

电源学报
Journal of Power Supply
ISSN 2095-2805, CN 12-1420/TM

《电源学报》网络首发论文

题目: WPT 系统双边协同抗饱和控制策略研究
作者: 蔡韶波, 张新燕, 李弘昌, 杨涵棣, 支前进
收稿日期: 2022-10-12
网络首发日期: 2023-03-27
引用格式: 蔡韶波, 张新燕, 李弘昌, 杨涵棣, 支前进. WPT 系统双边协同抗饱和控制策略研究[J/OL]. 电源学报.
<https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230327.0923.002.html>



网络首发: 在编辑部工作流程中, 稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定, 且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式(包括网络呈现版式)排版后的稿件, 可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定; 学术研究成果具有创新性、科学性和先进性, 符合编辑部对刊文的录用要求, 不存在学术不端行为及其他侵权行为; 稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准, 正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性, 录用定稿一经发布, 不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容, 只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认: 纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊(光盘版)》电子杂志社有限公司签约, 在《中国学术期刊(网络版)》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版, 以单篇或整期出版形式, 在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊(网络版)》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物(ISSN 2096-4188, CN 11-6037/Z), 所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

WPT 系统双边协同抗饱和控制策略研究

蔡韶波, 张新燕, 李弘昌, 杨涵棣, 支前进

(新疆大学电气工程学院, 乌鲁木齐 830017)

摘要：基于脉冲密度调制的双边协同控制使得无线电能传输(wireless power transfer, WPT)系统在耦合系数和负载阻抗变化的情况下能够保持最大效率传输,但是在系统启动及电池恒流恒压充电切换时会产生远高于额定值的电流/电压超调。为了解决超调问题,保证电池充电稳定性,提出了一种抗饱和控制策略。首先,基于 WPT 系统的等效电路模型分析最大效率点跟踪的工作原理;然后,结合 WPT 系统两侧控制量的协同工作过程,解析系统启动及电池恒流恒压充电切换时的超调现象,给出恒流恒压控制器设计方法,将反计算抗饱和算法与控制器设计相结合提出抗饱和控制策略;最后搭建仿真验证所提出的抗饱和策略能够有效抑制控制器饱和导致的超调,减少了系统到达稳态的时间,降低了电流/电压的超调带来的元器件应力。

关键词：无线电能传输; 抗饱和; 双边协同控制; 最大效率点跟踪; 恒流恒压充电

Dual-side Cooperative Control with Anti-windup Design for WPT Systems

CAI Shaobo, ZHANG Xinyan, LI Hongchang, YANG Handi, ZHI Qianjin

(School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830017, China)

Abstract: In order to solve the problem of starting wireless power transfer (WPT) system and switching overshoot of battery constant current and constant voltage charging, and ensure battery charging stability, an anti-windup control strategy is proposed in this paper. Firstly, the principle of maximum efficiency point tracking is analyzed based on the equivalent circuit model of WPT system; Then, combined with the cooperative work process of the control quantities on both sides of the WPT system, the overshoot phenomenon during system startup and battery constant current and constant voltage charge switching is analyzed, and the design method of constant current and constant voltage controller is given. The anti-windup control strategy is proposed by combining the anti-windup algorithm with the controller design; Finally, the simulation results show that the proposed anti-windup strategy can effectively suppress the overshoot caused by controller saturation, reduce the time to reach the steady state of the system, and reduce the component stress caused by current/voltage overshoot.

收稿日期：2022-10-12; 录用日期：2023-02-09

基金项目：国家自然科学基金资助项目(51667018); 新疆维吾尔自治区自然科学基金资助项目(2021D01C044)

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51667018); Natural Science Foundation of Xinjiang Uygur Autonomous Region (2021D01C044)

Keywords: wireless power transfer; anti-windup; dual-side cooperative control; maximum efficiency point tracking; constant current and voltage charging

引言

无线电能传输系统 (wireless power transfer, WPT) 可以在无物理接触的情况下将电能传输到负载, 由于其在安全性和便捷性方面优于传统的有线方案^[1], 具有广泛的应用前景, 例如生物医学^[2]、电动汽车^[3]和便携式设备^[4]。特别是在电动汽车电池充电中, 发射线圈可以埋在现有停车位下方, 能减少建设额外的充电桩^[5]。此外, 通过实现电动汽车的道路移动充电, 可以减少电动汽车的充电时间和大容量电池带来的过多重量, 提升电动汽车续航能力^[6]。因此, WPT 在电动汽车市场的发展中起着重要作用。

在许多应用中, WPT 系统的耦合系数和负载电阻通常是不确定和变化的, 这两个参数对输出功率和系统效率都有很大的影响。为了以最高效率提供所需的功率, 最大效率点跟踪 (maximum efficiency point tracking, MEPT) 的双边协同控制策略被提出^[7]: 通过在 WPT 系统发射侧和接收侧加入 dc/dc 变换器, 发射侧的 dc/dc 变换器调节输出电压, 接收侧的 dc/dc 变换器, 将与耦合系数紧密联系的等效负载电阻转换为其最佳值, 从而实现最大的理论效率^[7]。但是, 额外的 dc/dc 变换器的缺点也很明显: 降低整体效率、增加系统复杂性和较慢的动态响应^[14]。其他的最大效率方案如双侧移相控制^[8]或接收侧有源整流器 ON-OFF 控制^[9]将导致新的问题: 如硬开关、平均效率低和直流电压波动大。为了解决上述缺点, 文献[12]提出了一种基于脉冲密度调制 (pulse density modulation, PDM) 的 MEPT 双边协同控制。相较于脉冲宽度调制, PDM 拥有软开关和谐振调谐的优点, 所以 PDM 更适合 WPT 系统。并且双边协同控制相较于单边控制, 可以在更小的耦合系数下工作, 拥有更宽的工作范围^[10]; 降低当单边控制调制深度过大时所带来的问题, 如较多损耗和较高的元件应力^[11]。

WPT 系统在启动瞬间的电流超调可能远高于额定电流, 电流超调不仅会增加功率开关设备上的应力, 还会在线圈绕组和谐振电容器上造成危险的高压尖峰。当功率水平升高或外接升压设备时, 情况会变得更严重。为了解决启动超调, 文献[13]提出了一种用于抑制发射侧电流超调的软启动方法, 由于需要将耦合系数和 WPT 系统负载的实时信息传输到发射侧控制器, 所以缺乏可靠性。在文献[14]中, 接收侧控制器的输入阻抗被设计为等效于一个恒定电阻, 虽然超调问题得到了很好的解决, 但是接收侧的输出调节却受到了很大的影响, 难以满足实际负载需求。现有关于 MEPT 的论文只关注于 WPT 系统的稳态性能, 启动时的超调问题研究较少。本文研究发现在电动汽车电池恒流 (constant current, CC) 恒压 (constant voltage, CV) 充电切换过程中, 由于控制器积分饱和, 同样存在超调问题。巨大的电流/

电压超调不仅影响电池的使用寿命，甚至会损坏电池。为了保证 WPT 系统和负载的安全，保证电动汽车稳定的恒流恒压充电，需要抑制双边协同控制下的电流/电压超调。

本文首先基于 WPT 系统的等效电路模型，分析 MEPT 的工作原理，给出基于 PDM 的 WPT 系统结构及双边协同控制策略。然后，通过分析 WPT 系统两侧控制量的双边协同过程，解释系统启动及电池恒流恒压充电切换时的超调现象，并对恒流恒压控制器进行设计，将反计算抗饱和与系统控制器设计相结合，提出适用于双边协同控制的抗饱和策略。最后搭建仿真系统，以恒压充电启动和恒流恒压充电切换为例，验证所提出的抗饱和控制策略能够有效抑制控制器饱和导致的超调，在保持无线电能传输系统最大效率传输的同时，保证电动汽车动力电池的充电安全。

1 脉冲密度调制用于最大效率跟踪

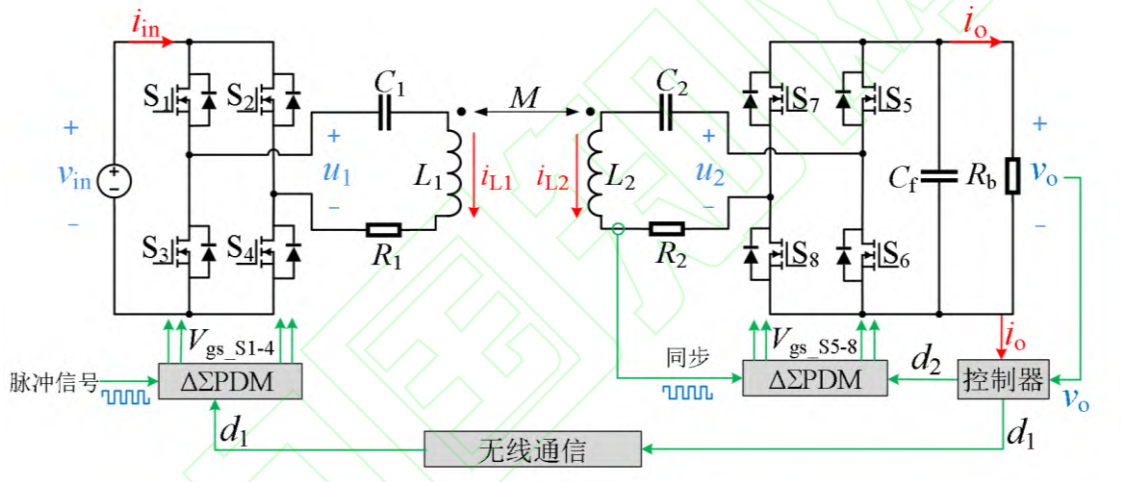


图1 基于 PDM 的双边协同控制 WPT 系统

Fig.1 PDM based bilateral cooperative control WPT system

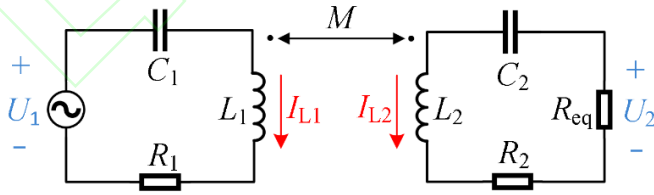


图2 WPT 系统的等效电路模型

Fig.2 Equivalent circuit model of WPT system

图1显示了基于 PDM 的双边协同控制 WPT 系统。输入和输出直流电压分别用 v_{in} 和 v_o 表示。 L_1, C_1, R_1 和 L_2, C_2, R_2 分别是两侧谐振器的电感、电容和等效串联电阻， M 是耦合线圈的互感， C_f 是输出滤波电容， R_b 为电池等效负载电阻。系统有两个控制自由度，通过逆变器和整流器驱动信号的脉冲密度 d_1 和 d_2 的协同控制实现最大效率传输和输出调节， d_1 和 d_2 由接收侧控制器计算得出， d_1 通过无线通信传输到发射侧，接收侧的全桥有源整流器与 i_{L2} 同步。

WPT 系统的等效模型如图2所示， $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{I}_{L1}$ 和 \dot{I}_{L2} 分别为逆变器输出电压 u_1 ，整流器输入电压 u_2 ，谐振电流 i_{L1}

和 i_{L2} 的稳态基波相量， R_{eq} 是负载等效电阻，可以表示为：

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} d_2^2 R_L \quad (1)$$

通过应用基尔霍夫电压和电流定律，可得两侧线圈谐振电流稳态基波有效值为：

$$I_{L1} = \frac{U_1}{R_1 + \frac{(\omega_s M)^2}{R_2 + R_{eq}}} \quad (2)$$

$$I_{L2} = \frac{\omega_s M U_1}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} \quad (3)$$

其中， U_1 为逆变器输出电压稳态基波有效值，整流器输入电压稳态基波有效值为：

$$U_2 = \frac{\omega_s M U_1}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} R_{eq} \quad (4)$$

根据图 2 可以得到：

$$\begin{cases} j\omega_s M \dot{I}_{L2} + \left(j\omega_s L_1 + \frac{1}{j\omega_s C_1} + R_1 \right) \dot{I}_{L1} = \dot{U}_1 \\ j\omega_s M \dot{I}_{L1} + \left(j\omega_s L_2 + \frac{1}{j\omega_s C_2} + R_2 \right) \dot{I}_{L2} = \dot{U}_2 \end{cases} \quad (5)$$

式中 ω_s 为系统开关角频率，此时 WPT 系统的功率传输效率为：

$$\eta = \frac{\omega_s M I_{L1} I_{L2} - R_2 I_{L2}^2}{\omega_s M I_{L1} I_{L2} + R_1 I_{L2}^2} \quad (6)$$

式中 $\omega_s M I_{L1} I_{L2}$ 为通过磁耦合器传输的功率^[15]， $R_1 I_{L2}^2$ 和 $R_2 I_{L2}^2$ 为等效电阻消耗的功率。

传输效率 η 对磁耦合器两侧的谐振电流有效值比 r 的导数为零时，可得最大效率，此时两侧谐振电流比为^[16]：

$$r = \frac{I_{L1}}{I_{L2}} \approx \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (7)$$

忽略式(5)等效电阻，则式(5)可近似为：

$$\begin{cases} j\omega_s M \dot{I}_{L2} \approx \dot{U}_1 \\ j\omega_s M \dot{I}_{L1} \approx \dot{U}_2 \end{cases} \quad (8)$$

根据式(7)和式(8)，也可通过控制交流电压来满足要求：

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (9)$$

当 WPT 系统工作在谐振状态时， U_1 和的 U_2 幅度可以控制为：

$$\begin{cases} U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} d_1 v_{in} \\ U_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} d_2 v_o \end{cases} \quad (10)$$

根据式(9)和式(10)， d_1 和 d_2 的比值为：

$$\frac{d_1}{d_2} \approx \frac{v_o}{v_{in}} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad (11)$$

对于一般的无线电能传输系统， R_1 / R_2 一般是固定的， d_1 取决于 d_2 和 v_o / v_{in} ，由接收侧控制器确定，通过无线通信将 d_1 传输到发射侧，实现双边协同控制的最大效率恒流恒压输出。通过基于脉冲密度调制的双边协同控制实现 MEPT，不仅将效率最大化，并很好的平衡了两侧谐振器的电流，使其随功率增加而同步增加，充分利用了两侧元器件的耐压和载流能力。

2 饱和现象及抗饱和控制策略

2.1 饱和现象

图 3 为 420V 恒压启动时，输出电压 v_o 和系统两侧控制量 d_1 与 d_2 变化趋势图。启动时，由于 WPT 系统输出电压与目标值相差很大，接收侧控制量 d_2 快速响应并达到上限值为 1 以调节输出电压，根据公式(11) $d_1 / d_2 = v_o / v_{in}$ ，由于输出电压 v_o 远小于输入电压 v_{in} ，导致发射侧控制量 d_1 较小，随着输出电压 v_o 的上升， d_1 渐渐增大进行协同控制。但接收侧 PI 控制器由于巨大的误差积累早已陷入积分饱和，即使输出电压达到目标值，两侧控制量 d_1 与 d_2 依旧在增大，最终导致输出电压超调。由于通信延迟，发射侧控制量 d_1 的增大被延缓，导致输出电压达到目标值时间延长，控制器的积分饱和更深，加剧了输出电压的超调。当输出电压超过目标值，积分器渐渐退出饱和，在 t_1 时输出达到最大值，此时两侧控制量 d_1 与 d_2 开始减小，在 t_2 时输出电压达到目标值。在输出电压达到目标值后，两侧控制量 d_1 与 d_2 在协同控制下达到最大效率，如果输入电压与输出电压相等，根据公式 $d_1 / d_2 = v_o / v_{in} = 1$ ，两侧控制量 d_1 与 d_2 在 t_3 时达到相等，此时达到最大效率。

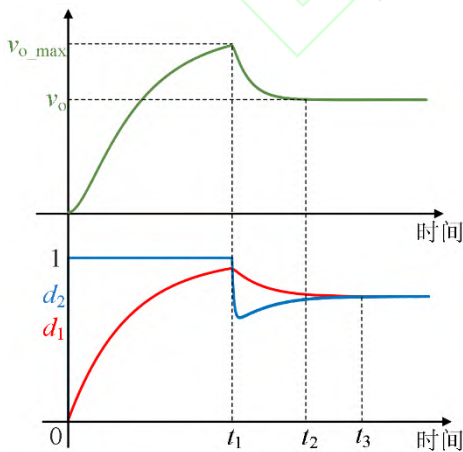


图 3 恒压启动控制量 d_1 和 d_2 变化趋势

Fig.3 Change Trend of Control Quantities d_1

and d_2 for Constant Voltage Startup

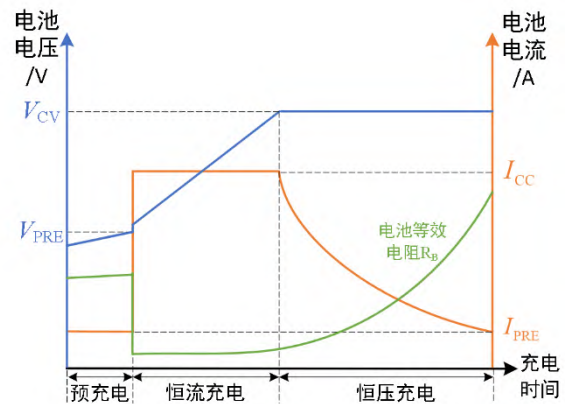


图 4 典型电池充电曲线

Fig.4 Typical Battery Charging Curve

控制器饱和导致的超调问题同样出现在电池恒流恒压充电法切换过程中。图 4 显示了典型的充电曲线，当电池过放时为了保护电池需要较小的充电电流如 $0.1C$ (C 为电池容量) 进行预充电，当电池电压达到 V_{PRE} 时进行恒流充电，预充电切换为恒流充电的暂态过程中，电池的开路电压和电池内阻可以看作定值，由于电池电压为电池开路电压与电池内阻电压之和，充电电流的阶跃会导致电池电压的突变，进而电池等效电阻随之变化。恒流充电时电池电压快速升高，当电池电压达到 V_{CV} 时切换为恒压模式，直到充电电流降至 $0.1C$ 时充电结束。预充电切换为恒流充电时，控制器饱和导致的超调问题与系统启动时类似，由于控制器的参考值即预充电电流远小于恒流充电电流，控制器在切换后将会饱和。恒流充电切换为恒压充电时，由于在恒流控制器切换到恒压控制器之前，输出电压一直未达到恒压控制目标，恒压控制器一直在积累误差从而陷入饱和，导致切换后电压和电流超调。过大的超调将会损坏电池以及 WPT 系统的元器件，需要对控制器积分饱和导致的超调进行抑制，保证电池充电安全。

2.2 控制器设计

根据式 (5)，当系统达到稳态时，发射侧和接收侧线圈串联补偿电容和线圈电感发生谐振，此时线圈电抗为零，可得到如图 5 所示基于 PDM 的 WPT 系统的大信号框图：

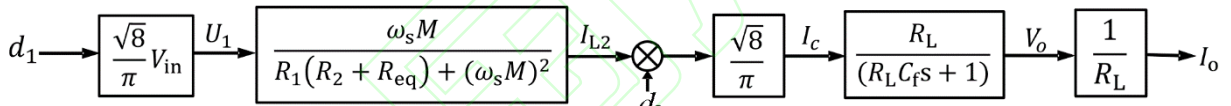


图 5 系统大信号控制框图

Fig.5 Block Diagram of System Large Signal Control

根据式 (1)、(2)、(3)、(4) 和 (5) 可得系统的大信号模型为：

$$v_o = \frac{\omega_s M V_{in}}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} \frac{R_L}{(R_L C_f s + 1)} \frac{8}{\pi^2} d_1 d_2 \quad (12)$$

$$i_o = \frac{\omega_s M V_{in}}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} \frac{R_L}{(R_L C_f s + 1)} \frac{8}{\pi^2} \frac{d_1 d_2}{R_L} \quad (13)$$

根据式 (12) 和 (13)，接收侧控制量 d_2 到输出端电压 v_o 和电流 i_o 的小信号传递函数为：

$$G_{v_o-d_2} = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{d}_2(s)} = \frac{\omega_s M V_{in}}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} \frac{R_L}{(R_L C_f s + 1)} \frac{8}{\pi^2} \bar{D}_1 \quad (14)$$

$$G_{i_o-d_2} = \frac{\hat{I}_o(s)}{\hat{d}_2(s)} = \frac{\omega_s M V_{in}}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} \frac{R_L}{(R_L C_f s + 1)} \frac{8}{\pi^2} \frac{\bar{D}_1}{R_L} \quad (15)$$

式中 \bar{D}_1 和 \bar{D}_2 分别为 d_1 、 d_2 的稳态值。

系统采用 PI 控制器的传递函数为：

$$G_c = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (16)$$

式中 k_p 和 k_i 为比例和积分系数

系统的电压和电流控制开环传递函数为:

$$G_v = G_c \cdot G_{d_{2_vo}} = \frac{\omega_s M V_{in}}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} \frac{8}{\pi^2} \frac{\bar{D}_1 R_L}{(R_L C_f s + 1)} \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (17)$$

$$G_i = G_c \cdot G_{d_{2_{io}}} = \frac{\omega_s M V_{in}}{R_1 (R_2 + R_{eq}) + (\omega_s M)^2} \frac{8}{\pi^2} \frac{\bar{D}_1}{R_L} \frac{R_L}{(R_L C_f s + 1)} \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (18)$$

根据零极点对消以保证较大的直流增益和相位裕度, k_p 和 k_i 的取值可根据:

$$\frac{k_p}{k_i} = R_L C_f \quad (19)$$

滤波电容参数一般情况下是固定的, 所以 k_p 和 k_i 可根据负载电阻进行取值。由于电池的动态过程与 WPT 闭环控制的动态过程相比是慢很多的, 在设计控制器时可以将电池视为一个变化的电阻。恒流切换为恒压时电池的等效负载相同, 可以根据切换时的电池电压和充电电流计算得出等效负载电池大小, 从而保证充电的连续性。前述的 WPT 系统大信号模型, 是在谐振器发生谐振时通过稳态分析得到, 忽略了谐振器在谐振频率处的动态过程, 所以 PI 控制器带宽需要控制在一定范围内。根据文献[17], 需要将带宽上限设置在 $k * \omega_s / 2$ 处, 以保证前述小信号模型的准确性。

2.3 抗饱和控制策略

对于前述 WPT 系统启动与恒流恒压充电法切换过程中存在的饱和问题, 参考 PI 反计算抗饱和算法^[18], 其原理如图 12 所示, 当控制器陷入饱和时, 反计算抗饱和通过减少积分器的误差积累, 从而让积分器快速退出饱和, 进而消除超调, T_i 和 T_f 分别为积分常数和反计算常数, 如果控制器没有饱和则为 PI 控制器。通常情况下:

$$T_i = T_f \quad (20)$$

相较于传统 PI 控制器,

$$\frac{1}{T_i} = \frac{k_i}{k_p} \quad (21)$$

根据式 (20) 和 (21), 可得:

$$T_i = \frac{k_p}{k_i} = R_L C_f = T_f \quad (22)$$

将 PI 控制器的比例系数 k_p 提取出来, 对图 6 进行化简, 可得到如图 7 所示抗饱和框图, 其中

$$T = T_i = T_f = R_L C_f \quad (23)$$

抗饱和控制器可根据目标传递函数的时间常数进行参数设计, 简化了控制结构。

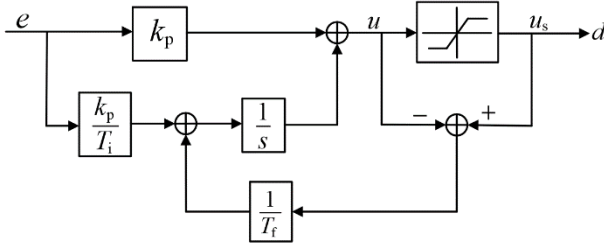


图 6 PI 反计算抗饱和框图

Fig.6 Anti-Windup Block Diagram of PI Inverse Calculation

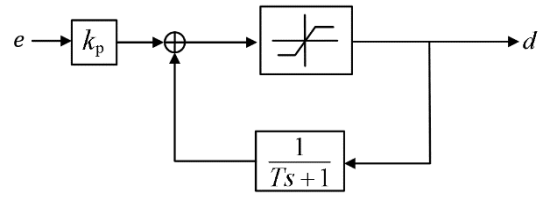


图 7 抗饱和框图

Fig.7 Block Diagram of Anti-Windup

3 仿真验证

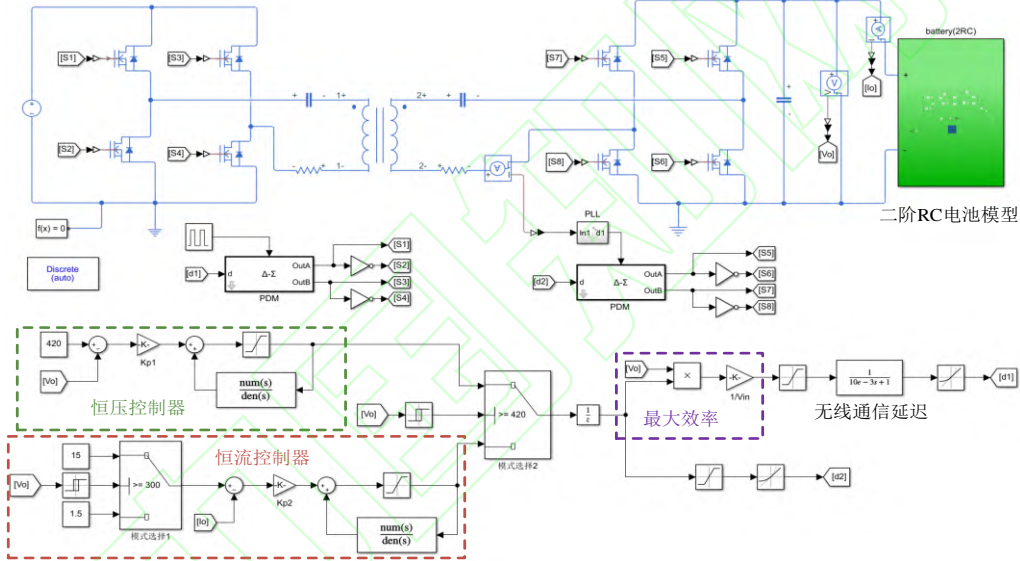


图 8 基于 PDM 的双边协同控制 WPT 系统 Simulink 仿真图

Fig.8 Simulink Simulation Diagram of PDM based Bilateral Cooperative Control WPT System

表 1 系统参数

Tab.1 SYSTEM PARAMETERS

参数	数值	参数	数值
原副边谐振电感 L_1 、 L_2 / μH	63.3	输入电压 V_{in} / V	420
原副边谐振电容 C_1 、 C_2 / pF	400	滤波电容 C_f / μF	100
原副边等效电阻 R_1 、 R_2 / Ω	1	开关频率 f_s / MHz	1
恒流控制器比例系数 k_{p1}	0.0387	耦合系数 k	0.03
恒流控制器积分系数 k_{i1}	141.9	恒压控制器比例系数 k_{p2}	0.00462
		恒压控制器比例系数 k_{i2}	1.645

采用 Simulink 物理模块搭建 WPT 系统，如图 8 所示，参数如表 1 所示，通过一个时间常数为 10ms 的一阶惯性环节代替无线通信延迟将控制量 d_1 传输到发射侧控制器。电池采用室温下的等效电路二阶模型用以模拟实际充电电池变化过程，当预充电电流大小为 1.5A 时，电池等效电阻在 213~220 Ω 之间变化；恒流充电电流大小为 15A 时，电池等

效电阻在 $23.4\sim 28\Omega$ 之间变化；恒压充电电压为 420V ，电池等效电阻在 $28\sim 280\Omega$ 之间变化。每个充电模式的 PI 控制器设计为在穿越频率处提供足够的相位裕度。当采用如表 1 所示的系统参数，根据前述参数设计，恒流控制器穿越频率设为 300Hz ，恒压控制器穿越频率设为 100Hz 。恒流控制器参数 $k_{p1}=0.0387$ 和 $k_{i1}=141.9$ ，恒压制器参数 $k_{p2}=0.00462$ 和 $k_{i2}=1.645$ 。图 9 (a) 和 (b) 分别显示了恒流充电和恒压充电在相应负载范围内的系统波特图。

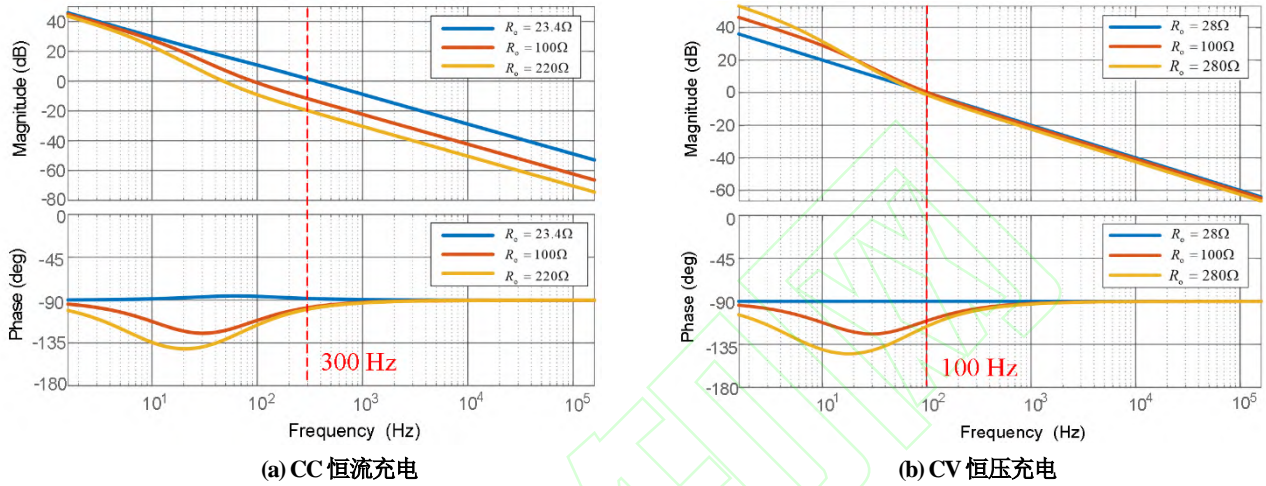


图 9 不同充电模式下系统的波特图

Fig. 9 Bode diagram of the system under different charging modes

3.1 恒压充电启动饱和

WPT 系统在启动时，如果不采取措施，PI 控制器的积分饱和将会产生较大超调。为了便于理解，以恒压充电启动为例进行分析，图 10 为 420V 恒压充电启动时的仿真对比图。图 10(a)为采用 PI 控制启动，控制量变化跟前述饱和现象分析一致，输出电压的超调量达到 48.4% ，同时输出电流超调 48.7% ，两侧谐振电流都有较大的超调，特别是发射侧谐振电流超调量达到了 87.2% ，同时巨大的超调导致输出电压达到目标值需要 40ms 。通过软启动也可以抑制启动超调，闭环软启动不直接给定目标值，而是通过将参考输出电压逐渐增加到目标值的方式，减少控制器积分饱和进而减小超调。为了进行更好的对比，将闭环软启动的参考输出电压达到目标值的时间常数设置为与采用抗饱和控制策略时输出电压达到稳态值的时间常数相同。如图 10(b)所示，软启动方式相较于 PI 控制，接收侧控制量 d_2 随着参考值增大上升达到限幅较慢，控制器陷入积分饱和较浅，极大的消除了超调，例如输出电压超调 9.9% ，输出电流超调 10% ，发射侧谐振电流超调 40.3% ，输出电压达到目标值需要 24ms 。当采用抗饱和控制时，如图 10(c)所示，输出电压超调 1.7% ，输出电流超调 2% ，发射侧谐振电流超调 27.5% ，输出电压达到目标值需要 18ms 。通过对超调量较大的发射侧谐振电流超调量及其百分比和输出电压超调量及其百分比，还有调节时间这三个指标对三种控制方法的控制效果进行对比，由于软启动未解决控制器积分饱和这个引起超调的主要原因，由表 2 可知在恒压充电启动时，抗饱和和控

制在抑制超调效果和启动速度方面都优于软起动，仍有些许超调是由于通信延迟造成。通过 MEPT 策略，由于 $v_{in}=v_o=420V$ ，故 $d_1=d_2=0.76$ 时达到最大效率传输，在弱耦合 $k=0.03$ 的情况下，WPT 系统稳态时有约 87.5% 的传输效率。

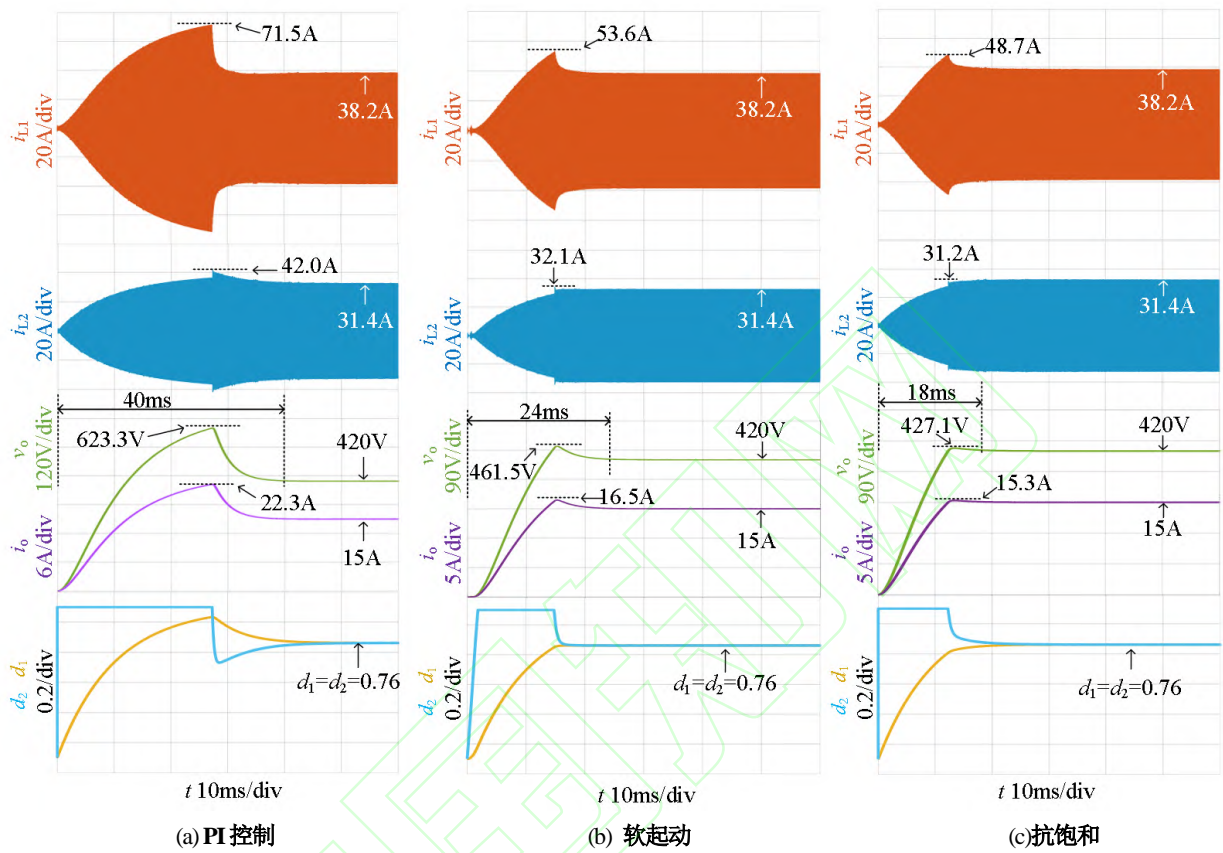


图 10 420V 恒压启动对比图

Fig.10 Comparison Diagram of 420V Constant Voltage Start

表 2 控制方法对比

Tab.2 Control method comparison

控制方法	发射侧谐振电流超调量 及其百分比	输出电压超调量 及其百分比	调节时间
PI 控制	33.3A 87.2%	203.3V 48.4%	40ms
软起动	15.4A 40.3%	41.5V 9.9%	25ms
抗饱和控制	10.5A 27.5%	7.1V 1.7%	18ms

3.2 1.5A 预充电切换为 15A 恒流充电

当 WPT 系统由 1.5A 预充电切换为 15A 恒流充电时，存在恒流控制器积分饱和导致的超调问题。图 11(a)为采用 PI 控制时，1.5A 预充电切换为 15A 恒流充电仿真图。切换后，接收侧控制器控制量 d_2 快速响应达到限幅 1，通过无线通信发射侧控制器控制量 d_1 也渐渐增大，输出电流上升。与恒压启动相似，由于积分器的误差积累，导致控制器陷入饱和，即使输出电流达到目标值后仍在上升，最终输出电流超调 26.7%，并且输出电流到达稳定值的时间为 38ms，输出电压由于切换后电池等效电阻减小上升幅度不大，所以超调量较小为 1.2%。如图 11(b)所示，当采用抗饱

和控制时，极大的消除了输出电流超调，超调量为 2.7%，达到目标值的时间缩短为 18ms，输出电压的超调可以忽略不计，同时也减小了谐振电流的超调。

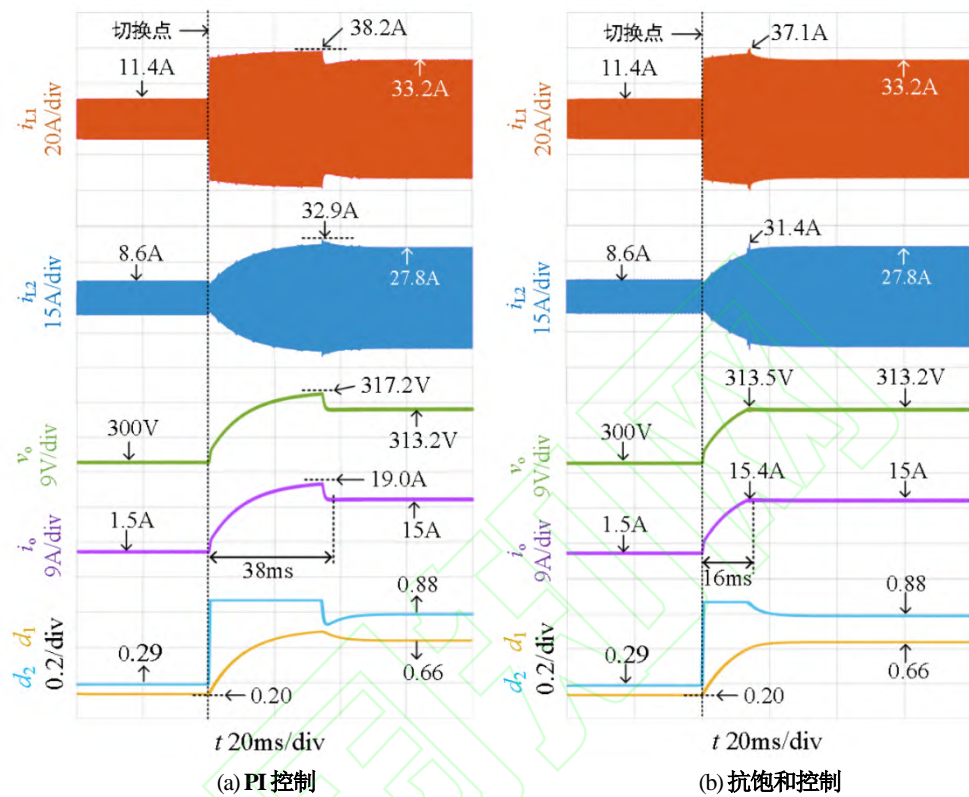


图 11 1.5 A 预充电切换为 15A 恒流充电对比图

Fig. 11 Comparison of 1.5 A pre charge switching to 15A constant current charge

3.3 15A 恒流充电切换为 420V 恒压充电

当 WPT 系统由 15A 恒流充电切换为 420V 恒压充电时，在切换前由于恒压控制器一直未达到目标值 420V 早已陷入积分饱和，导致切换后存在超调问题。图 12(a)为采用 PI 控制时，15A 恒流充电切换为 420V 恒压充电仿真图。在切换前，电池的等效电阻渐渐增大（这里电阻变化率为 1Ω/s），当电池电压达到 420V 时进行切换，在此之前恒压控制器由于一直没有达到 420V 的目标值 导致恒压控制器的输出一直为 1 进行输出电压调节，此时恒压控制器已经陷入饱和。切换后，恒压控制器的输出仍为 1，导致输出电压和出电流超调 50%，发射侧谐振电流超调 89%，接收侧谐振电流超调 35.4%，输出电压到达稳态时间为 24ms。采用抗饱和控制时，如图 12(b)所示，采用抗饱和控制的恒压控制器没有陷入饱和，控制量快速下降以达 到 420V 的恒压控制目标，切换后恒压控制器的控制量从 1 下降到 0.84，由于切换快于控制量下降，输出电压有些许超调量为 1%，发射侧谐振电流超调 10.2%，输出电流和接收侧谐振电流超调可忽略不计，输出电压到达稳态时间为 9ms。相较于 PI 控制，抗饱和控制极大的消除了超调，减少了到达输出电压稳态的时间。

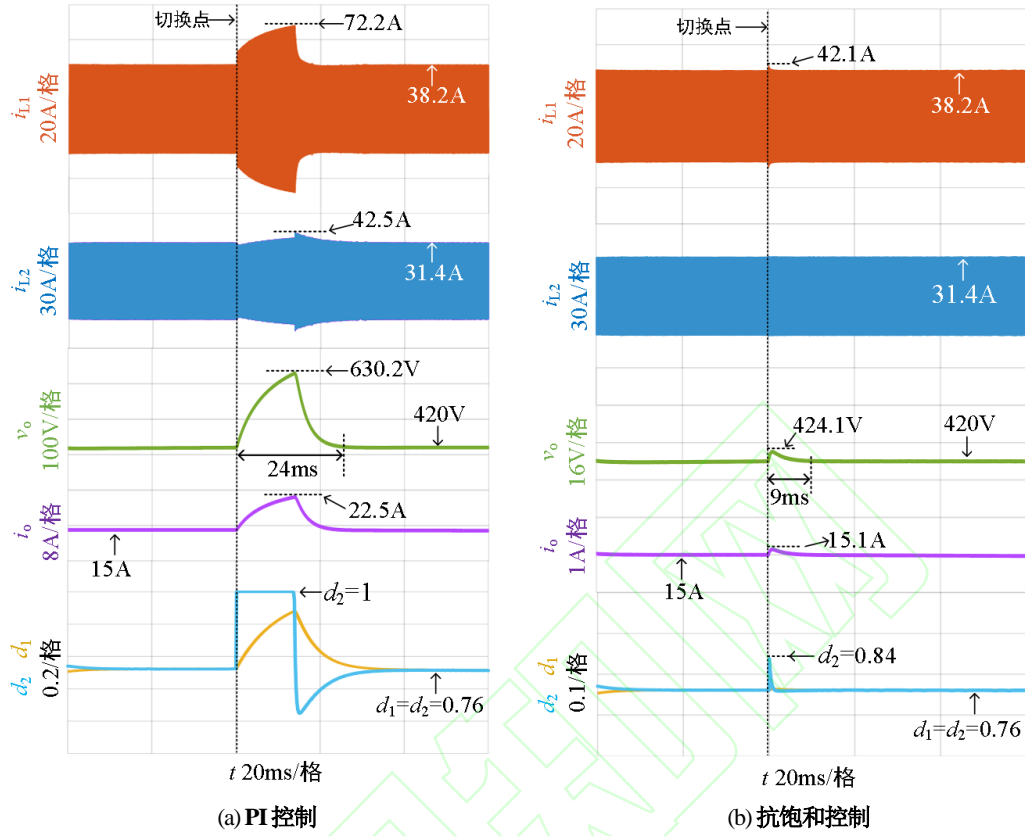


图 12 15A 恒流充电切换为 420V 恒压充电

Fig. 12 15A constant current charging switching to 420V constant voltage charging

4. 结语

本文提出一种抗饱和策略，以解决基于 PDM 的双边协同控制 WPT 系统在启动或恒流恒压切换时产生远高于额定值的电流/电压超调问题。通过将反计算抗饱和与系统控制器设计相结合，提出适用于 WPT 系统的抗饱和策略。搭建仿真模型以恒压启动和恒流恒压充电切换为例，验证所提出的抗饱和策略基本消除超调，对比普通 PI 控制和软启动方式减少了系统到达稳态的时间，抑制超调效果更好。抗饱和控制策略降低了电流/电压的超调带来的元器件应力，保证 WPT 系统的安全和稳定性，对电动汽车动力电池充电安全具有重要意义。并且抗饱和策略的原理可以应用于具有不同补偿拓扑的 WPT 系统。

参考文献:

- [1] Covic G A, Boys J T. Inductive power transfer[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(6): 1276-1289.
- [2] Si Ping, Hu A P, Malpas S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2008,2(1): 22-29.

-
- [3] Deng Junjun, Li Weihan, Nguyen T D, et al. Compact and efficient bipolar coupler for wireless power chargers: Design and analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6130-6140.
- [4] 王登辉, 张波. 便携式设备无线充电技术发展及关键技术[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 163-172.
- Wang Denghui, Zhang Bo. Development and key technologies of wireless charging for portable devices [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 163-172 (in Chinese).
- [5] Covic G A, Boys J T. Modern trends in inductive power transfer for transportation applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(1):28-41.
- [6] 朱郭福, 李建贵, 王隆扬, 等. 电动汽车动态无线充电系统弯道互感跌落研究及改进[J/OL]. 电源学报.
- Zhu Guofu, Li Jiangui, Wang Longyang, et al. Research and improvement of mutual inductance drop at the corner in dynamic wireless charging system for electric vehicle [J/OL]. Journal of Power Supply. (in Chinese)
- [7] Li Hongchang, Li Jie, Wang Kangping, et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(7): 3998-4008.
- [8] Diekhans T, De Doncker R W. A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations and partial load[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6320-6328.
- [9] Lovison G, Sato M, Imura T, et al. Secondary-side-only simultaneous power and efficiency control for two converters in wireless power transfer system[C]//IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Yokohama, Japan, 2015: 004824-004829.
- [10] Chen Shuxin, Li Hongchang, Tang Yi. Extending the operating region of inductive power transfer systems through dual-side cooperative control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(11): 9302-9312.
- [11] Li Yong, Hu Jiefeng, Chen Feibin, et al. Dual-phase-shift control scheme with current-stress and efficiency optimization for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(9): 3110-3121.
- [12] Li Hongchang, Fang Jingyang, Chen Shuxin, et al. Pulse density modulation for maximum efficiency point tracking of wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(6): 5492-5501.
- [13] Zhong Wenxing, Li Hao, Hui S Y R, et al. Current overshoot suppression of wireless power transfer systems with on-off keying modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(3): 2676-2684.
- [14] Song Shuangcheng, Dong Shuai, Zhang Qianfan. Receiver current-stress mitigation for a dynamic wireless charging system em-

ploying constant resistance control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(4): 3883-3893.

[15] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.

[16] Li Hongchang, Chen Shuxin, Fang Jingyang, et al. Frequency-modulated phase shift keying communication for MEPT control of wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(5): 4954-4959.

[17] Li Hongchang, Yang Xu, Wang Kangping, et al. Study on efficiency maximization design principles for wireless power transfer system using magnetic resonant coupling[C]//2013 IEEE ECCE Asia Downunder. Melbourne, VIC, Australia, 2013: 888-892.

[18] Kothare M V, Campo P J, Morari M, et al. A unified framework for the study of anti-windup designs[J]. Automatica, 1994, 30(12): 1869-1883.

作者简介:

	第一作者: 蔡韶波(1997-), 男, 硕士研究生。研究方向: 无线电能传输, E-mail: bobo1749731430@163.com
	第二作者(通信作者): 张新燕(1964-), 女, 博士, 教授。研究方向: 电力系统及其自动化、可再生能源并网技术, E-mail: ziranke@xju.edu.cn
	第三作者: 李弘昌(1991-), 男, 博士, 副教授。研究方向: 无线电能传输。E-mail: hongchangli@xju.edu.cn
	第四作者: 杨涵棣(1995-), 男, 博士研究生。研究方向: 多电平逆变器拓扑结构及其控制。E-mail: 67078267@qq.com
	第五作者: 支前进(1995-), 男, 硕士研究生。研究方向: ZVS 全桥变换器。E-mail: 1282164598@qq.com
蔡韶波	