

doi:10.11835/j.issn.1000.582X.2024.06.011

可控电感在 WPT 系统动态性能优化方法

凌荣光¹, 何磊杰¹, 刘巧², 孟繁超², 叶佳青¹, 唐春森²

(1. 国网浙江省电力有限公司宁波供电公司, 浙江省宁波市 315000; 2. 重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

摘要: SS 型 Buck-WPT (Buck-wireless power transfer) 系统由 Buck 电路和基本的 SS 型无线电能传输电路组成。该电路系统因为结构和控制方式简单、控制效果明显等优点在感应式无线电能传输方面得到广泛应用。但该电路的动态特性并不能满足一些时变系统对快速性的较高要求。例如, 系统在启动时会存在较强震荡和较大超调, 系统负载改变时稳定状态会发生改变且存在明显抖动, 系统极限空载时原边谐振电流会增大, 且该电流值远超出安全工作范围。本文提出了一种基于可控电感的 SS 型 Buck-WPT 系统。首先, 分析了电感值可调的方法并在 COMSOL 中建立仿真模型验证其电感值可控的特性。其次, 对 SS 型 Buck-WPT 系统进行数学建模, 将 SS 型 WPT 系统作为 Buck 电路的特殊负载, 推导 SS 型 Buck-WPT 系统状态空间方程。研究其三维空间内相轨迹的降维描述方法, 将该系统用二维相轨迹描述系统运行过程。然后, 通过分析启动阶段相轨迹运行规律, 改进前级 Buck 电路。将传统 Buck 电路中的电感换成可控电感, 运用其电感值可调的控制系统开通阶段的运行轨迹, 使系统在 1 个开关周期内无超调快速进入稳态。当系统负载改变时, 系统的输出电压会改变, 且是不断抖动来回反复的过程, 利用 PI 算法对系统进行恒流控制。通过可控电感控制系统相轨迹, 使副边输出能无抖动快速进入稳态, 保证输出电压不变。针对 SS 型谐振网络的 Buck-WPT 系统中出现空载大电流的问题, 提出了将可控电感串联接入原边谐振网络的方法。实时检测原边谐振电流值, 该值超过正常工作范围, 感值就快速增大, 减小原边谐振电流, 达到空载时维持原边谐振电流安全值以下。最后, 验证上述方法在优化 SS 型 Buck-WPT 系统动态特性的有效性, 在 Simulink 中搭建仿真电路。该方法能减小工作条件改变时带来的系统抖动, 且在不改变系统响应速度前提下减小超调, 优化系统动态性能, 增强系统抗负载扰动力, 提高系统带负载能力有明显效果。

关键词: 无线电能传输; 动态性能优化; 可控电感; 相轨迹规划

中图分类号: TM743

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2024)06-103-15

Dynamic performance optimization method of WPT system based on controllable inductor

LING Rongguang¹, HE Leijie¹, LIU Qiao², MENG Fanchao², YE Jiaqing¹, TANG Chunsen²

(1. State Grid Ningbo Electric Power Supply Company, Ningbo 315000, Zhejiang, P. R. China; 2. College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: The SS Buck-WPT system, comprised of a buck converter and a basic SS-type wireless power transfer

收稿日期: 2022-08-12 网络出版日期: 2024-05-08

基金项目: 国网浙江省电力有限公司科技项目 (B311NB210005)。

Supported by State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd. Technology Project (B311NB210005).

作者简介: 凌荣光 (1974—), 男, 硕士, 主要从事可控电感和电力市场营销方向研究, (E-mail) 471361406@qq.com。

通信作者: 刘巧, 女, (E-mail) liuqiao0924@163.com。

circuit, has gained widespread adoption in inductive wireless power transmission due to its structural superiority, control methods, and effectiveness. However, this system fails to meet the responsiveness requirements of time-varying systems due to its poor dynamic characteristics. In practical applications, it exhibits significant overshoot and oscillation during startup, instability when subjected to varying load resistances, and sharp fluctuations in primary resonance current under light conditions. To address those dynamic challenges, this paper proposes a SS-type Buck-WPT system based on controllable inductance. Firstly, controllable inductance was thoroughly analyzed to understand the principle of adjustable inductance, and then modeled in COMSOL to verify the findings. Mathematical modeling analysis of the SS Buck-WPT system was conducted, with the system state space equation derived by considering the SS WPT system as the load of the buck converter. The system was described using two-dimensional phase trajectories to simplify the analysis. A phase trajectory operation law during start-up was proposed, and the pre-buck circuit was improved by replacing the conventional inductor with a controllable one, allowing for stable operation with minimal overshoot during startup. The PI algorithm was used to maintain constant current despite load changes, ensuring expected phase trajectory behavior and rapid return to steady-state operation with real-time control of inductance. Excessive primary resonant current was mitigated by cascading the controlled inductance with the SS in the primary circuit, adjusting the inductance automatically to keep current within permissible values. To validate the proposed method, a prototype was implemented in Simulink. Results show that this strategy significantly improves system dynamic performance and tolerance to varying loads compared to traditional methods.

Keywords: wireless power transfer; dynamic performance optimization; controllable inductor; phase trajectory planning

无线电能传输 (wireless power transfer, WPT) 技术实现了电能的无导线传输, 大大提高用电设备充电的快速性、安全性。为提高 WPT 系统的实用性, 功率调节必不可少。目前, 主要调节方式大致有以下 3 种: 1) 通过对谐振网络参数的优化, 使系统保持谐振改变输出电压^[1-2]。这种方法功率调节范围宽, 但控制精度较低、成本高。2) 通过移相控制, 改变整流器或逆变器控制信号的脉宽和移相角, 间接调节系统等效阻抗^[3-6]。该控制方法简单, 但易引起系统谐振波形失调。3) 增加 DC/DC 电路^[7-12]。通过控制开关管的导通角改变输出电压。该方法虽然在一定程度上提高了系统的复杂性, 但控制方式简单, 功率调节范围大、效果明显。当然在实际应用中, 也有将几种方式混合使用。文献[13]是基于模糊控制理论对原边逆变器进行移相控制, 并对副边 DC/DC 电路进行占空比控制, 使输入功率最小化和输出电压恒定。SS Buck-WPT 便是前级 Buck 变换器与后级 WPT 系统串联而成的高阶系统, 系统动态性能的优劣在很大程度上受 Buck 电路影响。

对于无线电能传输系统, 往往关注传输功率、传输效率等稳态特性指标。在其动态特性优化上, 文献[14]和文献[15]分析了前级 DC/DC 电路与后级 WPT 系统的小信号阻抗特性, 提出一种控制方法来调节系统阻抗, 提高系统的动态特性。另外, 为了优化 WPT 系统的动态特性, 一些学者优化了 WPT 系统的控制方式。文献[16]和文献[17]分别采用单周期控制与比例微分控制相结合的控制策略和采用多目标遗传算法优化 PID 控制器设计。但这些控制方法复杂, 应用范围有限。

笔者针对 SS Buck-WPT 电路在实际应用过程中的动态特性问题, 利用可控电感在控制信号作用下连续可调的特性, 提高 SS Buck-WPT 电路的动态特性、抗负载扰动能力以及带负载能力。与普通电感相比, 可控电感值在一定范围内随控制信号的变化而改变。目前, 已有相关文献将可控电感应用到 WPT 领域。文献[18]设计了一种电感值可控的原边电能发射线圈, 让系统即使在不同负载下也能保证系统工作的最大效率。文献[19]将可调电感分别串入原副边谐振网络中, 当系统因参数漂移影响传输效率时, 动态调节电感值, 使 WPT 系统的谐振参数处于最合适状态。文献[20]将可控电感串入副边电路, 当系统因参数漂移导致失谐时, 可根据相位差动态调整电感值, 使系统恢复谐振。文献[21]设计了一种可变的谐振器, 文献[22]通过与可变

电感电路的附加一匝线圈的电感耦合,控制有效电抗来调节谐振,保证系统在不同负载条件下的传输效率,增加软开关范围。

本文首先介绍了可控电感的工作原理,并在COMSOL中验证了其电感值的可调特性。详细分析了系统在各个条件下的工作特性,提出优化办法。利用可控电感,在不牺牲系统响应速度的前提下,使系统在启动时无过冲快速达到稳定状态。同时,降低负载改变时的系统抖动,减小轻载的原边谐振电流,提高系统带载能力和抗负载扰动能力。最后,通过Simulink搭建电路仿真,验证该方法在优化系统动态性能上的效果。

1 可控电感

可控电感具有电感值可控的特性,由两部分线圈与磁芯组成,两部分线圈分别受直流电和交流电同时作用。如图1所示,图中两侧线圈 N_D 为直流绕组或称控制绕组,中间线圈 N_a 为交流绕组或称工作绕组。可控电感在不同交流和直流输入情况下,磁芯的磁化情况有所不同。用磁化曲线簇表示具体磁化过程,如图2所示。横坐标 H_a 为交流磁场强度,纵坐标 B_a 为交流磁感应强度, H_D 为直流磁场强度。当直流磁场强 H_D 发生变化时,磁芯的磁化曲线会发生变化。

由文献[23]可知,当控制绕组的电流改变时,工作绕组磁场强度与磁感应强度满足如下关系

$$\left(\frac{H_a}{H_{a\max}}\right)^2 + \left(\frac{B_a}{B_{a\max}}\right)^2 = 1。 \quad (1)$$

由式(1)可将工作绕组磁场强度与磁感应强度的关系绘制出来,为椭圆曲线,如图2虚线所示。可控电感的磁场强度 H_a 与磁感应强度 B_a 同时满足不同直流输入下的磁芯磁化曲线和公式(1)的关系曲线,它们的交点(Q_0 、 Q_1 、 Q_2 、 Q_3)即可控电感的工作点,磁化曲线的斜率就是工作绕组的电感。因此,在控制绕组流入不同的控制电流 i_{DC} 时,可控电感的工作点会改变,相应的磁化曲线斜率随之改变,意味着工作绕组电感值的改变。

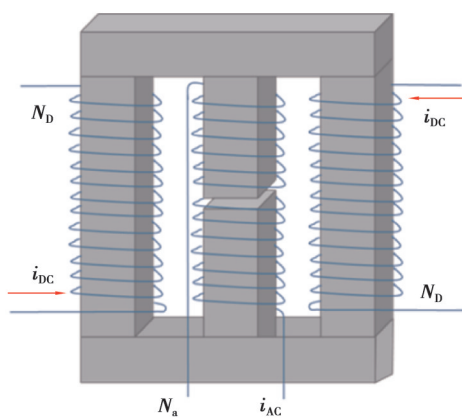


图1 可控电感结构示意图

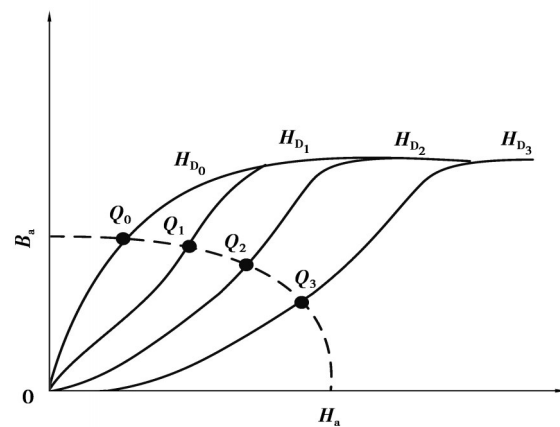


图2 可控电感工作磁化曲线和工作点

Fig. 1 Schematic diagram of controllable inductor Fig. 2 Magnetization curves of the core under different

为验证上述理论的正确性,在COMSOL中设计了如图3的可控电感模型,参数如表1所示。其中两侧线圈同向相互对称,为控制绕组,通入直流电;中间的线圈为工作绕组,通入交流电。当工作绕组中交流电电压有效值保持不变,控制绕组中的电流发生变化,电感随之改变。利用COMSOL软件对工作线圈的电感值进行参数化扫描,工作频率=60 kHz。对工作线圈的电感值进行曲线拟合,得到可控电感的电感值变化曲线,如图4所示。从图中可以看出:当控制电流在1~2.5 A间变化时,工作线圈电感变化明显;在2.5~4.5 A间时,电感变化缓慢。但从整体上来说,随着控制线圈中的直流电流增大,工作绕组的电感不断减小。

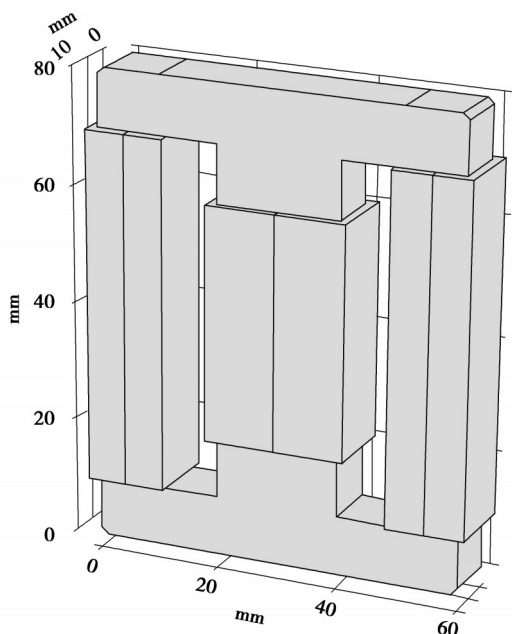


图3 可控电感的 COMSOL 几何建模图

Fig.3 Simulation geometrical model of controllable

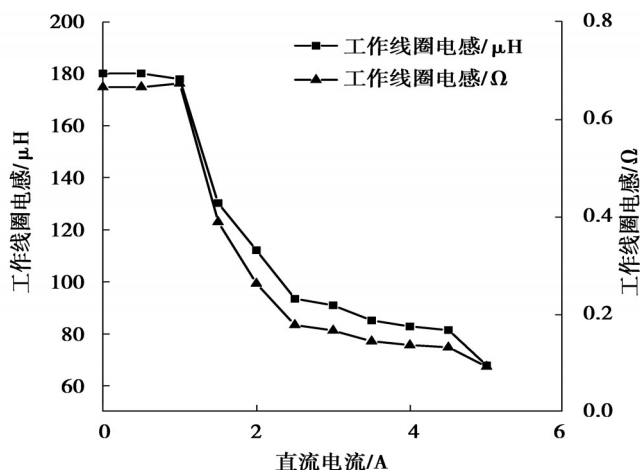


图4 可控电感的电感值和内阻值随控制电流变化曲线

Fig.4 The curve of the inductor and resistance of the

电感的损耗主要有线圈损耗和磁芯损耗,且随着工作频率增加,线圈损耗会逐渐超过磁芯损耗^[24],为电感损耗的主要部分。可控电感的控制绕组流过直流电,内阻很小且和控制绕组长度成正比,控制绕组并不接入系统电路中。因此,工作绕组的损耗是可控电感损耗的主要部分。工作绕组的损耗主要由可控电感线圈的直流电阻和交流电阻导致线圈发热造成。经过 COMSOL 仿真得到工作绕组工作在 60 kHz、20 A 交流电下的可控电感内阻,如图 4 所示。当 i_{AC} 一定时,可控电感内阻的大小变化趋势同电感值一致。即 i_{DC} 在一定范围内增大时,电感值减小,内阻同样可以看到。可控电感的总损耗就是各个时刻流入工作绕组电流的平方乘以该时刻下工作线圈内阻的总和。

表1 可控电感仿真模型参数

Tab.1 Parameters of simulation model for controllable inductor

参数	数值
磁芯宽度/mm	10.0
磁芯长度/mm	60.0
磁芯高度/mm	80.0
控制线圈磁芯横截面长/mm	10.0
控制线圈磁芯横截面积/ mm^2	100.0
工作线圈磁芯横截面长/mm	20.0
工作线圈磁芯横截面积/ mm^2	200.0
控制绕组线圈匝数	50.0
工作绕组线圈匝数	20.0
工作绕组气隙长度/mm	0.5

在实际工作中,对不同的 Buck-WPT 系统,所需的可控电感的体积与电感值调节范围不同,须进行不同设计。由此,在设计可控电感时,磁芯的选择,匝数的多少、气隙的大小都需要根据实际需要进行单独设计。

2 SS 型 Buck-WPT 系统动态特性分析与优化

图 5 为 SS 型 Buck-WPT 系统的电路拓扑图,由 Buck 变换器与 WPT 系统串联而成,可将 WPT 系统视为 Buck 变换器的特殊负载。 E 为等效直流源, S 为 Buck 电路的开关管, L 为由可控电感替换的续流电感, C_1 为 Buck 变换器的电容, D 为电力二极管, L_p 和 R_p 分别为原边线圈的电感及等效内阻, L_s 和 R_s 分别为副边线圈的电感及等效内阻, M 为传输线圈的互感值, C_p 和 C_s 为原副边线圈的补偿电容, $VT_1 \sim VT_4$ 为全桥逆变器的开关管, $D_1 \sim D_4$ 为整流桥的电力二极管, R 为负载,是纯电阻。

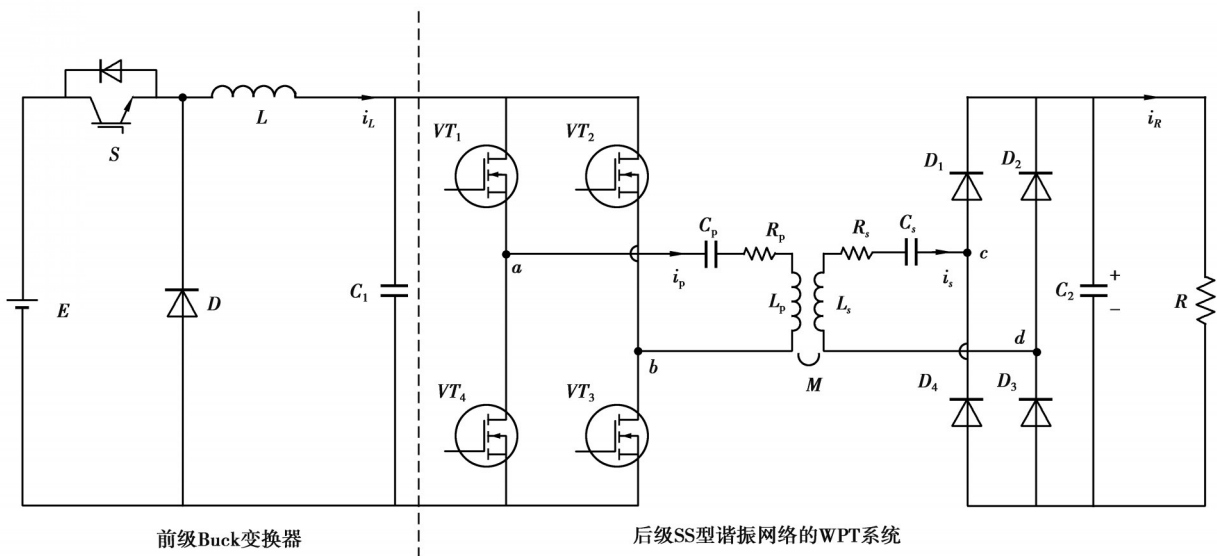


图 5 基于可控电感的 SS 型 Buck-WPT 系统电路拓扑图

Fig. 5 Buck-WPT system circuit topology based on controllable inductor

2.1 Buck-WPT 系统开通和关断过程相轨迹分析

将图 5 的 Buck-WPT 系统化为三阶等效电路^[25]如图 6 所示,将后级 WPT 电路等效为一个电感 L_{eq} 与一个电阻的串联 R_{eq} 结构。

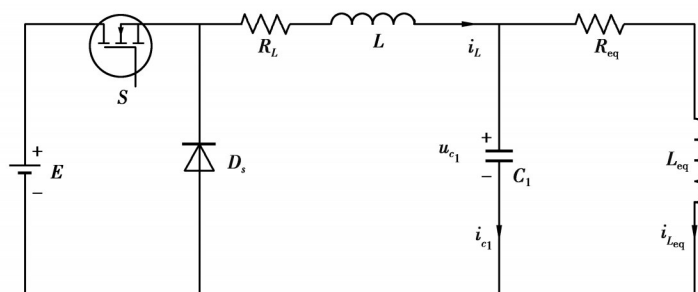


图 6 Buck-WPT 系统等效电路图

Fig. 6 Buck-WPT system equivalent circuit diagram

为建立上述等效电路模型的状态方程,对上述电路仍按照开通阶段及关断阶段 2 种情况进行分析,其等效电路如图 7 所示。

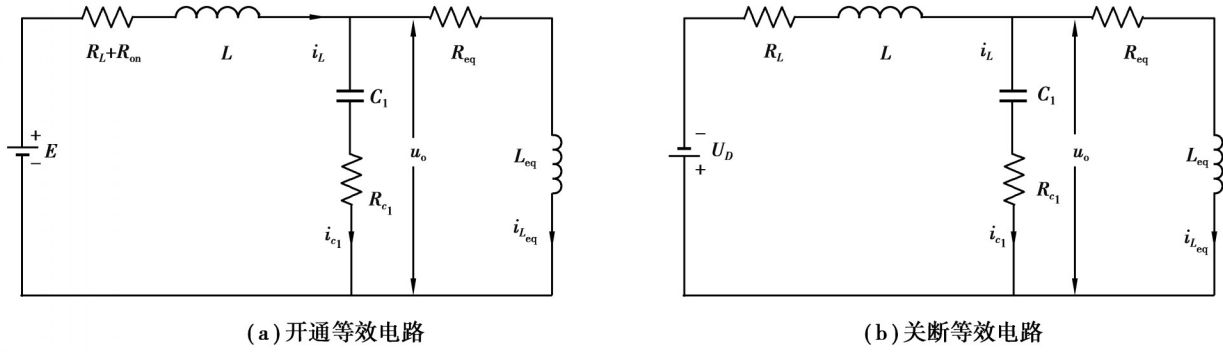


图7 开通与关断阶段的Buck-WPT系统等效电路

Fig. 7 Buck-WPT system equivalent circuit in the turn-on and turn-off phase

根据基尔霍夫电压与电流定律(KVL、KCL)可列写微分方程

$$\begin{cases} i_L - i_{L_{eq}} = C \frac{du_o}{dt} - R_c \frac{di_L}{dt} + R_c \frac{di_{L_{eq}}}{dt}, \\ -L \frac{di_L}{dt} = u_o + (R_{on} + R_L) i_L - E, & (i=1) \\ -L_{cq} \frac{di_{L_{eq}}}{dt} = -u_o + i_{L_{eq}} R_{cq}, \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_L - i_{L_{eq}} = C \frac{du_o}{dt} - R_c \frac{di_L}{dt} + R_c \frac{di_{L_{eq}}}{dt}, \\ -L \frac{di_L}{dt} = R_L i_L + u_o - U_D, & (i=2) \\ -L_{cq} \frac{di_{L_{eq}}}{dt} = -u_o + i_{L_{eq}} R_{cq}, \end{cases}$$

求解上述微分方程可得

$$\begin{cases} \frac{du_o}{dt} = -\frac{(L_{cq} + L)}{CLL_{cq}} u_o - \frac{R_c(R_{on} - R_L) - L}{CL} i_L - \frac{L_{cq} - R_c R_{cq}}{CL_{cq}} i_{L_{eq}} - \frac{R_c}{C} E, \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} u_o - \frac{R_{on} + R_L}{L} i_L - \frac{1}{L} E, & (i=1) \\ \frac{di_{L_{eq}}}{dt} = \frac{1}{L_{cq}} u_o - \frac{R_{cq}}{L_{cq}} i_{L_{eq}}, \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{du_o}{dt} = -\frac{R_c(L + L_{cq})}{CLL_{cq}} u_o - \frac{R_c R_L - L}{CL} i_L - \frac{L_{cq} - R_c R_{cq}}{CL_{cq}} i_{L_{eq}} + \frac{R_c}{CL} U_D, \\ \frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} u_o - \frac{R_L}{L} i_L + \frac{1}{L} U_D, & (i=2) \\ \frac{di_{L_{eq}}}{dt} = \frac{1}{L_{cq}} u_o + \frac{R_{cq}}{L_{cq}} i_{L_{eq}}, \end{cases}$$

根据公式(3)系统的状态空间方程,选取输出电压 U_o ,续流电感电流 i_L 及等效电感电流 $i_{L_{eq}}$ 为系统的状态变量 $\mathbf{x} = [u_o \ i_L \ i_{L_{eq}}]^T$ 。取输入电压 E 、二极管正向压降 U_D 作为系统的输入向量为 $\mathbf{u} = [E \ -U_D]^T$ 。本文只考虑电路工作在电感电流连续(CCM)模式下, $i=1$ 表示系统处于开通阶段, $i=2$ 系统处于关断阶段,可对上述2个阶段列写如下状态空间方程

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i \mathbf{u} \quad (i=1,2), \quad (4)$$

其中: \mathbf{A}_i 代表系统的系数矩阵; \mathbf{B}_i 代表系统的输入矩阵,具体表达式如下

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} \frac{(L_{cq}+L)}{CLL_{cq}} & \frac{R_c(R_{on}-R_L)-L}{CL} & \frac{L_{cq}-R_cR_{cq}}{CL_{cq}} \\ \frac{1}{L} & \frac{R_{on}+R_L}{L} & 0 \\ \frac{1}{L_{cq}} & 0 & \frac{R}{L_{cq}} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 A_2 &= \begin{bmatrix} \frac{R_c(L+L_{cq})}{CLL_{cq}} & \frac{R_cR_L-L}{CL} & \frac{L_{cq}-R_cR_{cq}}{CL_{cq}} \\ \frac{1}{L} & \frac{R_L}{L} & 0 \\ \frac{1}{L_{cq}} & 0 & \frac{R_{cq}}{L_{cq}} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{5}$$

线性定常连续系统的状态方程可求解

$$\mathbf{x}(t) = \Phi_i(t) \mathbf{x}(0) + \int_0^t \Phi_i(t-\tau) \mathbf{B}_i \mathbf{u}(\tau) d\tau, \quad (i=1,2) \tag{6}$$

由公式(5)可知系统状态矩阵 A_i 满足满秩可逆的条件,公式(6)可化简为

$$\mathbf{x}(t) = \Phi_i(t) \mathbf{x}(0) + (\Phi_i(t) - \mathbf{I}) A_i^{-1} \mathbf{B}_i \mathbf{u}, \quad (i=1,2) \tag{7}$$

其中 $\mathbf{x}(0) = [0 \ 0 \ 0]^T$ 代表系统的起始状态; $\Phi_i(t) = e^{A_i t}$, \mathbf{I} 代表三阶单位矩阵。由公式(6)可知,系统的每个解都是确定的,且只有 1 个。反之,对公式(6)求反解亦可得逆运行轨迹的表达式

$$\mathbf{x}(t) = (\Phi_i(t))^{-1} [\mathbf{x}(0) - (\Phi_i(t) - \mathbf{I}) A_i^{-1} \mathbf{B}_i \mathbf{u}], \quad (i=1,2) \tag{8}$$

由公式(6)(8)可对 Buck-WPT 系统的相轨迹进行描述,即可在相空间上对其相轨迹进行直观展示。Buck-WPT 系统从初始状态点 $\mathbf{x}(0)$ 开始运动,且起始阶段开关管为开通状态。当到达开关切换点后,进入关断阶段,则系统沿着关断轨迹运行,到达系统的最终稳态点 $\mathbf{x}(\infty) = [\mathbf{u}_{o,ref} \ i_{L,ref} \ i_{Lcq,ref}]^T$ 。

考虑到用三维相轨迹来分析问题的困难性,对 Buck-WPT 系统的三阶相轨迹进行降维处理。

在 Buck-WPT 系统中,Buck 电容电流 i_{c_1} 与电容电压 u_{c_1} 的关系,如下

$$i_{c_1} = C_1 \frac{du_{c_1}}{dt}. \tag{9}$$

联合 u_{c_1} 与 i_{c_1} 构建其二维相平面。又由基尔霍夫电流定律(KCL)可得到,Buck 变换器的电容电流 i_{c_1} 与续流电感电流 i_L 、等效电感电流 i_{Lcq} 关系如下

$$i_{c_1} = i_L - i_{Lcq}. \tag{10}$$

而 Buck 变换器电容电流 i_{c_1} 与其输出电压 u_o 有如下关系

$$i_{c_1} = C_1 \frac{d(u_o - u_{Rc_1})}{dt} \approx C_1 \frac{du_o}{dt}. \tag{11}$$

因此,可以将三维空间的相轨迹 $\mathbf{x} = [u_o \ i_L \ i_{Lcq}]^T$ 降阶转化为二维平面 $\mathbf{x}' = [u_o \ i_{c_1}]^T$ 进行描述,从而更好地分析系统的动态过程。设投影矩阵 $\mathbf{P}_1 = [1 \ 0 \ 0]$, $\mathbf{P}_2 = [0 \ 1 \ 0]$, $\mathbf{P}_3 = [0 \ 0 \ 1]$,则可以将三维空间中的相轨迹按照如下关系转换到二维相平面中^[26]

$$\mathbf{x}' = [\mathbf{P}_1 \mathbf{x}, \mathbf{P}_2 \mathbf{x} - \mathbf{P}_3 \mathbf{x}]. \tag{12}$$

图 8 为降维后开通与关断轨迹示意图,系统从初始零状态启动,沿着轨迹 l_1 运行, l_1 轨迹可以由公式(6)进行绘制。同理,根据系统的稳态参考点 $\mathbf{x}_{ref}(u_{o,ref}, i_{c_1,ref})$,则可由公式(8)反向绘制出系统的关断轨迹 l_2 。2 轨迹交点就是最优时间下的切换点 $\mathbf{x}_{sw}(u_{sw}, i_{sw})$ 。以 Buck 变换器的目标平均输出电压值、目标电感电流值以及允许的纹波值为条件,找到稳态时的极限环形状和位置,得到稳定状态下的关断轨迹。

由于成本的限制,一般不会对 Buck 变换器的输出端再添加电流传感器。且后级逆变电路会使 i_{c_1} 含有高频交流成分,这将大大增加控制难度。可见,将 i_{c_1} 作为控制的输入变量是不合理的。故而,采用前级 Buck 电路的输出电容电压(u_{c_1})和电感电流(i_L)组成相平面,进行相轨迹分析。稳态点记为 $\mathbf{x}_{ref}(u_{ref}, i_{ref})$,如图 9

所示。

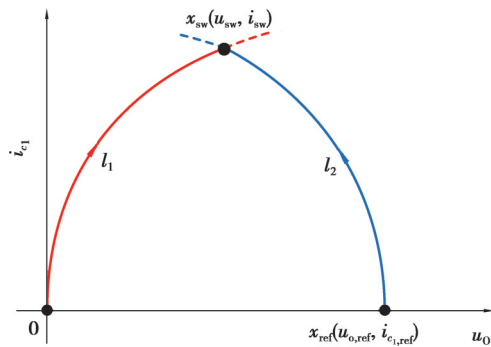


图 8 降维后开通与关断轨迹示意图

Fig. 8 Schematic diagram of turn-on and turn-off

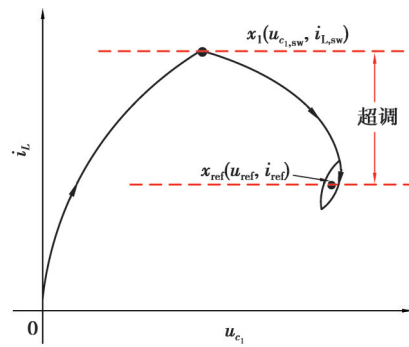


图 9 系统 $u_{c1}-i_L$ 相平面轨迹示意图

Fig. 9 Schematic diagram of equivalent

在系统的开通阶段,由于此时系统处于工作最恶劣状态,电感两端的电势差处于最大状态。由电感储能公式可知,续流电感 L 增大,系统的电感电流 i_L 上升率会减小。因此,在系统开通阶段,需要利用大电吸收最大波峰情况下的电能,减小系统在开通过程中的冲击,降低系统在开通过程中出现的电压和电流超调。后期开关管处于不断开通关断过程,系统不再工作在电势差最大状态,不会出现新的超调。在规划相轨迹时,仍然需要考虑 Buck 变换器的目标平均输出电压值、目标电感电流以及允许的纹波值。以这些要求为条件,便可找出稳态时 Buck 变换器最终极限环的形状和位置,得到稳定状态下的开通和关断轨迹。

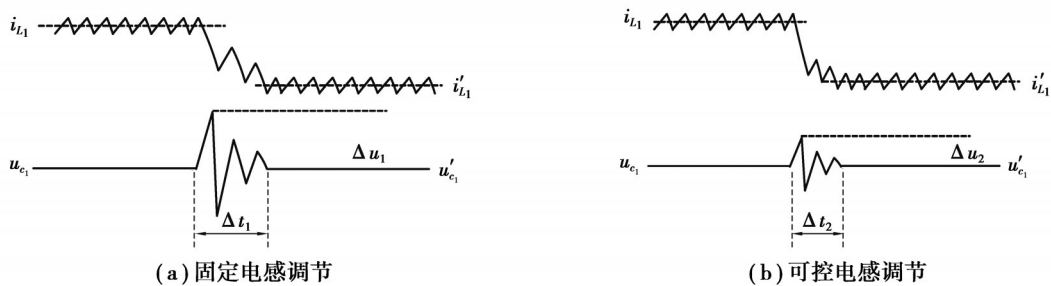
另外, Buck-WPT 系统本身是高阶非线性的,研究尽可能考虑系统的实际参数。对该系统一部分非关键参数进行忽略,同时,也对描述方法进行等效处理。实际电路存在许多不理想因素,所以在实际控制中,往往会出现小的波动才能进入稳态。

2.2 SS 型 Buck-WPT 系统负载切换相轨迹分析

实际工作中,负载改变时常发生,系统的稳定状态会受到影响。针对切换负载后,副边输出电压变化,利用 PI 算法控制 Buck 变换器占空比,保持 Buck-WPT 系统的输出电压恒定。

若副边负载减小,则反射到原边的阻抗会增大,电感电流 i_L 会减小。Buck 的输出电压 u_{c1} 抖动会使可控电感的调节变小,如图 10 所示。原边谐振电流 i_p 会随着电感电流的减小而减小,根据公式(13)可知,当其他参数为固定值时,副边开路电压 U_{oc} 仅由 i_p 决定。所以副边输出电压会随之减小,导致输出电压无法恒定。因此,需要控制算法来调整系统。

$$U_{oc} = j\omega M i_p \quad (13)$$



(a) 固定电感调节

(b) 可控电感调节

图 10 负载切换过程中加入可控电感调节对比

Fig. 10 Comparison of Adopting Controllable Inductor Adjustment during Load Switching

Buck 变换器的输出电流与其输出电压及等效负载有关,对于负载变化引起的电流变化,必须通过改变 Buck 变换器的占空比来调整。当负载切换时,实际电流与参考电流的差值作为控制变量。采用 PI 控制使电感电流控制在恒定电流状态,调整原边电流 i_p 使其恒定。在相平面中,其运动轨迹如图 11 所示。

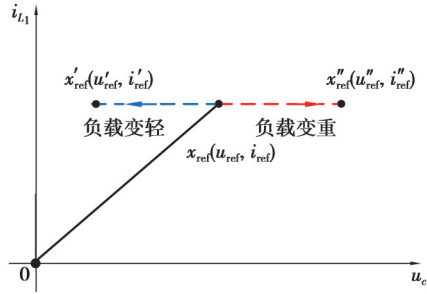


图 11 负载切换过程相轨迹示意图

Fig. 11 Schematic diagram of phase trajectory during load switching

2.3 SS 型 Buck-WPT 系统空载电路动态特性分析

如图 5 中的 SS 谐振网络的等效电路图如图 12 所示。 V_{ab} 为经过逆变桥后的交流电压, R_p 为原边线圈内阻, R_s 为副边线圈内阻, Z 为等效负载。设原边回路中的电流为 I_p , 副边回路中的电流为 I_s , 根据基尔霍夫电压定律(KVL)可列写 2 个回路方程如下

$$\begin{cases} U_{ab} = \left[j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + R_p \right] I_p + j\omega M I_s \\ 0 = \left[j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + Z + R_s \right] I_s + j\omega M I_p \end{cases}, \quad (14)$$

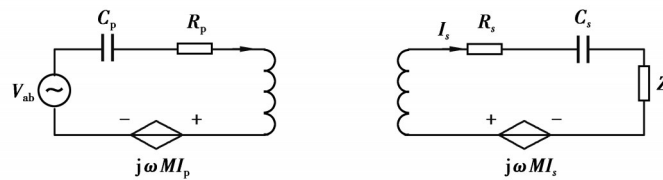


图 12 SS 谐振网络等效电路图

Fig. 12 Fundamental harmonic analysis model of a typical SS topology-based WPT system

当系统工作在谐振频率时, 根据串联谐振(SS)理论, 可得其谐振频率为

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \circ \quad (15)$$

可以解得系统的输入阻抗为

$$Z_{in} = \frac{V_{ab}}{I_p} = R_p + \frac{\omega^2 M^2}{Z + R_s} \circ \quad (16)$$

则副边反射到原边的等效阻抗即反射阻抗是

$$Z_{rc} = \frac{\omega^2 M^2}{Z + R_s} \circ \quad (17)$$

综上所述, SS 型 WPT 系统的原边电流为

$$I_p = \frac{V_{ab}}{Z_{rc} + R_p} \circ \quad (18)$$

当 WPT 系统的负载由正常工作状态切换到轻载状态, 即当等效负载 Z 从正常工作数值突然变到无穷大时, 反射阻抗 Z_{rc} 的值会很小。在这种条件下, 负载系统原边的电流 i_p 将会主要由逆变电压输出 V_{ab} 和原边线圈内阻 R_p 决定。在系统输入的直流电压保持不变条件下, 由于原边线圈内阻 R_p 特别小, i_p 会变得很大。该电流过大, 系统不能正常工作, 存在很大安全隐患。

为解决这类问题, 优化系统适应负载突变的能力, 考虑和原边谐振电容串联一个可变电感 L_r 。当系统正常工作时, 控制可变电感的电感值为 0, 此时, 它相当于一根导线。当系统突然由正常工作变为轻载工作, 可变电感增大电感值。此时, 原边谐振电流 i_p 可表示为

$$I_p = \frac{V_{ab}}{Z_{rc} + R_p + j\omega L_r}, \quad (19)$$

由公式(19)可以得出, L_r 增大会使原边谐振电流 i_p 减小, 使 i_p 工作在正常范围。

3 仿真分析

3.1 仿真模型搭建

为验证上述分析, 在 Simulink 中搭建了如图 13 所示的电路仿真模型, 电路模型参数如表 2 所示。其中, 逆变器开关频率为 60 kHz, Buck 电路在启动时的一个开关周期内达到稳定, 之后开关频率=40 kHz。系统在 $t = 0$ ms 的时候启动; 在 $t = 30$ ms 系统负载由 10Ω 突变为 6.6Ω ; 在 $t = 50$ ms 系统负载由 10Ω 突变为 $10 \text{ k}\Omega$ 的轻载状态。具体的控制过程如图 14 所示。

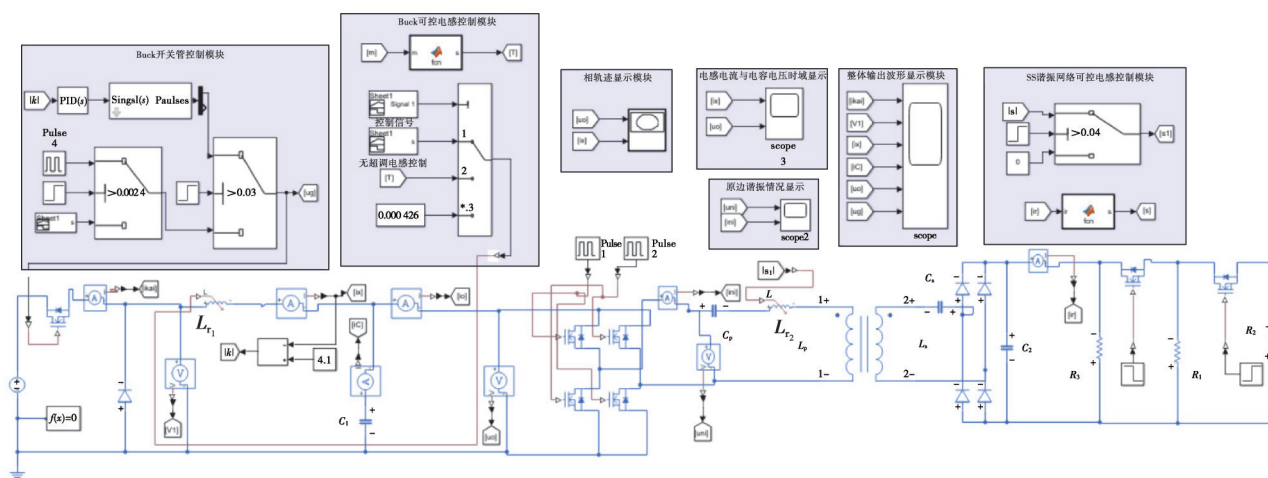


图 13 基于可控电感的 SS 型 Buck-WPT 系统整体仿真模型

Fig. 13 Simulation model of SS Buck-WPT system based on controllable inductor

表 2 基于可控电感的 SS 型谐振网络的 Buck-WPT 系统整体仿真模型参数

Tab.2 Integrated Simulation parameters of Buck-WPT system based on SS resonant network with controllable inductor

参数	值
输入电压 E/V	20.000
Buck 输出目标电压 U_{ref}/V	9.100
Buck 滤波目标电感 L_r/MH	0.428
Buck 输出电容 $C_1/\mu F$	100.000
副边整流桥输出滤波电容 $C_2/\mu F$	10.000
原副边线圈互感 $M/\mu H$	10.600
原边线圈电感 $L_p/\mu H$	97.500
原边串联谐振电容 C_p/nF	72.500
副边线圈电感 L_s/nF	1 279.300
副边串联谐振电容 $C_s/\mu F$	5.500
串联谐振网络可调电感 L_r	可调
负载电阻 R_1/Ω	10.000
空载电阻 R_2/Ω	10 000.000

当系统启动时, 闭合前级 Buck 电路开关管, 在系统达到稳定后使开关管驱动信号频率=40 kHz、占空比=50%。在此期间, 动态调整 L_r 的值, 使前级 Buck 电路的相轨迹按照预设路径运行。当系统负载值突然变化

时,动态调整 L_r 减小系统抖动,并通过 PI 调节占空比以保证系统输出电压恒定。当系统负载变为轻载时,原边谐振电流过大。此时,控制器的目标是减小原边谐振电流,实时检测系统输出电流,一旦接近 0,便动态调节 L_r 。

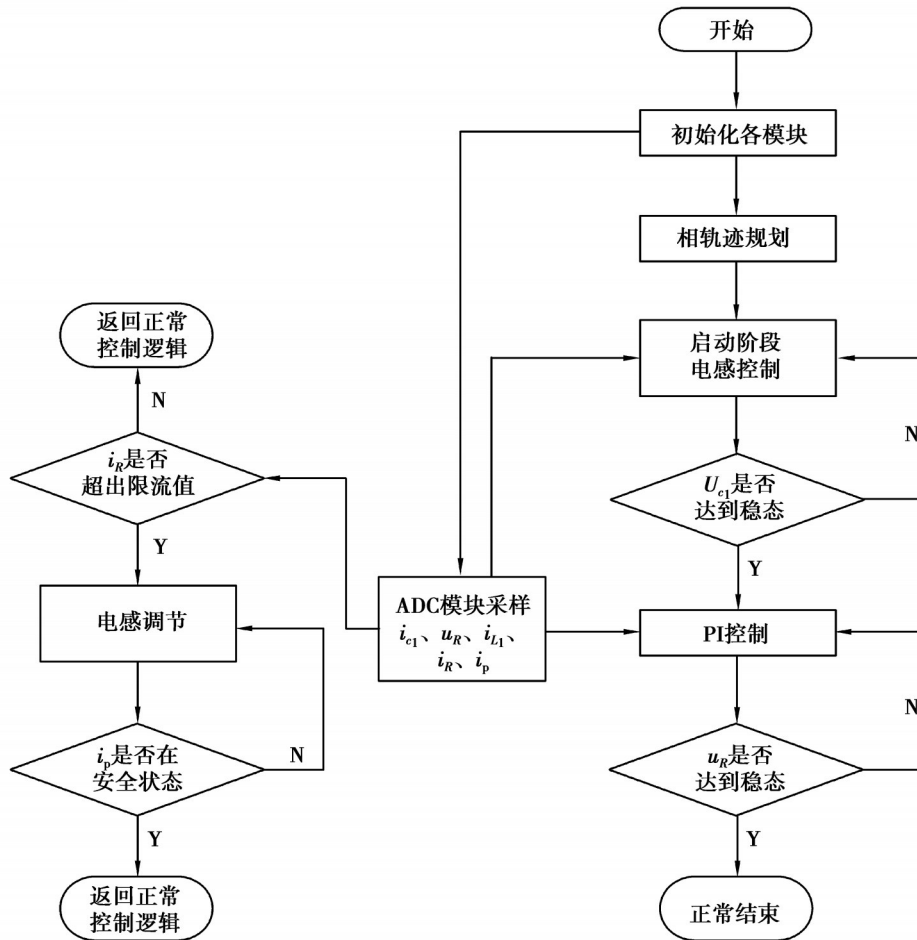


图 14 系统整体控制流程图

Fig. 14 System overall control block diagram

3.2 仿真结果分析

为更好验证整体所述控制方法的有效性以及对动态性能的提升,对可控电感与固定电感控制下的 Buck-WPT 系统仿真结果进行对比分析。主要从以下 3 个方面进行分析:

1) 启动时系统的动态响应情况对比。为更好体现 SS 型 Buck-WPT 系统的动态响应特性,分别从电感电流和电容电压角度、相轨迹的角度以及系统输出电压的角度进行对比阐述。首先,从 Buck 的电感电流和电容电压角度来看,如图 15 所示,有可控电感的 Buck-WPT 系统在启动过程中不断调整 L_r 的值,保证该过程均无过冲。在 3 ms 时进入稳态,快速性较好。与之相比,电感固定的 Buck-WPT 系统虽然能在 3 ms 达到稳定,但存在较明显超调。可见可控电感在系统启动时,能调节系统动态特性,如在减小电感电流和电容电压的超调上效果明显,且不会增加调节时间。

其次,从相轨迹角度来看,对比图 16(a)、(b) 可见,在可控电感控制下,系统相轨迹沿着直线到达稳态点。在固定电感控制下,系统相轨迹会出现较大超调,进入到系统稳态点之前,会有来回不断靠近的过程。可控电感使系统前级 Buck 电路相轨迹按照预定轨迹运行,当系统第一次达到稳态后不会来回抖动,相轨迹就稳定在最后稳定点。

最后,从系统输出电压角度看,如图 15 所示,系统在固定电感控制下,输出电压出现了较大超调。且进

入稳态的时间 ≈ 6 ms。而在可控电感控制作用下,输出电压无超调直接进入稳态,这个过程 ≈ 3 ms,少了回来不断靠近稳定值的过程,说明研究方法实现了使系统快速无超调运行至稳态。

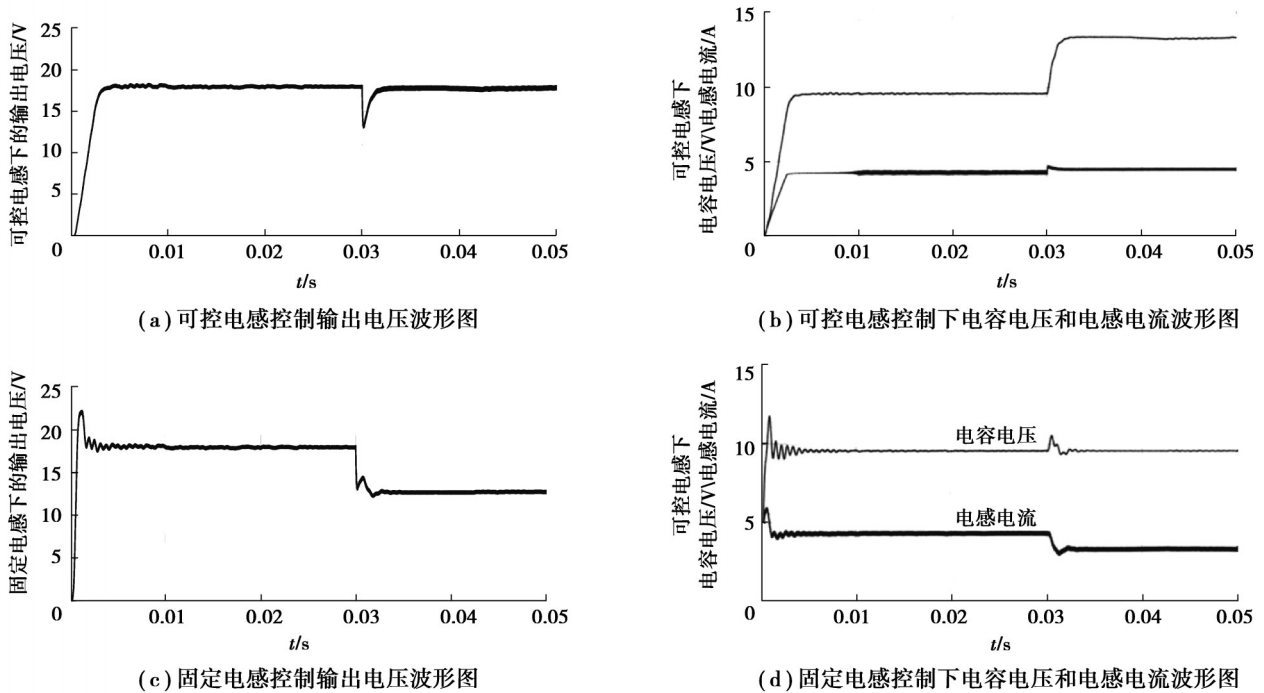


图 15 可控电感与固定电感控制下输出波形图

Fig. 15 waveforms under the controllable inductance and fixed inductance

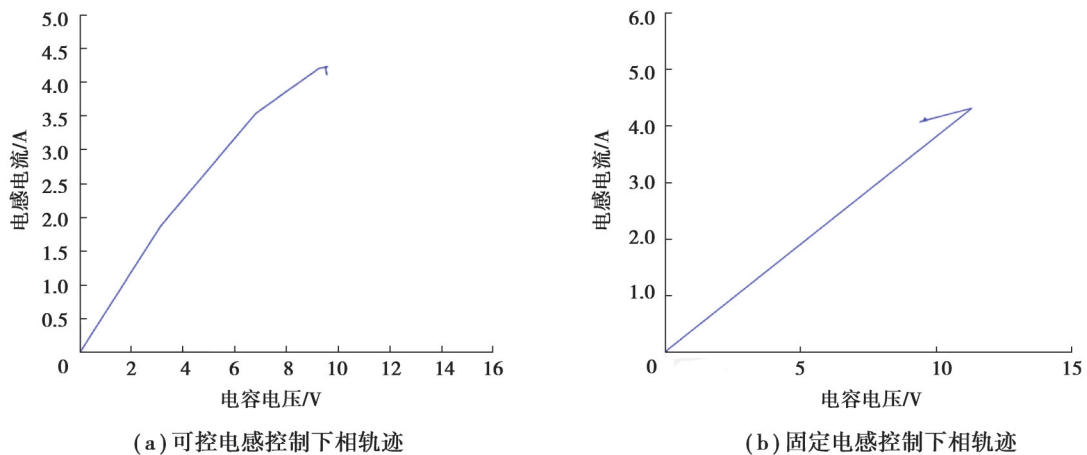


图 16 可控电感与固定电感控制下启动过程相轨迹

Fig. 16 Phase trajectory of start-up process under controllable inductor and fixed inductor control

2) 负载切换时系统响应情况对比。同理,首先,从 Buck 的电感电流和电容电压角度来看,如图 15 所示,当副边负载 $10\ \Omega$ 切换为 $6.6\ \Omega$ 时,系统的反射阻抗变大导致电感电流减小。同时,不论是电感电流还是电容电压都由于反射阻抗的突然改变反复抖动,影响系统稳定状态。加入可控电感以及相应的控制算法,系统将自动增大 Buck 开关管占空比保证电感电流不变,电容电压也会增大。在这个过程中,可控电感的值不断调整,电感电流和电容电压反复抖动的情况得到明显改善。另外,切换负载时,Buck 变换器的输出电压上升,电感电流也上升。这是因为在副边输出负载变小的同时,副边电路通过的电流也变大,则等效电阻分得的电压会增大。因此,需要适当增大 Buck 变换器的输出电流保持系统的输出不变。

其次,对比图 17(a)(b)可以看出,当负载变换且电感固定时,Buck 电路由于反射电阻增大,电感电流总体趋势减小。但减小过程是反复的,经过一定徘徊才会重新进入新稳态。而电容电压虽然总体保持不变,但还存在较为明显的抖动过程。加入可控电感和控制算法后,由于 PI 控制保证了电感电流的稳定,可控电感的调整使电容电压和电感电流快速稳定上升,按照预定轨迹直接进入新稳态,不存在反复过程。

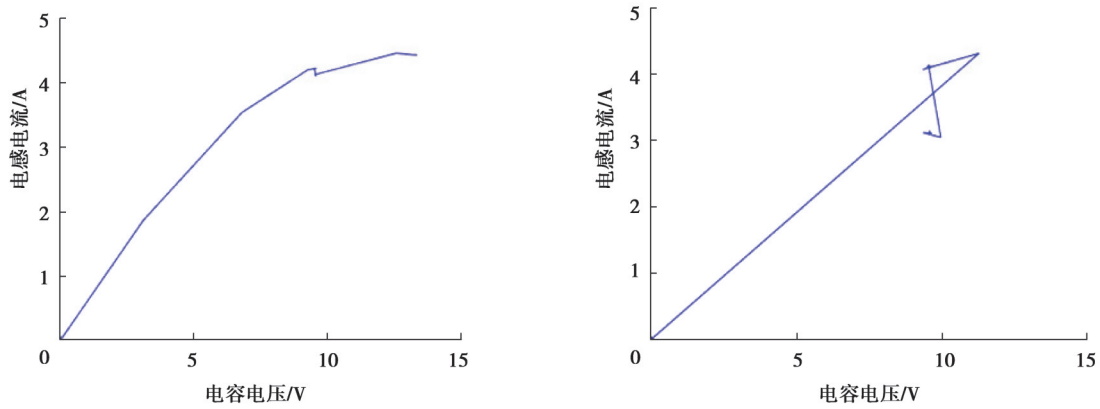
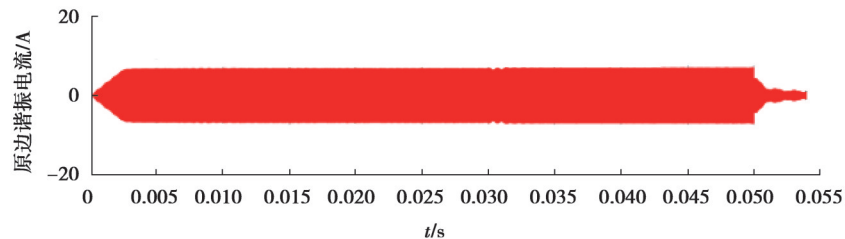


图 17 可控电感与固定电感控制下启动过程相轨迹

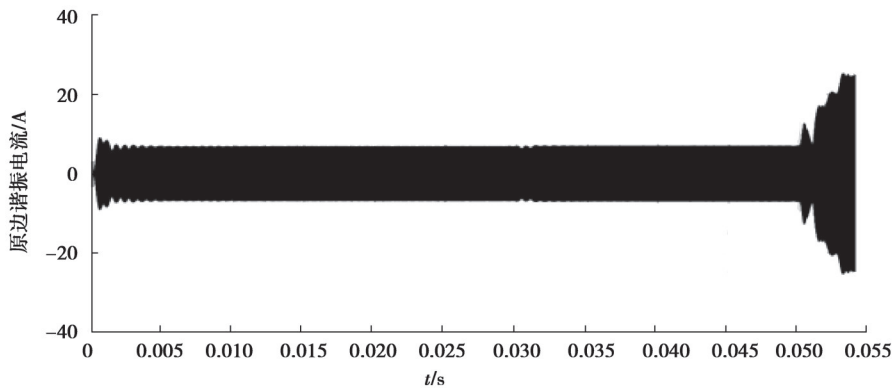
Fig. 17 Phase trajectory of start-up process under controllable inductor and fixed inductor control

最后,在图 15 中,切换负载前,副边负载的输出电压稳定在 17 V。在切换负载后,起始阶段,由于原边电流并未调节到稳态值,副边电路其余等效负载分得的输出电压出现了很大压降。在经过 PI 环节调整电流后,调整时间 ≈ 2 ms,输出负载电压稳定在 17 V。与固定电感系统相比,可控电感能有效提高系统的快速性和抗干扰性。

3)空载状态下的 Buck-WPT 系统中,原边谐振电流的变化情况对比切换空载状态时的 Buck-WPT 系统中原边线圈谐振电流的情况,如图 18(a)(b)所示,系统在 0.05 s 时,将负载切至空载状态。



(a) 可控电感控制下原边谐振电流波形图



(b) 固定电感控制下原边谐振电流波形图

图 18 可控电感与固定电感控制下原边谐振电流波形图

Fig. 18 Waveform of primary resonance current under controllable inductance and fixed inductor control

由图18可以看出,当切换至空载状态下,固定电感控制Buck-WPT系统的原边电流负载值过大。相当于负载断路,反射阻抗极小,原边谐振电流迅速攀升。与之相比,由可控电感控制的Buck-WPT系统的原边电流在增大可控电感值作用下,迅速降至安全电流以下,急速增大的原边谐振电流情况便不存在了。

仿真结果表明,与传统控制器相比,不论是从上升时间、超调量还是调节时间来比较,研究设计的控制方法具有更优的动态性能。在启动过程中,不仅保证系统的快速性,可以在3 ms内到达稳态,也保证了系统可以无超调进入稳定状态。在负载发生突变时,可控电感及其相应的控制算法保证了系统稳定性,提高了系统的抗负载扰动力。在负载为极限状态(空载)时,系统的原边谐振电流快速降至安全限值以下,提升系统的带载能力。

4 结束语

针对SS型Buck-WPT系统在启动时,前级Buck电感电流超调过大,负载改变时对系统稳定状态的影响以及变空载时,原边谐振电流过大等动态特性问题。从原理上详细分析了该现象发生的原因,并提出利用可控电感其值可控的特性提高系统的动态特性,在不牺牲调节时间前提下,使系统快速无超调达到稳态,同时采取防止原边谐振电流过大的保护措施。通过Simulink仿真,验证了该方法的有效性,对于SS型谐振网络Buck-WPT电路结构的无线充电系统动态性能及带载性能优化具有一定指导意义。

参考文献

- [1] Hsieh Y, Lin Z, Chen M, et al. High-Efficiency wireless power transfer system for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2017, 64(2): 228.
- [2] 苏玉刚,吴学颖,赵鱼名,等.互补对称式LCC谐振网络的电场耦合式无线电能传输系统参数优化[J].电工技术学报,2019,34(14):2874-2883.
Su Y G, Wu X Y, Zhao Y M, et al. Parameter optimization of electric-field coupled wireless power transfer system with complementary symmetric LCC resonant network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2874-2883. (in Chinese)
- [3] Mai R K, Liu Y R, Li Y, et al. An active-rectifier-based maximum efficiency tracking method using an additional measurement coil for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 716-728.
- [4] Zhang Y M, Chen S X, Li X, et al. Dual-side phase-shift control of wireless power transfer implemented on primary side based on driving windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(9): 8999-9002.
- [5] Jiang Y B, Wang L B, Fang J Y, et al. A High-Efficiency ZVS wireless power transfer system for electric vehicle charging with variable angle phase shift control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 2356-2372.
- [6] Xia C Y, Wang W, Chen G P, et al. Robust control for the relay ICPT system under external disturbance and parametric uncertainty[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 25(6): 2168-2175.
- [7] Su M, Liu Z X, Zhu Q, et al. Study of maximum power delivery to movable device in omnidirectional wireless power transfer system[J]. IEEE Access, 2018, 6: 76153-76164.
- [8] Zhu H J, Zhang B, Wu L H. Output power stabilization for wireless power transfer system employing primary-side-only control [J]. IEEE Access, 2020, 8: 63735-63747.
- [9] Zhang F C, Shi L M, Yin Z G, et al. A current balance control strategy applied in inductively coupled power transfer system with multiple parallel pickup modules[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(3): 2207-2217.
- [10] Jou H L, Wu J C, Wu K D, et al. Bidirectional DC - DC wireless power transfer based on LCC-C resonant compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2310-2319.
- [11] Zhou Z, Zhang L Y, Liu Z T, et al. Model predictive control for the receiving-side DC-DC converter of dynamic wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 8985-8997.
- [12] Yeo T D, Kwon D, Khang S T, et al. Design of maximum efficiency tracking control scheme for closed-loop wireless power charging system employing series resonant tank[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 471-478.
- [13] 袁李君,王晶晶,陈国东,等.基于模糊控制的无线电能传输系统最优效率点跟踪方法[J].广东电力,2018,31(11):52-58.
Yuan L J, Wang J J, Chen G D, et al. Tracking method of optimal efficiency point of WPT system based on fuzzy control [J].

- Guangdong Electric Power,2018,31(11):52-58.(in Chinese)
- [14] Tan T , Chen K N, Lin Q Q ,et al. Impedance shaping control strategy for wireless power transfer system based on dynamic small-signal analysis[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Paper,2021,68(3): 1354-1365.
- [15] 檀添,陈凯楠,林秋琼,等.多接收端无线电能传输系统动态特性分析及多目标参数优化[J].清华大学学报(自然科学版),2021,61(10):1066-1078.
Tan T, Chen K N, Lin Q Q, et al. Dynamic analysis and multi-objective parameter optimization in multi-receiver wireless power transfer systems[J]. Journal of Tsinghua University(Science and Technology),2021,61(10):1066-1078.(in Chinese)
- [16] Shi W L, Deng J T, Wang Z P, et al. The start-up dynamic analysis and one cycle control-PD control combined strategy for primary-side controlled wireless power transfer system[J]. IEEE Access, 2018, 6: 14439-14450.
- [17] Neath M J, Swain A K, Madawala U K, et al. An optimal PID controller for a bidirectional inductive power transfer system using multiobjective genetic algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1523-1531.
- [18] 吴静,王智慧.基于可控电感的感应电能传输系统效率优化[J].电源技术,2016,40(10):2048-2050.
Wu J, Wang Z H. Optimization on efficiency of inductively coupled power transfer system based on controllable inductance[J]. Chinese Journal of Power Sources,2016,40(10):2048-2050.(in Chinese)
- [19] 王云鹤,刘姜涛,邓其军,等.基于可调电感的无线能量传输系统优化设计[J].武汉大学学报:工学版,2018,51(1):85-90.
Wang Y H, Liu J T, Deng Q J, et al. Optimal design of wireless energy transmission system based on adjustable inductance[J]. Engineering Journal of Wuhan University,2018,51(1):85-90.(in Chinese)
- [20] 程泽,吕月铭,刘琦,等.基于磁放大器的耦合谐振式无线电能传输自适应调谐研究[J].电工技术学报,2018,33(S2):305-312.
Cheng Z, LYU Y M, Liu Q, et al. Research of adaptive tuning magnetically coupled resonant wireless power transfer system based on magnetic amplifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2018,33(S2):305-312.(in Chinese)
- [21] Thenathayalan D, Park J H. Highly flexible high-efficiency multiple-resonant wireless power transfer system using a controllable inductor[J].IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2019,7(3): 1914-1930.
- [22] Shin J , Outeiro M T , Czarkowski D. New real-time tuning method for wireless power transfer systems[C]// 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). Aveiro, Portugal: IEEE,2016:1-4.
- [23] 谢克明,夏路易,渠云田.可控电感式异步发电机自动调压装置的研究[J].太原工业大学学报,1990,21(4):56-61.
Xie K M, Xia L Y, Qu Y T. Investigation into the voltage regulator with controllable inductance for an asynchronous generator [J]. Journal of Taiyuan University of Technology,1990, 21(4):56-61.(in Chinese)
- [24] 李明勇,陈敏,翟建勇,等.高频电感线圈损耗的分析和计算[J].电力电子技术,2007,41(9):47-49.
Li M Y, Chen M, Zhai J Y, et al. Analysis and calculation of winding losses of high frequency inductors [J]. Power Electronics, 2007, 41(9):47-49.(in Chinese)
- [25] 梁泽.基于相轨迹的Buck-IPT系统动态过程优化控制研究及实现[D].重庆:重庆大学,2018.
Liang Z. Research on optimal control for dynamic process of Buck-IPT system based on state-trajectory[D]. Chongqing: Chongqing University, 2018.(in Chinese)
- [26] 钟良亮,刘羽,梁泽,等.基于相轨迹规划的Buck-IPT系统滑模控制方法[J].广东电力,2018,31(11):39-45.
Zhong L L, Liu Y, Liang Z, et al. Sliding mode control for Buck-IPT system based on phase-trajectory planning[J]. Guangdong Electric Power,2018,31(11):39-45.(in Chinese)

(编辑 侯湘)