

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231510

非接触功率传输系统超低压软启动方法建模研究

周成虎¹, 唐征宇², 黄全振¹, 张洋¹, 张劳模³

(1. 河南工程学院电气信息工程学院, 河南 郑州 451191; 2. 中国移动通信集团河南有限公司港区分公司, 河南 郑州 450000; 3. 河南工程学院软件学院, 河南 郑州 451191)

摘要: 在直接启动非接触传输系统的过程中, 电源输入功率、电流的峰值可达稳态值数倍至数百倍, 且变换器开关管易出现单次硬开关现象, 导致开关管老化甚至击穿。针对该问题, 以三相 LCC 非接触功率传输系统为研究对象, 推导出其等效电路对应微分方程的奇次解和非奇次方程特解及完全解, 根据奇次解与电源激励无直接关联且决定暂态特性的结论, 提出超低压的软启动方法。分析表明: 软启动方法的理论基础是微分方程的零输入响应和零状态响应具有可分解特性; 用数学建模和仿真验证了软启动能降低系统的零输入响应峰值; 用电路仿真验证了软启动能有效避免开关管出现单次硬开关的现象; 在电路运行过程中如果电源短时断电, 且驱动电路因内部储能而持续工作, 则使用软启动方法重新启动, 以避免直接启动引起的冲击效应; 提出了初始变化率的近似计算方法, 得出了初值与电源激励有关的结论。实验证明了上述结论的正确性。

关键词: 非接触功率传输; 数学模型; 软启动

Modeling an ultra low voltage soft start method for a contactless power transmission system

ZHOU Chenghu¹, TANG Zhengyu², HUANG Quanzhen¹, ZHANG Yang¹, ZHANG Laomo³

(1. School of Electrical Information Engineering, Henan University of Engineering, Zhengzhou 451191, China;
2. China Mobile Group Henan Co., Ltd. Port Area Branch, Zhengzhou 450000, China; 3. College of Software, Henan University of Engineering, Zhengzhou 451191, China)

Abstract: In the process of directly starting a contactless transmission system, the peak power and current of the power input can reach several to hundreds of times the steady-state value. The converter switching tube is prone to a single hard switching phenomenon, leading to aging or even breakdown of the switching tube. In response to this problem, a three-phase LCC contactless power transmission system is taken as the research object. The homogeneous solution and inhomogeneous equation special solution, and complete solution of its equivalent circuit corresponding to the differential equation are derived. Given that the homogeneous solution is not directly related to the power source excitation and determines the transient characteristics, an ultra-low voltage soft start method is proposed. Analysis shows that: the theoretical basis of the soft start method is that the zero input response and zero state response of the differential equation have decomposable characteristics; mathematical modeling and simulation are used to verify that soft start can reduce the peak zero input response of the system; the circuit simulation verifies that soft start can effectively avoid the phenomenon of a single hard switch in the switching tube; if the power supply is cut off for a short time during the operation of the circuit and the driving circuit continues to work because of internal energy storage, a soft start method should be used to restart to avoid the impact caused by direct starting; an approximate calculation method for the initial rate of change is proposed, and the conclusion is that the initial value is related to power excitation. The experiment has proved the correctness of the above conclusion.

This work is supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China (No. 62173126).

Key words: contactless power transmission; mathematical model; soft start

基金项目: 国家自然科学基金面上项目资助(62173126); 中原科技创新领军人才支持计划(234200510027); 河南省科技攻关计划项目资助(242102240099)

0 引言

非接触功率传输技术是指采用电磁感应或电磁辐射的方式将能量从一侧传输到另一侧, 避免了插接式电能传输具有的很多问题, 是近年来研究的热点^[1-3]。现阶段非接触功率传输技术在新能源汽车充电领域并未实现大规模应用的主要原因是新能源汽车充电系统的拓扑结构具有非线性特征, 应用中面临着传输功率范围大、宽功率范围内完全软开关切换实现困难等亟待解决的重大技术课题^[4-5]。

在非接触功率传输系统启动过程中, 电源对电路产生的零输入响应是导致开关管进入硬开关状态的根本原因。对于电源侧不加限流电感的非接触功率传输系统, 其上电冲击电流可达数千安培以上, 瞬时功率可达上百千瓦以上; 对于电源侧串联适当容量限流电感的非接触功率传输系统, 其上电冲击电流可显著下降, 但是仍然不能避免上电初始阶段开关管出现单次硬开关的现象。对于大功率系统, 一次开关管硬开关现象能在开关管内部产生数千瓦至数十千瓦的瞬时功率, 足以损伤甚至击穿开关管。

目前对系统启动和功率传输模式切换造成的电流波动问题的研究较少。文献[6]针对双向感应耦合电能传输系统的混杂特性及移相控制方法下系统启动、不同功率传输模式切换时电流波动大的问题, 将双向感应耦合电能传输系统的控制问题转化为系统离散状态模式边界条件的选择问题, 设计了系统混杂控制策略, 该策略有效改善了系统启动及不同功率传输模式切换时的电流波动现象。虽然该方法起到改善启动性能的作用, 但是并没有完全解决启动冲击问题, 也没有针对启动过程中的单次硬开关现象展开研究。目前该领域的理论研究以移相控制方法为主, 但是移相控制方法会造成开关器件硬开关、启动时电流波动大等^[7]。

为了解决非接触功率传输系统启动过程中的上电冲击问题, 需要建模理论和控制方法的支撑。文献[8]为了降低非接触功率传输系统耦合关系变化引起充电功率波动的问题, 以耦合谐振式动态非接触功率传输系统为例, 提出一种结合卡尔曼滤波和模型预测控制的恒流控制方法, 该控制方法显著提高了恒流控制速度, 并且对互感变化具有较高的鲁棒性。文献[9]以多激励端拓扑结构的无线电能传输系统为例, 提出一种基于模型逆的控制器矩阵设计技术, 用低阶控制器对高阶非接触功率传输系统的控制, 实现多激励单元输入电压协调。文献[10]

基于系统的数学模型分析其输出电压特性, 针对副边变换器设计 H_{∞} 非线性控制器, 然后对控制器参数进行自动寻优, 实现变电压间歇充电。文献[11]在非接触功率传输系统中引入参数辨识技术, 能够在不使用无线通信和传感器的情况下, 获得接收端负荷等参数, 从而有助于实现系统控制与状态监测。文献[12]提出分数阶无线电能传输机理和技术, 分数阶无线电能传输系统具有记忆特性、负电阻特性和频率特性, 可以实现高效率、高抗干扰的中距离无线电能传输。文献[13-14]研究了 H 桥并联谐振变换器的动力学特性, 讨论了不稳定滑动极限环和稳定非对称滑动极限环, 得出了多稳态解可能共存并导致系统出现故障的结论。上述建模方法虽然不能直接解决上电冲击问题, 但是能给本文的建模和软启动研究提供有益的参考。

针对该问题, 本文以三相 LCC 非接触功率传输系统为对象^[15-16], 基于其等效电路建立数学模型, 将非奇次方程的特解和齐次解叠加获得完全解。其中齐次解(或称为自由响应)决定暂态分量; 非奇次方程的特解(或称为强迫响应)决定稳态分量。分析表明, 齐次解在直接启动阶段产生的峰值冲击是开关管出现单次硬开关的重要原因。

依据齐次解和电源激励无直接关系的特点, 本文提出了低电压软启动消除上电冲击和开关管单次硬开关现象的方法。使用拉普拉斯变换和逆变换分别得到零输入响应、零状态响应, 并从理论上解释了软启动方法的工作原理。

现有的逆变器系统软启动方法包括增加额外启动电路的方法、占空比控制启动法和移相角控制启动法。这些方法可以限制启动冲击电流幅值^[17]。采用增加额外启动电路的方法使电路更庞大; 占空比控制启动法和移相角控制启动法只适用于占空比能够自由调节的逆变器。

本文研究的对象只能在一定范围内改变占空比^[15], 所提出的低电压软启动方法更适合在此类电路中应用。

1 等效电路和解的特征

1.1 非接触功率传输系统等效电路

本文以三相 LCC 非接触功率传输系统为研究对象, 将三相变换器和三相补偿电路等效为单相半桥电路^[15-16]。该系统在稳态时实现软开关运行, 但是在启动阶段出现的上电冲击和开关管单次硬开关现象仍然显著影响系统的可靠性。

为了便于推导微分方程, 将实际的磁耦合机构

用补偿电路、副边电路、负荷用等效电感 L_{eq} 和等效电阻 R_{eq} 代替, 等效电路如图 1 所示。等效电感 $L_{eq} > 0$ 是感性负荷, 等效电感 $L_{eq} < 0$ 是容性负荷。

由文献[18]可知, 实际的负荷电阻 R_0 与等效电阻 R_{eq} 近似成反比, 即负荷电阻 R_0 减小, 等效电阻 R_{eq} 增大。为了简化分析, 假设电压 u_{ab} 是方波, 且周期为 T_1 , 幅值为 U_{DC} 。将电压 u_{ab} 的波形设为奇对称。由电容 C_p 、等效电感 L_{eq} 、等效电阻 R_{eq} 串联谐振电路的微分方程可表示^[19]为

$$\begin{cases} \frac{du_c}{dt} = \frac{i_p}{C_p} \\ \frac{di_p}{dt} = \frac{1}{L_{eq}}(u_{ab} - R_{eq} \cdot i_p - u_c) \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_p 是流过电容 C_p 的电流; u_c 是电容 C_p 两端的电压。对微分方程(1)的第二项两边求微分, 得到

$$i_p'' + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_p' + \frac{i_p}{L_{eq} \cdot C_p} = \frac{u_{ab}'}{L_{eq}} \quad (2)$$

式中, 电压 u_{ab} 是微分方程的激励, 其傅里叶级数可表示为式(3)。

$$u_{ab} = \frac{4U_{DC}}{\pi} \sum_{n=1(\text{odd})}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_1 t) \quad (n=1,3,5,7,\dots) \quad (3)$$

式中, $\omega_1 = 2\pi/T_1$ 。

将式(3)代入式(2)可得微分方程式(4)。

$$i_p'' + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_p' + \frac{i_p}{C_p L_{eq}} = \frac{8U_{DC}}{T_1 L_{eq}} \sum_{n=1(\text{odd})}^{\infty} \cos(n\omega_1 t) \quad (4)$$

电流 i_p 的完全解等于非齐次方程特解 i_{ps} 和齐次解 i_{pt} 的叠加。

$$i_p = i_{pt} + i_{ps} \quad (5)$$

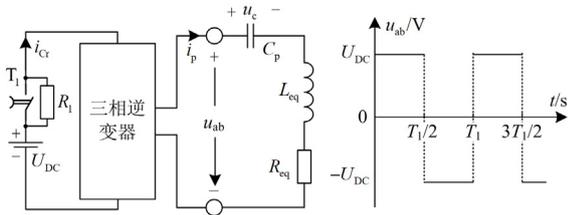


图 1 非接触功率传输系统等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of contactless power transmission system

1.2 齐次解与时间常数计算方法

微分方程(2)对应的齐次解 i_{pt} 可以分为以下情况^[20]。

1) 等效电感 $L_{eq} > 0$ 。根据品质因数 Q 的范围可将齐次解分为 3 种情况。

(1) 当 $C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq} > 0$ 时, 可得 $\frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_p}} <$

$\frac{1}{2}$ 。定义品质因数 $Q = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_p}}$, 此条件下负荷大,

电阻 R_0 阻值小, 将品质因数 Q 代入, 可得 $Q < 1/2$

或 $R_{eq} > 2\sqrt{\frac{L_{eq}}{C_p}}$ 。此条件下特征方程有两个符号相同的实根:

$$\lambda_{1,2} = \frac{-[C_p R_{eq} \pm \sqrt{C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq}}]}{2C_p L_{eq}}$$

微分方程(2)对应的齐次解 i_{pt} 可由式(6)得到。

$$i_{pt} = C_1 e^{\frac{-1}{C_p L_{eq}} [C_p R_{eq} - \sqrt{C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq}}] t} + C_2 e^{\frac{-1}{C_p L_{eq}} [C_p R_{eq} + \sqrt{C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq}}] t} = C_1 e^{\frac{-t}{\tau_1}} + C_2 e^{\frac{-t}{\tau_2}} \quad (6)$$

其中

$$\tau_1 = \frac{2C_p L_{eq}}{C_p R_{eq} - \sqrt{C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq}}}$$

$$\tau_2 = \frac{2C_p L_{eq}}{C_p R_{eq} + \sqrt{C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq}}}$$

式中: C_1 、 C_2 为任意常数; τ_1 、 τ_2 为时间常数。

由于 $C_p R_{eq} \pm \sqrt{C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq}} > 0$, $\tau_1 > \tau_2$, 平衡点

$[0,0]$ 处的轨线是稳定的结点, 因此当 $t \rightarrow \infty$ 时,

$i_{pt} \rightarrow 0$ 。此处启动电路后, 将 $t_{dmin} = 5 \cdot \tau_1$ 定为最小

暂态过程结束时间。齐次解 i_{pt} 的波形示意图和相图

如图 2 所示, 其中 i_{ptm} 为 i_{pt} 的峰值。由式(6)和图 2

可知, 品质因数 $Q < 1/2$ 的启动暂态过程是强阻尼

收敛过程。

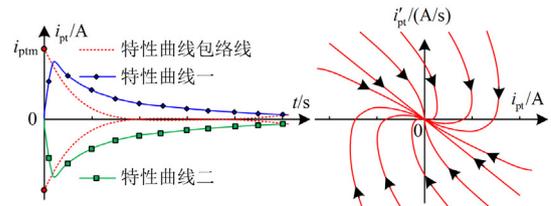


图 2 $Q < 1/2$ 对应齐次解 i_{pt} 的波形示意图和相图

Fig. 2 Waveform diagram and phase diagram of the

homogeneous solution i_{pt} corresponding to $Q < 1/2$

(2) 当 $C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq} = 0$ 、 $Q = 1/2$ 或 $R_{eq} = 2\sqrt{L_{eq}/C_p}$ 时, 特征方程有重根: $\lambda_{1,2} = -R_{eq}/(2L_{eq})$, 齐次解 i_{pt} 可由式(7)得到。

$$i_{pt} = (C_3 + C_4 t) e^{-\frac{R_{eq} t}{2L_{eq}}} \quad (7)$$

式中: C_3 、 C_4 为任意常数; $\tau_3 = 2L_{eq}/R_{eq}$ 。由于 $-R_{eq}t/(2L_{eq}) < 0$, 平衡点[0,0]处的轨线是稳定的结点, 当 $t \rightarrow \infty$, 是 ∞/∞ 不定型, 根据洛必达法则 $i_{pt} \rightarrow 0$ 。其解轨线与图 2 类似。由表达式(7)可知, $Q = 1/2$ 的启动暂态过程是临界阻尼收敛过程。

(3) 当 $C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq} < 0$ 时, 可得 $Q > 1/2$ 或 $R_{eq} < 2\sqrt{L_{eq}/C_p}$, 此条件下负荷小, 负荷电阻 R_o 大。此条件下特征方程有共轭复根 λ_1 和 λ_2 。齐次解 i_{pt} 可由式(8)得到。

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\left[C_p R_{eq} \pm i \sqrt{4C_p L_{eq} - C_p^2 R_{eq}^2} \right]}{2C_p L_{eq}} \quad (8)$$

$$i_{pt} = e^{-\frac{t}{2\tau_3}} \begin{bmatrix} C_5 \cos(t \sqrt{4C_p L_{eq} - C_p^2 R_{eq}^2}) + \\ C_6 \sin(t \sqrt{4C_p L_{eq} - C_p^2 R_{eq}^2}) \end{bmatrix}$$

式中: C_5 、 C_6 为任意常数; $\tau_3 = 2L_{eq}/R_{eq}$ 。由于 $-R_{eq}t/(2L_{eq}) < 0$, 平衡点[0,0]处的轨线是稳定的焦点, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $i_{pt} \rightarrow 0$ 。此处启动电路后, 将 $t_{dmin} = 5 \cdot \tau_3$ 定为最小暂态过程结束时间。齐次解 i_{pt} 的波形示意图和相图如图 3 所示。由式(8)和图 3 可知, 品质因数 $Q > 1/2$ 的启动暂态过程是强阻尼收敛过程。

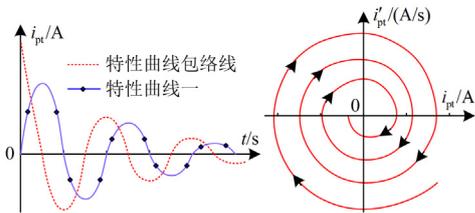


图 3 $Q > 1/2$ 对应的齐次解 i_{pt} 的波形示意图和相图
Fig. 3 Waveform and phase diagram of the homogeneous solution i_{pt} corresponding to $Q > 1/2$

从以上 3 种情况可以看出, 如果等效电感 $L_{eq} > 0$, 微分方程(2)对应的齐次解 i_{pt} 只影响电流 i_p 的暂态特性。当负荷较重(负荷电阻 R_o 小, 即等效电阻 R_{eq} 大, $Q \leq 1/2$)时, 则齐次解 i_{pt} 的启动轨线单调下降并趋于 0 A; 当负荷正常或较轻(负荷电阻

R_o 大, 即等效电阻 R_{eq} 小, $Q > 1/2$)时, 则齐次解 i_{pt} 的启动轨线呈余弦波衰减。

2) 等效电感 $L_{eq} < 0$, 即磁耦合机构以及补偿电路呈电容特性, $C_p R_{eq} - \sqrt{C_p^2 R_{eq}^2 - 4C_p L_{eq}} < 0$, 平衡点[0,0]处的轨线是鞍点, 齐次解 i_{pt} 的波形示意图和相图如图 4 所示。因为鞍点是不稳定的, 所以当 $t \rightarrow \infty$ 时, $i_{pt} \rightarrow 0$, 齐次解 i_{pt} 是不稳定的。这是所有的非接触功率传输电路都要求磁耦合机构以及副边电路必须呈现弱感性的根本原因, 以下对微分方程齐次解的分析只讨论 $L_{eq} > 0$ 的情况。

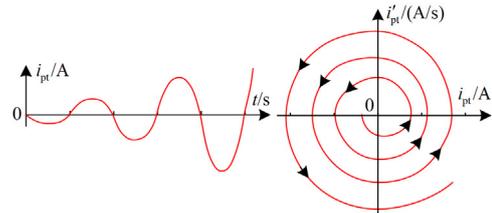


图 4 不稳定通解 i_{pt} 的波形示意图和相图
Fig. 4 Waveform and phase diagram of unstable general solution i_{pt}

1.3 非齐次微分方程的特解及完全解的性质

$R_{eq} \neq 0$, 即 $R_o \neq \infty$, 当 $L_{eq} > 0$ 时, 电流 i_p 的特解 i_{ps} 具有以下形式^[19]:

$$i_{ps} = A_n \sum_{n=1(\text{odd})}^{\infty} \cos(n\omega t) + B_n \sum_{n=1(\text{odd})}^{\infty} \sin(n\omega t) \quad (9)$$

显而易见, 式(8)和式(9)的频率不同。由式(9)可知, $R_{eq} \neq 0$, 即 $R_o \neq \infty$, 特解 i_{ps} 波形是由无穷多个频率分量的余弦波形叠加而成的等幅波形。

综上所述: ① 电流 i_p 的暂态完全解是齐次解 i_{pt} 与特解 i_{ps} 的叠加, 在暂态过程中, 随着齐次解 i_{pt} 逐渐减小, 电流 i_{pt} 的暂态完全解波形呈现非等幅非等频特性^[21]; ② 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $i_{pt} \rightarrow 0$, 电流 i_{pt} 的稳态完全解等于特解 i_{ps} 。

采用直接启动方法在启动阶段出现能量冲击和造成开关管出现单次硬开关状态的根源是齐次解 i_{pt} 出现的峰值过大。

2 本文提出的软启动方法

为了减轻启动冲击效应, 本文依据齐次解 i_{pt} 与激励源无直接关系的结论, 提出了一种非接触功率传输系统的软启动方法, 解决了齐次解 i_{pt} 出现的峰值过大问题。延时启动电路如图 1 所示, 在图 1 的电

源处设置具有延时闭合功能的固态继电器 T_1 ，在固态继电器两端并联大阻值电阻 R_1 。在固态继电器 T_1 闭合前，驱动开关管的辅助电源先于固态继电器 T_1 上电运行，主电路在电阻 R_1 供电的微电压系统中完成过渡过程，从而达到降低启动冲击和消除开关管硬开关状态的目的。

以文献[16]提出的电路为研究对象，依据软启动方法在电源处设置具有延时闭合功能的固态继电器 T_1 ，非接触功率传输系统原理图如图 5 所示。在固态继电器两端并联大阻值的启动电阻 R_1 (此处设 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$)。选取负荷电阻 $R_0 = 1 \text{ k}\Omega$ 、电容 $C_p = 250 \text{ nF}$ ，计算得到 $Z_{\Delta 31} = Z_{\Delta 32} = Z_{\Delta 33} \approx 1.409 + j35.081 \text{ k}\Omega$ [15-16,18]， $R_{eq} \approx 0.47 \Omega$ ， $L_{eq} \approx 21.9 \mu\text{H}$ ， $Q \approx 19.92 > 1/2$ ， $\tau_3 \approx 93.4 \mu\text{s}$ ，启动电路后将 $t_{dmin} = 5 \cdot \tau_3 \approx 467 \mu\text{s}$ 定为最小暂态过程结束时间，开关管的开关频率 f_1 设为 85 kHz 。其等效电路的计算方法见文献[16]。

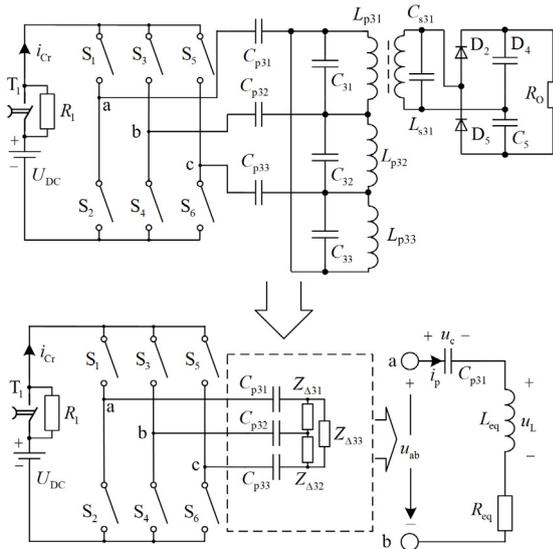


图 5 非接触功率传输系统原理图

Fig. 5 Principle diagram of contactless power transmission system

3 直接启动与软启动方法

对于直接启动的电路，如果在主电路的机械开关(例如断路器、空气开关等)闭合阶段，同时启动变换器开关管的驱动电路，则电源的机械开关抖动，可能因系统重复启动引起故障，因此需要避免同时闭合主电路和启动驱动电路的情况。

3.1 决定微分方程初值的因素

1) 由图 5 可知，变换器在等效电路的端口 a 和

b 与电源之间，对于直接启动的理想电路，设定 $U_{DC}(0_-) = 0 \text{ V}$ ， $U_{DC}(0_+) = 220 \text{ V}$ ，在初始时刻 $t = (0_+)$ 电容 C_p 两端的电压 u_c 不能突变，等效电感 L_{eq} 两端的电流不能突变，等效电阻 R_{eq} 两端的分压为 0 V ，电感两端电压 $U_L(0_+) = 220 \text{ V}$ ，则理想电路的初值为

$$i'_p(0_+) = \frac{U_L(0_+)}{L_{eq}} \approx 1.048 \times 10^7 \text{ (A/s)} \quad (10)$$

2) 对于直接启动的实际电路，电流 i_p 的初值受到 3 种因素影响。

(1) 与电源串联的集总电感或杂散电感。对于直接启动的电路系统，在变换器之前的电源入口处串联电感，可以显著降低初值 $i'_p(0)$ ，这种方法虽然可以使启动暂态零输入响应的峰值 i_{ptm} 与稳态幅值的比值从数百倍减小到数倍，但是仍然不能消除启动过程中的单次硬开关现象，反复多次启动电路仍出现开关管受伤和击穿现象。

(2) 与变换器并联的滤波电容或杂散电容。对于直接启动的电路系统，与变换器联的滤波电容或杂散电容，可以显著提升初值 $i'_p(0)$ ，使启动暂态零输入响应的幅值 i_{ptm} 抬升。当滤波电容足够大，启动暂态零输入响应的峰值 i_{ptm} 与稳态幅值的比值能够达到上千倍。

上述与变换器串联电感或并联电容的方法实际上改变了拓扑等效电路。

(3) 开关管的器件特征

当主电路的固态继电器先闭合，再令开关管驱动电路运行时，则开关管两端相当于微小电容，实际上改变了拓扑等效电路，使 3 个桥臂均存在上电冲击现象。初值 $i'_p(0)$ 与开关管的初始电流上升速度和上升时间存在相关性。本文将开关管出厂参数提供的导通上升时间 t_r 作为估算初值 $i'_p(0)$ 的依据。

$$i'_p(0) = k_1 \cdot I_{stm} / t_r \quad (11)$$

式中： I_{stm} 为稳态电流峰值， $I_{stm} = U_{DC} / Z_t \approx 5.77 - j51.68 \approx 52 \text{ A}$ ； Z_t 是电容 C_p 、 R_{eq} 和 L_{eq} 串联的总阻抗， $U_{DC} = 220 \text{ V}$ ，设开关管上升时间 $t_r = 2.5 \times 10^{-7} \text{ s}$ 。考虑到开关管导通初始上升速度最高，所以 $k_1 = 2.5$ 。则开关管的初始电流上升速度在工程中可采取如下方法近似计算。

$$i'_p(0) = \frac{k_1 I_{stm}}{t_r} \approx \frac{2.5 \times 52}{2.5 \times 10^{-7}} \approx 5.2 \times 10^8 \text{ (A/s)} \quad (12)$$

考虑到实际电路中存在着滤波电容、杂散电

容、滤波电感等^[22-23], 结合电路仿真结果, 对比式(10)和式(12)后, 将式(12)作为直接启动的初值来计算电流波形。

3) 对于软启动的电路, 当主电路的固态继电器断开, 假设与固态继电器并联的大电阻向变换器提供的微弱电压为 1 V, 则软启动条件下开关管的初始电流上升速度 $i'_{p_so}(0)$ 是直接启动条件的 1/220。

将式(12)的数值代入式(13)。

$$i'_{p_so}(0) = \frac{i'_p(0)}{220} \approx \frac{5.2 \times 10^8}{220} \approx 2.6 \times 10^6 \text{ (A/s)} \quad (13)$$

$$\mathcal{L}(i_p(t)) = \frac{8U_{DC}}{L_{eq}s^2 + R_{eq}s + \frac{1}{C_p}} \left[\frac{s}{\left(s^2 + \frac{4\pi^2}{T_1^2}\right)T_1} + \frac{s}{\left(s^2 + \frac{36\pi^2}{T_1^2}\right)T_1} + \frac{s}{\left(s^2 + \frac{100\pi^2}{T_1^2}\right)T_1} + \frac{s}{\left(s^2 + \frac{196\pi^2}{T_1^2}\right)T_1} + \frac{s}{\left(s^2 + \frac{324\pi^2}{T_1^2}\right)T_1} \right] + i_p(0) \cdot \frac{[L_{eq}s + R_{eq}]}{L_{eq}s^2 + R_{eq}s + \frac{1}{C_p}} + i'_p(0) \cdot \frac{L_{eq}}{L_{eq}s^2 + R_{eq}s + \frac{1}{C_p}} \quad (15)$$

式(15)中: 第 1 项是零状态响应, 是与初值无关的自由响应+强迫响应; 第 2 项+第 3 项是零输入响应, 是与初值有关的自由响应。对式(15)求拉氏逆变换, 并将 $i_p(0) = 50 \text{ A}$ 和 $i'_p(0) = 5.2 \times 10^8 \text{ (A/s)}$ 代入式中, 得到电流 i_p 的计算波形, 如图 6 所示。其中: 第 1 项是零状态响应, 零状态响应与初始值无关, 计算波形如图 6(a)所示; 第 2 项是与 $i_p(0)$ 有关的零输入响应, 计算波形如图 6(b)所示; 第 3 项是与 $i'_p(0)$ 有关的零输入响应, 将式(12)代入式中, 计算波形如图 6(c)所示。图 6(d)是第 1—3 项叠加得到的

对比式(4)、式(12)和式(13)可知, 虽然电流 i_p 的初值与激励源的幅值无直接关系, 但是激励源的幅值决定了 $i_p(0)$ 和 $i'_p(0)$ 。

3.2 采用拉普拉斯变换方法分析直接启动的原理

针对直接启动的电路, 取微分方程(4)右侧的激励源的前 5 项($n=1,3,5,7,9$), 得到式(14)。

$$i_p'' + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_p' + \frac{i_p}{C_p L_{eq}} = \frac{8U_{DC}}{T_1 L_{eq}} \sum_{n=1(\text{odd})}^9 \cos(n\omega_1 t) \quad (14)$$

对式(14)进行拉普拉斯变换, 可得式(15)。

总电流 i_p 波形图。其中, 第 3 项产生的零输入响应峰值超过 1 kA, 是启动冲击的关键因素。将图 6(a)分为与初值无关的自由响应和强迫响应的叠加, 如图 6(e)、图 6(f)所示。其中, 图 6(e)是与初值无关的自由响应, 图 6(f)是强迫响应。式(15)中: 分母中的多项式 $L_{eq}s^2 + R_{eq}s + 1/C_p$ 决定了齐次解; 分母中的多项式 $s^2T_1 + 4\pi^2/T_1$ 、 $s^2T_1 + 36\pi^2/T_1$ 、 $s^2T_1 + 100\pi^2/T_1$ 、 $s^2T_1 + 196\pi^2/T_1$ 、 $s^2T_1 + 324\pi^2/T_1$ 决定了特解对应的频率和波形。综上所述, 图 6(b)、图 6(c)、图 6(e)的叠加对应微分方程的齐次解, 图 6(f)对应特解^[21]。

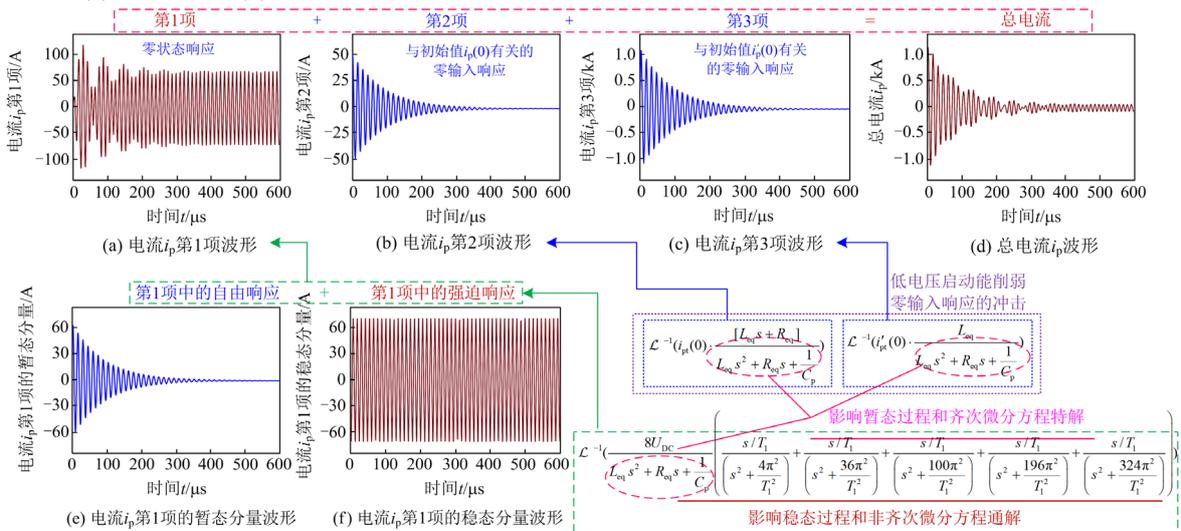


图 6 直接启动电路的电流 i_p 的计算波形

Fig. 6 Calculation waveform of current i_p for direct starting circuit

电流 i_p 的波德图如图 7 所示, 在 $f_1 < 200$ kHz 范围内, 电流 i_p 的幅值和相位保持稳定。

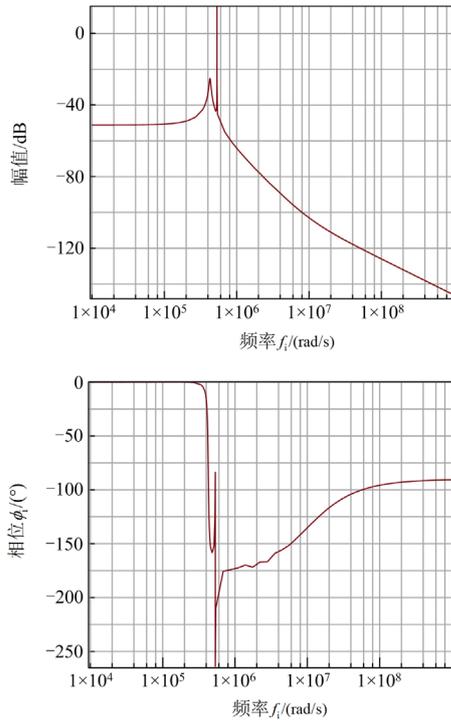


图 7 电流 i_p 的波德图

Fig. 7 Bode plot of current i_p

3.3 采用拉普拉斯变换方法分析软启动的原理

软启动方法的实质是采用分段阶跃的供电方法, 先向主电路提供微弱电压, 并且令驱动开关管的驱动电路启动斩波, 再向主电路提供正常电压, 按照此顺序在低电压下完成瞬态响应。根据上述计算结果, 在图 1 所示的电路中, 选取软启动暂态时间 $t_d \geq 1.2t_{dmin}$, 取 $t_d = 600 \mu s$ 。当 $0 \leq t < 600 \mu s$ 时, 固态继电器 T_1 不合闸, 电源经大电阻向电路提供微弱的直流电压; 当 $t \geq 600 \mu s$ 时, 固态继电器 T_1 闭合, 电源向电路正常供电。软启动过程示意图如图 8 所示。

在电路软启动前, 如果不确定启动阶段的负荷状态, 可以根据空载条件下的时间常数确定软启动时间。在电路工作中短时断电, 驱动开关管的辅助电源由于内部储能而持续运行数秒以上, 如果不采取任何措施, 在此期间恢复供电则电路再次进入直接启动状态。基于以上情况, 在电源短时断电前测量负荷特性, 计算时间常数 τ ; 当电源断电时, 控制器发出控制信号切断固态继电器 T_1 ; 当辅助电源依靠储能给控制器供电期间电源恢复供电时, 电路也需要重新进入软启动流程, 以避免启动过程中零输入响应对电路产生的冲击。

由式(14)结合分段供电的电源得到微分方程(16)。

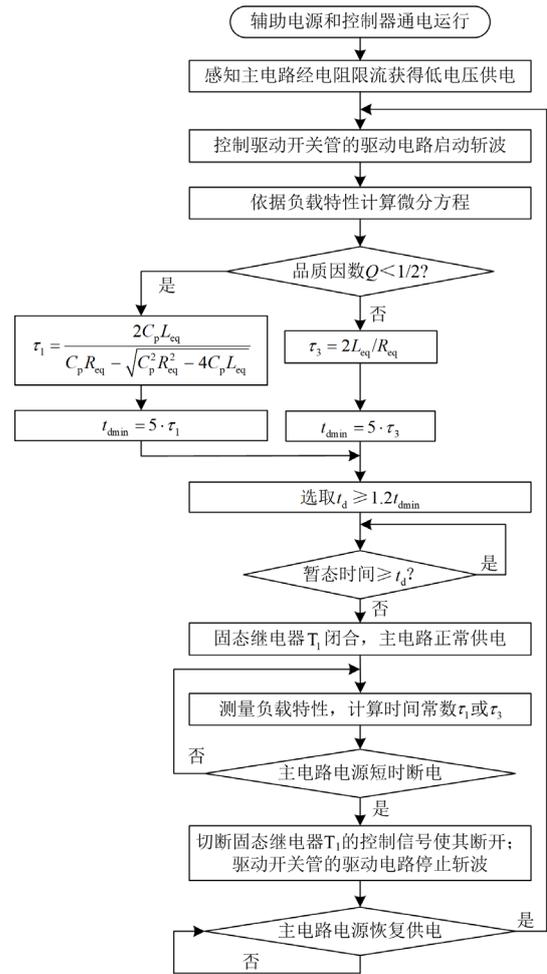


图 8 软启动过程示意图

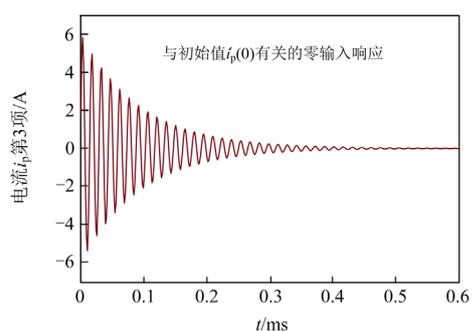
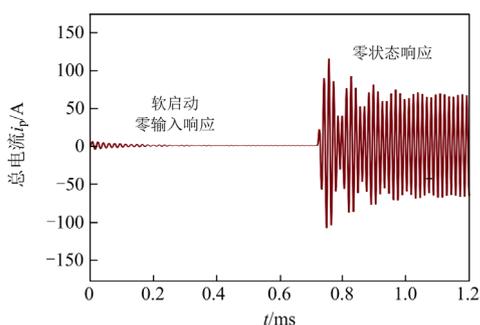
Fig. 8 Schematic diagram of soft start process

$$i_p'' + \frac{R_{eq}}{L_{eq}} \cdot i_p' + \frac{i_p}{C_p L_{eq}} = \frac{8}{T_1 L_{eq}} \sum_{n=1(\text{odd})}^9 \cos(n\omega_1 t) + u(t-0.006) \cdot \frac{8(U_{DC}-1)}{T_1 L_{eq}} \sum_{n=1(\text{odd})}^9 \cos(n\omega_1 t) \quad (16)$$

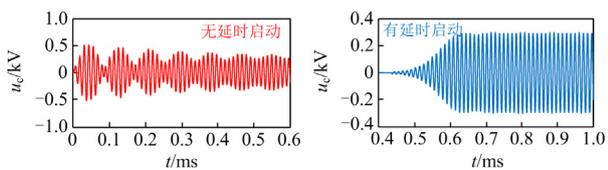
其中, $u(t-0.006)$ 表示延迟 0.006 s 的阶跃函数: 当 $t < 600 \mu s$ 时, $u(t-0.006) = 0$; 当 $t \geq 600 \mu s$ 时, $u(t-0.006) = 1$ 。

将初始值 $i_p(0) = 0$ A 和式(13)得到的初始值 $i_p'(0) = 2.6 \times 10^6$ A/s 代入式(16), 得到微分方程(16)的波形, 如图 9 所示。

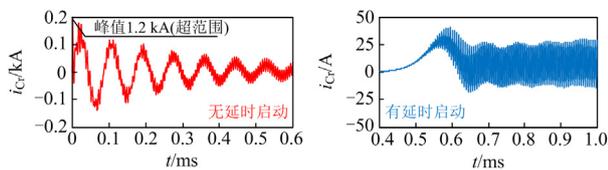
对比图 6(d)和图 9(b)可知, 软启动能有效减小零输入响应(电源电流 i_p 第 2 项(与 $i_p(0)$ 有关)和第 3 项(与初始值 $i_p'(0)$ 有关))对电路产生的冲击, 使电路的零输入响应峰值电流下降大约 200 倍。软启动阶段的零输入响应峰值低是开关管能工作在软开关条件的关键因素。

(a) 电流 i_p 第3项波形(b) 总电流 i_p 波形图9 软启动电路的电流 i_p 的计算波形Fig. 9 Calculation waveform of current i_p in soft start circuit

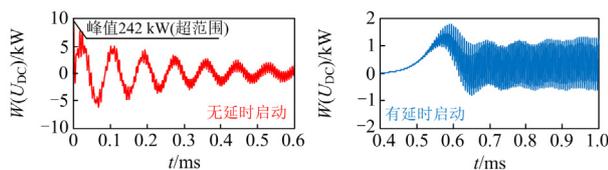
根据图5所示的电路原理图搭建详细的电路仿真图, 得到无延时启动(直接启动)和有延时启动(软启动)的电路参数的仿真结果, 如图10所示。因为仿真波形与完全解对应, 所以在启动阶段有低频振荡衰减(由齐次解产生)和高频等幅振荡(由非齐次微分方程特解产生)两种波形叠加。



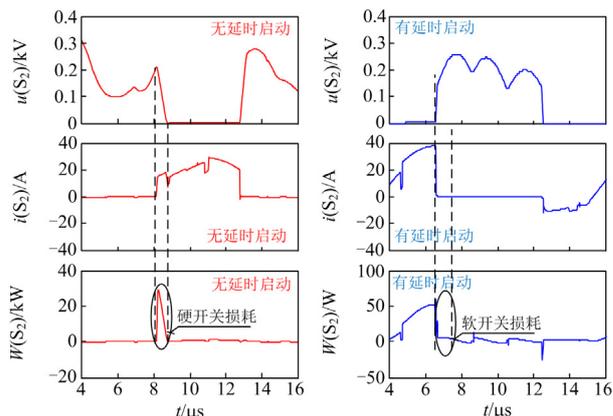
(a) 电容电压对比



(b) 电源电流对比



(c) 电源功率对比



(d) 开关管电压、电流、功率对比

图10 直接启动和软启动的电路参数仿真结果

Fig. 10 Simulation results of circuit parameters with soft start and without direct start

图10(a)表明, 无延时启动的电路, 电容电压 u_c 的峰值 u_{cm} 可达到稳态峰值的两倍, 启动暂态振荡频率远低于开关频率 f_i ; 有延时启动的电路, 电容电压峰值 u_{cm} 由小到大逐渐上升并趋于稳定。

图10(b)、图10(c)表明, 无延时启动的电路电源电流峰值 i_{Cr} 、输出功率可达到稳态峰值的数百倍以上; 有延时启动的电路, 电源电流峰值 i_{Cr} 、输出功率启动平稳。

图10(d)表明, 无延时启动的电路在启动过程中开关管至少出现1次硬开关状态, 有延时启动的电路在启动过程中开关管能始终在软开关状态运行。

4 实验分析

在大功率电路中直接启动时出现的单次硬开关状态易导致开关管击穿^[24-25]。在非接触功率传输系统供电直接启动过程中, 直流电源出现高低功率切换或保护断路器动作的现象^[26-27]。如果选用额定电流比稳态电流高出数倍的开关管, 并设计良好的散热结构, 启动时虽然承受单次硬开关冲击电流, 但是会老化^[28-29]。实验电路如图11所示。

启动电阻 R_1 的范围取决于逆变器并联电容量和电源电压。当逆变器电源电压为 220 V、逆变器并联电容为 0.1 μF 时, 启动电阻 R_1 范围在 1~100 $\text{k}\Omega$ 之间较为合适, 推荐参数如表1所示。当固态继电器断开时, 电源电压决定 R_1 的导通能耗; 电源还能向逆变器的并联电容充电。在实际的电路中, 电源侧通常串联微小的电感以提高电路的稳定性。

本文选用的是 MGR-1DD220D25 型固态继电器, 其延时闭合时间为 2~3 ms, 导通时间为 0.5~

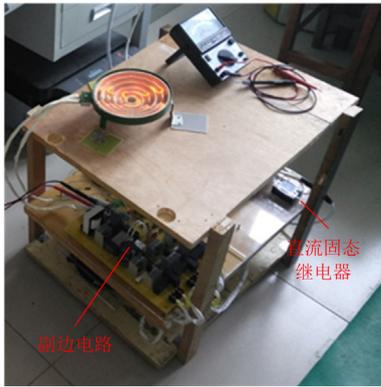


图 11 三相 LCC 非接触功率传输系统

Fig. 11 Three-phase LCC wireless power transfer system

表 1 启动电阻推荐参数

Table 1 Recommended parameters for starting resistance

启动电阻 $R_1/k\Omega$	逆变器 并联电容/ μF	逆变器电源电压 U_{DC}/V
1~4.7	1~100	220
1~100	0.1~1	220
1~100	0.01~0.1	220
1~1000	<0.1	220

1 ms。如果大批量生产，可以选用低导通电阻的 IGBT 等开关器件代替固态继电器。因为固态继电器或替代固态继电器的开关器件延迟时间从几十纳秒到几毫秒不等，而软启动要确保低电压供电时间最短，所以固态继电器的延迟时间不作为计算延迟时间的依据。

软启动电路的实验波形如图 12 所示(在提取波形的基础上将启动时间归零处理)。图 12(a)、图 12(b)分别是当 $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ 、 $100\text{ k}\Omega$ 时电容 C_{p31} 的启动电压 u_c 波形；图 12(c)、图 12(d)分别是当 $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ 、 $100\text{ k}\Omega$ 时的启动电流 i_{C_r} 波形，从图中可知，电源电流未出现较大的峰值；图 12(e)、图 12(f)分别是当 $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ 、 $100\text{ k}\Omega$ 时固态继电器启动电压 $u(T_1)$ 的波形。实验结果表明，本文提出的软启动方法可以有效减小零输入响应峰值，因此能消除上电期间的单次硬开关现象，使电路可靠性显著提升。

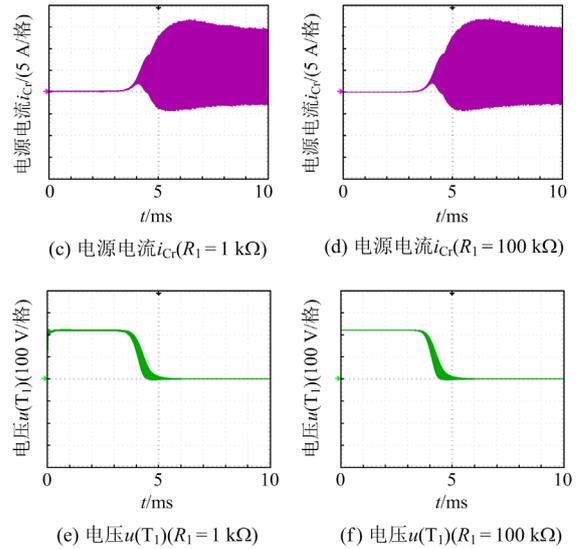
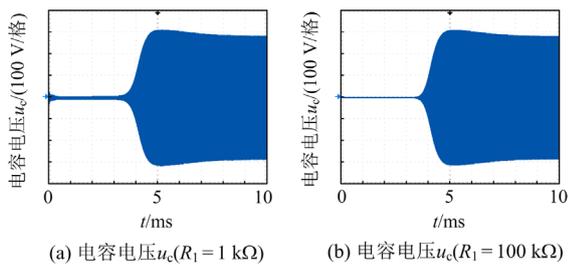


图 12 软启动电路的实验波形

Fig. 12 Experimental waveform of soft start circuit

正常和老化开关管的电压实验对比波形如图 13 所示。图 13(a)是正常的开关管电压波形，其上升沿和下降沿陡峭。图 13(b)是在重复性实验中老化的开关管电压波形，其上升沿和下降沿时间长，继续使用最终会导致开关管完全击穿。

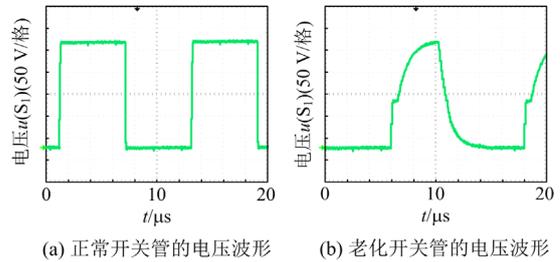


图 13 实验对比波形

Fig. 13 Experimental comparison waveform

5 结论

本文提出的软启动方法是在固态继电器闭合前，依靠与固态继电器并联的大电阻向主电路提供超低电压，控制开关管通断的控制电路独立供电并正常运行。然后依据暂态过程的计算时间确定闭合主电路固态继电器的时间，从而实现软启动过程。

1) 根据微分方程的齐次解结构的不同，用对应的计算公式确定时间常数，以此作为计算软启动暂态持续时间的依据。

2) 虽然非接触功率传输系统等效电路的微分方程的齐次解与电源激励无直接关系，但是微分方程初值与激励存在相关性。

3) 针对由电路建模得到的微分方程求拉普拉

斯变换和逆变换, 分别计算得到直接启动方法和热启动方法的零输入响应和零状态响应波形, 以图形分解的方式分析了零输入响应和零状态响应可分段实现的原理。

4) 在电路工作中短时断电, 驱动开关管的辅助电源由于内部储能而持续运行, 如果不采取任何措施, 在此期间恢复供电, 电路再次进入直接启动状态, 因此电路短时断电也要重新进入软启动流程。需要注意的是, 直流固态继电器的开关器件以晶闸管为主, 其分断条件严苛, 分段时间较长, 重新进入软启动流程必须在固态继电器分断后进行。

参考文献

- [1] 吴维鑫, 张钟艺, 肖晓森, 等. 基于时域分析的 CLLC 谐振变换器参数优化设计[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(14): 139-151.
WU Weixin, ZHANG Zhongyi, XIAO Xiaosen, et al. Parameter optimization design of a CLLC resonant converter based on time domain analysis[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(14): 139-151.
- [2] 王思明, 郑浩. 用于全向无线电能传输的两种磁矢量控制方式对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(12): 109-121.
WANG Siming, ZHENG Hao. Comparative analysis of two magnetic vector control methods for omnidirectional wireless power transmission[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(12): 109-121.
- [3] 孙标广, 李静争, 邓旭哲. 双重移相控制下的双向全桥 DC-DC 变换器最小电流应力分段优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(20): 107-118.
SUN Biaoguang, LI Jingzheng, DENG Xuzhe. Optimal control of minimum current stress in a dual-active-bridge DC-DC converter under dual phase shift control[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(20): 107-118.
- [4] 蒋昭, 赵晋斌, 张俊伟, 等. 基于 DS-LCC 拓扑抗偏移性的建模与优化[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(15): 99-108.
JIANG Zhao, ZHAO Jinbin, ZHANG Junwei, et al. Modeling and optimization of anti-offset based on DS-LCC topology[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(15): 99-108.
- [5] 周成虎, 黄明明, 高振东, 等. 三相 LCL/P 补偿无线充电系统设计与建模分析[J]. 中国测试, 2022, 48(8): 86-93.
ZHOU Chenghu, HUANG Mingming, GAO Zhendong, et al. Design and modeling analysis of three-phase LCL/P compensation wireless charging system[J]. China Measurement & Test, 2022, 48(8): 86-93.
- [6] 李欣, 徐积强. 基于混杂自动机的双向 ICPT 系统建模及控制[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(4): 107-113.
- [7] LI Xin, XU Jiqiang. Modeling and control of bidirectional ICPT systems based on hybrid automata[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(4): 107-113.
- [8] LI H C, FANG J Y, CHEN S X, et al. Pulse density modulation for maximum efficiency point tracking of wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5492-5501.
- [9] 田勇, 冯华逸, 田劲东, 等. 电动汽车动态无线充电系统输出电流模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(9): 2310-2322, 2447.
TIAN Yong, FENG Huayi, TIAN Jindong, et al. Model predictive control for output current of electric vehicle dynamic wireless charging systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(9): 2310-2322, 2447.
- [10] 戴欣, 夏梓壹, 犹安红. 多激励端 WPT 系统基于模型逆的输出控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7319-7331.
DAI Xin, XIA Ziyi, YOU Anhong. Model inverse based output control of the multi-excitation-unit WPT system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7319-7331.
- [11] 赵靖英, 张振远, 张珂. 基于 H_∞ 非线性控制器的电动汽车无线充电系统的副边控制设计与参数优化[J]. 电工技术学报, 2022, 37(3): 566-577.
ZHAO Jingying, ZHANG Zhenyuan, ZHANG Ke. Control design and parameter optimization on secondary side of electric vehicle wireless charging system based on H_∞ nonlinear controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(3): 566-577.
- [12] 郭彦杰, 张玉旺, 王丽芳, 等. 无线电能传输系统接收端多参数联合辨识[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(20): 7403-7415.
GUO Yanjie, ZHANG Yuwang, WANG Lifang, et al. Joint identification of multiple parameters at the receiving end of wireless energy transmission systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20): 7403-7415.
- [13] 张波, 荣超, 江彦伟, 等. 分数阶无线电能传输机理的提出及研究进展[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(4): 197-207.
ZHANG Bo, RONG Chao, JIANG Yanwei, et al. Joint identification of multiple parameters in the secondary side of wireless power transfer systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(4): 197-207.
- [14] AROUDI E A, BENADERO L, PONCE E, et al. Nonlinear dynamic modeling and analysis of self-oscillating H-bridge parallel resonant converter under zero current switching control: unveiling coexistence of attractors[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 64(2): 1657-1667.

- coexistence of multiple limit cycles in H-bridge wireless power transfer systems with zero current switching control[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems, I. Regular Papers*, 2020, 67(5): 1729-1739.
- [15] 周成虎, 黄明明, 汪涛, 等. 三相 LCC 无线充电系统变频软开关能效优化研究[J]. *重庆理工大学学报(自然科学)*, 2023, 37(3): 230-241.
ZHOU Chenghu, HUANG Mingming, WANG Tao, et al. Study on energy efficiency optimization of the variable frequency soft switch for three-phase LCC wireless charging system[J]. *Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science)*, 2023, 37(3): 230-241.
- [16] 周成虎, 张洋, 高有进, 等. 非接触供电系统拓扑结构优化及频率匹配方法: 中国, 2023102324004[P]. 2023-06-23.
ZHOU Chenghu, ZHANG Yang, GAO Youjin, et al. Topological structure optimization and frequency matching method for contactless power supply systems: China, 2023102324004[P]. 2023-06-23.
- [17] 徐驰, 王宇翔, 顾云杰, 等. 大电压比双向变流器的软启动策略[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(6): 155-161.
XU Chi, WANG Yuxiang, GU Yunjie, et al. Soft start-up control strategies of bi-directional converter with high voltage ratio[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(6): 155-161.
- [18] 周成虎, 高金峰, 黄明明, 等. ICPT 电路全系统模型与测试验证研究[J]. *中国测试*, 2023, 49(3): 25-34.
ZHOU Chenghu, GAO Jinfeng, HUANG Mingming, et al. Research on the whole system model and test verification of ICPT circuit[J]. *China Measurement & Test*, 2023, 49(3): 25-34.
- [19] EDWARDS C H, PENNEY D E. *Elementary differential equations with boundary value problems*[M]. New Jersey: Prentice Hall, 2017.
- [20] JORDAN D W, SMITH P. *Nonlinear ordinary differential equations*[M]. New York: Oxford University Press, 2007.
- [21] 杨叔子, 杨克冲. *机械工程控制基础*[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2011.
- [22] LUO Z, ZHAO Y, XIONG M, et al. A self-tuning LCC/LCC system based on switch-controlled capacitors for constant-power wireless electric vehicle charging[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(1): 709-720.
- [23] JIANG M, CHEN C, JIA S, et al. An asymmetrical pulse width modulation with even harmonics for bidirectional inductive power transfer under light load conditions[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(9): 8939-8948.
- [24] 杨继鑫, 史黎明, 殷正刚, 等. 感应电能传输系统多并联拾取模块电流和输出功率均衡方法[J]. *电力系统自动化*, 2024, 48(5): 120-127.
YANG Jixin, SHI Liming, YIN Zhenggang, et al. Current and output power balancing method for multiple parallel pickup modules in inductive power transfer system[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2024, 48(5): 120-127.
- [25] 李建坡, 李烁, 王一钧, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输技术研究综述[J]. *电测与仪表*, 2024, 61(8): 1-11.
LI Jianpo, LI Shuo, WANG Yijun, et al. Review on magnetic coupling resonant type wireless power transmission technology[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2024, 61(8): 1-11.
- [26] 魏金成, 廖师师, 邱晓初, 等. 谐振式无线电能传输系统恒功率输出特性研究[J]. *电力工程技术*, 2022, 41(3): 231-236.
WEI Jincheng, LIAO Shishi, QIU Xiaochu, et al. Constant power output characteristics of resonant wireless power transmission system[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2022, 41(3): 231-236.
- [27] 娄奇鹤, 李荣盛, 谭捷, 等. 基于卷积神经网络的暂稳极限功率计算[J]. *中国电力*, 2024, 57(4): 211-219.
LOU Qihe, LI Rongsheng, TAN Jie, et al. Calculation of transient stability limit based on convolutional neural network[J]. *Electric Power*, 2024, 57(4): 211-219.
- [28] 刘秀兰, 陈熙, 张倩, 等. 充电桩充电模块功率器件故障诊断研究综述[J]. *高压电器*, 2024, 60(7): 191-200.
LIU Xiulan, CHEN Xi, ZHANG Qian, et al. Review of power device fault diagnosis for charging module of charging pile[J]. *High Voltage Apparatus*, 2024, 60(7): 191-200.
- [29] 骆强, 胥飞. 电动汽车无线充电系统中弯道互感优化研究[J]. *电测与仪表*, 2024, 61(1): 91-98.
LUO Qiang, XU Fei. Research on the optimization of bend mutual inductance in electric vehicle wireless charging system[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2024, 61(1): 91-98.

收稿日期: 2023-12-28; 修回日期: 2024-07-22

作者简介:

周成虎(1973—), 男, 硕士, 教授, 研究方向为非接触功率传输技术; E-mail: zzuzhou@163.com

唐征宇(1994—), 女, 通信作者, 硕士, 研究方向为电子信息与通信、信号检测; E-mail: 735763030@qq.com

黄全振(1979—), 男, 博士, 教授, 研究方向为先进智能控制、智能电网技术等。E-mail: huangquanzhen666@126.com

(编辑 姜新丽)