



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110957796 A

(43)申请公布日 2020.04.03

(21)申请号 201911279433.4

(22)申请日 2019.12.12

(71)申请人 澳门大学

地址 中国澳门氹仔大学大马路

(72)发明人 黄智聪 林智声 麦沛然 马许愿

(74)专利代理机构 深圳鹰翅知识产权代理有限公司 44658

代理人 周婧

(51)Int.Cl.

H02J 7/04(2006.01)

H02J 50/12(2016.01)

H02J 50/70(2016.01)

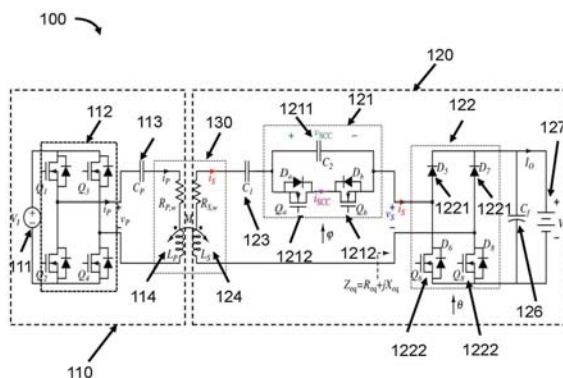
权利要求书3页 说明书11页 附图17页

(54)发明名称

无线充电电路和系统

(57)摘要

示例性实施例提供了一种无线电力传输电路,其利用由所述电路的初级侧的初级线圈在电路的次级侧中的次级线圈感应的交流(AC)电源向可变电阻的负载供电,该无线电力传输电路包括:连接至交流电源的可控制开关电容器(SCC)和连接到SCC的输出端以对SCC的输出进行整流的半控整流桥(SAR)。所述无线电力传输电路通过调节SCC的控制角和SAR的导通角,以提供与线圈的阻抗匹配的负载阻抗,从而提供恒定的功率输出并提高功率传输效率。



1. 一种无线电力传输电路,其利用由所述电路的初级侧的初级线圈在电路的次级侧中的次级线圈感应的交流(AC)电源向可变电阻的负载供电,该无线电力传输电路包括:

连接至交流电源的可控制开关电容器(SCC),其包括第一电容器和与第一电容器并联的两个电控开关,所述两个电控开关串联连接;和

连接到SCC的输出端以对SCC的输出进行整流的半控整流桥(SAR),其包括一个桥式电路,该桥式电路包括两个电控开关,

所述SCC中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于所述交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SCC的控制角,

SAR中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SAR的导通角,

所述无线电力传输电路通过调节SCC的控制角和SAR的导通角,以提供与线圈的阻抗匹配的负载阻抗,从而提供恒定的功率输出并提高功率传输效率。

2. 根据权利要求1所述的无线电力传输电路,其中所述SAR中的桥式电路具有两个上支路和两个下支路,每个上支路包括一个二极管,每个下支路包括一个电控开关,所述电控开关包括一个晶体管和一个与晶体管反并联的二极管,每个晶体管的漏极分别与一个上支路相连,两个晶体管的源极彼此相连。

3. 根据权利要求1所述的无线电力传输电路,当所述SCC与所述次级线圈串联连接时,还包括与所述负载并联连接的滤波电容器。

4. 根据权利要求1所述的无线电力传输电路,当所述SCC与所述次级线圈并联连接时,还包括与所述负载串联连接的滤波电感器。

5. 根据权利要求1所述的无线电力传输电路,当所述SAR的导通角 θ 调整为

$$\theta = 2 \arcsin \left(\sqrt{\frac{4 R_{\text{eq,opt}}}{\pi^2 R_L}} \right)$$

时,电力传输效率最高,其中, R_L 为负载电阻, X_M 为线圈的互感, R_S 为次级侧损耗的等效电阻, R_P 为初级侧损耗的等效电阻。

6. 根据权利要求1所述的无线电力传输电路,还包括与SCC串联连接的第二电容器,其中当SCC的控制角 ϕ 调整为

$$\phi \approx \pi - \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{|X_{C_{S,\text{eq,opt}}}| - |X_{C_1}| - |X_{\text{eq}}|}{|X_{C_2}|}}$$

时,其中 $X_{C_{S,\text{eq,opt}}}$ 计算为 $X_{C_{S,\text{eq,opt}}} = -X_{L_S}$, X_{L_S} 为次级线圈的自感, X_{C_1} 为第二电容器的电抗, X_{C_2} 为第一电容器的电抗, X_{eq} 为等效负载电抗。

7. 根据权利要求1所述的无线电力传输电路,其中所述SCC等效于具有电抗 $X_{C_{\text{CSS}}}$ 的可变电容器, $X_{C_{\text{CSS}}}$ 计算为

$$X_{C_{\text{CSS}}} \approx \frac{4(\phi - \pi)^2}{\pi^2} X_{C_2},$$

ϕ 为SCC的控制角, X_{C_2} 为第一电容器的电容电抗。

8. 根据权利要求1所述的无线电力传输电路,其中所述初级线圈工作在固定频率。

9. 一种提高电池充电效率的无线充电系统,其通过电路的初级侧中的初级线圈在电路

的次级侧中的次级线圈处感应出的交流电源为电池充电,该无线充电系统包括:

与次级线圈连接的可控制开关电容器(SCC),其包括两个串联的电控开关和与该两个电控开关并联的第一电容器;

半控整流桥(SAR),其连接到SCC的输出端以对SCC的输出进行整流,其中SAR包括桥式电路,该桥式电路包括两个电控开关;

多个传感器,用于测量电池的充电电压和充电电流;

控制器,用于根据传感器的测量值和预定的功率值,计算出SAR的导通角和SCC的控制角;和

至少一个信号发生器,用于根据导通角和控制角产生控制信号,并将控制信号提供给SCC和SAR中的电控开关,

所述SCC中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于所述交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SCC的控制角,

所述SAR中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SAR的导通角,

所述无线电力传输电路通过调节SCC的控制角和SAR的导通角,以提供与线圈阻抗相匹配的负载阻抗,从而以恒定功率对电池进行充电,提高充电效率。

10. 根据权利要求9所述的无线充电系统,其中所述SAR中的桥式电路具有两个上支路和两个下支路,每个上支路包括一个二极管,每个下支路包括一个电控开关,所述电控开关包括一个晶体管和一个与晶体管反并联的二极管,每个晶体管的漏极分别与一个上支路相连,两个晶体管的源极彼此相连。

11. 根据权利要求9所述的无线充电系统,其中所述SCC的每个电控开关包括一个晶体管,SCC的两个晶体管的漏极相连接,源极分别与第一电容器的两端相连接。

12. 根据权利要求9所述的无线充电系统,当所述SCC与所述次级线圈串联连接时,还包括与所述电池并联连接的滤波电容器。

13. 根据权利要求9所述的无线充电系统,当所述SCC与所述次级线圈并联连接时,还包括与所述电池串联连接的滤波电感器。

14. 根据权利要求9所述的无线充电系统,当所述SAR的导通角 θ 调整为

$$\theta = 2 \arcsin \left(\sqrt{\frac{4 R_{\text{eq,opt}}}{\pi^2 R_L}} \right)$$

时,电力传输效率最高,其中, R_L 为负载电阻, X_M 为线圈的互感, R_S 为次级侧损耗的等效电阻, R_P 为初级侧损耗的等效电阻。

15. 根据权利要求9所述的无线充电系统,还包括与SCC串联连接的第二电容器,其中当SCC的控制角 ϕ 调整为

$$\phi \approx \pi - \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{|X_{C_{S,eq,opt}}| - |X_{C_1}| - |X_{eq}|}{|X_{C_2}|}}$$

时,其中 $X_{C_{S,eq,opt}}$ 计算为 $X_{C_{S,eq,opt}} = -X_{LS}$, X_{LS} 为次级线圈的自感, X_{C_1} 为第二电容器的电抗, X_{C_2} 为第一电容器的电抗, X_{eq} 为等效负载电抗。

16. 根据权利要求9所述的无线充电系统,其中所述初级线圈工作于一个或多个固定频

率。

17. 一种通过无线充电系统实现的提高电池充电效率的无线充电方法,其通过电路的初级侧中的初级线圈在电路的次级侧中的次级线圈处感应出的交流电源为电池充电,其中所述交流电源连接到可控制开关电容器(SCC)再连接到半控整流桥(SAR),SAR的输出端连接到充电电池,其中SCC包括第一电容器和与第一电容器并联连接的两个串联的电控开关,SAR包括一个桥式电路,该桥式电路包括两个上支路和两个下支路,每个上支路包括一个二极管,每个下支路包括一个电控开关,该无线充电方法包括以下步骤:

由控制器计算SAR的导通角以提供与线圈的阻抗匹配的负载电阻,其中所述导通角为SAR的可控开关的断开时间相对于所述交流电源的电流零交叉点的时间延迟;

由控制器计算SCC的控制角以抵消次级侧的电抗,其中所述控制角为SCC的可控开关的断开时间相对于所述交流电源的电流零交叉点的时间延迟;

通过第一控制信号根据所述导通角控制SAR中的开关;和

通过第二控制信号根据所述控制角度控制所述SCC中的开关,使得所述无线充电系统以恒定的功率对电池进行充电,从而提高充电效率。

18. 如权利要求17所述的方法,其特征在于:通过将充电功率与预定参考功率 P_0 进行比较来计算所述SAR的导通角,

$$P_{O,constant} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_I^2}{\omega M} \sqrt{\frac{R_S}{R_P}},$$

其中 V_I 为传感器测量的充电电压, ω 为所述交流电源的角频率, M 为线圈之间的互感, R_S 为次级电路损耗的等效电阻, R_P 为初级电路损耗的等效电阻。

19. 根据权利要求17所述的方法,还包括:

通过多个传感器测量电池的充电电压和充电电流;和
控制器根据所述充电电压和充电电流计算SAR的导通角。

20. 根据权利要求17所述的方法,还包括:

通过第一信号发生器根据SAR的导通角产生第一控制信号;和
通过第二信号发生器根据SCC的控制角产生第二控制信号。

无线充电电路和系统

技术领域

[0001] 本发明涉及一种无线充电电路和系统。

背景技术

[0002] 无线感应电能传输 (IPT) 是一项不断发展的技术,一般用于不方便或不可能实现物理连接供电的应用,具有简化充电操作和消除与电气元件连接相关的安全问题的优点。该项技术适合应用于很多不同场景,例如消费电子设备、植入式人体设备及工业电子设备等。

[0003] 需要一种新的设备和系统,提高IPT的充电效率以迎合市场需求。

发明内容

[0004] 示例性实施例提供了一种无线电力传输电路,其利用由所述电路的初级侧的初级线圈在电路的次级侧中的次级线圈感应的交流 (AC) 电源向可变电阻的负载供电,该无线电力传输电路包括:连接至交流电源的可控制开关电容器 (SCC) 和连接到SCC的输出端以对SCC的输出进行整流的半控整流桥 (SAR)。SCC包括第一电容器和与第一电容器并联的两个电控开关,所述两个电控开关串联连接。SAR包括一个桥式电路,该桥式电路包括两个电控开关。所述SCC中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于所述交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SCC的控制角。SAR中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SAR的导通角。所述无线电力传输电路通过调节SCC的控制角和SAR的导通角,以提供与线圈的阻抗匹配的负载阻抗,从而提供恒定的功率输出并提高功率传输效率。

[0005] 示例性实施例还提供了一种提高电池充电效率的无线充电系统,其通过电路的初级侧中的初级线圈在电路的次级侧中的次级线圈处感应出的交流电源为电池充电,该无线充电系统包括:与次级线圈连接的可控制开关电容器 (SCC)、半控整流桥 (SAR)、传感器、控制器和信号发生器。SCC包括两个串联的电控开关和与该两个电控开关并联的第一电容器;SAR连接到SCC的输出端以对SCC的输出进行整流,其包括一个桥式电路,该桥式电路包括两个电控开关;多个传感器,用于测量电池的充电电压和充电电流;控制器,用于根据传感器的测量值和预定的功率值,计算出SAR的导通角和SCC的控制角;至少一个信号发生器,用于根据导通角和控制角产生控制信号,并将控制信号提供给SCC和SAR中的电控开关。其中所述SCC中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于所述交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SCC的控制角;SAR中的两个开关各导通半个周期并且彼此互补,其断开时间相对于交流电源的零交叉点具有时间延迟,所述时间延迟为SAR的导通角。所述无线电力传输电路通过调节SCC的控制角和SAR的导通角,以提供与线圈阻抗相匹配的负载阻抗,从而以恒定功率对电池进行充电,提高充电效率。

[0006] 示例性实施例还提供了一种通过无线充电系统实现的提高电池充电效率的无线充电方法,其通过电路的初级侧中的初级线圈在电路的次级侧中的次级线圈处感应出的交

流电源为电池充电,其中所述交流电源连接到可控制开关电容器(SCC)再连接到半控整流桥(SAR),SAR的输出端连接到充电电池。其中SCC包括第一电容器和与第一电容器并联连接的两个串联的电控开关,SAR包括一个桥式电路,该桥式电路包括两个上支路和两个下支路,每个上支路包括一个二极管,每个下支路包括一个电控开关。该无线充电方法包括以下步骤:由控制器计算SAR的导通角以提供与线圈的阻抗匹配的负载电阻,其中所述导通角为SAR的可控开关的断开时间相对于所述交流电源的电流零交叉点的时间延迟;由控制器计算SCC的控制角以抵消次级侧的电抗,其中所述控制角为SCC的可控开关的断开时间相对于所述交流电源的电流零交叉点的时间延迟;通过第一控制信号根据所述导通角控制SAR中的开关;和通过第二控制信号根据所述控制角度控制所述SCC中的开关。所述无线充电方法能够以恒定的功率对电池进行充电,从而提高充电效率。

附图说明

- [0007] 图1为根据一个示例性实施例的无线充电电路示意图。
- [0008] 图2为根据一个示例性实施例的半控整流桥(SAR)的开关顺序和工作波形。
- [0009] 图3为根据一个示例性实施例的可控制开关电容(SCC)的开关顺序和工作波形。
- [0010] 图4为根据一个示例性实施例的SCC的等效阻抗与可控角度的关系曲线图。
- [0011] 图5为根据一个示例性实施例的等效无线电力传输电路图。
- [0012] 图6A为根据一个示例性实施例的SAR导通角及等效负载阻抗与负载电阻之间的关系图。
- [0013] 图6B为根据一个示例性实施例的SCC可控角及等效次级侧电容的阻抗与SAR导通角之间的关系图。
- [0014] 图7为根据一个示例性实施例的仿真电路参数表。
- [0015] 图8为根据一个示例性实施例的恒功率(CP)输出和最高效率的等效无线充电电路图。
- [0016] 图9为根据一个示例性实施例的输出功率和效率与SAR导通角的关系图。
- [0017] 图10为根据一个示例性实施例的无线充电系统的控制框图。
- [0018] 图11为根据一个示例性实施例的SCC电压应力图。
- [0019] 图12为根据一个示例性实施例的损耗阻值比率以及充电效率与电池内阻的关系图。
- [0020] 图13为根据一个示例性实施例的充电电路参数表。
- [0021] 图14为根据一个示例性实施例的工作点与电池电阻的测量结果关系图。
- [0022] 图15A为根据一个示例性实施例的系统的输出电流和电压与电池电阻的关系的测量结果图。
- [0023] 图15B为根据一个示例性实施例的功率和效率与电池电阻的关系的测量结果图。
- [0024] 图16为根据一个实施例的电路输出参数的暂态波形图。
- [0025] 图17为根据一个实施例的无线充电电路示意图。
- [0026] 图18为根据一个实施例的等效无线电力传输电路示意图。

具体实施方式

[0027] 示例性实施例包括一种无线充电电路,其通过在接收侧采用可控制开关电容(SCC)和半控整流桥(SAR),并通过操作SCC和SAR来模拟谐振器的最佳阻抗和次级负载,结合了与负载无关的传输特性和匹配负载阻抗的优点,从而在整个充电过程实现恒功率输出,并维持最大传输效率。

[0028] 目前广泛使用的电池充电技术主要为恒流充电(CC)。在恒流充电过程中,开始充电时充电功率最小,直到充电完成时充电功率增加至最大值,高功率水平下充电持续的时间较短,因此采用恒流充电策略的充电器的功率容量利用率较低。

[0029] 为了提高充电功率容量的利用率,充电器可将输出功率控制到预定的最大值,从而提供恒定功率(CP)充电。对于接触式充电器,在电池管理系统进行恒功率充电相对容易,但是,感应电能传输充电器要求在某些特定工作频率下工作,并需要具有与负载无关的传输特性,由此才能减少控制复杂度,增加最高效率。除此之外,IPT变换器需要具备负载匹配能力,在负载不匹配的情况下,传输效率可能会显著降低。目前已有的单级IPT变换器难以实现恒功率充电并且在整个充电过程中保持最大充电效率。

[0030] 一种实现恒功率充电的方法是通过多级变换器级联的IPT系统。例如,使用发射侧前级变换器用于调制输入幅值,或者使用接收侧后级变换器级联到IPT变换器进行功率调节。但是,由于增加了额外的变换器级数,功率损耗及控制的复杂性也会相应增加。此外,还需要增加发射侧和接收侧之间的无线信号反馈装置。

[0031] 为了克服以上提及的技术问题,示例性实施例提供了一种无线充电电路,其包括单级IPT转换器,该无线充电电路在电池充电的主导阶段保持恒定的输出功率而不是提供恒定的输出电流,因此可以充分发挥其功率能力,从而实现更快的充电速率。该无线充电电路采用串联补偿,在接收侧采用可控制开关电容(SCC)和半控整流桥(SAR),通过控制SCC的可控角和SAR的导通角来模拟谐振器的最佳阻抗和次级负载,结合了与负载无关的传输特性和匹配负载阻抗的优点,因此能够在整个充电器过程实现恒功率输出以及维持最大传输效率。

[0032] 示例性实施例至少可以实现以下技术效果:

(1) 充电电路工作在恒功率的条件下,可以充分发挥其功率用量,进而具有更快更安全的充电速率。

(2) 采用SCC和SAR来模拟谐振器的最佳阻抗和次级负载实现了与负载无关特性以及匹配负载阻抗的优点,从而能在整个充电过程中维持着最大的传输效率。

(3) 实现定频工作,控制实现简单,控制仅需在接收侧实现,而无需发射侧和接收侧之间的无线信号反馈。

(4) 采用单级变换器结构,所有开关管实现软开关,从而降低损耗。

[0033] 下面结合附图与具体实施方式对本发明作进一步详细描述。在以下描述中, $X_{\text{subscript}}$ 用于表达其下标(subscript)所示的元器件的阻抗。

[0034] 图1为根据一个示例性实施例的无线充电电路结构示意图。图1中,无线充电电路100包括初级电路110和次级电路120。初级电路110为发射侧电路,次级电路120为接收侧电路。初级电路110包括串联连接的直流源111、具有四个开关 Q_1-Q_4 的全桥逆变器112、初级补偿电容113、和初级线圈114。其中直流源111电压值为 V_I ,初级补偿电容113具有固定电容值

C_p 。次级电路包括串联连接的次级线圈124、次级补偿电容123、SCC121和SAR122。其中次级补偿电容123具有固定电容值 C_1 。输出端滤波电容 C_f 与SCC121、SAR122以及充电电池127并联连接。

[0035] 图1中, SCC121包括并联连接的电容1211和两个电控开关1212, 电容1211具有固定电容值 C_2 , 电控开关1212包括串联连接的两个金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET), 分别标记为 Q_a 和 Q_b 。其中 Q_a 和 Q_b 的漏极相连接, 源极分别连接到电容1211的两端, 门级接收控制信号。 Q_a 和 Q_b 分别反并联一个二极管, 标记为 D_a 和 D_b 。SCC两端的电压值表示为 v_{SCC} , 流经开关1212的电流值表示为 i_{SCC} , SCC等效电容值表示为 C_{SCC} 。在次级电路120中, 串联次级补偿电容123用于减小SCC中开关的电压应力。

[0036] SAR122包含了上支路中的两个二极管1221, 分别标记为 D_5 和 D_7 , 以及下支路中的两个电控开关1222。每个电控开关1222包括一个MOSFET分别标记为 Q_6 和 Q_8 , 其中 Q_6 和 Q_8 的漏极分别连接到两个上支路, 源极互相连接。每个MOSFET Q_6 和 Q_8 包括一个反并联二极管, 分别标记为 D_6 和 D_8 。

[0037] 初级线圈114和次级线圈124形成一个磁耦合器130, 其互感值为 M , 例如磁耦合器130为松耦合变压器。耦合系数定义为 $k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}}$ 。初级线圈114具有初级自感和电阻 $R_{p,w}$, 其中电阻 $R_{p,w}$ 为初级线圈损耗。次级线圈124具有次级自感 L_s 和电阻 $R_{s,w}$, 其中电阻 $R_{p,w}$ 为次级线圈损耗。

[0038] 在无线充电电路100中, 直流源111经逆变器112将直流电压 V_1 转为电压为 v_p 角频率为 ω 的交流电, 用于驱动初级线圈114在次级线圈124中感应生成交流电流 i_s , 进而在SCC输出端形成交流电压 v_s 。所述感应电压和感应电流输入SAR122中进行整流, 再经过电容126滤波, 输出为直流电压 V_0 和直流电流 I_0 , 即电池127的充电电压和充电电流。

[0039] 在一个实施例中, SAR122中的开关 Q_6 和 Q_8 在其反并联二极管导通时开通, 由此实现零电压开关 (zero voltage switching, ZVS)。开关 Q_6 和 Q_8 分别开通半个电流周期并且开通时间互补。因此, Q_6 和 Q_8 的关断时间与电流 i_s 的过零点之间存在时间延迟 $\pi - \theta \in [0, \pi]$, 将 θ 定义为SAR的导通角。导通角 θ 最大值为 π , 最小值为0。导通角 θ 的变化影响 v_s 和 i_s 之间的相位角。

[0040] 在一个实施例中, SCC中的开关 Q_a 和 Q_b 与电流 i_s 同步, 并与电流 i_s 的过零点之间存在可控角 $\varphi \in [\frac{\pi}{2}, \pi]$ 。开关 Q_a 和 Q_b 分别开通半个电流周期并且开通时间互补。例如, Q_a 和 Q_b 在 v_{SCC} 零电压时开关, 由此实现软开关以减少开关损耗。在半个电流周期内, 电容 C_2 的充电时间 (或放电时间) 为 $\pi - \varphi$, 其随 φ 的增大而减小, v_{SCC} 的均方根值随之减小。由此, SCC的等效电容即 C_{SCC} 可以通过改变可控角 φ 来进行调整。

[0041] 在一个实施例中, 调整SAR122的导通角和SCC121的可控角以提供匹配的负载阻抗, 使得无线充电电路100以恒功率为电池127充电, 由此提高充电效率。

[0042] 在一个实施例中, SCC和SAR中的电控开关包括MOSFET开关, 在其他实施例中也可以为其他晶体管开关。

[0043] 图2为根据一个示例性实施例的半控整流桥 (SAR) 的开关顺序和工作波形200。图2中, SAR122的电控开关 Q_6 和 Q_8 在其反并联二极管导通时开通, 以实现零电压开关。 Q_6 和 Q_8 都开通半个电流周期并且开通时间互补。因此, Q_6 和 Q_8 与 i_s 的过零点之间具有 $\pi - \theta \in [0, \pi]$ 的时

间延迟, θ 为SAR122的导通角。 $v_{s,1}$ 是 v_s 的基本分量, 它滞后于 i_s , 其相位角由 $\gamma = \pi - \theta/2$ 给出。因此,

充电电路的等效负载是阻抗 Z_{eq} 而不是纯电阻。

[0044] 与无线充电电路的操作周期相比, 电池充电是个缓慢的过程, 因此电池可以建模为由充电电压和充电电流确定的电阻器, 即

$$R_o = \frac{V_o}{I_o}。$$

上述SAR122等效的基波阻抗为:

$$[0045] \quad Z_{eq} = R_{eq} + jX_{eq}, \quad (1)$$

其中 R_{eq} 为等效电阻, X_{eq} 为等效电抗,

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \sin^4\left(\frac{\theta}{2}\right), \quad (2)$$

$$X_{eq} = -\frac{8}{\pi^2} R_L \sin^3\left(\frac{\theta}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)。 \quad (3)$$

[0046] 图3为根据一个示例性实施例的SCC的开关顺序和工作波形300。图3中, 电控开关 Q_a 和 Q_b 的驱动信号与 i_s 同步, 并且与 i_s 的过零点之间具有可控角 $\varphi \in [\pi/2, \pi]$ 。 Q_a 和 Q_b 各开通半个周期, 并且开通时间互补。由于 Q_a 和 Q_b 在 v_{sc} 零电压下开通和关断, 由此实现软开关以最小化开关损耗。

[0047] SCC的等效阻抗即 $X_{C_{sc}}$ 可以表示为式(4), 并通过二次曲线拟合简化为式(5):

$$X_{C_{css}} = \left(2 - \frac{2\varphi - \sin 2\varphi}{\pi}\right) X_{C_2} \quad (4)$$

$$\approx \frac{4(\varphi - \pi)^2}{\pi^2} X_{C_2} \quad (5)$$

其中 $X_{C_{css}} = -\frac{1}{\omega C_{css}}$, $X_{C_2} = -\frac{1}{\omega C_2}$ 。

[0048] 图4为根据一个示例性实施例的SCC的等效阻抗与可控角度的关系曲线图400。

[0049] 如图4所示, SCC的等效阻抗与可控角度的精确关系表示为曲线401, 近似关系表示为曲线402。当 φ 从 0.5π 变化到 π 时, $X_{C_{sc}}$ 可以从标称电抗 X_{C_2} 调制到零。

[0050] 图5为根据一个示例性实施例的等效充电电路图500。

[0051] 图5为图1所示电路的等效电路图。其中, 初级电路包括串联连接的电源511、电阻512、初级补偿电容513、电感514以及初级侧感生电动势515。电阻512具有等效阻值 R_p , 其代表初级线圈114和逆变器112上的损耗。初级补偿电容513的电容值表示为 C_p ,

[0052] 次级电路包括相互串联连接的等效感生交流电流源525、电感524、次级补偿电容523、可变电容521和负载522。可变电容521电容值表示为 C_{sc} , 即SCC121的等效电容。负载522由等效阻抗 Z_{eq} 表示, 其中包括串联的电阻 R_{eq} 和电抗 X_{eq} , 如式(1)所示。电阻 R_s 代表次级线圈124, SCC121以及SAR122的损耗之和。

[0053] 例如, V_p , I_p , V_s 和 I_s 分别用于表示变量 v_p , i_p , v_s 和 i_s 的基波分量的相量表示。 C_1 , C_{sc}

和 X_{eq} 在次级电路中提供电容电抗,其可以用等效的二次补偿电容 $C_{S,eq}$ 表示如式(6):

$$X_{C_{S,eq}} = -\frac{1}{\omega C_{S,eq}} = X_{C_1} + X_{C_{Scc}} + X_{eq}. \quad (6)$$

[0054] 通过分析图5中的等效电路,可得到以下关系式:

$$(R_P + jX_{LP} + jX_{CP}) I_P - jX_M I_S = V_P \quad (7)$$

$$-(R_S + R_{eq} + jX_{LS} + jX_{C_{S,eq}}) I_S - jX_M I_P = 0 \quad (8)$$

其中 X_M 为初级线圈和次级线圈的互感, X_{LP} 为初级电路的感抗, X_{CP} 为初级电路的容抗,

$$X_M = \omega M, X_{LP} = \omega L_P, X_{CP} = -\frac{1}{\omega C_P}, X_{LS} = \omega L_S$$

[0055] V_p 、 V_s 和 I_s 的幅值分别由式(9)(10)和(11)给出:

$$|V_P| = \frac{4}{\pi} V_I, \quad (9)$$

$$|V_S| = \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) V_O, \quad (10)$$

$$|I_S| = \frac{\pi}{2} \frac{I_O}{\sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (11)$$

[0056] 图5的等效电路效率如式(12)所示:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{|I_S|^2 R_{eq}}{|I_S|^2 R_{eq} + |I_S|^2 R_S + |I_P|^2 R_P} \\ &= \frac{X_M^2 R_{eq}}{\left[(R_{eq} + R_S)^2 + (X_{LS} + X_{C_{S,eq}})^2 \right] + R_P + X_M^2 (R_{eq} + R_S)} \quad (12) \end{aligned}$$

假设 $\frac{X_M}{R_P R_S} \gg 1$ 以及 $\frac{R_{eq}}{R_S} > 1$,在选定的工作频率 ω 下,当满足(13)和(14)时,传输效率最大,其表达式如式(15)所示,其中 $X_{C_{S,eq,opt}}$ 和 $R_{eq,opt}$ 分别为使传输效率最大化的 $X_{C_{S,eq}}$ 和 R_{eq} 的优化值。

$$X_{LS} + X_{C_{S,eq,opt}} = 0 \quad (13)$$

$$R_{eq,opt} = X_M \sqrt{\frac{R_S}{R_P}} \quad (14)$$

$$\eta_{\max} \approx \frac{1}{\frac{2}{\frac{X_M}{R_P R_S}} + 1} \quad (15)$$

[0057] 由于在充电过程中电池内阻 R_L 变化范围很大,根据式(14),该内阻需要经由SAR转换为匹配电阻 $R_{eq,opt}$,以实现最高传输效率。因此,根据式(2)和(14),可以将SAR的导通角 θ

表示为式 (16) :

$$\theta = 2 \arcsin \left(\sqrt[4]{\frac{R_{eq,opt}}{\frac{8}{\pi^2} R_L}} \right) \quad (16)$$

[0058] 根据式 (3), 导通角 θ 的变化也会影响负载电抗 X_{eq} , 其表示为式 (17) :

$$X_{eq} = -R_{eq,opt} \cot \left(\frac{\theta}{2} \right) \quad (17)$$

[0059] 对示例性实施例的充电电路的以上分析通过仿真实验进行验证。如无其他特别说明, 以下所述仿真实验的参数皆如图7的表格所示。

[0060] 图6A中的图形600A显示了导通角 θ 随负载电阻的变化曲线。图6A中, 曲线601表示SAR导通角 θ 随 R_L 的改变而相应变化, 由此在仿真中实现优化的负载电阻。由曲线603可以看出, 通过控制导通角 θ , 等效负载电阻 R_{eq} 可以保持在优化负载阻值 $R_{eq,opt}$ 。但是, 曲线602显示, 随着导通角 θ 变小, 电抗 X_{eq} 的幅值增大。

[0061] 要保证式 (14) 中的条件以达到最大充电效率, $C_{s,eq}$ 需要在固定的频率充分补偿到 L_s , 因此, 示例性实施例通过改变SCC的可控角 φ 的大小, 进而改变电抗 $X_{C_{sc}}$, 最终得到目标电抗 $X_{C_{s,eq,opt}} = -X_{L_s}$ 。结合式 (5), (6) 和 (17), SCC的可控角 φ 表达式如下:

$$\varphi \approx \pi - \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{|X_{C_{s,eq,opt}}| - |X_{C1}| - |X_{eq}|}{|X_{C2}|}} \quad (18)$$

在控制的过程中满足上述分析步骤, 便能使系统工作于最大传输效率。

[0062] 图6B显示了仿真实验中SCC的可控角 φ 、导通角 θ 和等效次级侧补偿感抗 $X_{C_{s,eq}}$ 之间的关系图600B。在图6B中, 曲线604显示了仿真实验中可控角 φ 与导通角 θ 的联合控制。从曲线605可以看出, 该联合控制使得等效次级补偿感抗 $X_{C_{s,eq}}$ 几乎恒定保持在优化值 $X_{C_{s,eq,opt}}$, 由此能够实现最高效率。

[0063] 如上所述, 示例性实施例的无线充电电流能够通过次级电路中匹配优化负载电阻以及保持零电抗, 而实现最高充电效率。而当电抗为零时, 感应能量传输系统能够实现负载无关的输出电流, 因此, 将上述两点结合, 即可同时实现恒功率输出和最高效率。

[0064] 图8显示了一种能同时实现恒功率输出和最高效率的IPT电路800。在电路800中, 初级电路801和次级电路802工作于固定谐振频率 ω 。次级电路802的电抗为零, 负载电阻保持在优化值 $R_{eq,opt}$ 。根据式 (14), 优化负载电阻 $R_{eq,opt}$ 大致为恒定值。理论上, 如忽略电气元件上损耗, 当初级电路的输入电压为 v_p 时, 次级电路与负载无关的输出电流幅值可表达为:

$$|I_s| \approx \frac{|V_p|}{X_M} \quad (19)$$

因此, 在整个充电过程中, 对于固定输入电压, 示例性实施例能保证恒定功率输出, 并且维持在最高效率, 其表达式如下:

$$P_{O,constant} \approx |I_s|_{RMS}^2 R_{eq,opt} \quad (20)$$

其中下标RMS表示均方根值。

[0065] 结合式 (9) - (11)、(19)、(20), 恒定充电功率, 输出的直流电

压以及直流电流可分别表达为式 (21)、(22) 和 (23)：

$$P_{O,constant} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_I^2}{\omega M} \sqrt{\frac{R_S}{R_P}}, \quad (21)$$

$$V_O = \frac{V_I}{\sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \sqrt{\frac{R_S}{R_P}}, \quad (22)$$

$$I_O = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_I}{\omega M} \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right). \quad (23)$$

[0066] 假设等效负载电抗 X_{eq} 可以通过适当控制SCC的电抗 X_{csc} 而被抵消,则输出功率 P_0 可仅与等效负载电阻 R_{eq} 有关,输出功率表示为 $P_0 \approx |I_S|^2_{RMS} R_{eq}$ 。

根据式 (2), 等效负载电阻可以通过控制导通角 θ 进行调整, 因此, 输出功率 P_0 与导通角 θ 具有单调关系 (monotonic relationship)。

[0067] 图9示出了示例性实施例中输出功率、效率与SAR导通角的关系图900。图9中, 输出功率 P_0 与导通角 θ 的关系由曲线910、920和930表示, 效率 η 与导通角 θ 的关系由曲线940、950和960表示, 每组曲线分别对应于电池电阻值 R_L 为30 Ω , 40 Ω , 和50 Ω 。当 P_0 为式 (20) 中的恒定值时, 充电电路效率最高, 如交点901、902、903所示。因此, 可以通过在控制器中将 $P_{0,constant}$ 作为参考值 $P_{0,ref}$, 以实现恒功率输出以及保持最高效率。

[0068] 图10示出了示例性实施例的一种无线充电系统1000。无线充电系统1000包括用于为电池充电的无线充电电路1010, 用于测量输出电压和输出电流的多个传感器1020, 用于为无线充电电路1010提供控制信号的信号处理单元1040, 以及用于为控制信号计算控制角的控制器1030。无线充电电路1010进一步包括能够通过控制信号进行调整的SCC和SAR。例如, 无线充电电路1010为图1所示的无线充电电路。

[0069] 在一个实施例中, 充电电压 V_O 和充电电流 I_O 由传感器1020测量, 测量值输入控制器1030的乘法器和除法器中, 分别用于计算充电功率和负载阻值。控制器进一步通过PI控制, 根据充电功率测量值与参考值之间的差值, 计算SAR的导通角。同时, 在SAR导通角和电池阻值已知的条件下, 根据式 (18) 计算SCC的控制角。其后, 信号发生单元1040根据计算得到的导通角和控制角, 通过信号发生器1和信号发生器2分别生成SCC和SAR的控制信号。信号发生单元1040还包括过零点探测器, 用于探测次级电路中线圈电流 i_s 的过零点, 并为信号发生器生成同步信号。

[0070] 在一个实施例中, 控制器1030为能够实现控制算法的微控制器或微处理器。

[0071] 在一个实施例中, 控制器1030包括比例控制器、积分控制器和微分控制器中的任意一种或两种以上的结合。

[0072] 在一个实施例中, 功率参考值 $P_{0,ref}$ 确定为式 (21) 中的恒定功率值。

[0073] 在一个实施例中, SCC的控制角根据SCC的控制角和SAR的导通角的测量值之间的关系进行计算。

[0074] 在一个实施例中, SCC和SAR的控制信号由一个以上信号发生器生成。

[0075] 由于初级电路的工作频率固定, 实现恒功率和最高效率充电仅需要对次级电路的阻抗进行控制, 因此该无线充电系统不需要在初级电路和次级电路之间进行无线通信, 从

而简化了电路设计,并减少次级电路的能量损耗。

[0076] 图11示出了SCC的电压应力与次级电路补偿电容之间的关系图1100。

[0077] 根据式(3)和(5), $|X_{eq}|$ 随电池阻值 R_L 变化而变化,其最小值表示为 $|X_{eq}|_{\min}$,最大值为 $|X_{eq}|_{\max}$ 。当SCC控制角从 π 变化到 0.5π 时, $|X_{CSCC}|$ 从零变化到 $|X_{C2}|$ 。 X_{CSCC} 用来抵消 X_{eq} 的变化,使得 $X_{CS,eq}$ 能够保持在优化值 $X_{CS,eq,opt}$,从而有效补偿 X_{LS} 。

[0078] 根据式(14), C_1 需要完全补偿次级电路的电抗,即:

$$|X_{C1}| + |X_{C2}| + |X_{eq}|_{\min} \geq |X_{CS,eq,opt}|, \quad (24)$$

$$|X_{C1}| + |X_{eq}|_{\max} \leq |X_{CS,eq,opt}| \quad (25)$$

SCC开关的电压应力由SCC两端的最大电压确定,即:

$$|V_{SCC,max}| = |X_{C2}| |I_S|. \quad (26)$$

为了降低SCC开关的电压应力,应最小化 $|X_{C2}|$ 值。因此,根据式(24),应最大化 $|X_{C1}|$ 值。结合式(25), $|X_{C1}|$ 的最大值可表达为式(27):

$$|X_{C1}|_{\max} = |X_{CS,eq,opt}| - |X_{eq}|_{\max}。 \quad (27)$$

图11中的曲线1110显示了电压应力 $|V_{SCC,max}|$ 与电抗 $|X_{C1}|$ 之间的关系,可见较大的 $|X_{C1}|$ 值可以降低电压应力 $|V_{SCC,max}|$ 。

当SCC的控制角最大即 $\varphi = \pi$ 时,SCC的电流应力最大。因为此时,SCC中的电容 C_2 被开关 Q_a 和 Q_b 短路。由于根据式(19),输出电流为恒值,SCC开关的最大电流应力可以表达为式(28):

$$|I_{SCC,max}| = |I_S|. \quad (28)$$

[0079] 图12示出了损耗电阻率和效率与等效电池电阻之间的关系图1200。

[0080] 在一个实施例中,充电系统工作于初级电路的输入电压 V_P 与输入电流 i_P 为零相位角的状态下。

[0081] 在一个实施例中,输入阻抗有微小电感,使得开关 Q_1-Q_4 实现零电压开关以降低开关损耗。可以轻微降低初级频率 ω_P 以满足上述要求,而不会对输出功率和效率产生太大影响。因此,初级电路的损耗 R_P 可以通过初级线

圈电阻和逆变器开关的导通损耗进行估算,如式(29)所示:

$$R_P = R_{P,w} + 2R_{on,1}, \quad (29)$$

其中 $R_{on,1}$ 为逆变器开关的导通电阻。 R_P 可看作恒值。

[0082] 由于SCC的两个开关 Q_a 和 Q_b 都为软开关,SCC的开关导通损耗可以由式(30)进行估算:

$$P_{SCC} = I_{SCC,RMS}^2 R_{on,2} + I_{SCC,avg} V_{f,2}, \quad (30)$$

[0083] 其中 $R_{on,2}$ 和 $V_{f,2}$ 分别为开关 Q_a 和 Q_b 的开通电阻和体二极管正向电压。流经 Q_a 和 Q_b 的电流均方根值 $I_{SCC,RMS}$ 和均值 $I_{SCC,avg}$ 分别由式(31)和(32)计算:

$$I_{SCC,RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi-\varphi}^{\varphi} (|I_S| \sin x)^2 dx} \quad (31)$$

$$I_{SCC,avg} = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\varphi}^{\varphi} |I_S| \sin x \, dx \quad (32)$$

类似的,忽略SAR开关 Q_6 and Q_8 ZVS导致的少量开关损耗,SAR的导通损耗可以估计为式(33):

$$P_{SAR} = i_{2,S,RMS}^2 R_{on,3} + i_{S,avg} V_{f,3}, \quad (33)$$

其中 $R_{on,3}$ 为开关 Q_6 和 Q_8 的开通电阻, $V_{f,3}$ 为体二极管 D_5 - D_8 的正向电压。 $i_{S,RMS}$ 和 $i_{S,avg}$ 分别为注入SAR的电流均方根值和均值,其中 $i_{S,RMS} = \frac{|I_S|}{\sqrt{2}}$, $i_{S,avg} = \frac{2|I_S|}{\pi}$.

[0084] 结合SCC和SAR中的损耗,可以将次级电路损耗的等效电阻 R_S 表示为:

$$R_S = R_{S,w} + \frac{P_{SCC} + P_{SAR}}{i_{S,RMS}^2}. \quad (34)$$

[0085] 图12中通过曲线1210展示了损耗电阻率 $\sqrt{\frac{R_S}{R_P}}$ 。该比率随电池内阻 R_L 的变化而从1.1变化到1.3。根据式(15),优化负载电阻 $R_{eq,opt}$ 随 $\sqrt{\frac{R_S}{R_P}}$ 而变化,但是,轻微偏离该优化值对充电效率影响不大。在一个实施例中, $R_{eq,opt}$ 固定在如图7所示的值以简化计算。仿真实验的充电效率如曲线1220所示,其由于 R_S 的增加而稍微下降,但是在整个负载范围内大致上都保持在最大值。

[0086] 充电系统的可行性通过电路实验进行了验证。图13为根据一个示例性实施例的充电电路的实验参数表1300。根据表1300,充电过程中,等效电池内阻由电子负载模拟,变化范围大致为 18Ω 到 50Ω 。输入直流功率和输出直流功率由Yokogawa PX8000精密功率示波器测量。

[0087] 实验中逆变器工作频率固定在 85kHz ,通过调整SAR的导通角和SCC的控制角实现恒功率输出和最大效率。图14示出了测量的工作点图1400,其中SCC的控制角从 0.53π 变化到 0.83π ,SAR的导通角 θ 从 0.95π 变化到 0.57π 。

[0088] 图15A显示了输出电流和电压的测量值与电池电阻之间的关系图1500A。图15B显示了输出功率和效率的测量值与电池电阻之间的关系图1500B。在图15A中,曲线1501显示了充电电流,其与曲线1502显示的充电电压变化方向相反。由曲线1503表示的输出功率基本稳定在147瓦,最高效率如曲线1504所示,保持在88%左右。图15A和15B所示的实验结果确认了本发明的无线充电电路能够在充电全程实现恒功率充电,并保持最高效率。

[0089] 在一个实施例中,测量了逆变器、SCC和SAR在充电开始、中段和结束时的波形。实验结果显示逆变器、SCC和SAR都实现了零电压开关。SCC开关的最大电压应力大约为 55V ,与式(26)的分析吻合。

[0090] 在一个实施例中,无线充电系统在次级电路采用了如图10所示的闭环控制,其次级阻抗由微处理器控制,从而实现恒功率充电和最高功率。图16显示了阶梯负载电阻的瞬时波形1600变化。其中负载电阻由 20Ω 变化到 40Ω 再变化到 20Ω 。

[0091] 在图16中,输出电压和输出电流如曲线1601和1602所示。SAR导通角和SCC控制角

如曲线1603和1604所示。输出功率由输出电压和输出电流的乘积计算,如曲线1605所示,输出功率由SAR的导通角严格控制,而SCC的控制角由导通角和电池负载协调控制。系统控制过程中无需无线反馈或无线传输。

[0092] 图17为根据一个实施例的无线充电电路示意图。图17中,无线充电电路1700包括SCC 1721和SAR 1722。SCC 1721包括一个固定电容 C_2 和两个电控开关 Q_a 和 Q_b , Q_a 和 Q_b 串联连接,再与电容 C_2 并联。SCC 1721与固定电容 C_1 串联之后,与次级线圈1724并联连接。

[0093] SAR 1722的设置与图1相同。但是,由于SCC 1721的设置与图1不同,电路1700的次级电路中采用滤波电感1726与电池1727串联,而不是采用图1中与电池并联的滤波电容。

[0094] 图18为图17的等效无线电力传输电路示意图。如图18所示,等效电路1800包括与等效电阻1822并联的等效电容1821。通过调整SAR的导通角和SCC的控制角,在次级电路中实现优化负载电阻,并通过等效电容1821的容抗抵消次级线圈的感抗,使得次级电路零电抗,由此实现恒功率传输并最大化传输效率。

[0095] 在本说明书和权利要求书中,“连接”为直接或间接的电连接。

[0096] 因此,在介绍了几个实施例之后,本领域的技术人员可以认识到,不同的改动、另外的结构、等同物,都可以被使用而不会背离本发明的本质。相应的,以上的描述不应该被视为对如以下的权利要求所确定的本发明范围的限制。

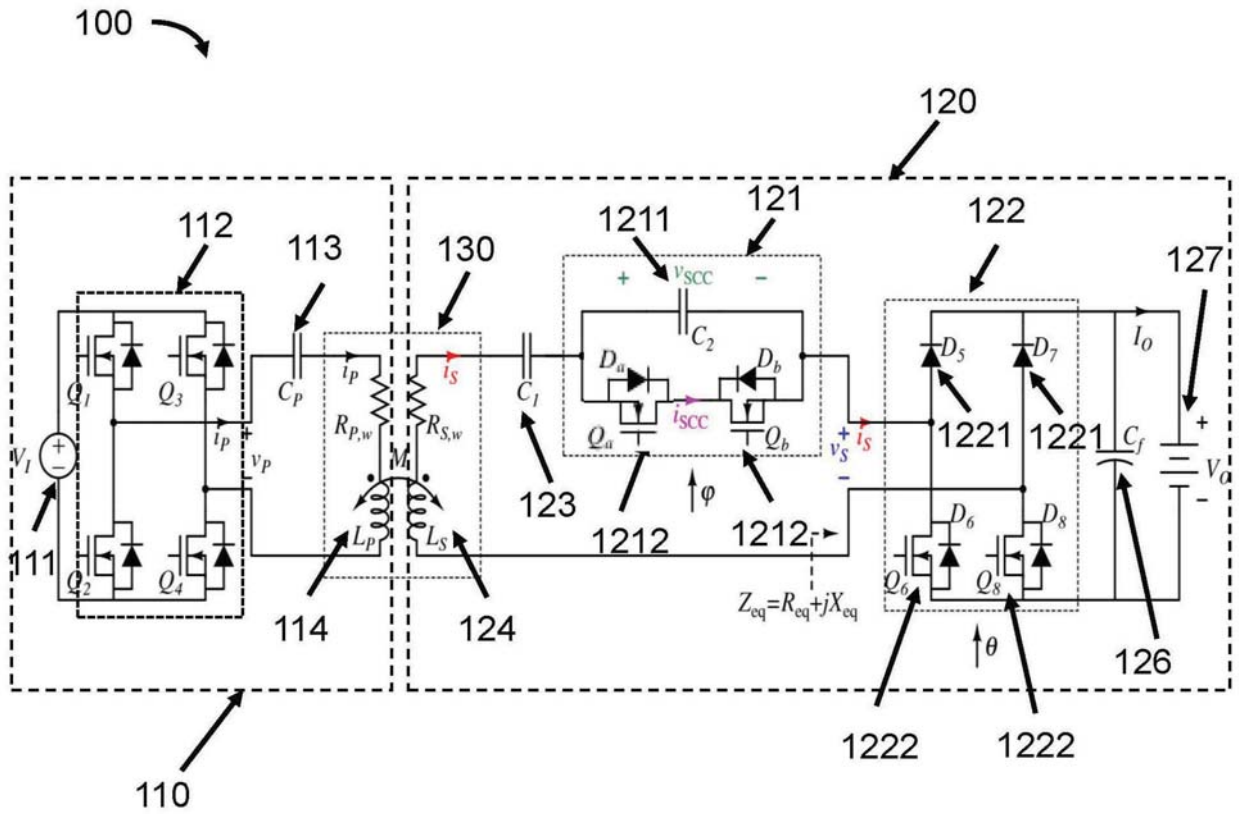


图1

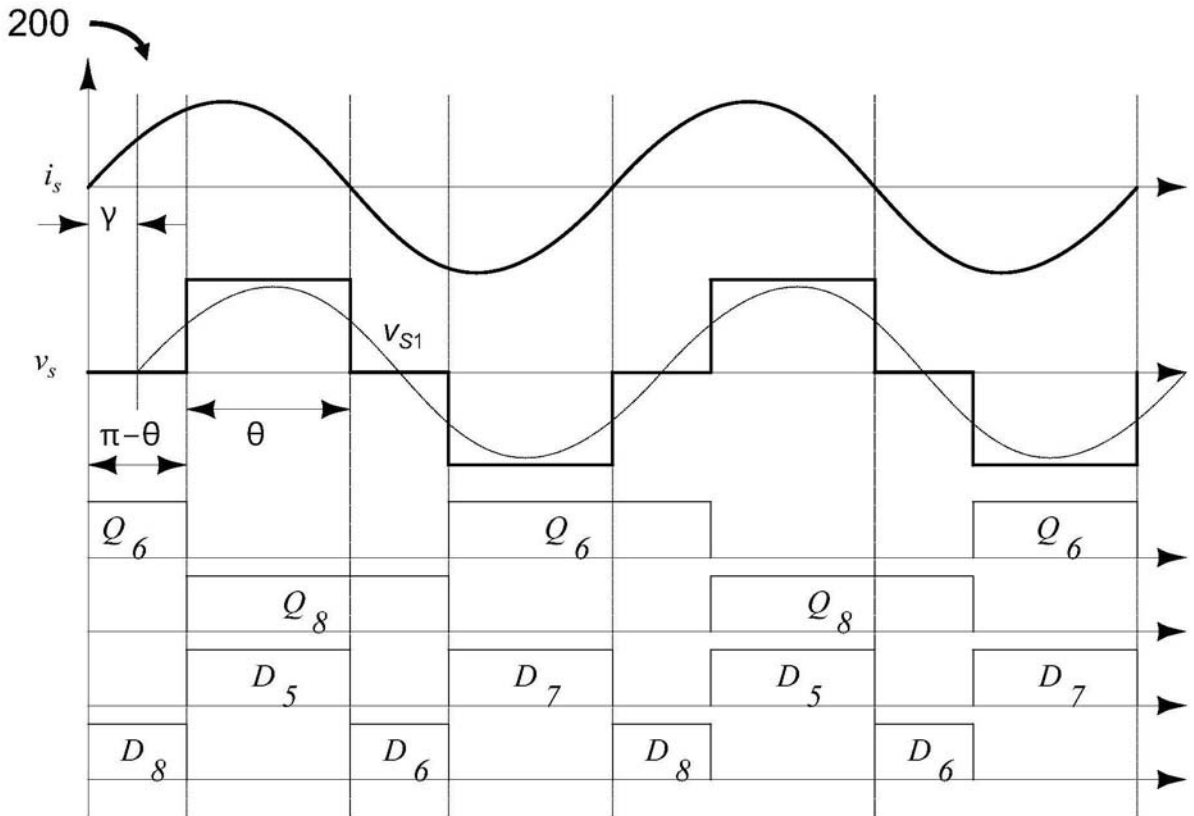


图2

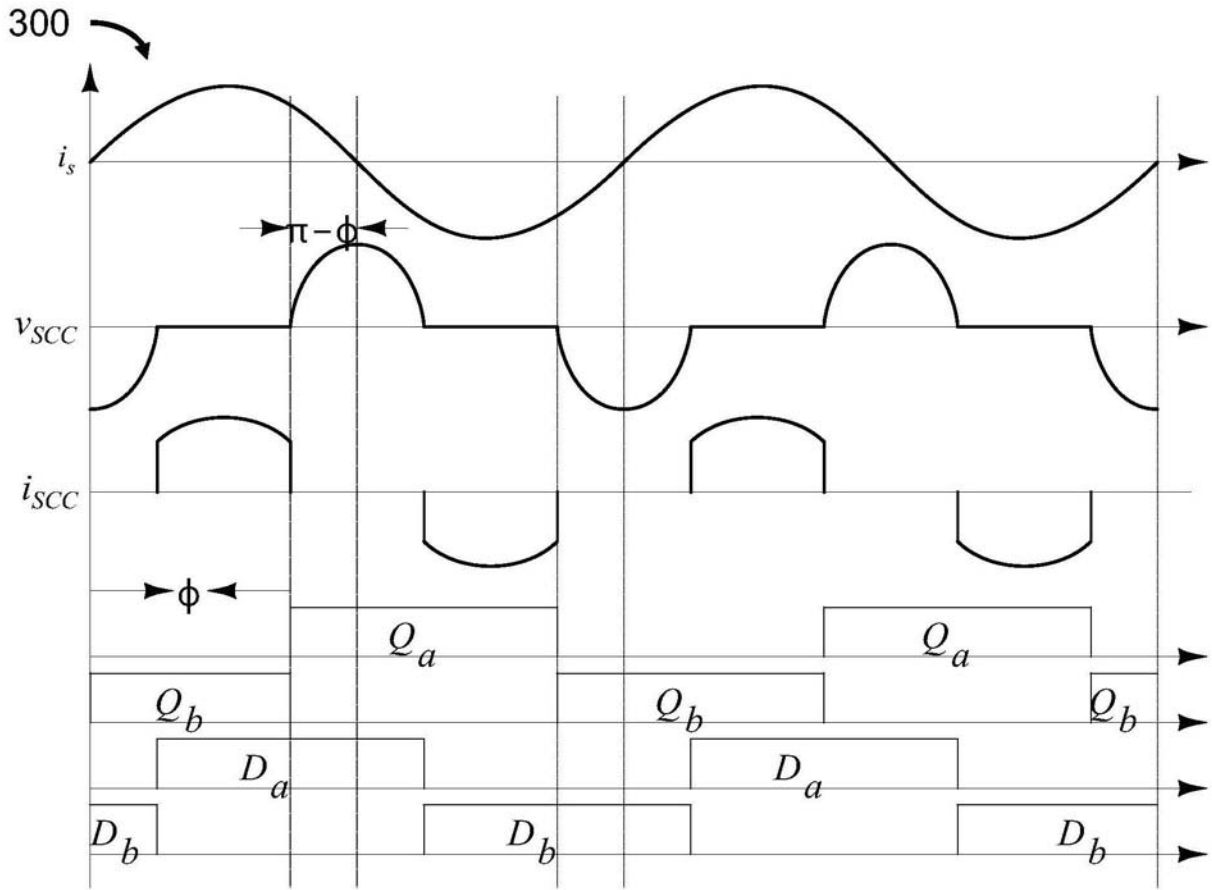


图3

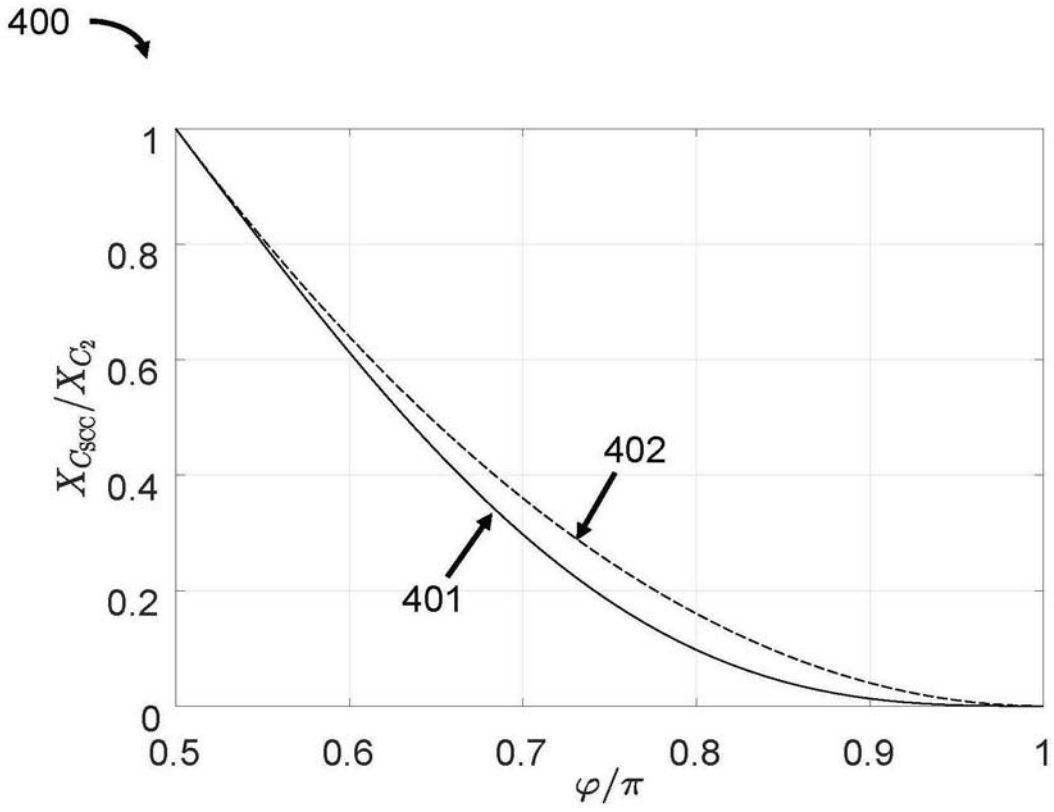


图4

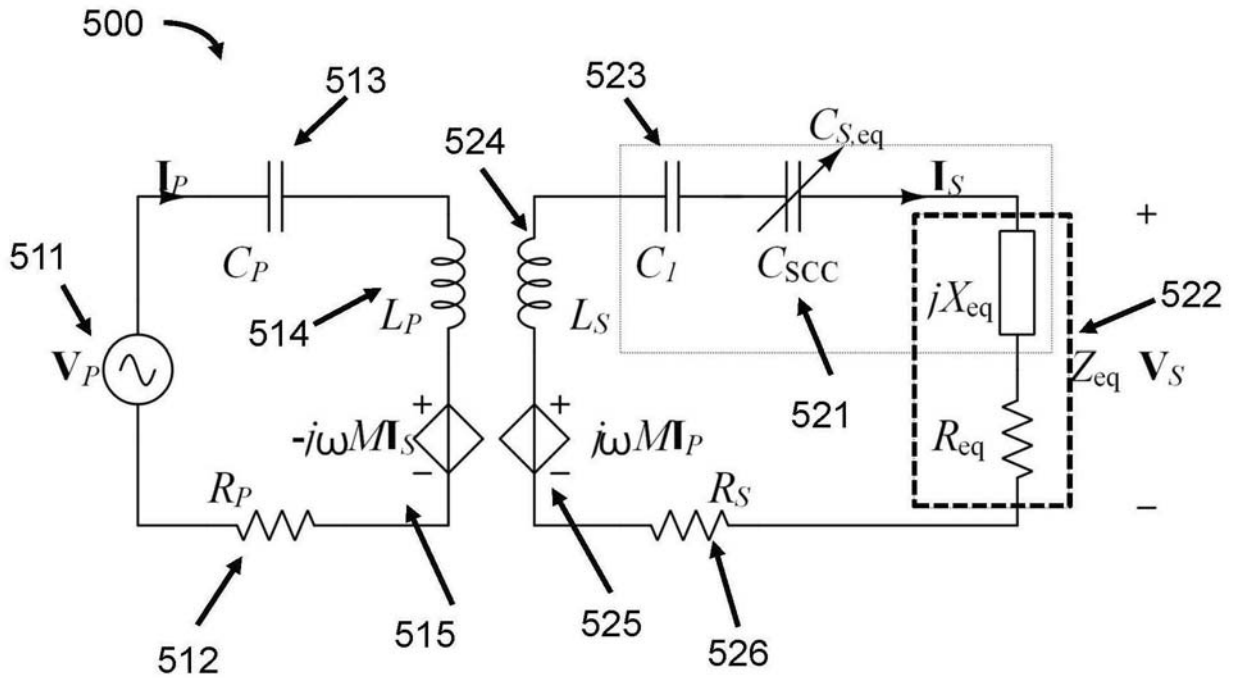


图5

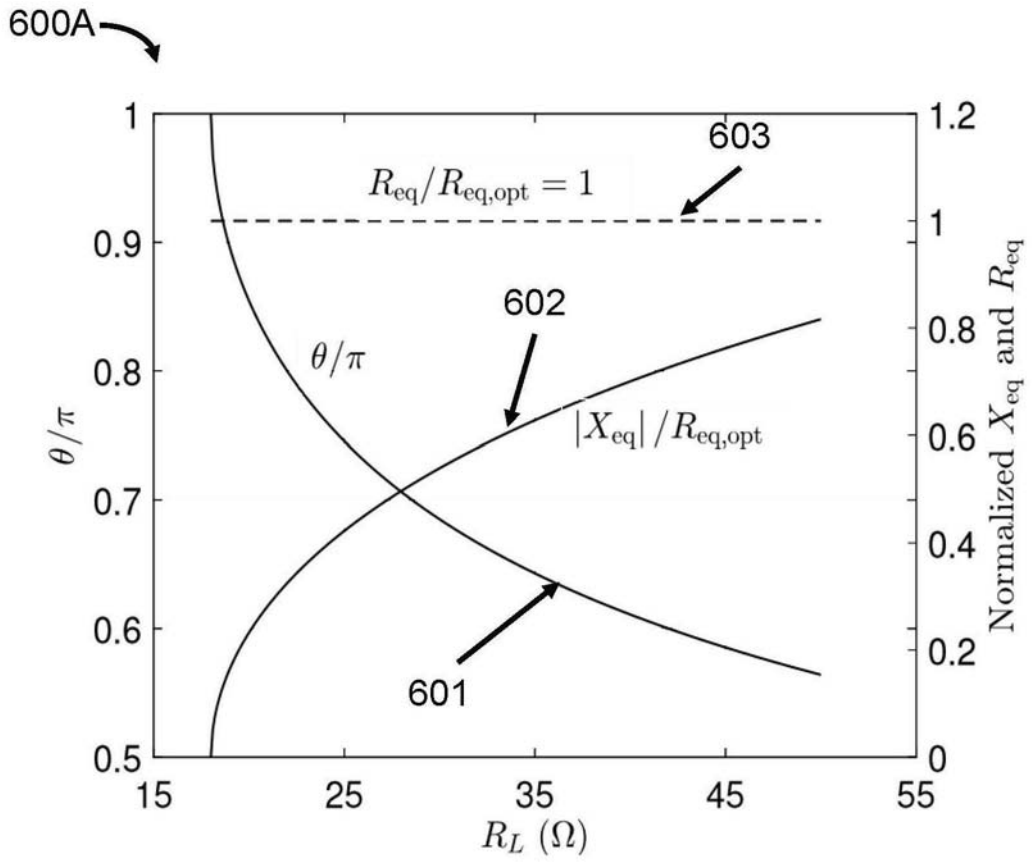


图6A

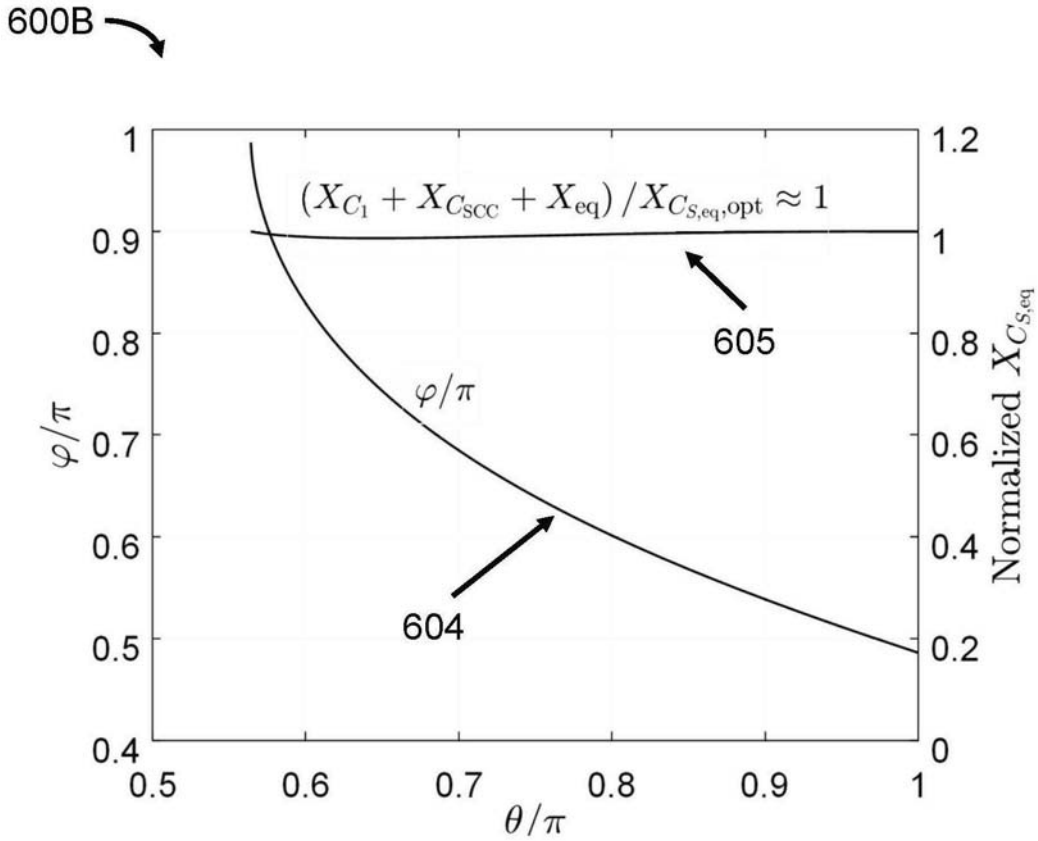


图6B

700

仿真参数		
参数	符号	值
自感	LP, LS	86 μH , 102 μH
耦合系数	k	0.26
线圈电阻	$R_{P,w}, R_{S,w}$	0.3 Ω , 0.328 Ω
逆变器开关电阻	R_{on1}	0.1 Ω
SCC 开关	$R_{on2}, Vf2$	0.1 Ω , 0.7 V
SAR 开关	$R_{on3}, Vf3$	0.1 Ω , 0.7 V
工作频率	$\omega/2\pi$	85kHz
补偿电容	$CP, C1, C2$	40.8 nF, 44 nF, 166 nF
优化负载电阻	$R_{eq,opt}$	fixed at 18 Ω

图7

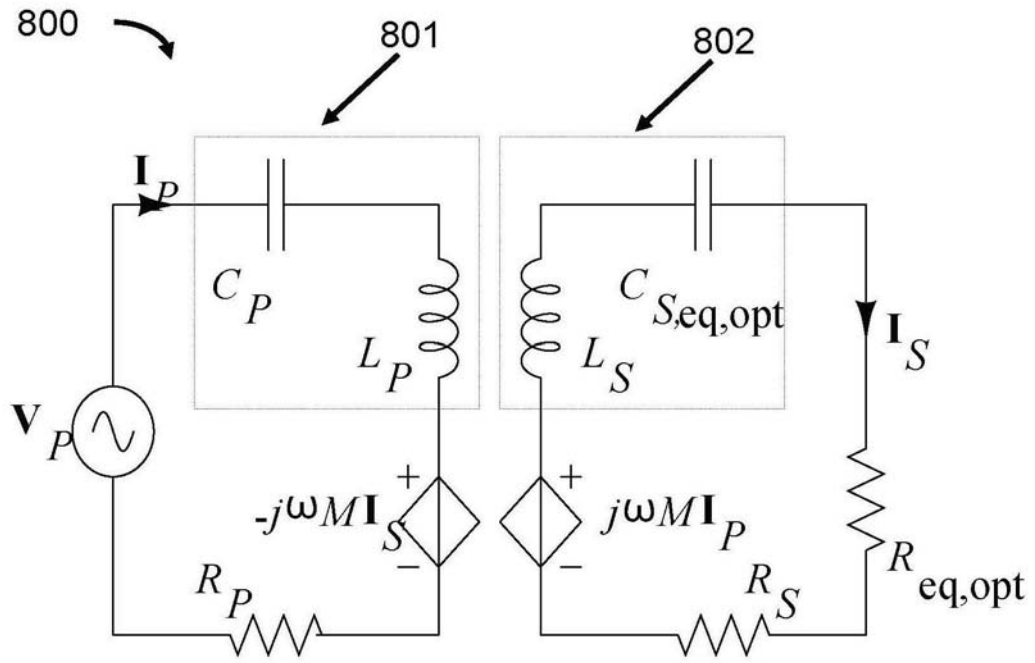


图8

900 ↗

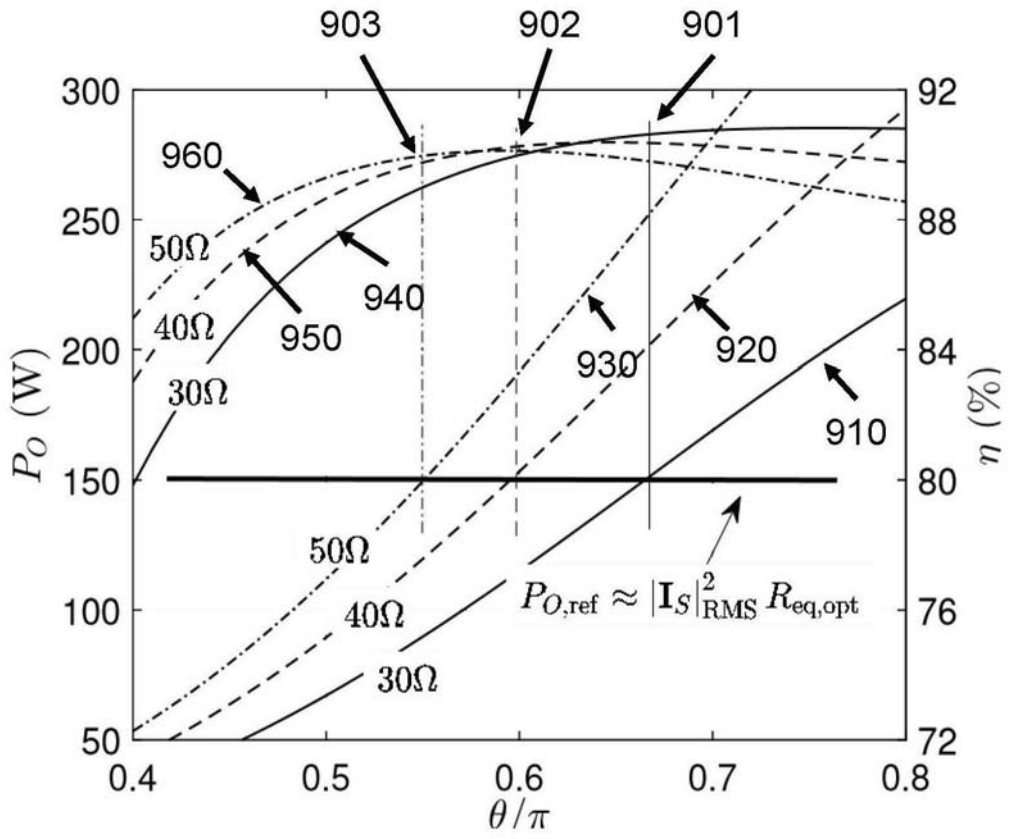


图9

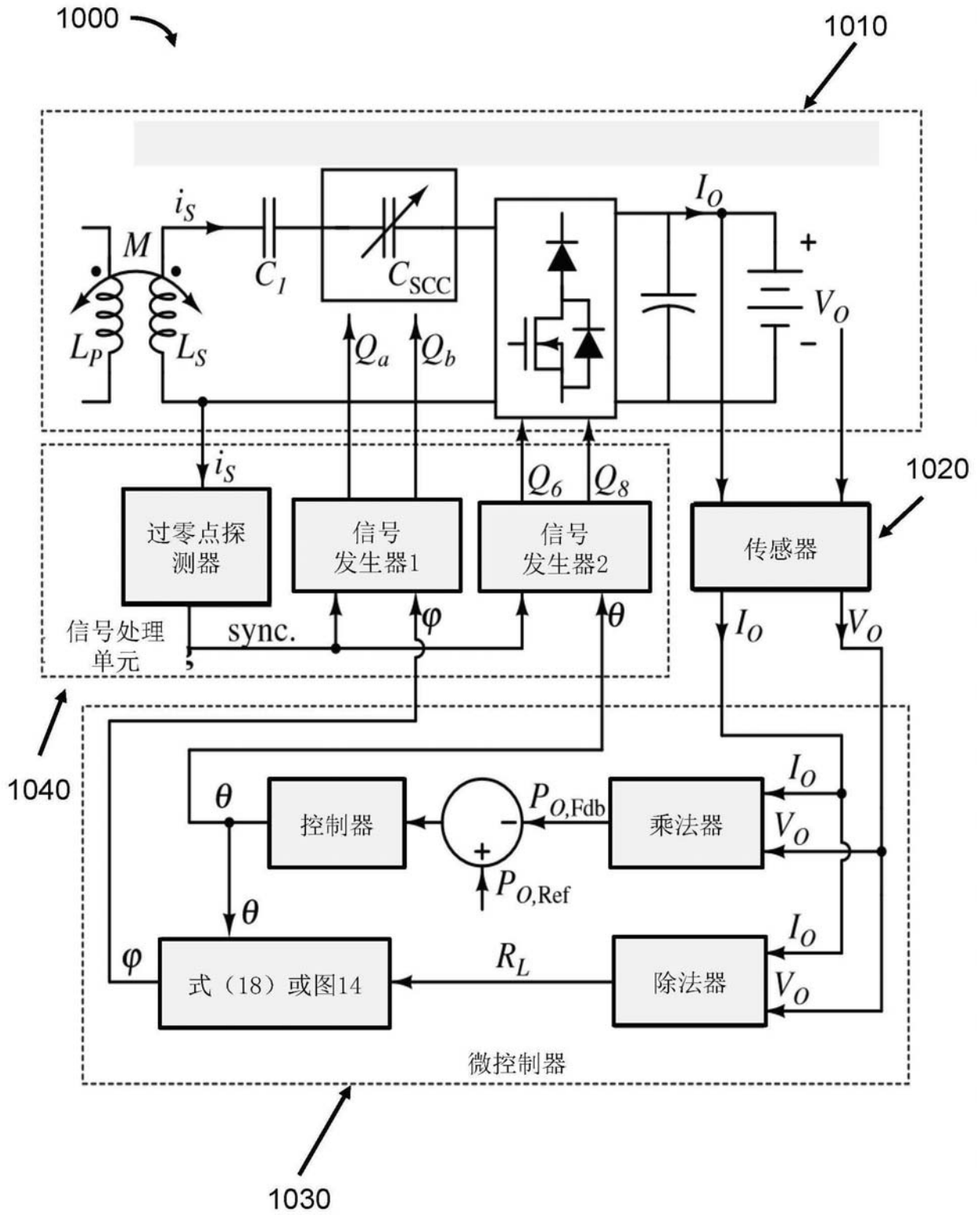


图10

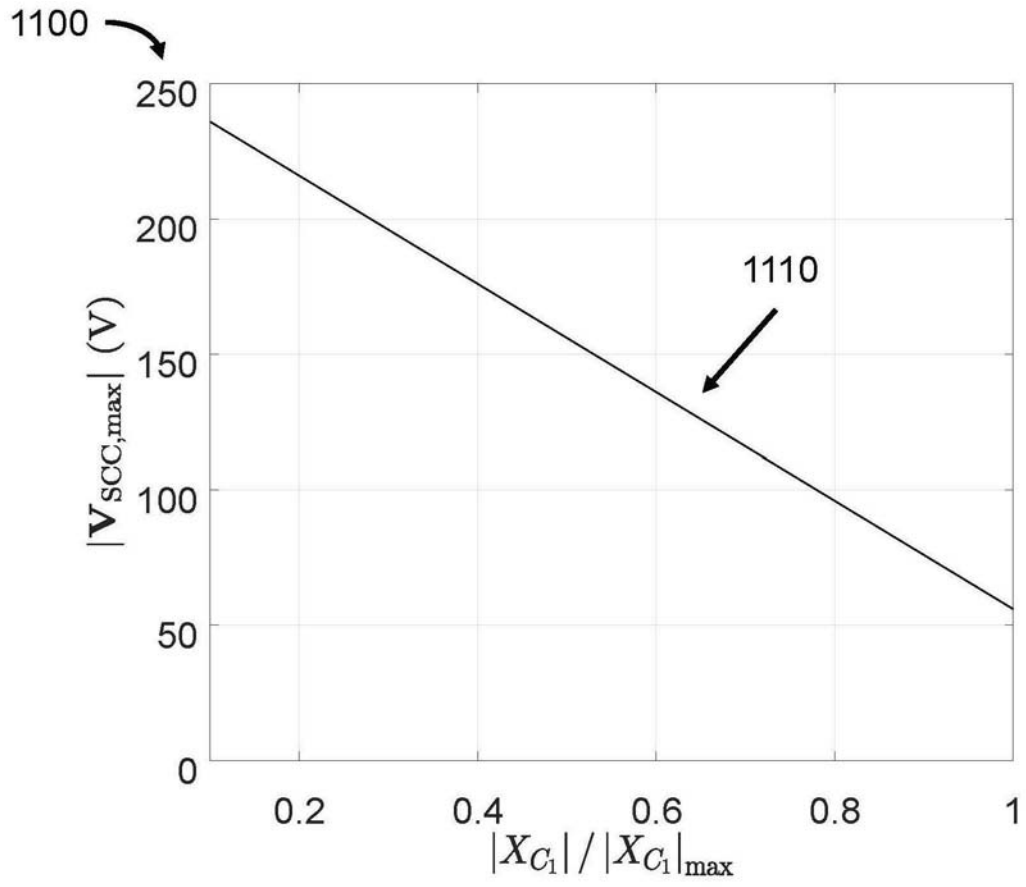


图11

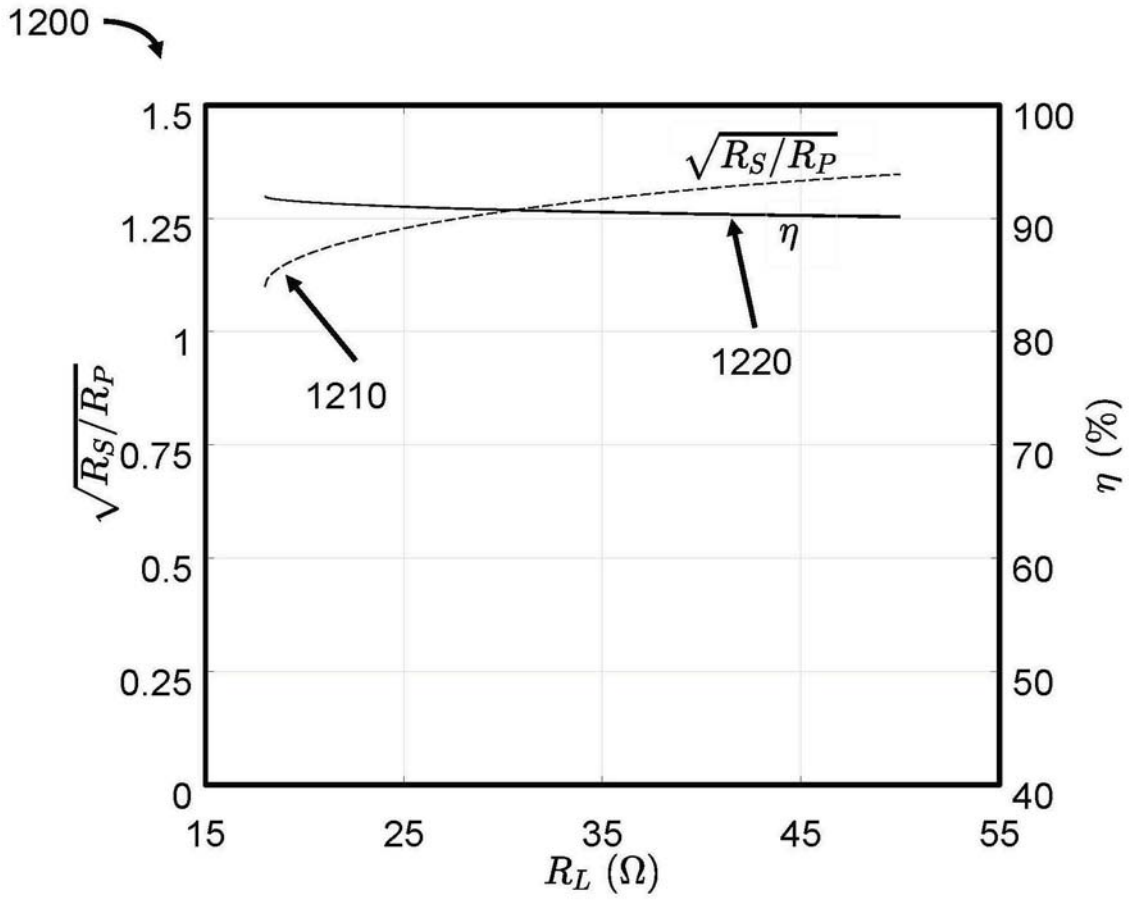



图12

1300 

电池规格	值
额定充电功率 P_0	150W
电池端电压 V_0	51-84.6V

参数	代表符号	值
输入电压	V_I	48V
开关	$Q_1-Q_4,$	IPP60R099 $R_{on} \approx 0.099\Omega,$ $V_F \approx 0.7v$
	$Q_a, Q_b,$	
	Q_6, Q_8	
二极管	D_5, D_7	MBR20200 $V_F \approx 0.7v$
自感线圈	L_p, L_s	85.09 μ H, 101.13 μ H
耦合系数	k	0.262
线圈电阻	$R_{p,w}, R_{s,w}$	0.38 Ω , 0.41 Ω
初侧补偿电容	C_p	41nF
次侧补偿电容	C_1, C_2	155nF, 55nF
工作频率	$\frac{\omega}{2\pi}$	85KHz

图13

1400 ↘

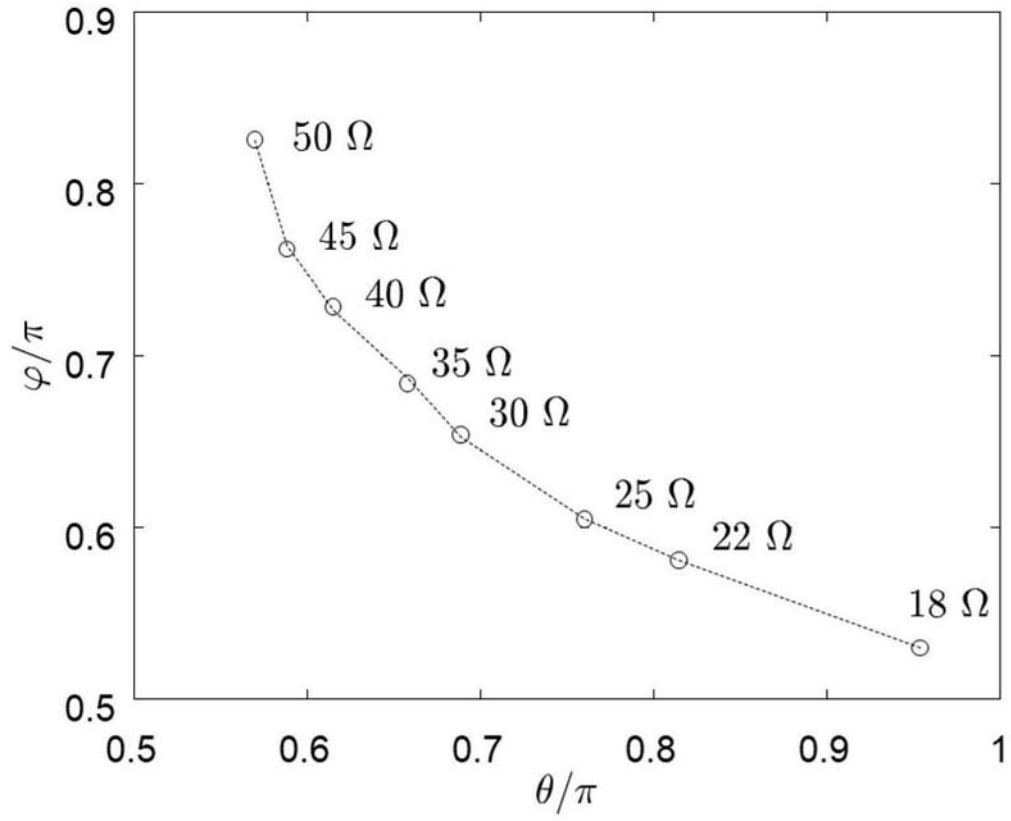


图14

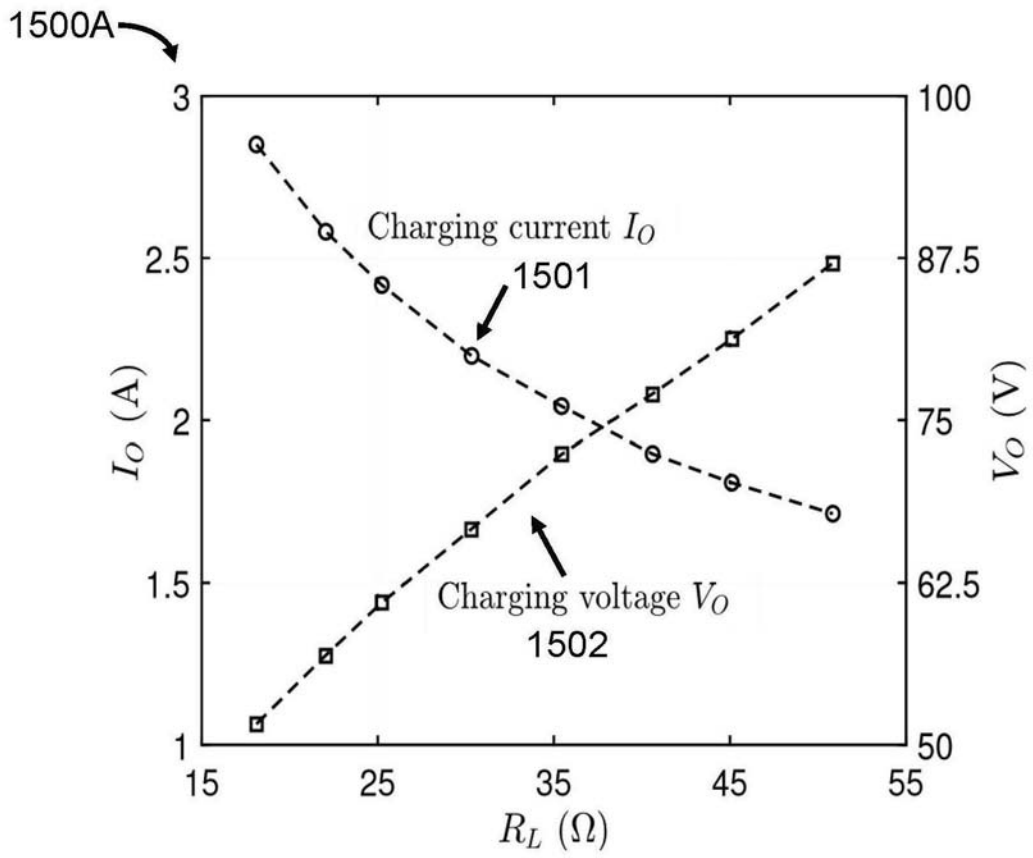


图15A

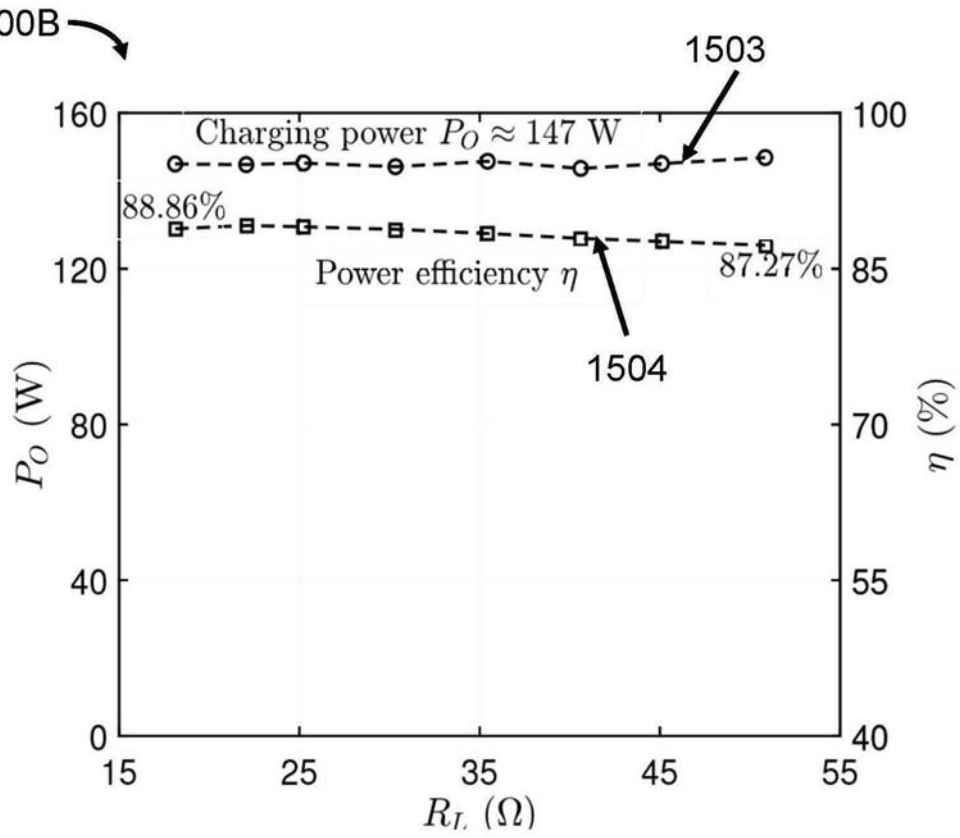


图15B

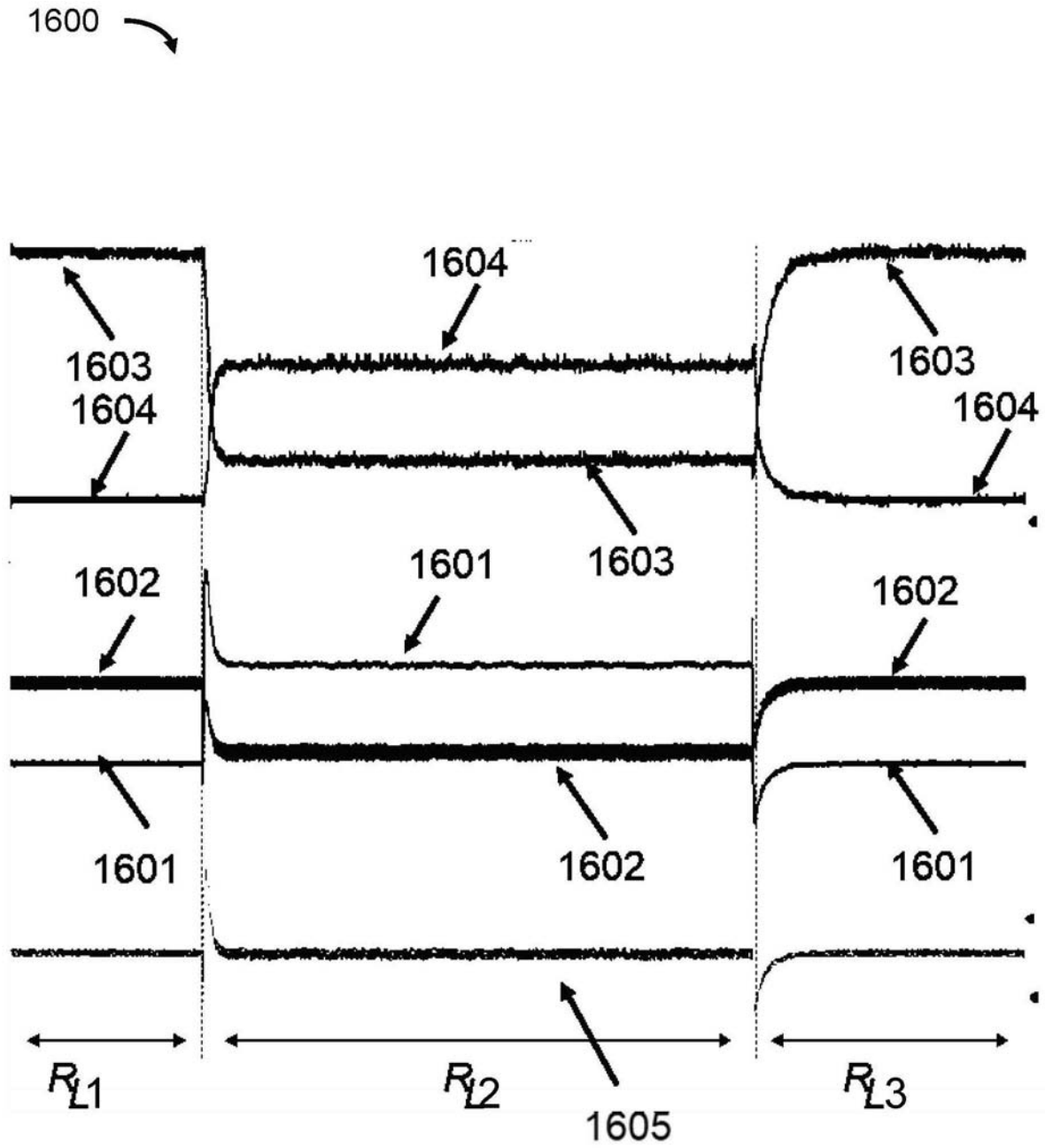


图16

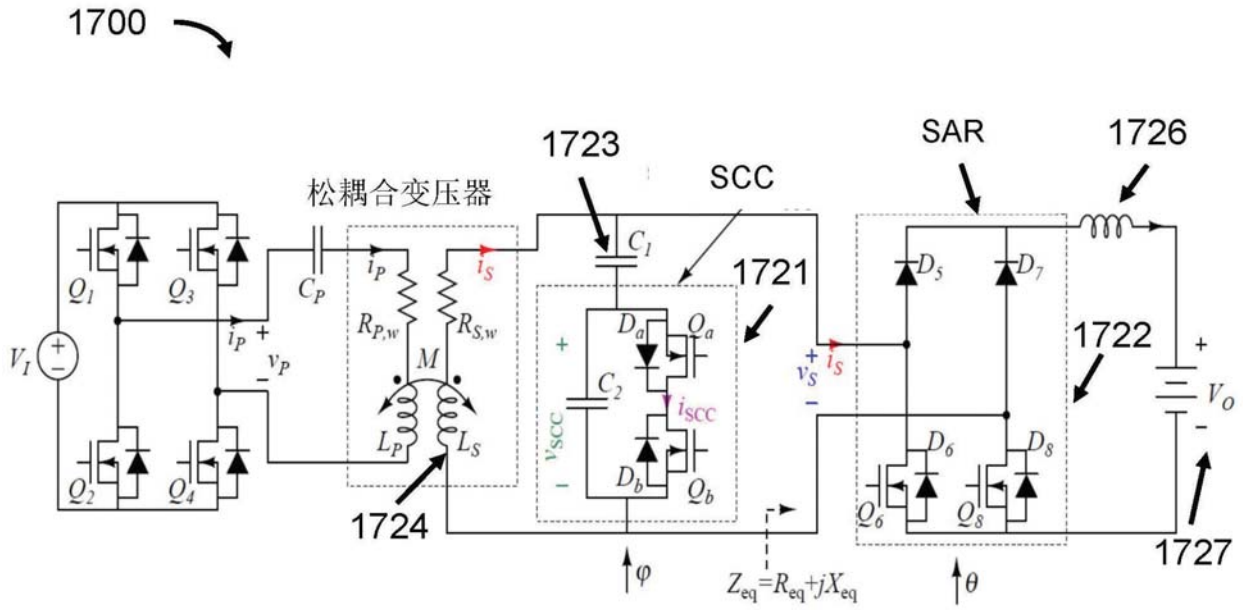


图17

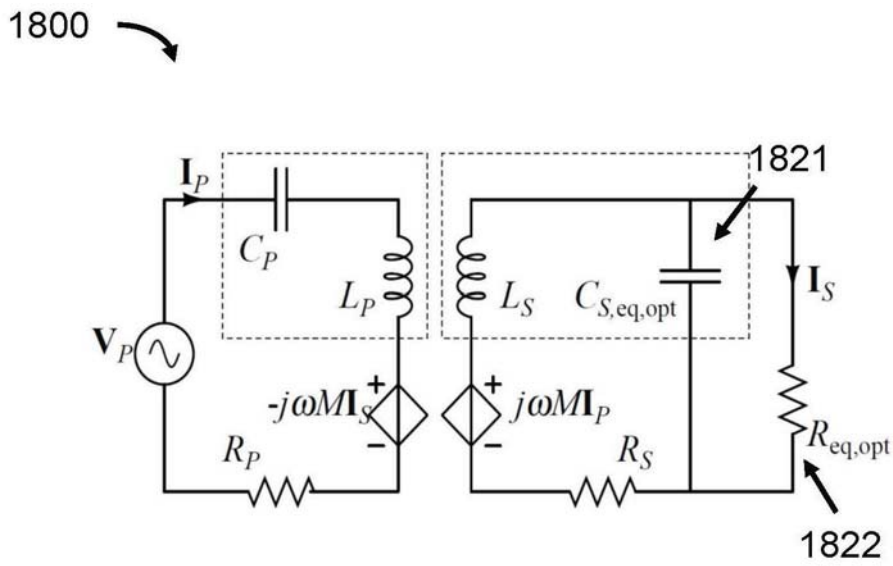


图18