到随机散射并因此不能像数字式滤波的影响因素那样被良好去除。系统配置的影响因素,例如在非故意造成的Cb改变情况下的阻抗改变,但还有L1中的改变很难被去除,因为阻抗在不同的系统配置中发生改变。由

于温度和老化,测量电路的低通特性、滤波器200的电容Cb并且还有电感L1可能会发生改变。系统配置的这些影响因素可以从ICS系统100到ICS系统100地有区别,即使ICS系统100是相同的结构形式。系统配置的这些影响因素但是可以借助校准措施在最大程度上被消除。与误差源无关地,经由已知的系统相关性来修正总误差。

[0160] 这些影响被估计并以与设备无关的常量“默认相位位姿校准值” φ_{cal} 来表征。在此情况下存在作为参考值的默认值,该参考值针对所有系统100是相同的。系统100在每次充电启动时在校准阶段S602中由来自最后的充电周期S603的本身利用已提到的方法确切地说递归,也就是说总是根据最后所设定出的校准值来校准。

[0161] 基于确定相位位姿时的误差,不能确定的是,测量装置301和调节装置302是否处理了具有误差的这些值,还有这些值是否相应于实际值,并且这不仅在启动过程S702、S703的阶段中,而且在衔接的阶段S705中的传递功率调节中即在感应式充电S603的阶段期间。因此,将校准阶段S602前置可以实现准确的感应式充电,因为其基本上有助于避免测量误差。

[0162] 图11示出了根据本发明一示例性实施例的具有初级测量装置301p的测量装置301或初级测量装置301p的细节视图。

[0163] 用于测量能量传递系统100的初级回路202中的当前作用功率P、P1的初级测量装置301p具有评估装置1101和校准装置1102。评估装置1101具有测量接头,用以在初级回路202中检测电流 $I_{1, mess}$ 、电压 $U_{1, mess}$ 以及电流 $I_{1, mess}$ 和电压 $U_{1, mess}$ 之间测量到的相位移动 φ_{mess} 。电流 $I_{1, mess}$ 经由测量装置301的输入端i1测量。评估装置1101和校准装置1102彼此连接并且评估装置1101进一步被设置用于执行通过评估检测到的电流 I_{mess} 和检测到的电压 U_{mess} 来进行功率测量。校准装置1102还被设置用于经由检测到的电流 I_{mess} 和检测到的电压 U_{mess} 之间检测到的相位移动 φ_{mess} 的 $\cos()$ 值来修正检测到的电流 I_{mess} 和/或检测到的电压 U_{mess} 。评估装置1101被设置用于利用检测到的电流的修正值 I_{korr} 和/或利用检测到的电压的修正值 U_{korr} 来计算功率值,并且校准装置1102被设置用于提供计算出的功率值作为当前的作用功率 P_{korr} 。 P_{korr} 从 φ_{korr} 中获得。如果相位被修正,那么也修正功率; $P_{korr} = I_{rms} * U_{rms} * \varphi_{korr}$ 。

[0164] 电压 $U(t)$ 和电流 $I(t)$ 、尤其是初级回路202中的 $U_1(t)$ 和 $I_1(t)$ 利用例如1MHz的高采样率来采样。信号 $U(t)$ 和 $I(t)$ 的频率处在81.35kHz至90kHz之间的允许范围内,处在允许的针对ICS系统的频带中。相位移动 φ_{mess} 根据公式(K3)由 $\cos(\varphi) = \frac{P}{S}$ 获得。该相位移动 φ_{mess}

包含系统的所有相位移动,即真实的和测量到的电压之间的相位移动 $\varphi_{U, mess}$ 、真实的和测量到的电流之间的相位移动 $\varphi_{I, mess}$ 以及电流和电压之间的实际存在的相位移动 φ_{UI} 。这些相位移动涉及由于ICS系统100的硬件而引起的延迟,尤其是由于ICS系统100的数字式和模拟式结构组的延迟(模拟式和数字式组延迟)。测量到的功率 P_{mess} 与这些组延迟相关并由于组延迟而被歪曲。该歪曲应通过校准装置1102来修正。利用组延迟来修正 φ 并进而修正P。

[0165] 初级测量装置301p在考虑延迟值 T_{CAL} 的情况下从检测到的电流 I_{mess} 的值中计算检测到的电流的修正值 I_{korr} ,该延迟值由检测到的相位移动 φ_{mess} 导出。

[0166] φ_{mess} 是初级回路202中测量到的电流 I_{mess} 和测量到的电压 U_{mess} 之间的测量到的相位移动。

$$[0167] \quad I_{korr} = I_{mess} - \frac{\Delta T_{PhaseShift}}{50 ns} \quad (K7)$$

$$[0168] \quad \Delta T_{PhaseShift} = \frac{\left(\cos^{-1}(\cos \phi) - \frac{\pi}{2} \right) * 11,11 \mu s}{2\pi} \quad (K8)$$

[0169] $\Delta T_{PhaseShift}$ 重复添加至 T_{cal} 。即 $T_{cal,k} = \Delta T_{PhaseShift} + T_{cal,k-1}$ 。

[0170] 该原理造成在小功率的情况下校准功率。在大功率的情况下, 偏离可能较大。但是, 小功率的调节在 ICS 系统 100 中较困难, 其中必须确认是否找到了工作点并且必须在输出侧 220 上调节最小功率。

[0171] 在等式 (K7) 和 (K8) 中选择边缘条件, 这些边缘条件表征 ICS 系统 100 的系统实施方案, 校准、即确定和考虑相位移动的延迟值 T_{CAL} 可以在 81.35kHz 至 90kHz 之间的允许的频率范围的每个频率上执行。在一示例中, 为了借助于调节器 302 确定校准的值而设定 ICS 系统 100 的工作点, 在该工作点中, 作用功率比视在功率小得多, 在其中即适用 $P \ll S$ 、尤其是 $P1 \ll S1$ 。

在该特定工作点中, 相位移动的余弦值为零 $\cos(\phi) = \frac{P}{S} = 0$, 从而可以假设, 检测

到的测量值 I_{mess} 、 U_{mess} 也相应于真实的测量值。

[0172] 由此, 可以视为校准构思的是, 存在于测量到的 $\cos(\phi_{mess})$ 之内的相位转动或相位移动通过如下方式被补偿, 即, 组运转时间被添加至 I 的测量值或 U 的测量值, 以便平衡有误差的相位转动。针对该平衡, 在测量装置 301 的数字式部分中设置采样保持装置 1103。

[0173] 该校准可以针对功率调节 302 的所提供的额定值来进行。换句话说表达, 可以给调节器 302 通过额定值预设装置 304 来预设额定值 P_{sol1} , 其方式是已经考虑到校准。但是替换地, 也可以在测量装置中借助于校准来净化测量值, 使得额定值预设装置 304 可以利用真实值来工作并且不必考虑相位误差。

[0174] 初级测量装置 301p 的采样保持装置 1103 可以被设置用于考虑延迟值 T_{CAL} , 以便平衡测量信号中的有误差的相位转动。

[0175] 采样保持装置 1103 可以考虑初级测量装置 301p 的硬件中的运转时间, 即如下运转时间, 该运转时间由于穿过初级测量装置 301p 的硬件的信号运转时间而产生。相位移动基于测量技术、尤其是基于穿过初级测量装置 301p 的测量模块的运转时间而产生。这些相位移动被换算成组运转时间并作为校准值以组运转时间的形式提供。测量到的信号相对真实信号的总相位移动 ϕ_{cal} 或总组运转时间 T_{cal} 包含由于电路布局、例如变压器和由于附加系统修正的系统性相位转动。

[0176] 初级测量装置 301p 可以被集成在地面垫模块 105 中。GPM105 作为自主系统工作并可以在没有 CPM103 情况下进行校准。但是替换地也可以的是, 与 CPM103 合作用于确定校准值。测量装置 301 的被用于校准的部件存在于 GPM105 上。校准基于存在于初级侧上的测量参量的初级侧测量, P 、 $S1$ 、 $I1$ 、 $U1$ 。参量 $R0$ 和 P_{out} 不被校准所使用, 仅用于图解校准方法。

[0177] 图 12 示出了根据本发明一示例性实施例的用于确定针对测量能量传递系统 100 的初级回路 202 中的作用功率的校准系数的方法的流程图。该方法基本上在每次充电过程中

在以充电开始之前被实施用以获知校准系数。校准系数的找到在充电过程的校准阶段S602中进行。也可以设置开关,利用其可以切断和接上校准阶段S602的执行。

[0178] 用于确定针对测量能量传递系统100的初级回路202中的作用功率的校准系数的方法在闲置状态S1201中启动。在状态S1202中,该方法通过设定可预设输入电压和可预设工作频率来设置对可预设工作点的设定。该方法还在状态S1203中具有在该工作点中产生具有小作用功率和高视在功率的功率比例。在该方法在闲置状态S1205中终止之前,在状态S1204中进行校准系数确定作为相位移动 φ_{cal} 和/或作为保持时间 T_{cal} 。该校准系数然后可以在随后的ICS系统的充电阶段S603中被考虑,以平衡测量误差。

[0179] 图13示出了根据本发明一示例性实施例的用于校准测量值的方法的流程图。该方法可以被使用,用于在随后的测量阶段期间、例如在随后的充电阶段S603中使用校准系数,以消除测量误差。如果校准系数被设定,则该校准系数可以在整个随后的测量中被考虑。以这种方式和方法可以校准GPM105和/或ICS系统100。

[0180] 该用于校准测量值的方法以闲置状态S1301开始。在随后的状态S1302中,在初级回路202中检测电流 I_{mess} 、电压 U_{mess} 以及电流 I_{mess} 与电压 U_{mess} 之间测量到的相位移动 φ_{mess} 。在状态S1303中,通过评估检测到的电流 I_{mess} 和检测到的电压 U_{mess} 来执行功率测量。在状态S1304中,经由检测到的电流 I_{mess} 和检测到的电压 U_{mess} 之间的检测到的相位移动 φ_{mess} 和/或经由保持时间 T_{cal} 来修正检测到的电流 I_{mess} 和/或检测到的电压 U_{mess} 并利用检测到的电流的修正值 I_{korr} 和/或检测到的电压的修正值 U_{korr} 来计算功率值。在该方法在闲置状态S1306中终止之前,在状态S1305中提供计算出的功率值作为当前作用功率 P_{korr} 。

[0181] 功率的校准借助于检测以工作点中的相位位姿为形式的校准系数利用下列原理性做法来获知。

[0182] 借助于调节装置302来设定出预先限定的输入电压和工作频率。为此使用没有反馈回路101的预调。换句话说,在没有反馈回路的预调情况下经由从x至y的相位移动的参数和共同的PWM频率、也就是说针对具有50% PWM-X工作周期和50% PWM-Y工作周期的PWMx/y的相同频率来进行对控制曲线PWMx/y1401、1402的设定,就像图14中通过信号1401、1402示出的那样。频率和相位被调节、控制或发生变化,直至可以测量到针对调节的处在滤波器输入端206上的最小功率。由此获得输入电压 $U_{e,in}$ 1403或 U_{in} 的走向。

[0183] 这可以意味着,GPM105为此可以独立工作,而不需要CPM104。由此相对于设定出预先限定的输入电压和工作频率足够地借助于调节装置302局部限定GPM105,而不必考虑CPM104的影响。

[0184] 初级回路202的作用功率然后借助于调节装置302被设定,使得作用功率很小或处在0W范围内,具有相对于无功功率明显更大的视在功率,从而使得适用 $P \ll S$ 。视在功率和无功功率之间的该大的区别但是也可以在考虑CPM104的情况下独立地由GPM105单独通过GPM105的系统配置来设定。

[0185] 在GPM105的初级回路202中适用的特性设定、即 $P \ll S$ 可以借助于CPM来实现,其方式是,CPM104设定一状态,在该状态中,负载205、也就是说 R_0 或 R_{Last} 被最小化,使得适用 $R_{Last} \rightarrow 0 \Omega$ 。

[0186] 为了使CPM104上的负载最小化,CPM104可以使次级侧上的负载205短路,使得适用 $R_0 = 0$,尤其是阻抗 Z_0 是实际负载并且该阻抗趋近零。负载205的短路可以借助于CPM104中

存在的撬棒401引起,该撬棒具有开关S1。如果撬棒401被截止,也就是说S1被闭合,那么CPM104的输出端上的负载基本上被短路并接近零。当在次级侧203上不能流动作用功率P2时,那么初级回路202中的功率在任意视在功率S1的情况下是 $P_1=0$ 。此外,初级回路中的电流I和电压U以 90° 相位移动。在考虑CPM104的情况下相对视在功率减少作用功率使得适用 $P \ll S$ 的该方法与振荡回路211的特性以及其参数k、L1、L2以及滤波器200输入端上的电压 $U_{e_{in}}$ 或 U_{in} 和系统100的U1或者说 U_{Batt} 无关。

[0187] 在GPM105的初级回路202中适用的特性设定、即 $P \ll S$ 替换地也可以基本上在不进行CPM104上的设定的情况下被实现,其方式是,在GPM105中进行特定的系统配置。为此,调节装置302对PWM发生器201的信号PWMx1401和PWMy1402之间的相位移动进行设定,由此获得合成的PWM信号1403的占空比,使得设定出输入电压 $U_{e_{in}}$ 或 U_{in} ,但是还不能构成作用功率。由此,输入电压仅通过相位移动并通过合成的PWM信号的占空比 θ 来调节。频率调整造成相对作用功率的高视在功率。该系统利用处在谐振频率以上很远的频率来调整。通过该推移获得相对作用功率的高视在功率。

[0188] 系统、尤其是GPM105在功率非常小的情况下需要无功功率的非常高的份额并可以假设 $P \rightarrow 0$ 或者说 $P \ll S$ 。这是根据图4通过操控ICS拓扑中的转换器而由系统造成的。小功率在高频率下进行调节。

[0189] 通过输入电压 $U_{e_{in}}$ 或 U_{in} 和频率来确定工作点。该工作点对系统特定地或对配置特定地进行选择。为此,可能地可以使用CPM电流(电池电流)作为反馈源。

[0190] 因为在ICS系统中在CPM和GPM耦接之后才启动充电过程,所以为满足 $P \ll S$ 的另一可能性未被实施。该方法设置了操纵振荡回路,其中,振荡回路被操纵为,使得耦接系数k非常小且适用 $k \rightarrow 0$ 。为了进行该操纵,CPM和GPM的位姿不必由交通工具来限定且必须在充电时是可影响的。

[0191] 其是针对另外的系统可考虑的应用方案。例如可以通过运动的系统使CPM从GPM进一步远离地推移并在GPM中对电流进行调节。耦接随着线圈至线圈的高度(z间距)上的间距而减少。这可以被用于如下系统,这些系统可以控制汽车并仅当汽车处在充电部件之上且针对功能安全性在没有CPM请求的情况下不允许场构建时,才允许构建场。

[0192] 在利用具体调节电压 U_{in} 和操控频率 f_{Sw} 来设定工作点时得到针对相位位姿 ϕ_{cal} 的校准值的下列关系:

$$[0193] \quad \phi_{cal} = \frac{\pi}{2} - \phi_{mess} - \phi_{cal,DEF} \quad (K9)$$

[0194] 如上面已实施的那样,相位移动可以借助于电流和电压的过零识别类似于时间值被获知或在连续作用功率和视在功率测量情况下根据公式(K3)作为 $\cos(\phi) = \frac{P}{S}$ 被获知。相位移动 ϕ_{cal} 可以在过零识别测量的情况下被加法地添加。在借助于连续测量来检测作用功率时,组运转时间可以动态地用保持时间 T_{ca1} 来控制。通过保持时间来确定动态组运转时间。保持时间 T_{ca1} 在确定的工作频率上被计算,例如在启动频率 $f_{start} = 90\text{kHz}$ 的情况下。因为应对相位进行修正,所以必须用当前的操控频率来修正时间。下面的计算示出了修正的计算。但是,系统不必一定具有这些修正措施,因为利用 T_{ca1} ($f = 90\text{kHz}$)的恒定值可以进

行计算。当设置了修正时,测量可以更准确。换句话说,可以视用于相位移动测量的使用方法而定来确定校准系数 T_{cal} 或 ϕ_{cal} :

$$[0195] \quad T_{CAL}(i_{mess}(t)) = \phi_{cal} \frac{f_{sw}}{2\pi}, T_{CAL}(u_{mess}(t)) = 0; \phi_{cal} \geq 0$$

$$[0196] \quad T_{CAL}(u_{mess}(t)) = \phi_{cal} \frac{f_{sw}}{2\pi}, T_{CAL}(i_{mess}(t)) = 0; \phi_{cal} < 0 \quad (K10), (K11)$$

[0197] 在公式(K10)、(K11)中,涉及相位移动的值是0。因此,在(K10)中电压是针对电流相位差的参考,在(K11)中电流是针对电压相位差的参考。

[0198] 为了确定ICS系统100中的并尤其是GPM105中的单个测量值,GPM信号或变压器信号U1和I1借助于测量装置301被扫描。在一示例中,测量装置301使用1MHz的扫描率或采样率,以扫描变压器信号。该扫描率针对具有80kHz-90kHz的信号是足够的。

[0199] 测量装置301通过瞬时值检测来检测初级回路202的变压器信号U1和I1并从中计算出作用功率P1。作用功率在瞬时值检测中的计算是通过:

$$[0200] \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t + T_{CAL}(u)) * i(t + T_{CAL}(i)) \quad (K12)$$

[0201] 其中,之前获知的校准系数 T_{cal} 被考虑,以便消除计算功率时的测量误差。针对校准使用采样和保持或简单加法。 T_{cal} 的加法在数学方面以(K12)形成。视在功率与时间无关或与角度无关。相位移动不是重要的,如由(K13)所得知那样。

[0202] 视在功率的获得是通过:

$$[0203] \quad S = \frac{1}{T} \sqrt{\int_0^T u^2(t) \cdot \int_0^T i^2(t)} = U \cdot I \quad (K13)$$

[0204] 如已实施的那样,针对获知用于功率测量的校准系数设定出作用功率和视在功率之间的大的区别 $P \ll S$ 。视在功率和无功功率之间的该大的区别但是也可以在包括CPM104的情况下自主地由GPM105单独通过GPM105的系统配置来调整。

[0205] 在交通工具的CPM104被引入的变型方案中,在CPM上产生短路。针对短路的设定,CPM104与GPM105经由通道101通信。在此,CPM信号通知GPM,CPM想要进行充电。在另一示例中,GPM105也可以启动充电过程。

[0206] 该信号通知可以通过GPM向CPM的功率传递触发充电过程。为了开始充电,CPM可以给GPM传递充电命令。CPM104在发出充电命令之后使撬棒保持在“撬棒闭合”状态中,在该状态中,开关S1被闭合,以便借助于短路来将电池205和/或交通工具的中间回路205从次级振荡回路203断开。该状态也经由通信接口101被送交给GPM105。因为GPM还没有充电,所以其还报告的是“校准未决”状态,在该状态期间执行GPM105的校准。

[0207] GPM使用调节器302上的预调装置,以便在具有经限定的工作频率 $f_{sw,cal}$ 的经限定的输入电压 U_{in} 的情况下构建一工作点并在该工作点中构建一视在功率S。在此情况下,

指数中的ca1意味着操控频率,在该操控频率下执行校准,例如90kHz。

[0208] CPM104借助于GPM105经由通道101的相应信号通知被告知信息,也就是说在测量装置301中进行校准系数的获知和修正措施的设定。在获得该完成通知之后,CPM104打开撬棒401并变换到“撬棒打开”状态中并返回地信号通知到GPM上,撬棒401是打开的。

[0209] 利用所获知的延迟时间或校准系数然后可以根据GPM的操控频率 f_{sw} 或工作频率 f_{sw} 进行适配。

$$[0210] \quad T_{CAL,DYN} = T_{CAL} \frac{I_{SW,CAL}}{f_{sw}} \quad (K17)$$

[0211] GPM105因此结束校准阶段S602并过渡到充电运行S603中。在充电运行S603期间,GPM105根据测量利用所获知的附加延迟 $T_{ca1(i)}$ 和 $T_{ca1(u)}$ 来设定ICS系统100的作用功率P1。

[0212] 在进行了系统配置或系统分析以执行校准的变型方案中,撬棒到短路中的控制未被执行或被略去。撬棒由此在该校准过程期间保持不运行。但是,因为撬棒未被激活,所以必须以另外的方式来建立状态 $P \ll S$ 。

[0213] 该重要的传递功能针对设备的所有运行状态被获知。在最大的操控电压 $U_{ein,max}$ 之后进行搜索,在该操控电压的情况下,在少于50W的过谐振运行($f_{sw} = f_{sw}$)中,在考虑由 Z_0 限定的所有耦合值 k 、所有电感值和输出电压值 U_{Batt} 的情况下,可以从GPM105至CPM104传递。因此接近条件 $P \ll S$ 。由此,间接使代替阻抗 Z_0 的实数部分也变得很小,使得该行为可以等同于撬棒的短路,并可以实施如下列变型方案中那样的类似方法,在该变型方案中,CPM和尤其是撬棒被连带使用,以执行校准。电感值L1、L2例如可以在一驻车位置中变化。这些预设可以在ICS系统的参数设置和布局时被考虑。校准的相位移动和操控频率被选择为,使得在所有驻车位置和电池电压下,这些参数组合导致非常小的P1/S1比例。

[0214] 补充要指出的是,“包括”和“具有”不排除另外的元件或步骤并且“一”或“一个”不排除复数。此外要指出的是,参考上面实施例之一所述的特征或步骤也可以与另外的上面所描述的实施例的另外的特征或步骤组合使用。权利要求中的附图标记不能被看作为限制。

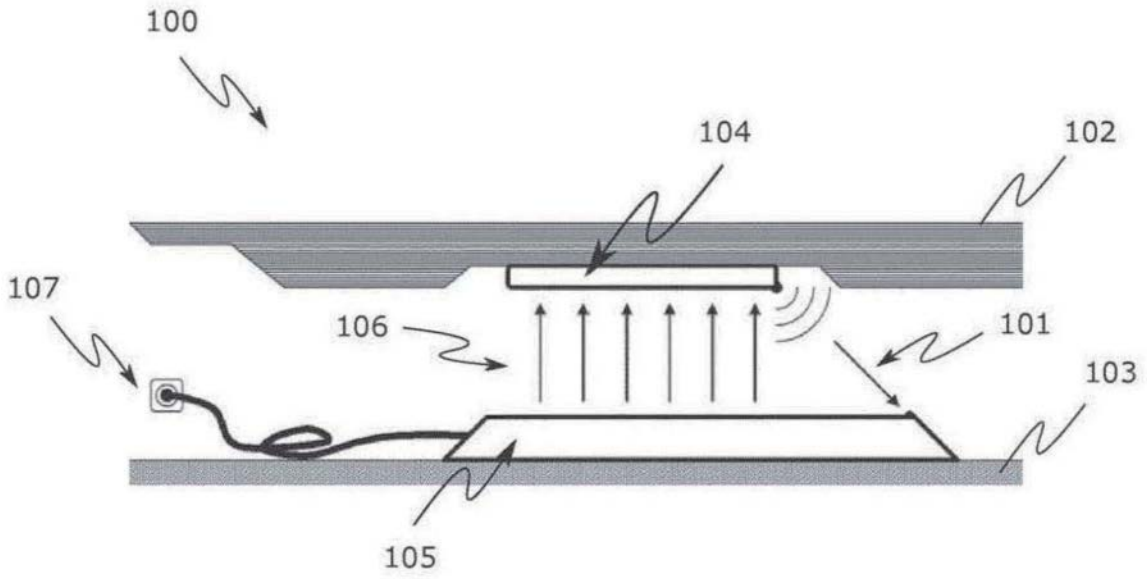


图1

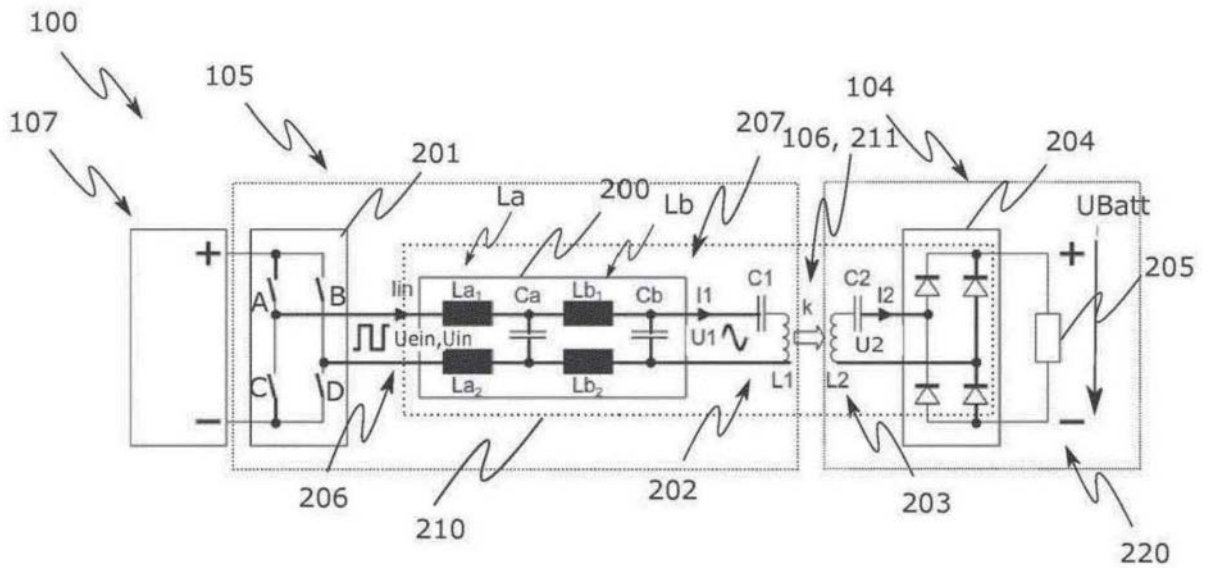


图2

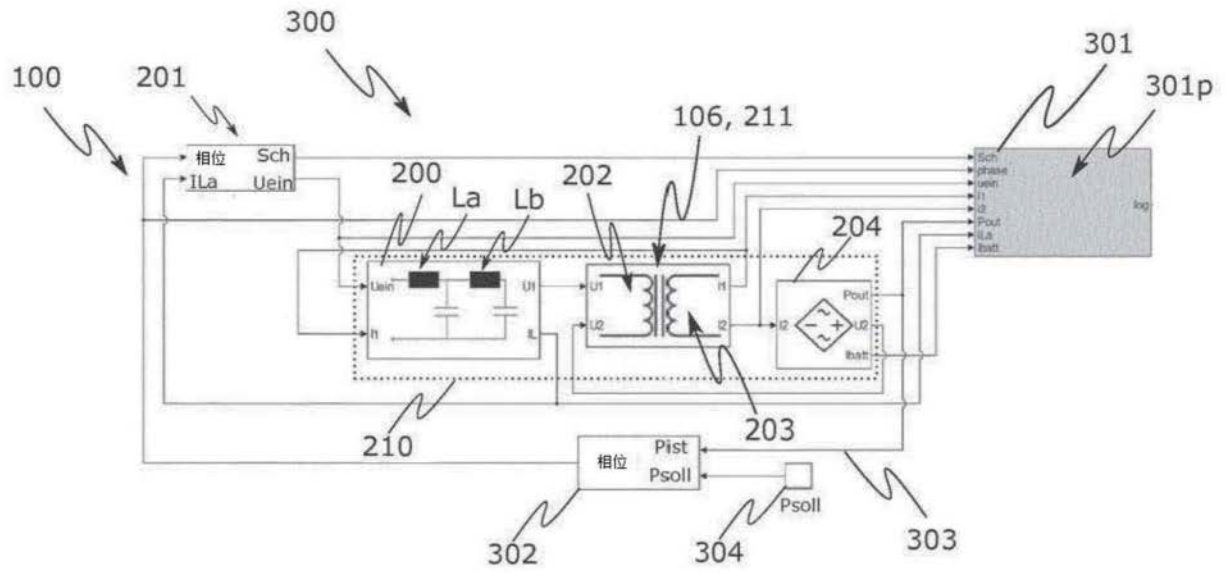


图3

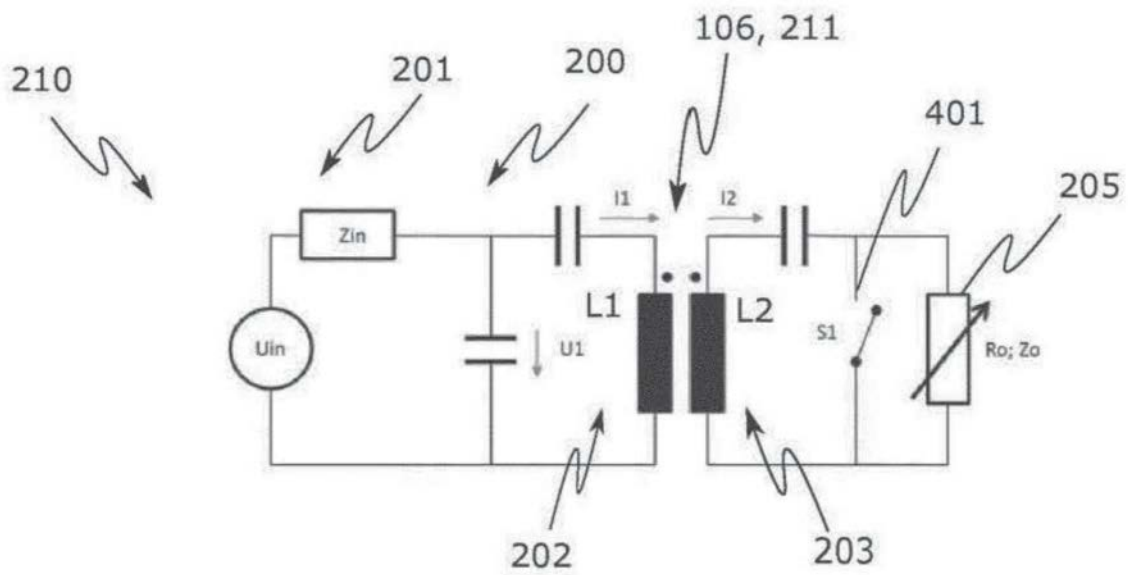


图4

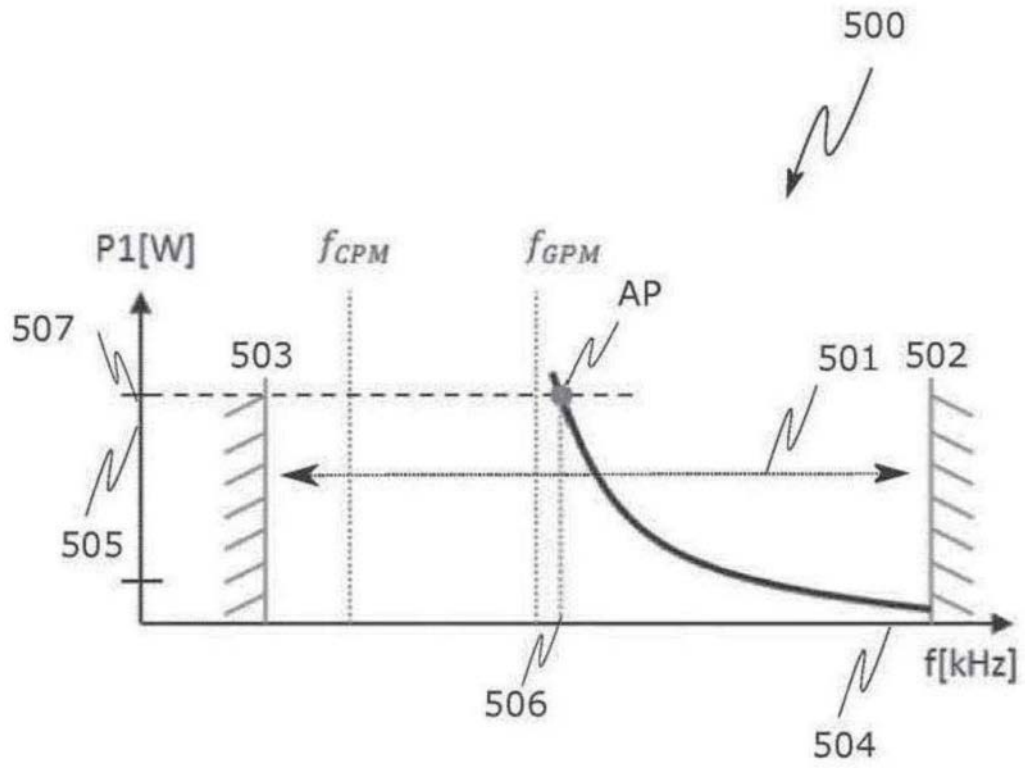


图5

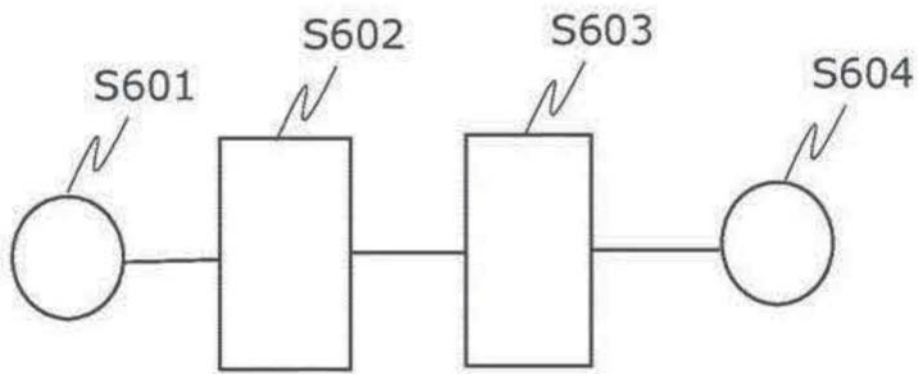


图6

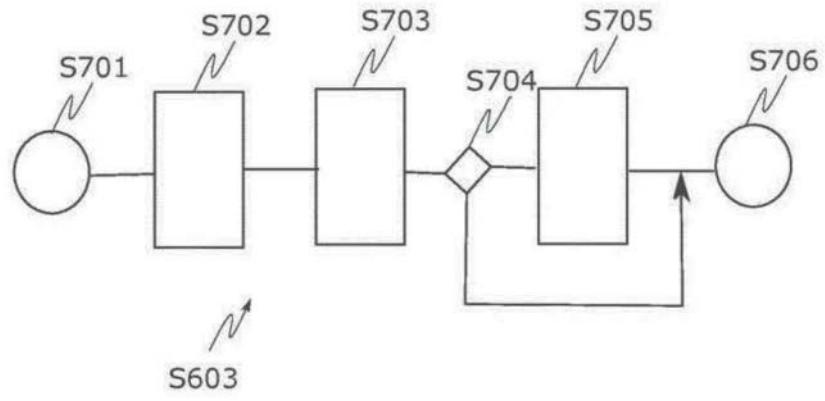


图7

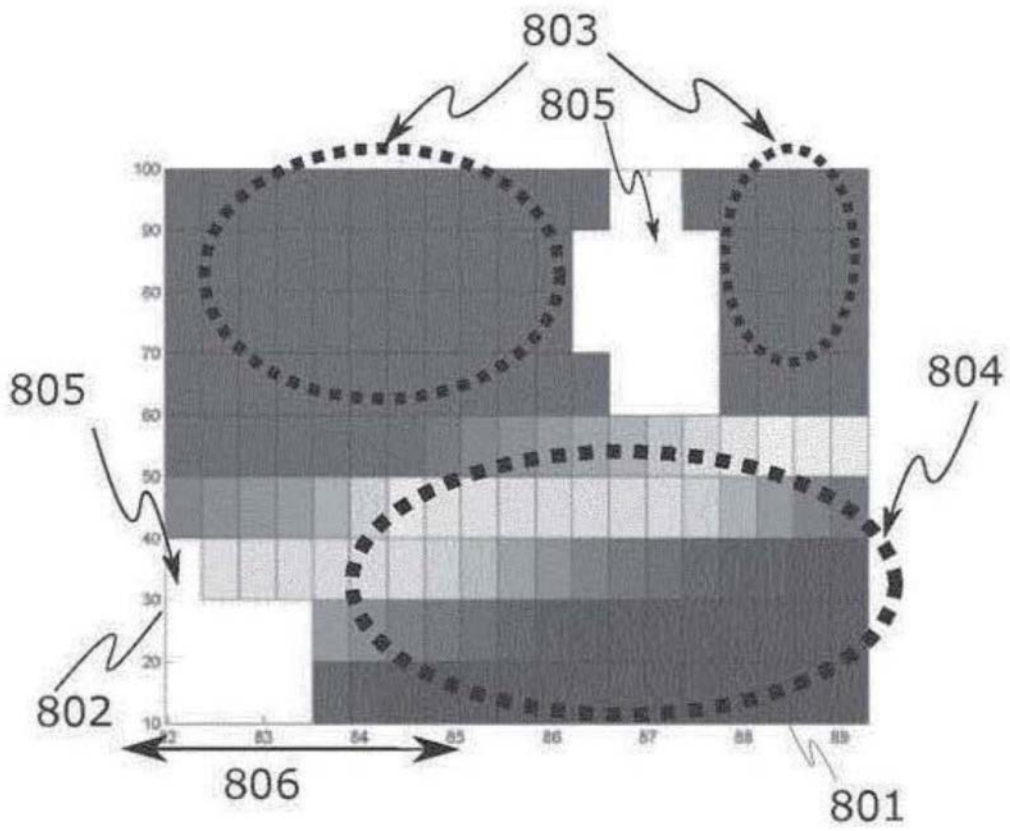


图8

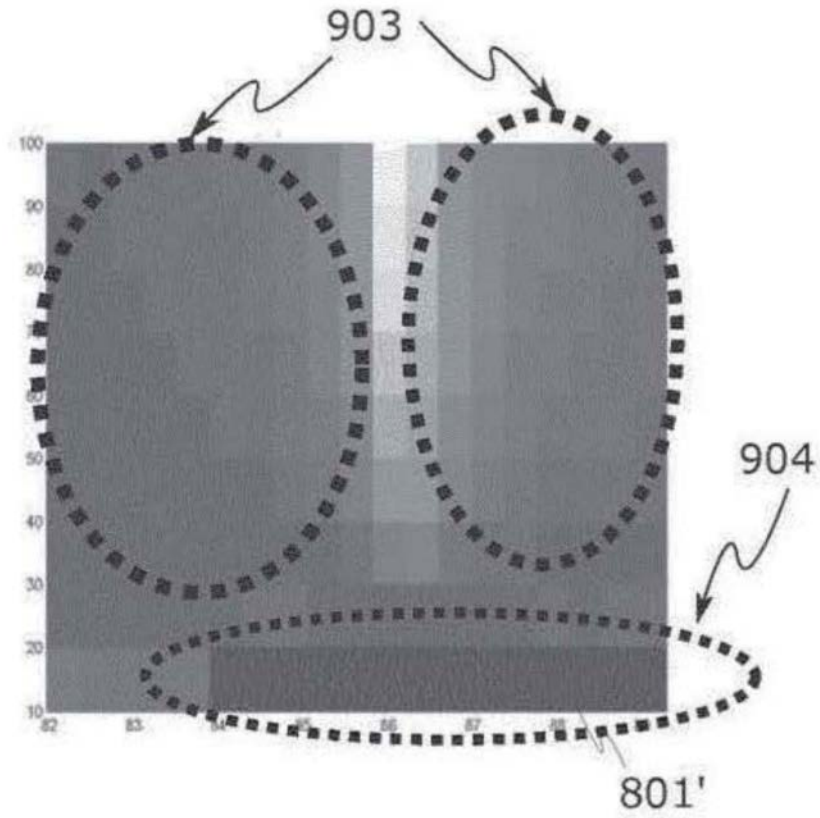


图9

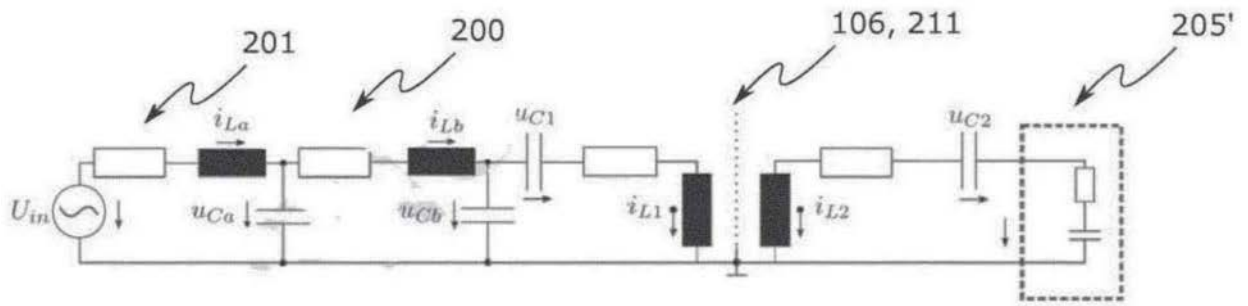


图10

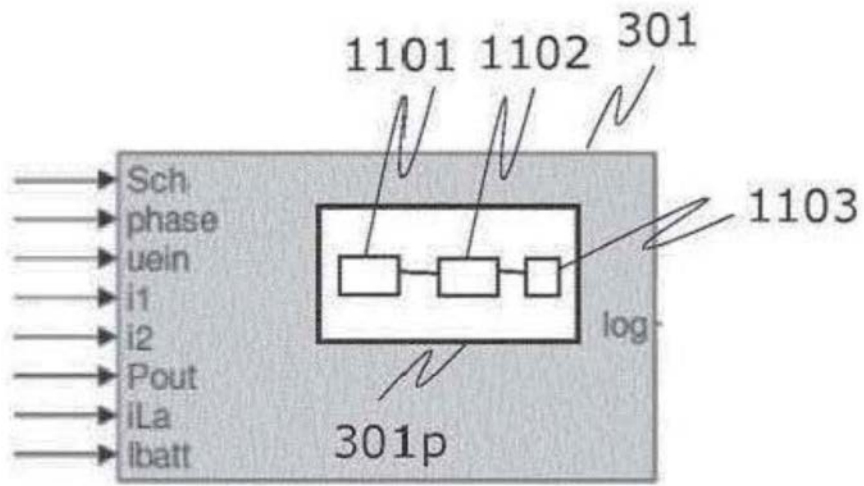


图11

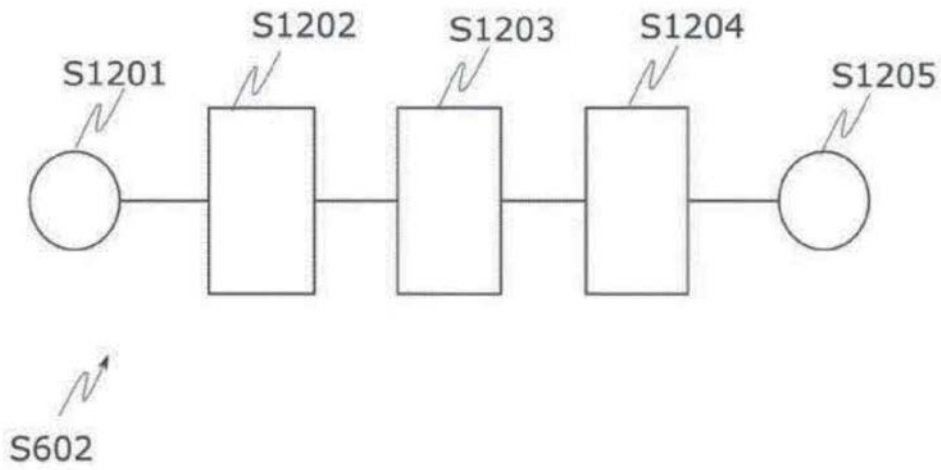


图12

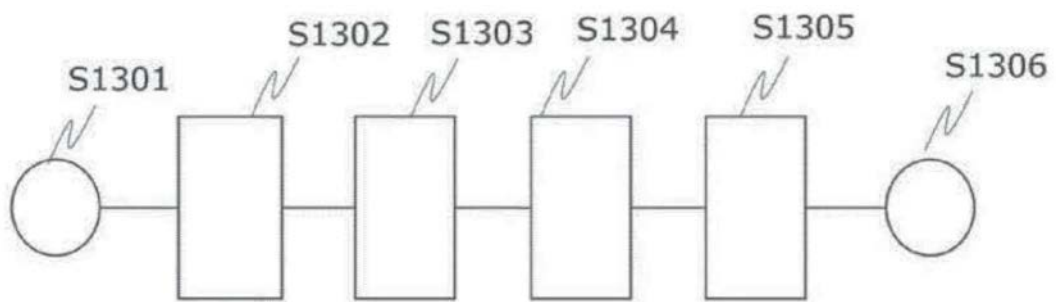


图13

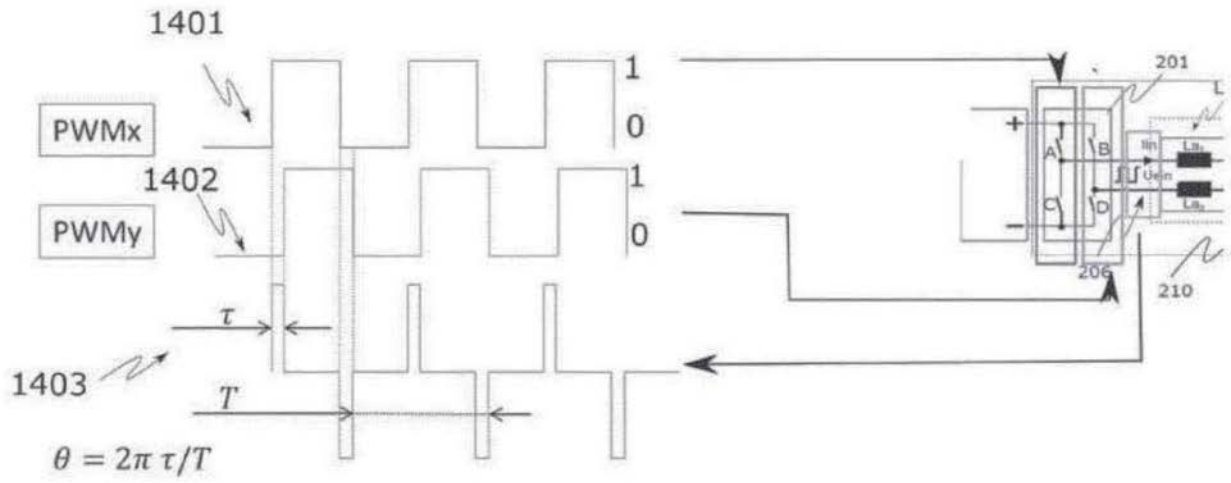


图14