

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2021 年 4 月 22 日 (22.04.2021)



(10) 国际公布号
WO 2021/072736 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02J 50/12 (2016.01) *H01F 38/14* (2006.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2019/111919
- (22) 国际申请日: 2019 年 10 月 18 日 (18.10.2019)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201910978600.8 2019 年 10 月 15 日 (15.10.2019) CN
- (71) 申请人: 浙江大学(ZHEJIANG UNIVERSITY) [CN/CN]; 中国浙江省杭州市西湖区余杭塘路 866 号, Zhejiang 310058 (CN)。
- (72) 发明人: 钟文兴(ZHONG, Wenxing); 中国浙江省杭州市西湖区余杭塘路 866 号, Zhejiang 310058 (CN)。 徐德鸿(XU, Dehong); 中国浙江省杭州市西湖区余杭塘路 866 号, Zhejiang 310058 (CN)。

- (74) 代理人: 杭州求是专利事务有限公司(HANGZHOU QIUSHI PATENT OFFICE CO., LTD.); 中国浙江省杭州西湖区玉古路 147 号黄鸿年科技综合楼 215 室万尾甜, Zhejiang 310013 (CN)。
- (81) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(54) Title: INCOMPLETELY COMPENSATED WIRELESS POWER TRANSFER SYSTEM

(54) 发明名称: 一种非完全补偿的无线电能传输系统

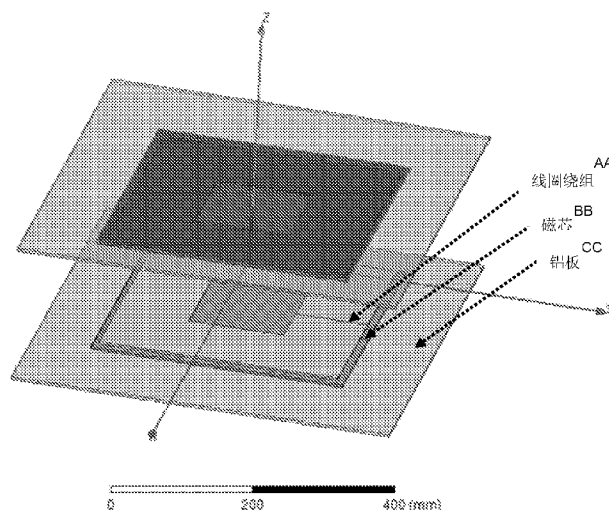


图2

AA Coil winding
BB Magnetic core
CC Aluminum plate

(57) Abstract: Disclosed in the present invention is an incompletely compensated wireless power transfer system. On the basis of an SS compensated wireless power transfer system topology, a primary side capacitor C_1 and a secondary side capacitor C_2 take specific values, and in combination with a phase shift frequency modulation control method, a coupling range of a system output rated power is improved. According to the present invention, by finding an appropriate combination of the primary side capacitor C_1 and the secondary side capacitor C_2 , the system can output a required rated power in a greater coupling range under the condition of incomplete compensation.

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告 (条约第21条(3))。

(57) 摘要: 本发明公开了一种非完全补偿的无线电能传输系统, 是在SS补偿的无线电能传输系统拓扑的基础上, 将原边电容 C_1 与副边电容 C_2 取到特定值, 结合移相调频控制方法, 提升系统输出额定功率的耦合范围; 本发明通过找到合适的原边电容 C_1 和副边电容 C_2 的组合, 使得系统在非完全补偿的情况下, 可以在较大的耦合范围内都能输出所需的额定功率。

一种非完全补偿的无线电能传输系统

技术领域

本发明属于无线电能传输技术领域，涉及一种无线电能传输系统，尤其涉及一种非完全补偿的无线电能传输系统。

背景技术

图 1 是 SS 补偿（series-series，即原边与副边皆串联补偿）的无线电能传输系统简化电路模型。在原边和副边，线圈与串联的电容形成 LC 谐振，称之为谐振子。此系统的稳态运行可由方程组（1）（2）描述。

$$(R_1 + jX_1)\mathbf{I}_1 + j\omega M_{12}\mathbf{I}_2 = \mathbf{V}_1 \quad (1)$$

$$j\omega M_{12}\mathbf{I}_1 + (R_2 + R_L + jX_2)\mathbf{I}_2 = 0 \quad (2)$$

其中， $R_i, i = 1 \text{ or } 2$ ，是电路中的寄生电阻，一般包括线圈的电阻与电容器的等效串联电阻； $X_i = \omega L_i - 1/(\omega C_i), i = 1 \text{ or } 2$ ，是谐振子 i 的电抗； $\mathbf{I}_1$ 和 $\mathbf{I}_2$ 分别是原边与副边环路的电流相量； $\mathbf{V}_1$ 是输入电压的相量； M_{12} 是两线圈的互感； R_L 是等效的负载电阻； $\omega = 2\pi f$ 是角频率（ f 是电源的频率）。

根据无线电能传输的理论， $X_i = 0$ （也就是完全补偿）可以得到最高的电能传输效率和最小的输入视在功率（即输入电压与输入电流同相）。

在完全补偿的前提下，副边在原边中产生的反射阻抗为：

$$Z_r = R_r = \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2 + R_L} \quad (3)$$

在给定输入电压和等效负载电阻的情况下，忽略寄生电阻的影响，系统的输出功率为：

$$P_{out} = \frac{V_1^2}{Z_r} = \frac{V_1^2 R_L}{\omega^2 M_{12}^2} \quad (4)$$

由此可见，系统的输出功率与互感的平方成反比。

因此在完全补偿且工作频率不变的情况下，系统只能在某一互感值才能实现所需的额定功率。

以具体实例说明，所用线圈参数列于表 1 中，系统的直流输入电压为 400V，额定输出功率为 3.3kW，直流输出电压为 400V。图 2 是有限元仿真模型。图 3 是系统输出功率随气隙距离变化曲线。可以看到，在气隙距离为 18cm 的时候，系统可输出 3.3kW。随着距离减小，输出功率将达不到所需的额定功率；而当距离增大，输出功率将超过额定值。在距离大于 18cm 的时候，可以通过逆变器的移相控制，减小作用于原边谐振子上的输入电压，但额定输出功率时的输入电流将大于 18cm 时的数值。比如在 18cm 时，如果输入直流电压为 400V，经过全桥整流后，得到高频方波，其基波有效值约 360V，此时输入电流约 9.2A，输出功率 3.3kW；而在 20cm 时，通过移相控制，将基波有效值降为 267V，输入电流为 12.4A，可输出功率 3.3kW，但是输入电流对比 18cm 时增大了 35%。

表 1 线圈参数

绕组的多股线	每股直径 0.1 mm；500 股	绕组匝数	32
线圈的绕组尺寸	350 mm × 350 mm × 3.2 mm	匝间距	0
绕组与磁芯间距	1.5 mm	磁芯与铝板间距	15 mm
铝板尺寸	555 mm × 555 mm × 4 mm	磁芯厚度	370 mm × 370 mm × 3.5 mm

由此可见，传统的全补偿 SS 无线电能传输系统，输出额定功率的耦合范围非常有限。而且虽然可以通过移相控制来增加可用的耦合范围，但也必须增加线圈、补偿电容与逆变器的电流上限。显然，全补偿 SS 无线电能传输系统在实际应用时具有极大局限性。

发明内容

本发明的目的在于针对现有技术的不足，提供一种可大幅提升系统输出额定

功率耦合范围的非完全补偿的无线电能传输系统，该系统采用非完全补偿方案，核心在于如何获得恰当的电容组合。

本发明采用的技术方案如下：

一种非完全补偿的无线电能传输系统，是在 SS 补偿的无线电能传输系统拓扑的基础上，将原边电容 C_1 与副边电容 C_2 取到特定值，结合移相调频控制方法，提升系统输出额定功率的耦合范围；

通过不完全补偿，也就是 $X_i \neq 0$ ，式(3)变为

$$Z_r = R_r = \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2 + R_L + jX_2} \quad (5)$$

忽略寄生电阻，则系统的输入阻抗为：

$$Z_{in} = jX_1 + Z_r = jX_1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2 + R_L + jX_2} = \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + X_2^2} R_L + j(X_1 - \frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + X_2^2} X_2) \quad (6)$$

假设输入阻抗的虚部可等于零，则输出功率为：

$$P_{out} = \frac{V_1^2}{\frac{\omega^2 M_{12}^2}{R_2^2 + X_2^2} R_L} = \frac{V_1^2}{\omega^2 M_{12}^2} \left(R_L + \frac{X_2^2}{R_L} \right) \quad (7)$$

对比式(7)和(4)可以发现，通过引入 X_2 ，可以增加系统的输出功率。对于所需的系统额定输出功率，由式(7)可解得在任意互感下，所需要的 X_2 ，对应地可解出所需的 C_2 。在得到的 X_2 后，将式(6)的虚部置为零，可以解出所需的 X_1 ，对应地可解出所需的 C_1 。这是对某一特定互感值的理论计算，可确保输出所需功率，并使输入电压与输入电流同相，从而使输入视在功率最小。

在实际应用中，一方面 V_1 可以通过移相控制调小，所以式(7)中的 X_2 在不同 V_1 时可有不同的解；另一方面，输入电压与输入电流也并不一定同相。在全桥逆变器中，一般输入电流需要滞后电压，从而实现零电压开通。

所以对于一个给定耦合范围和给定限制条件的应用场景，需要找到合适的原边电容 C_1 与副边电容 C_2 ，使得系统在此耦合范围和限制条件内，输出所需功率，

所述的原边电容 C_1 与副边电容 C_2 按照如下方法取值：

设定限定条件：

1) 额定输出电压 V_{out} 和功率 P_{out} ；

2) 工作频率的范围 $f_{min} \leq f \leq f_{max}$ ；

3) 线圈耦合范围 $M_{l2min} \leq M_{l2} \leq M_{l2max}$ ；

4) 直流输入电压 V_{DC} ；比如前级 PFC 输出的 400V。真正作用于原边谐振子上的交流电压，可通过移相控制来调节。

5) 最大原边电流 I_{lmax} ；影响逆变器开关管、补偿电容、线圈所用导线等的选型。

6) 原边输入电流应滞后输入的方波，以实现零电压开通，图 4 显示了电压与电流关系，其中 v_{in} 为全桥逆变经移相控制后的输出方波， v_l 为此方波的基波， i_l 为输入电流。为实现零电压开通， i_l 的过零点应滞后 v_{in} 过零点，也就是 $\phi < 0$ ，即：

$$\theta + 90^\circ - \arcsin\left(\frac{\pi V_1}{2\sqrt{2} \cdot V_{DC}}\right) < 0; \quad (8)$$

其中， θ 为输入电流相对 v_l 的相位角； V_1 是逆变输出方波的基波有效值，可由下式计算：

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right); \quad (9)$$

α 是方波半波所占的角度，当占空比为 1 时的角度是 180° ；

通过求解上述方程组，可求得同时满足上述所有条件的 C_1 和 C_2 的范围。

本发明还给出了几种具体的更快获得符合要求的 C_1 和 C_2 组合的方法，可以采用求解不等式方程组的方式，针对最强耦合和最弱耦合两个极限位置，求解获得 C_1 、 C_2 组合；也可以采用遍历计算的方式，快速的找到所有符合条件的电容组合。

本发明通过找到合适的原边电容 C_1 和副边电容 C_2 的组合，使得系统在非完全补偿的情况下，可以在较大的耦合范围内都能输出所需的额定功率。

附图说明

为了更清楚地说明本申请实施例或现有技术中的技术方案，下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍，显而易见地，下面描述中的附图仅仅是本申请的实施例，对于本领域普通技术人员来讲，在不付出创造性劳动的前提下，还可以根据提供的附图获得其他的附图。

图 1 是 SS 补偿的无线电能传输系统简化电路模型；

图 2 是线圈有限元仿真模型；

图 3 是 SS 补偿系统输出功率随气隙距离变化曲线；

图 4 是输入电流滞后输入方波示意图；

图 5 是在 10cm 到 20cm 气隙范围内（从上到下每行对应一种气隙）系统输入电压、输入电流、输入电流过零点与输入方波过零点的相位差、输出功率、耦合线圈传输效率（对应从左至右每一列的纵轴）随工作频率的变化。

具体实施方式

下面将结合本申请实施例中的附图，对本申请实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述，显然，所描述的实施例仅仅是本申请一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本申请中的实施例，本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例，都属于本申请保护的范围。

本发明的非完全补偿的无线传输充电系统，是在 SS 补偿的无线电能传输系统拓扑的基础上，将原边电容 C_1 与副边电容 C_2 取到特定值，结合移相调频控制方法，使其满足给定的耦合范围和给定的限制条件，从而提升系统输出额定功率的耦合范围；

对于任意给定的 f , M_{12} , C_1 , C_2 ，假设逆变输出方波的占空比为 1，峰值为 V_{DC} ，则方波的基波有效值为：

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (10)$$

对于给定的额定输出电压 V_{out} 和功率 P_{out} ，可由下式算得等效的交流负载阻抗 R_L ：

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad (11)$$

假设 v_l 的相位为零, 即 $\mathbf{V}_1 = V_l$ 。将 $\mathbf{V}_1$ 和 R_L 代入式(1)、(2), 对于任一组 C_1 , C_2 , M_{12} , f 的值, 可由式(1)、(2)解得原副边的电流, 假设其有效值分别为 I_1 、 I_2 , 原边电流 $\mathbf{I}_1$ 的相位角为 θ 。在输入电压为 V_l 时的输出功率可由下式计算得到:

$$P_{out\_V1} = I_2^2 R_L \quad (12)$$

如果

$$P_{out\_V1} < P_{out} \quad (13)$$

说明此组参数下, 系统无法输出所需的功率;

如果

$$P_{out\_V1} \geq P_{out} \quad (14)$$

则说明可以通过移相控制, 使系统输出所需功率。此时, 系统所需的方波的基波有效值为:

$$V_{1\_Pout} = V_l \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (15)$$

同样可以得到系统所需的输入电流有效值为:

$$I_{1\_Pout} = I_l \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (16)$$

由(9)可算得电流过零点与输入方波过零点的相位差为:

$$\phi = \theta + 90^\circ - \arcsin\left(\frac{\pi V_{1\_Pout}}{2\sqrt{2} \cdot V_{DC}}\right) \quad (17)$$

理论上可以通过数学方法求解方程组的方式, 求解得到满足所有限制条件的

原副边电容 C_1 、 C_2 的范围，即 C_1 ， C_2 的组合。

实际操作中，也可以基于上述思想直接采用遍历计算的方式更快的找到符合条件的所有 C_1 ， C_2 的组合，具体如下：

a) 对于给定的线圈相对位置范围，先通过有限元仿真等方法，得到对应的线圈自感与互感范围 $[L_{imin}, L_{imax}]$ ($i = 1$ or 2), $[M_{12min}, M_{12max}]$ 。

b) 假设在 M_{12min} 时系统工作频率为 f_{min} ；在 M_{12max} 时系统工作频率为 f_{max} 。为提高在最弱耦合位置处的系统传输效率，可以计算出 M_{12min} 时的全补偿的 C'_1 ， C'_2 。以 C'_1 ， C'_2 为中心，确定遍历的 C_1 ， C_2 的范围： $[C_{1min}, C_{1max}]$ ， $[C_{2min}, C_{2max}]$ ，该初步范围可自行设定，通常可设为 $0.5 C' \sim 1.5 C'$ 。然后按一定的步长，遍取电容组合值，计算工作距离分别为 M_{12min} 、 M_{12max} 时，逐一验证所取电容组合是否可以符合所有限制条件，如果符合，则保留该电容组合，如果不符合，则剔除。

c) 假设在 M_{12min} 时系统工作频率为 f_{max} ；在 M_{12max} 时系统工作频率为 f_{min} 。为提高在最弱耦合位置处的系统传输效率，可以计算出 M_{12min} 时的全补偿的 C''_1 ， C''_2 。以 C''_1 ， C''_2 为中心，确定遍历的 C_1 ， C_2 的范围： $[C_{1min}, C_{1max}]$ ， $[C_{2min}, C_{2max}]$ ，同样的，该初步范围可自行设定，通常可设为 $0.5 C'' \sim 1.5 C''$ 。遍取电容组合值，计算工作距离分别为 M_{12min} 、 M_{12max} 时，逐一验证所取的电容组合是否可以符合所有限制条件，如果符合，则保留该电容组合，如果不符合，则剔除。

d) 由上述两步可得到符合条件的电容组合的解集。如果解为空集，说明设置的限制条件并不合理，应该适当放宽限制的条件，如增大原边电流的限制，或缩小气隙范围。重新遍历得到符合条件的电容组合解。

上述步骤找到了可以在 M_{12min} ， M_{12max} 对应的两个极限位置皆可以符合限制条件的电容组合。然后以一定步长遍取 $[M_{12min}, M_{12max}]$ 内的的气隙距离，仿真得到自感、互感等数据，计算得到系统输入电压、输入电流、输入电流过零点与输入方波过零点的相位差（即 ϕ ）、输出功率随工作频率的变化特性，由此结合移相调频制定系统的控制策略。

以表 1 和图 2 所定义的无线电能传输系统为例。 V_{DC} 为 400V； V_{out} 400V； P_{out} 3.3kW； I_{imax} 为 12.6A；气隙范围为 11cm 至 20cm（线圈正对）。

首先，电容组合遍历的步长设置为 0.01pF。通过上述方法，找到符合限制条

件的 C_1 , C_2 组合为: (6.03pF, 5.65pF), (6.04pF, 5.65pF), (6.05pF, 5.65pF)。由于三个组合数值接近, 对系统性能影响很小。这里取(6.03pF, 5.65pF)进行验证说明。在某些案例中, 可能可以得到比较大范围的电容组合, 实际中需要考虑电容器的误差范围, 再选择系统效率高且输入电流小(影响逆变器的效率和开关管选型)的组合。此案例研究不考虑电容器的误差范围。

图 5 列出了在 10cm 到 20cm 气隙范围内系统输入电压、输入电流、输入电流过零点与输入方波过零点的相位差(即 ϕ)、输出功率、耦合线圈传输效率随工作频率的变化。按从左到右计, 第一列纵轴为输入方波的基波有效值 V_I 。占空比为 1 时, V_I 约为 360V。如果占空比为 1 时的输出功率大于额定输出功率, 则通过移相控制, 减小 V_I , 使输出功率最大为 3.3kW。第二列纵轴为输入电流的有效值。第三列纵轴为输入电流过零点与输入方波过零点的相位差(即 ϕ)。第四列纵轴为输出功率。第五列纵轴为耦合线圈的传输效率。从上至下, 每一行曲线对应的气隙范围依次是: 10cm, 11cm, 12cm, 13cm, 14cm, 15cm, 15.5cm, 16cm, 16.5cm, 17cm, 17.5cm, 18cm, 19cm, 20cm。

由图 5 结果可以看到, 气隙从 11cm 到 20cm, 即在所设定的范围内, 系统皆可输出所需的额定功率。图中所标注的数据点是相应气隙下的工作点。

具体采取的控制策略是:

设定起始工作频率(如定于 90kHz), 设定起始的方波占空比(如定于 0)。在频率不变的情况下, 逐渐增加占空比, 直到输出额定功率。如果在占空比为 1 时仍然未输出额定功率, 则以一定步长逐渐降低工作频率, 直到系统可以输出额定功率。

从图 5 可以看到, 在这个控制策略下, 系统在所有工作区域内, 皆可以实现零电压开通。

系统的最大原边电流是 12.55A(对应气隙距离为 20cm)。相对于完全补偿的无线电能传输系统的在电流增大 35%的情况下正常工作的气隙范围 18cm 至 20cm 而言, 采用本发明的方法可以大幅的提升系统输出额定功率的耦合范围。

以上对本发明所提供的技术方案进行了详细介绍。本文中应用了具体个例对本发明的原理及实施方式进行了阐述, 以上实施例的说明只是用于帮助理解本发明的方法及其核心思想。应当指出, 对于本技术领域的普通技术人员来说, 在不脱离本发明原理的前提下, 还可以对本发明进行若干改进和修饰, 这些改进和修

饰也落入本发明权利要求的保护范围内。

权利要求书

1. 一种非完全补偿的无线电能传输系统，其特征在于，是在 SS 补偿的无线电能传输系统拓扑的基础上，将原边电容 C_1 与副边电容 C_2 取到特定值，结合移相调频控制方法，提升系统输出额定功率的耦合范围；所述的原边电容 C_1 与副边电容 C_2 按照如下方法取值：

满足的限制条件如下：

1) 无线充电传输系统的电路方程组：

$$(R_1 + jX_1)\mathbf{I}_1 + j\omega M_{12}\mathbf{I}_2 = \mathbf{V}_1 \quad (1)$$

$$j\omega M_{12}\mathbf{I}_1 + (R_2 + R_L + jX_2)\mathbf{I}_2 = 0 \quad (2)$$

其中， $R_i, i = 1 \text{ or } 2$ ，是电路中的寄生电阻，一般包括线圈的电阻与电容器的等效串联电阻； $X_i = \omega L_i - 1/(\omega C_i), i = 1 \text{ or } 2$ ，是谐振子 i 的电抗； $L_i, C_i, i = 1 \text{ or } 2$ ，是线圈电感和补偿电容， $\mathbf{I}_1$ 和 $\mathbf{I}_2$ 分别是原边与副边环路的电流相量； $\mathbf{V}_1$ 是输入的电压相量； M_{12} 是两线圈的互感； R_L 是等效的负载电阻； $\omega = 2\pi f$ 是角频率， f 是电源的频率；

2) 额定的输出直流电压 V_{out} 和功率 P_{out} ，即

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}}{P_{out}} \quad (3)$$

3) 工作频率的范围：

$$f_{\min} \leq f \leq f_{\max} \quad (4)$$

4) 线圈的耦合范围：

$$M_{12\min} \leq M_{12} \leq M_{12\max} \quad (5)$$

5) 直流输入电压 V_{DC} ，通过移相控制，实际作用于原边 LC 谐振子上的方波的基波有效值 V_I 须符合：

$$V_1 \leq \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (6)$$

6) 最大原边电流 I_{1max} , 即

$$I_1 \leq I_{1max} \quad (7)$$

其中, I_1 是电流相量 $\mathbf{I}_1$ 的有效值;

7) 原边输入电流应滞后输入的方波, 以实现零电压开通, 即:

$$\theta + 90^\circ - \arcsin\left(\frac{\pi V_1}{2\sqrt{2} \cdot V_{DC}}\right) < 0 \quad (8)$$

其中, θ 为原边输入电流 $\mathbf{I}_1$ 相对输入电压 $\mathbf{V}_1$ 的相位角, V_1 是逆变输出方波的基波有效值:

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right); \quad (9)$$

α 是方波半波所占的角度, 当占空比为 1 时的角度是 180° ;

8) 线圈电阻可借助有限元仿真计算得到; 补偿电容器的等效串联电阻可以通过以下方法估算: 线圈电感为 L_1 , 则补偿电容 C_1 将在谐振电容值 C_{10} 附近, 谐振电容值和相应的等效串联电阻的计算方法如下:

$$C_{10} = \frac{1}{\omega^2 L_1}; \quad (10)$$

$$R_{C1} \approx \frac{\tan \delta}{\omega C_{10}}; \quad (11)$$

其中, $\tan \delta$ 是电容器的损耗角正切值;

在简化运算中, 电路的寄生电阻可忽略不计;

对于给定的线圈，即给定 L_1 和 L_2 ，结合上述工作条件，通过数值求解的方法，可得到同时满足上述所有条件的 C_1 和 C_2 的范围。

2. 根据权利要求 1 所述的非完全补偿的无线电能传输系统，其特征在于，可以采用解不等式方程组的方式更快的找到符合条件的所有 C_1 , C_2 的组合，具体如下：

1) 给定输入直流电压 V_{DC} ；额定的输出直流电压 V_{out} 和功率 P_{out} ，即

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}}{P_{out}} \quad (12)$$

2) 对于给定的线圈相对位置范围，可通过有限元仿真方法，得到对应的线圈自感与互感范围 $[L_{imin}, L_{imax}]$ ($i = 1$ or 2), $[M_{12min}, M_{12max}]$ ，以及计算线圈的电阻；根据式(10)、(11)在最强耦合位置或最弱耦合位置估算电容电阻，在简化运算中，电路的寄生电阻忽略不计；

3) 在最弱耦合位置，即 $M_{12} = M_{12min}$ ，工作频率为最高，即 $f = f_{max}$ ；假设原边输入方波的占空比为 1，即

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (13)$$

以输入电压为参考，即 $\mathbf{V}_1 = V_1$ ；将 R_L , M_{12min} , L_{1min} , L_{2min} , f_{max} , R_1 , R_2 , $\mathbf{V}_1$ 代入式(1) (2)，求解得到

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1}{R_1 + j(\omega_{max} L_{1min} - \frac{1}{\omega_{max} C_1}) + \frac{\omega_{max}^2 M_{12min}^2}{R_2 + R_L + j(\omega_{max} L_{2min} - \frac{1}{\omega_{max} C_2})}} \quad (14)$$

$$\mathbf{I}_2 = \frac{-j\omega_{max} M_{12min} V_1}{\omega_{max}^2 M_{12min}^2 + \left[R_1 + j(\omega_{max} L_{1min} - \frac{1}{\omega_{max} C_1}) \right] \left[R_2 + R_L + j(\omega_{max} L_{2min} - \frac{1}{\omega_{max} C_2}) \right]} \quad (15)$$

其中， $\omega_{max} = 2\pi f_{max}$ ；

在输入电压为 V_1 时的输出功率可由下式计算得到：

$$P_{out\_V1} = |I_2|^2 R_L \quad (16)$$

由于额定输出功率为 P_{out} ，得到以下不等式：

$$P_{out\_V1} \geq P_{out} \quad (17)$$

在满足这一条件下，通过移相控制，可使系统输出所需的额定功率；此时，系统所需的方波的基波有效值为：

$$V_{1\_Pout} = V_1 \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (18)$$

同样可以得到系统所需的输入电流有效值为：

$$I_{1\_Pout} = |I_1| \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (19)$$

由于给定的输入电流最大值为 I_{1max} ，所以有以下不等式：

$$I_{1\_Pout} \leq I_{1max} \quad (20)$$

电流过零点与输入方波过零点的相位差为：

$$\phi = \theta + 90^\circ - \arcsin\left(\frac{\pi V_{1\_Pout}}{2\sqrt{2} \cdot V_{DC}}\right) \quad (21)$$

其中， θ 为原边输入电流 I_1 的相位角。

为使输入逆变器实现零电压开通，需要满足：

$$\phi < 0 \quad (22)$$

4) 在最强耦合位置, 即 $M_{12} = M_{12\max}$, 工作频率为最低, 即 $f = f_{\min}$; 假设原边输入方波的占空比为 1, 以输入电压为参考, 即 $\mathbf{V}_1 = V_1$; 将 $R_L, M_{12\max}, L_{1\max}, L_{2\max}, R_1, R_2, f_{\min}, \mathbf{V}_1$ 代入式(1)(2), 求解得到

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1}{R_1 + j(\omega_{\min} L_{1\max} - \frac{1}{\omega_{\min} C_1}) + \frac{\omega_{\min}^2 M_{12\max}^2}{R_2 + R_L + j(\omega_{\min} L_{2\max} - \frac{1}{\omega_{\min} C_2})}} \quad (23)$$

$$\mathbf{I}_2 = \frac{-j\omega_{\min} M_{12\max} V_1}{\omega_{\min}^2 M_{12\max}^2 + \left[R_1 + j(\omega_{\min} L_{1\max} - \frac{1}{\omega_{\min} C_1}) \right] \left[R_2 + R_L + j(\omega_{\min} L_{2\max} - \frac{1}{\omega_{\min} C_2}) \right]} \quad (24)$$

其中, $\omega_{\min} = 2\pi f_{\min}$;

在输入电压为 V_1 时的输出功率可由下式计算得到:

$$P_{out\_V1} = |\mathbf{I}_2|^2 R_L \quad (25)$$

由于额定输出功率为 P_{out} , 得到以下不等式:

$$P_{out\_V1} \geq P_{out} \quad (26)$$

在满足这一条件下, 通过移相控制, 可使系统输出所需功率; 此时, 系统所需的方波的基波有效值为:

$$V_{1\_Pout} = V_1 \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (27)$$

同样可以得到系统所需的输入电流有效值为:

$$I_{1\_Pout} = |\mathbf{I}_1| \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (28)$$

由于给定的输入电流最大值为 $I_{1\max}$, 所以有以下不等式:

$$I_{1\_Pout} \leq I_{1max} \quad (29)$$

电流过零点与输入方波过零点的相位差为：

$$\phi = \theta + 90^\circ - \arcsin\left(\frac{\pi V_{1\_Pout}}{2\sqrt{2} \cdot V_{DC}}\right) \quad (30)$$

其中， θ 为原边输入电流 I_1 的相位角。

为使输入逆变器实现零电压开通，需要满足：

$$\phi < 0 \quad (31)$$

5) 联立不等式(17)、(20)、(22)、(26)、(29)、(31)，可解得所需要的 C_1 和 C_2 的范围。

3. 根据权利要求 1 所述的非完全补偿的无线电能传输系统，其特征在于，可以采用解不等式方程组的方式更快的找到符合条件的所有 C_1 ， C_2 的组合，具体如下：

1) 给定输入直流电压 V_{DC} ；额定的输出直流电压 V_{out} 和功率 P_{out} ，即

$$R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}}{P_{out}} \quad (32)$$

2) 对于给定的线圈相对位置范围，可通过有限元仿真方法，得到对应的线圈自感与互感范围 $[L_{imin}, L_{imax}]$ ($i = 1$ or 2)， $[M_{12min}, M_{12max}]$ ，以及计算线圈的电阻；根据式(10)、(11) 在最强耦合位置或最弱耦合位置估算电容电阻；在简化运算中，电路的寄生电阻忽略不计；

3) 在最弱耦合位置，即 $M_{12} = M_{12min}$ ，工作频率为最低，即 $f = f_{min}$ ；假设原边输入方波的占空比为 1，即

$$V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (33)$$

以输入电压为参考, 即 $\mathbf{V}_1 = V_1$; 将 R_L , $M_{12\min}$, $L_{1\min}$, $L_{2\min}$, $f_{\min}$, R_1 , R_2 , $\mathbf{V}_1$ 代入式(1) (2), 求解得到

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1}{R_1 + j(\omega_{\min} L_{1\min} - \frac{1}{\omega_{\min} C_1}) + \frac{\omega_{\min}^2 M_{12\min}^2}{R_2 + R_L + j(\omega_{\min} L_{2\min} - \frac{1}{\omega_{\min} C_2})}} \quad (34)$$

$$\mathbf{I}_2 = \frac{-j\omega_{\min} M_{12\min} V_1}{\omega_{\min}^2 M_{12\min}^2 + \left[R_1 + j(\omega_{\min} L_{1\min} - \frac{1}{\omega_{\min} C_1}) \right] \left[R_2 + R_L + j(\omega_{\min} L_{2\min} - \frac{1}{\omega_{\min} C_2}) \right]} \quad (35)$$

其中, $\omega_{\min} = 2\pi f_{\min}$;

在输入电压为 V_1 时的输出功率可由下式计算得到:

$$P_{out\_V1} = |\mathbf{I}_2|^2 R_L \quad (36)$$

由于额定输出功率为 P_{out} , 得到以下不等式:

$$P_{out\_V1} \geq P_{out} \quad (37)$$

在满足这一条件下, 通过移相控制, 可使系统输出所需的额定功率; 此时, 系统所需的方波的基波有效值为:

$$V_{1\_Pout} = V_1 \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (38)$$

同样可以得到系统所需的输入电流有效值为:

$$I_{1\_Pout} = |\mathbf{I}_1| \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (39)$$

由于给定的输入电流最大值为 $I_{1\max}$, 所以有以下不等式:

$$I_{1\_Pout} \leq I_{1max} \quad (40)$$

电流过零点与输入方波过零点的相位差为：

$$\phi = \theta + 90^\circ - \arcsin\left(\frac{\pi V_{1\_Pout}}{2\sqrt{2} \cdot V_{DC}}\right) \quad (41)$$

其中， θ 为原边输入电流 $\mathbf{I}_1$ 的相位角；

为使输入逆变器实现零电压开通，需要满足：

$$\phi < 0 \quad (42)$$

4) 在最强耦合位置，即 $M_{12} = M_{12max}$ ，工作频率为最高，即 $f = f_{max}$ ；假设原边输入方波的占空比为 1，以输入电压为参考，即 $\mathbf{V}_1 = V_1$ 。将 $R_L, M_{12max}, L_{1max}, L_{2max}, R_1, R_2, f_{max}, \mathbf{V}_1$ 代入式(1) (2)，求解得到

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1}{R_1 + j(\omega_{max}L_{1max} - \frac{1}{\omega_{max}C_1}) + \frac{\omega_{max}^2 M_{12max}^2}{R_2 + R_L + j(\omega_{max}L_{2max} - \frac{1}{\omega_{max}C_2})}} \quad (43)$$

$$\mathbf{I}_2 = \frac{-j\omega_{max}M_{12max}V_1}{\omega_{max}^2 M_{12max}^2 + \left[R_1 + j(\omega_{max}L_{1max} - \frac{1}{\omega_{max}C_1}) \right] \left[R_2 + R_L + j(\omega_{max}L_{2max} - \frac{1}{\omega_{max}C_2}) \right]} \quad (44)$$

其中， $\omega_{max} = 2\pi f_{max}$ 。

在输入电压为 V_1 时的输出功率可由下式计算得到：

$$P_{out\_V1} = |\mathbf{I}_2|^2 R_L \quad (45)$$

由于额定输出功率为 P_{out} ，得到以下不等式：

$$P_{out\_V1} \geq P_{out} \quad (46)$$

在满足这一条件下，通过移相控制，可使系统输出所需功率；此时，系统所需的方波的基波有效值为：

$$V_{1\_Pout} = V_1 \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (47)$$

同样可以得到系统所需的输入电流有效值为：

$$I_{1\_Pout} = |I_1| \sqrt{\frac{P_{out}}{P_{out\_V1}}} \quad (48)$$

由于给定的输入电流最大值为 I_{1max} ，所以有以下不等式：

$$I_{1\_Pout} \leq I_{1max} \quad (49)$$

电流过零点与输入方波过零点的相位差为：

$$\phi = \theta + 90^\circ - \arcsin\left(\frac{\pi V_{1\_Pout}}{2\sqrt{2} \cdot V_{DC}}\right) \quad (50)$$

其中， θ 为原边输入电流 I_1 的相位角；

为使输入逆变器实现零电压开通，需要满足：

$$\phi < 0 \quad (51)$$

5) 联立不等式(37)、(40)、(42)、(46)、(49)、(51)，可解得所需要的 C_1 和 C_2 的范围。

4. 根据权利要求 1 所述的非完全补偿的无线电能传输系统，其特征在于，可以采用遍历计算的方式更快的找到符合条件的所有 C_1, C_2 的组合，具体如下：

a) 对于给定的线圈相对位置范围，先通过有限元仿真方法，得到对应的线圈自感与互感范围 $[L_{imin}, L_{imax}]$, $[M_{12min}, M_{12max}]$ ；

b) 假设在 M_{12min} 时系统工作频率为 f_{min} ；在 M_{12max} 时系统工作频率为 f_{max} ，

计算出 M_{12min} 时的全补偿情况下的原副边电容 C'_1, C'_2 ; 以 C'_1, C'_2 为中心, 确定遍历的 C_1, C_2 的范围: $[C_{1min}, C_{1max}], [C_{2min}, C_{2max}]$, 在该范围内遍取电容组合值, 计算耦合分别为 M_{12min} 、 M_{12max} 时, 逐一验证所取电容组合是否可以符合所有给出的限制条件, 如果符合, 则保留该电容组合, 如果不符合, 则剔除;

c) 假设在 M_{12min} 时系统工作频率为 f_{max} ; 在 M_{12max} 时系统工作频率为 f_{min} , 计算出 M_{12min} 时的全补偿情况下的原副边电容 C''_1, C''_2 ; 以 C''_1, C''_2 为中心, 确定遍历的 C_1, C_2 的范围: $[C_{1min}, C_{1max}], [C_{2min}, C_{2max}]$, 同样的, 在该范围内遍取电容组合值, 计算耦合分别为 M_{12min} 、 M_{12max} 时, 逐一验证所取的电容组合是否可以符合所有给出的限制条件, 如果符合, 则保留该电容组合, 如果不符合, 则剔除;

d) 由上述两步可得到符合条件的电容组合的解集; 如果解为空集, 说明设置的限制条件并不合理, 应该适当放宽限制的条件, 重新遍历得到符合条件的电容组合解。

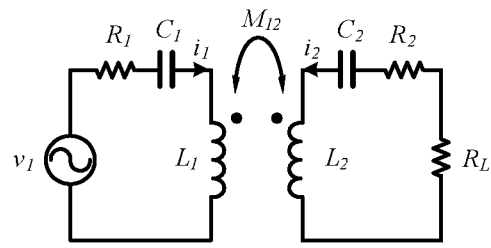


图 1

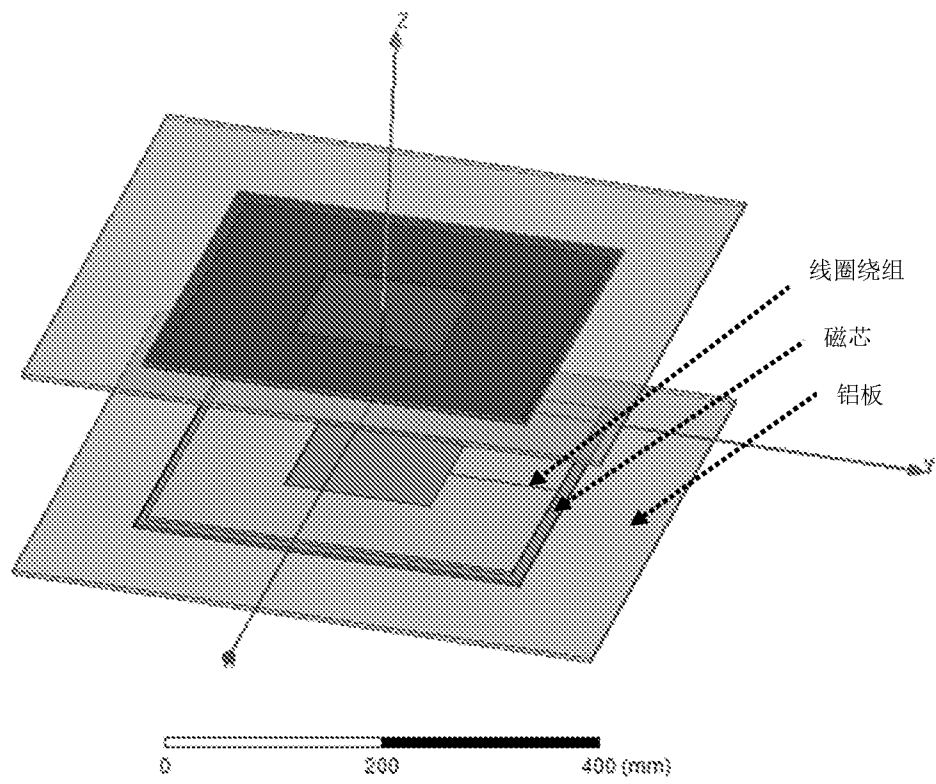


图2

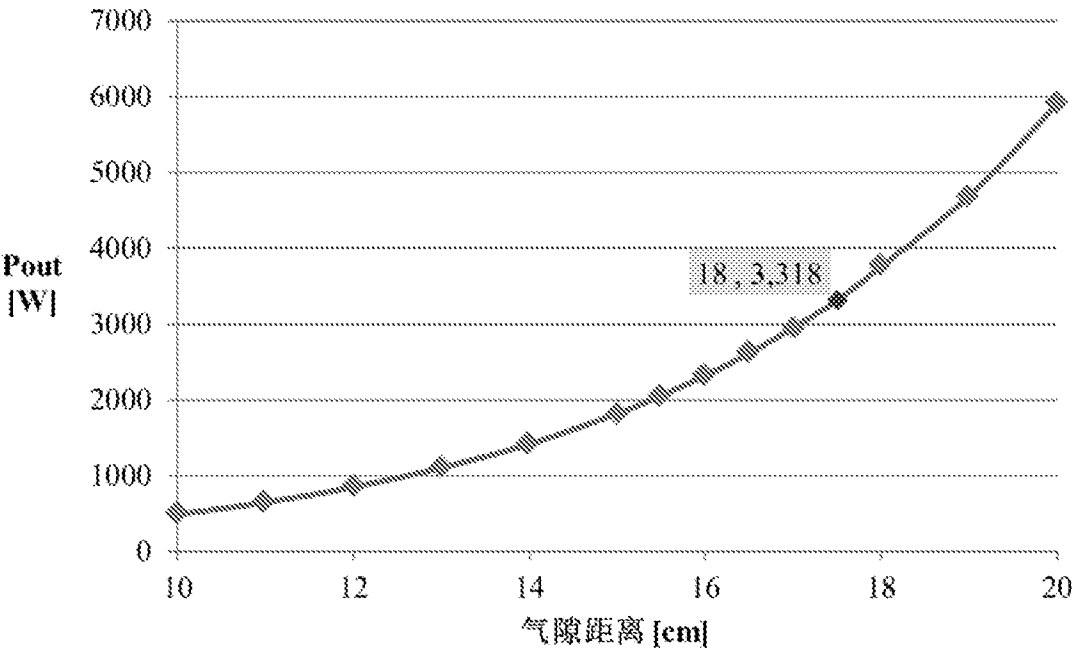


图 3

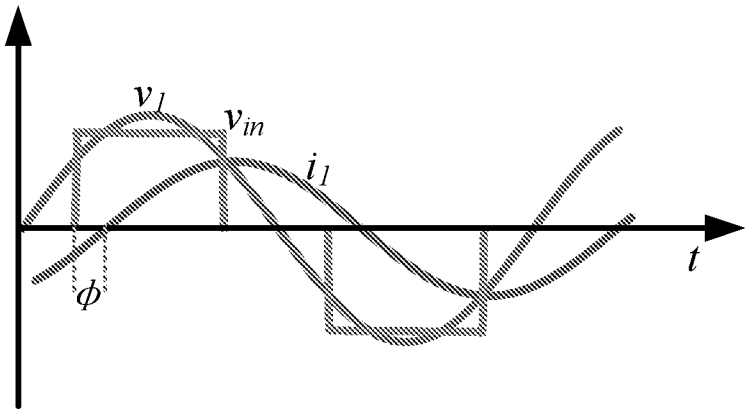
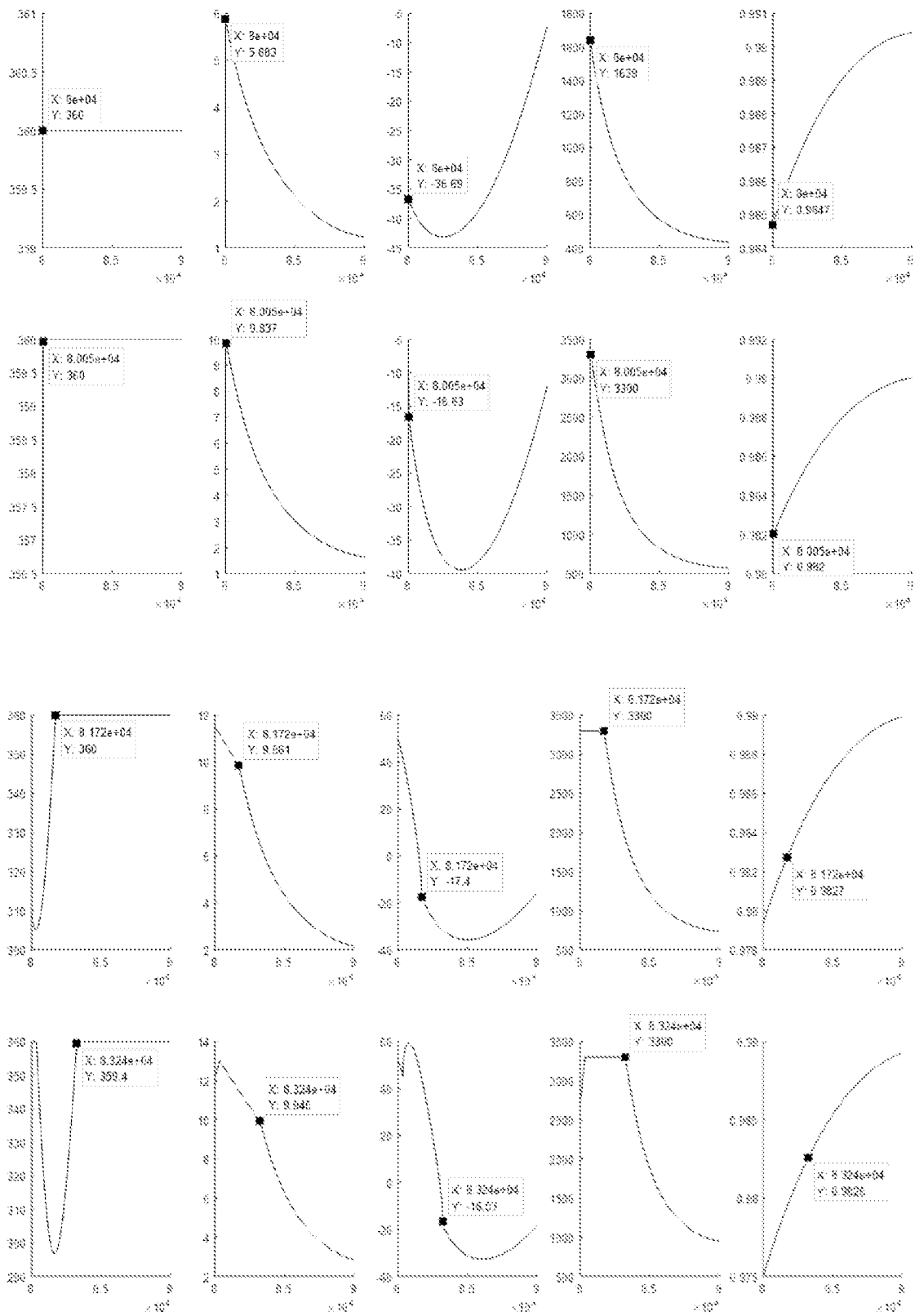
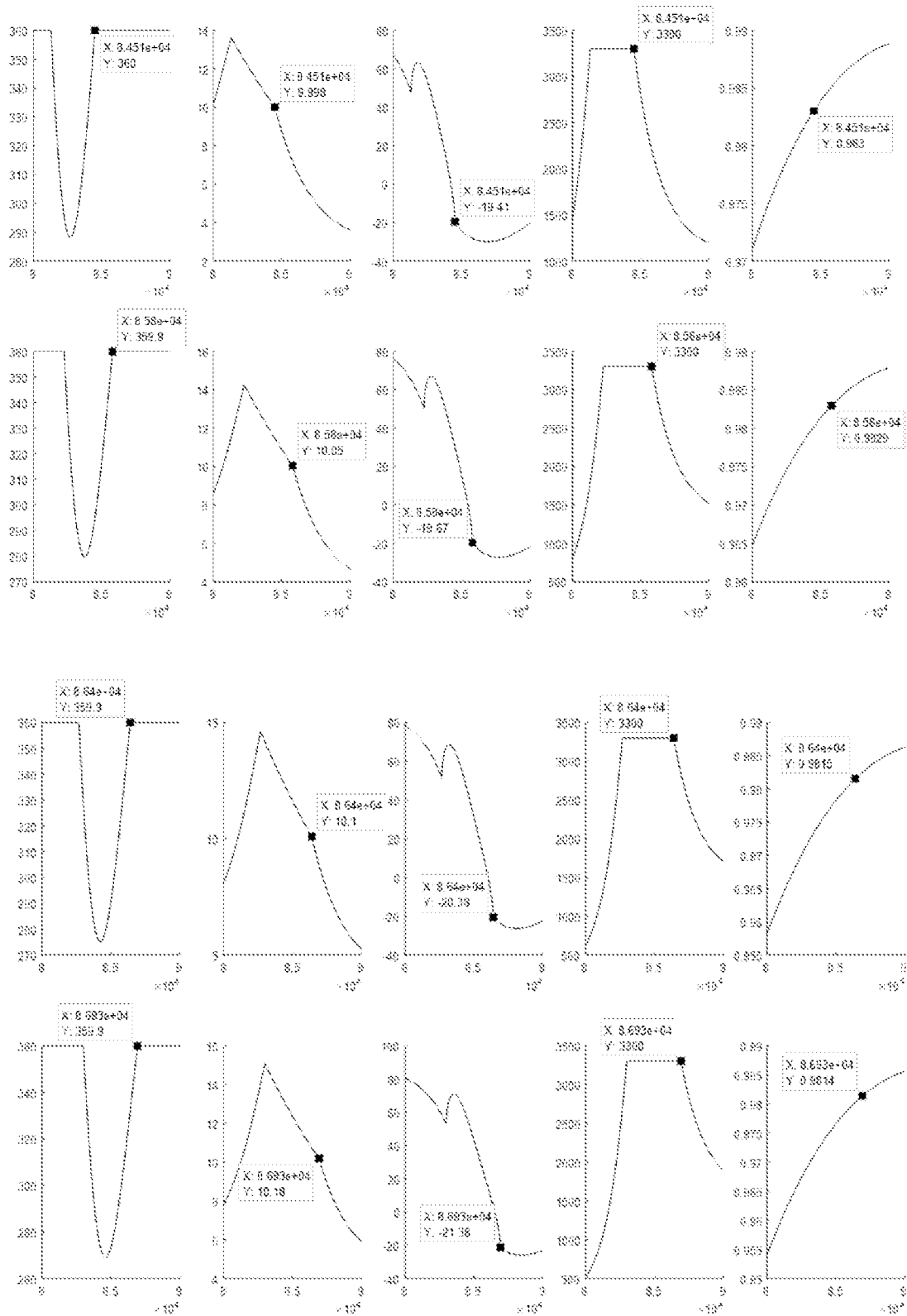
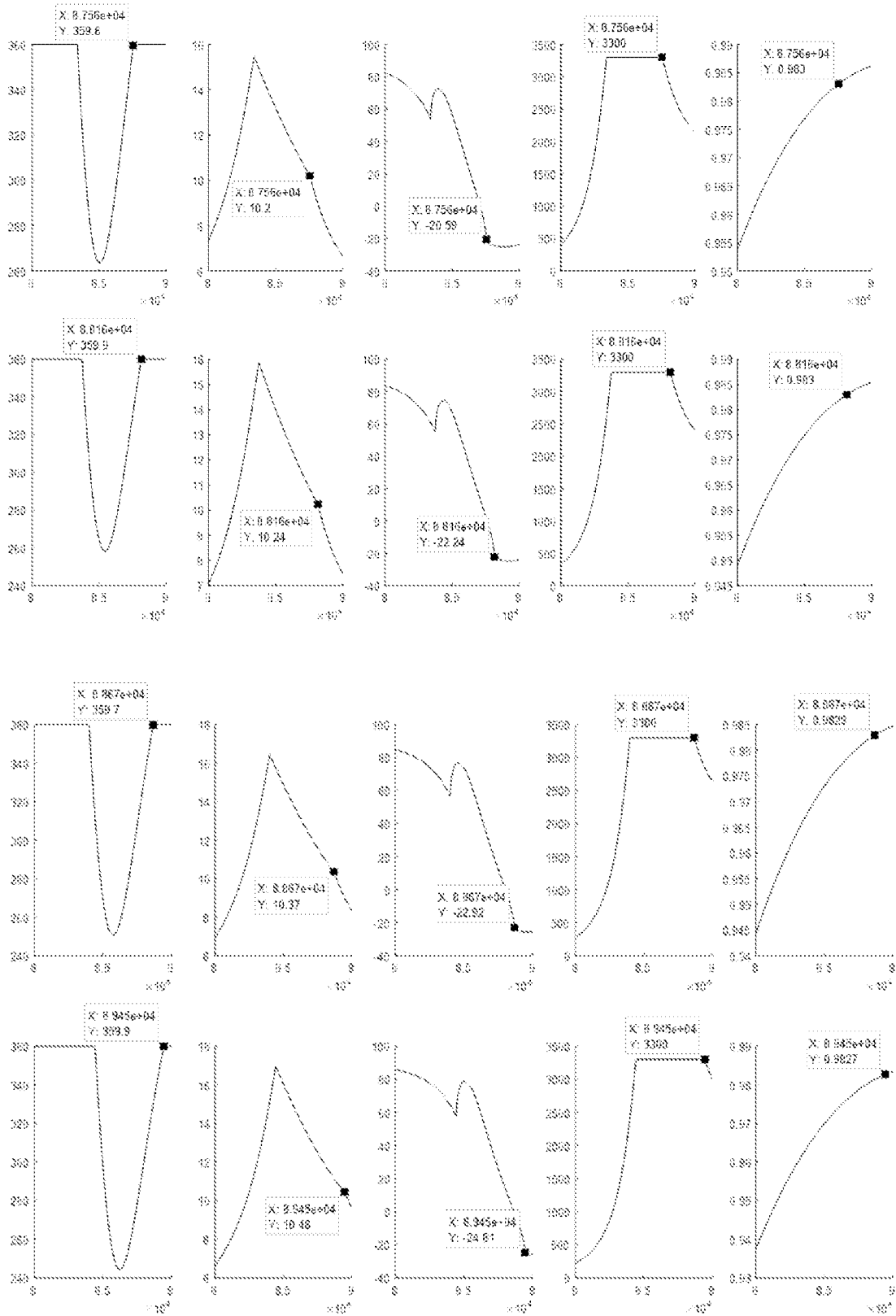


图 4







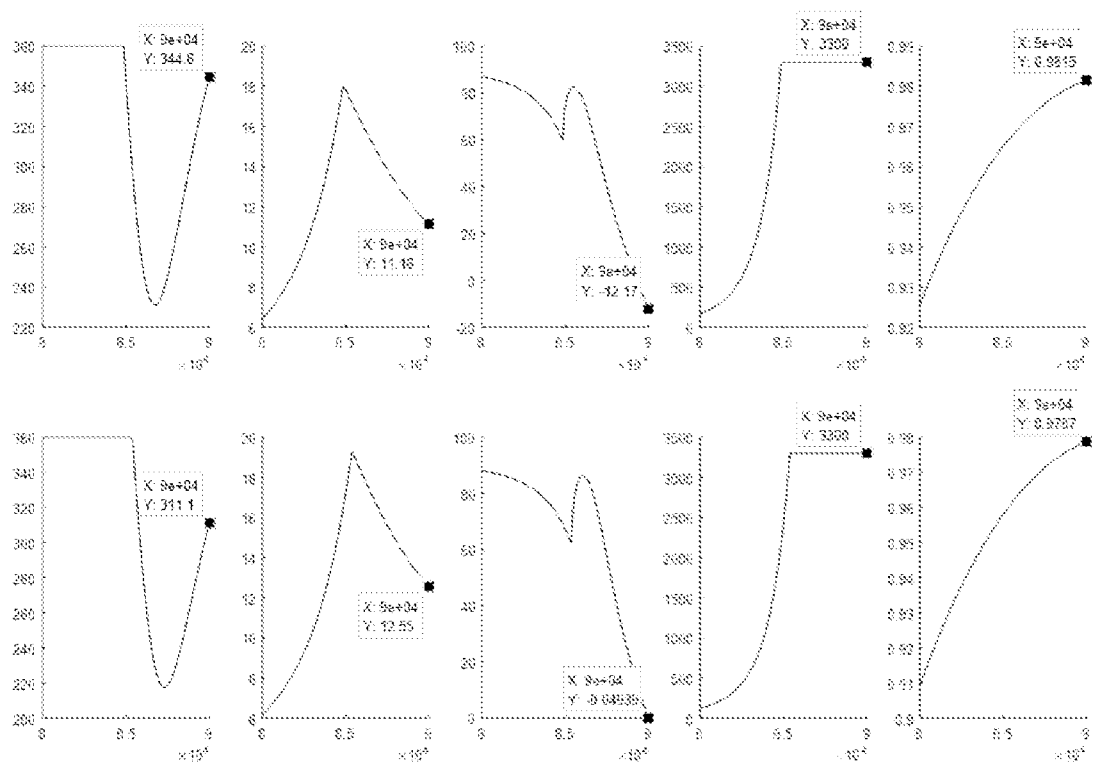


图 5

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2019/111919

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02J 50/12(2016.01)i; H01F 38/14(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02J; H01F

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNABS; CNTXT; CNKI; VEN; EPTXT; USTXT; WOTXT; IEEE; ISI: 串联-串联, 串-串, 串/串, 无线电能传输, 原边电容, 副边电容, 原边, 副边, 电容, 零电压开通, 移相, 变频, 调频, 有限元仿真, series, secondary, capacitor, zero voltage switch, SS, series-series, primary, phase shift, WPT, wireless power transfer, ZVS, wireless electric energy transmission, frequency modulation

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 108155729 A (SOUTH CHINA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY) 12 June 2018 (2018-06-12) description paragraphs [0027]-[0089], figure 1	1-4
A	CN 104092316 A (SOUTHEAST UNIVERSITY) 08 October 2014 (2014-10-08) entire document	1-4
A	US 2017279309 A1 (HYUNDAI MOTOR CO., LTD. et al.) 28 September 2017 (2017-09-28) entire document	1-4
A	张望 等 (ZHANG, Wang et al.). "补偿参数对串/串补偿型无线电能传输系统特性的影响分析 (Effect of Compensation Parameter on Characteristics of Series/Series Compensated Wireless Power Transfer System)" 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), Vol. 43, No. 7, 10 April 2019 (2019-04-10), pp. 166-172	1-4



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

27 May 2020

Date of mailing of the international search report

22 June 2020

Name and mailing address of the ISA/CN

China National Intellectual Property Administration (ISA/
CN)
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing
100088
China

Facsimile No. (86-10)62019451

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2019/111919

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	张望 等 (ZHANG, Wang et al.). "串/串补偿型无线电能传输系统的建模分析 (Modeling Analysis of Series/series Compensated Wireless Power Transfer System)" 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), Vol. 41, No. 10, 25 May 2017 (2017-05-25), pp. 135-140	1-4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2019/111919

Patent document cited in search report			Publication date (day/month/year)	Patent family member(s)			Publication date (day/month/year)
CN	108155729	A	12 June 2018	CN	207835173	U	07 September 2018
CN	104092316	A	08 October 2014	CN	104092316	B	25 May 2016
US	2017279309	A1	28 September 2017	KR	20170110866	A	12 October 2017
				US	10411515	B2	10 September 2019

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2019/111919

A. 主题的分类

H02J 50/12(2016.01)i; H01F 38/14(2006.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

H02J; H01F

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))

CNABS; CNTXT; CNKI; VEN; EPTXT; USTXT; WOTXT; IEEE; ISI: 串联-串联, 串-串, 串/串, 无线电能传输, 原边电容, 副边电容, 原边, 副边, 电容, 零电压开通, 移相, 变频, 调频, 有限元仿真, series, secondary, capacitor, zero voltage switch, SS, series-series, primary, phase shift, WPT, wireless power transfer, ZVS, wireless electric energy transmission, frequency modulation

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 108155729 A (华南理工大学) 2018年 6月 12日 (2018 - 06 - 12) 说明书第[0027]-[0089]段, 图1	1-4
A	CN 104092316 A (东南大学) 2014年 10月 8日 (2014 - 10 - 08) 全文	1-4
A	US 2017279309 A1 (HYUNDAI MOTOR CO LTD等) 2017年 9月 28日 (2017 - 09 - 28) 全文	1-4
A	张望等. "补偿参数对串/串补偿型无线电能传输系统特性的影响分析" 电力系统自动化, 第43卷, 第7期, 2019年 4月 10日 (2019 - 04 - 10), 第166-172页	1-4
A	张望等. "串/串补偿型无线电能传输系统的建模分析" 电力系统自动化, 第41卷, 第10期, 2017年 5月 25日 (2017 - 05 - 25), 第135-140页	1-4

☐ 其余文件在C栏的续页中列出。☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型:

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期

2020年 5月 27日

国际检索报告邮寄日期

2020年 6月 22日

ISA/CN的名称和邮寄地址

中国国家知识产权局(ISA/CN)

中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088

传真号 (86-10)62019451

授权官员

马娟

电话号码 86-(20)-28950745

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2019/111919

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	108155729	A	2018年 6月 12日	CN	207835173	U	2018年 9月 7日
CN	104092316	A	2014年 10月 8日	CN	104092316	B	2016年 5月 25日
US	2017279309	A1	2017年 9月 28日	KR	20170110866	A	2017年 10月 12日
				US	10411515	B2	2019年 9月 10日