

基于CLLLC谐振变换器的滑模控制策略

胡凡域

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2024年12月24日; 录用日期: 2025年1月17日; 发布日期: 2025年1月24日

摘要

针对CLLLC谐振变换器提出了一种基于指数趋近率的滑模控制策略。首先通过扫频法进行数学建模, 改善了传统建模精确性不足的问题。其次提出了一种基于指数趋近率的优化滑模控制(sliding mode control, SMC)策略, 结合变频控制实时追踪最佳频率点, 实现了软开关, 改善了传统PI控制存在的电压超调量大、动态响应慢、切换负载能力弱的问题。最后搭建了实验平台, 通过Matlab/Simulink仿真和实验证明了指数趋近SMC策略的有效性。

关键词

谐振变换器, 滑模控制, 变频控制

Sliding Mode Control Strategy Based on CLLLC Resonant Converter

Fanyu Hu

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Dec. 24th, 2024; accepted: Jan. 17th, 2025; published: Jan. 24th, 2025

Abstract

A sliding mode control strategy based on exponential reaching rate is proposed for CLLLC resonant converter. Firstly, the mathematical modeling is carried out by sweeping frequency method, which improves the problem that the accuracy of traditional modeling is insufficient. Secondly, an optimal sliding mode control (SMC) strategy based on exponential reach rate is proposed, which combines frequency conversion control to track the best frequency point in real time, and realizes soft switching, which improves the problems of large voltage overjump, slow dynamic response and weak load switching ability of traditional PI control. Finally, an experimental platform is built, and the effectiveness of exponential approach SMC strategy is proved by Matlab/Simulink simulation and experiments.

Keywords

Resonant Converter, Sliding Mode Control, Frequency Conversion Control

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

为了解决传统机动车带来的环境污染、能源危机等问题，双向 DC/DC 变换器在电动汽车领域有着广泛的应用[1]。CLLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器在变压器原副边都引入了对称谐振网络，解决了传统 LLC 变换器反向运行不能升压，双向不对称导致控制复杂等问题。具有功率密度高、软开关范围宽等优点，在高压、高频、大功率场合应用具有很大优势[2] [3]。

由于 CLLLC 谐振变换器的数学模型复杂，导致控制器参数难以设计，在面对负载切换的情况，其动态性能在传统的 PI 控制下也略显不足。文献[4]提出了一种变频控制方法，将输出侧开关作为二极管使用，使其运行特性类似 LLC 谐振变换器，具有较高效率，但难以实现能量传输的快速、平滑切换。文献[5]提出一种同步 PWM 控制方法，保持原副边中点电压相位一致，调节电压脉冲宽度，实现功率快速、平滑切换的能力，但开关管应力较大且难以实现软开关。CLLLC 谐振变换器轻载情况下的效率下降，需结合其它方式进行控制[6]。如今已经有许多研究将滑模控制器运用到谐振变换器中，文献[7]提出了一种离散脉冲频率调制方式，将滑模变结构控制应用于 LLC 谐振变换器，增强了系统的鲁棒性和动态性能。文献[8]提出了一种反步滑模协调抖振抑制策略应用于 LLC 谐振变换器上，减小了稳态时的抖振幅值。

本文针对上述 CLLLC 谐振变换器存在的一些问题，提出了一种基于低阶等效模型的滑模控制算法。首先，通过小信号扫频的方法拟合出 CLLLC 谐振变换器的低阶等效模型，其次基于低阶等效模型设计出一种基于指数趋近率的滑模控制策略，增强了系统的稳定性与动态性能，对现有 CLLLC 谐振变换器的控制策略进行了优化。

2. 变换器拓扑与等效建模

2.1. CLLLC 谐振变换器拓扑结构

CLLLC 谐振变换器的电路拓扑结构如图 1 所示，其中 Q_1 - Q_8 为电路中的 8 个开关管； D_1 - D_8 为其体二极管， C_{IN} 和 C_{OUT} 分别为输入、输出侧的滤波电容； L_m 为变压器的励磁电感；变压器变比为 $n:1$ ； L_{r1} 和 L_{r2} 分别为原边侧和副边侧的谐振电感； C_{r1} 和 C_{r2} 分别为原边侧和副边侧的谐振电容； U_1 和 U_2 分别为输入输出电压。该变换器正反向时结构对称，此处只分析正向工作原理。

CLLLC 谐振变换器一共有两个谐振频率，一个是串联谐振频率 f_{r1} ，该频率由元件 L_{r1} 、 C_{r1} 谐振获得，此时 L_m 被输出电压钳位，另一个是并联谐振频率 f_{r2} ，由元件 L_{r1} 、 C_{r1} 和变压器励磁电感 L_m 谐振获得的，两个谐振频率如公式(1)所示。

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \quad (1)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{r1} + L_m)C_{r1}}} \quad (2)$$

一般的开关变换器通过调制占空比来进行控制，谐振变换器采用了脉冲频率调制技术(PFM)的控制策略，即调制信号的频率根据输入信号的幅值进行变换，此时占空比保持不变(占空比一般设置为 50%)。

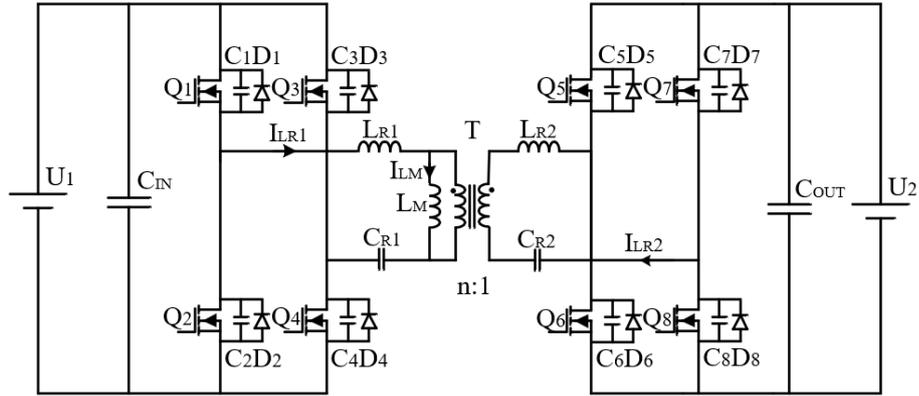


Figure 1. Circuit topology of CLLLC resonant converter
图 1. CLLLC 谐振变换器拓扑

2.2. 低阶等效模型

基于扩展函数描述法推导出来的小信号模型是一个阶数高达 9 阶的传递函数[9]，其原因是因为 CLLLC 谐振变换器需要由多个电感、电容所构成，增加了阶数。高阶使得对应的控制计算复杂度极大的增加，不利于设计控制器，因此需要对小信号模型进行降阶，找出一个低阶且拟合度较高的等效模型以便设计控制器。

扫频法作为目前已有有很多研究的方法，已经被应用于谐振变换器的模型等效计算，目前多使用 Matlab/Simulink 环境进行扫频，根据电路模型对不同频率响应的计算给出小信号扰动的伯德图，然后用低阶传递函数来拟合出等效模型。

CLLLC 谐振变换器主电路参数见表 1，在 Matlab 软件的 Simulink 环境中搭建仿真电路对模型进行验证，向系统控制输入端的驱动信号加入交流小信号扰动，设定扰动量的幅值为实际控制量的 5%，在响应频率点计算输出电压的响应扰动幅值和相位增益。在 Matlab 中拟合传递函数的阶数应设置为二阶，扫频得到的拟合低阶传递函数形式为：

$$G(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{c_o}{s^2 + a_1s + a_0} \tag{3}$$

式中 $c_o = -1.613 \times 10^9$, $a_o = 3.445 \times 10^7$, $a_1 = 5101$ 。

Table 1. System resulting data of standard experiment
表 1. 标准试验系统结果数据

参数	数值	参数	数值
$L_{r1}/\mu\text{H}$	11.3	$L_m/\mu\text{H}$	56.44
$L_{r2}/\mu\text{H}$	5.85	n	25/18
C_{r1}/nF	224	f_r/kHz	100
C_{r2}/nF	433	f_s/kHz	80~140
$C_o/\mu\text{F}$	220	R_L/Ω	36

图2展示了扫频点集合、EDF等效模型和低阶拟合等效模型的伯德图曲线。由图中得出扫频点集合和拟合低阶等效模型的幅频特性基本一致，中低频段比EDF的拟合效果更好，相频特性在kHz的高频处有一定误差。而在实际电源系统中，谐振变换器一般工作在欠谐振区域以防止进入过谐振区域对电源造成不可逆的伤害，因此正常工作于除高频段之外的区域，低阶等效模型在kHz高频段的误差几乎不会对CLLLC谐振变换器正常运行的动态性能造成影响[10]。

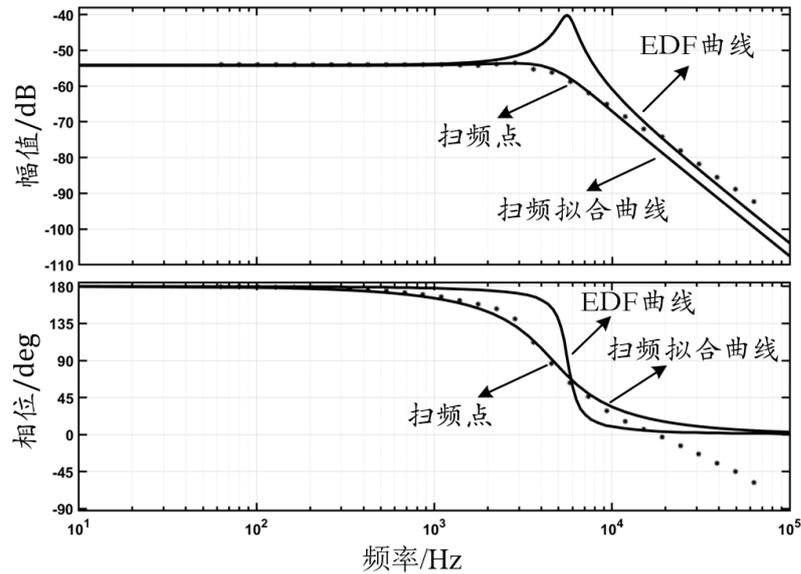


Figure 2. Comparison of Bode chart between frequency sweeping and EDF
图2. 扫频法与EDF的波德图对比

3. SMC 策略

3.1. SMC 控制策略设计

基于上文中的扫频拟合等效模型，将CLLLC谐振变换器考虑为二阶系统，假设如下：

$$\dot{u}_{o1} = u_{o2} \quad (4)$$

$$\dot{u}_{o2} = -b_1 \dot{u}_{o1} - b_2 u_{o1} + a_1 u \quad (5)$$

在式中， $u \in R$ 和 $y = u_{o1} \in R$ 为被控对象的控制输入和测量输出；

则可以推出：

$$\dot{s} = \ddot{e} + c\dot{e} = (c - b_1)\dot{u}_{o1} - b_2 u_{o1} + a_1 u \quad (6)$$

式中， $c > 0$ 。

引入指数趋近率，并设计控制器为：

$$u = \frac{-(c - b_1)\dot{u}_{o1} + b_2 u_{o1} - \eta \operatorname{sgn}(s) - ks}{a_1} \quad (7)$$

控制量为继电器形式。

选定 $V = s^2/2$ 作为 Lyapunov 函数，可推出

$$\dot{V} = s\dot{s} = s[-\eta \operatorname{sgn}(s) - ks] = -\eta|s| - ks^2 \leq 0 \quad (8)$$

由此可知，设计的指数趋近率的滑模控制器可以满足到达条件，同时保证了控制系统的稳定性。进一步的，假定 CLLLC 谐振变换器的系统为式

$$G_{vf}(s) = \frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{f}_s(s)} = \frac{c_0}{s^2 + a_1s + a_0} \tag{9}$$

代入上述滑模控制器可得

$$u = \frac{-(c - a_1)\dot{u}_{o1} + a_2u_{o1} - \eta \operatorname{sgn}(s) - ks}{c_0} \tag{10}$$

3.2. 基于准滑动模态控制优化

理想的滑动模态在实际中并不存在，而现实中的滑动模态控制常常伴随着抖振现象，这是影响滑动模态控制广泛应用的主要障碍。

在边界层内，准滑动模态不受滑动模态存在条件的限制，因此不需要在切换面上执行控制结构的变换。它可以是在边界层上进行结构变换的控制系统，也可以是根本不进行结构变换的连续状态反馈控制系统。准滑动模态控制通过这种实现上的差异，从根本上避免或减弱了抖振的发生，因此在实际应用中得到了广泛的应用。

在这里采用一种常用的方法，用饱和函数 $\operatorname{sat}(s)$ 代替理想滑动模态中的符号函数 $\operatorname{sgn}(s)$ 。

$$u = \frac{-(c - a_1)\dot{u}_{o1} + a_2u_{o1} - \eta \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\epsilon}\right) - ks}{c_0} \tag{11}$$

$$\operatorname{sat}(y) = \begin{cases} y, & |y| \leq 1 \\ \operatorname{sign}(y), & |y| > 1 \end{cases} \tag{12}$$

为了提高精度，应选择尽可能小的 ϵ ，但是当有时间延迟或者未建模的快速动力学因素时 ϵ 太小会引发抖动。

3.3. SMC 控制器方案

这里提出一种 SMC 控制器方案，基于上述分析设计滑模控制器以追踪最佳频率点，通过 PFM 调制生成占空比均为 0.5 的驱动信号。图 3 为 SMC 控制策略框图。

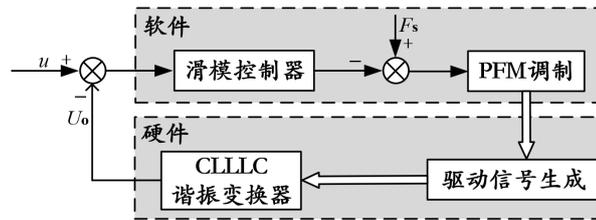


Figure 3. Sliding mode control strategy block
图 3. 滑模控制策略框图

4. SMC 控制策略仿真实验

4.1. 稳态仿真

为了验证本文的滑模控制算法，对 CLLLC 谐振变换器的传统滑模控制、准滑动模态滑模控制以及 PI

控制进行对比仿真。

图 4 为上述三种控制趋于稳态的仿真，可以看出 PI 控制器的超调量达到了约 2.8 V 左右，而两种滑模控制的超调量均为 0.9 V 左右，且趋于稳态的时间远小于 PI 控制，传统滑模控制器稳态时有 0.2 V 左右的抖振现象，而准滑模控制器很好地抑制了系统固有抖振，这是因为能够在控制系统状态变量运行轨迹期望的某个区域内实现切换运动，而不需要在滑模面上实现。

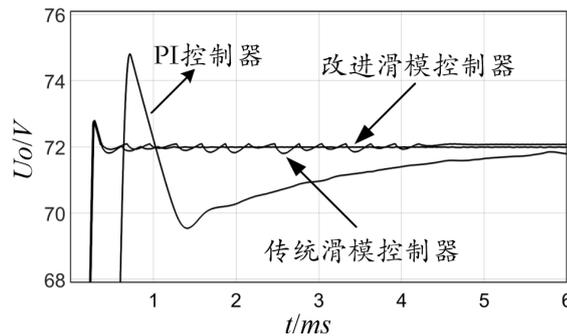


Figure 4. Control comparison chart

图 4. 控制对比图

图 5 为 CLLLC 谐振变换器正向运行的仿真图，其中 V_{gs} 为原边开关管 Q_1 的驱动信号波形， V_{ds} 为开关管 Q_1 的漏源电压波形， i_m 为原边侧励磁电感电流波形， i_{Lr1} 为原边谐振电流波形。

通过仿真波形可知，开关管 Q_1 漏源电压 V_{ds} 降为 0 后，驱动信号 V_{gs} 才产生高电平，实现了对一次侧开关管的 ZVS。同时驱动信号为低电平时，原边侧励磁电感电流 i_m 已经等于原边谐振电流 i_{Lr1} ，这意味着二次侧二极管电流 i_{D5} 已经提前降为 0，实现了二次侧二极管的 ZCS。

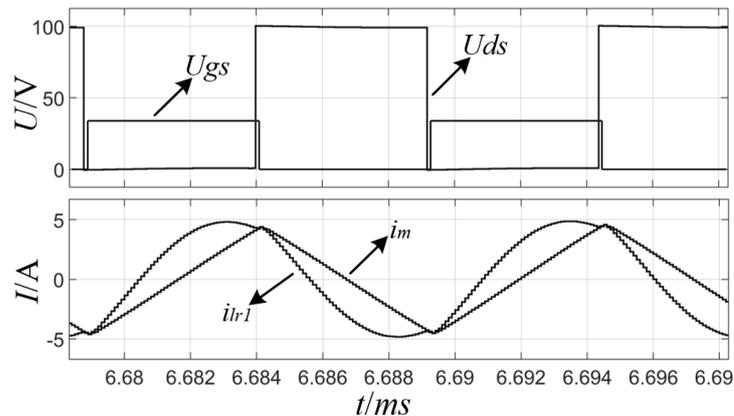


Figure 5. Simulation waveform under steady state operation

图 5. 稳态工作下的仿真波形

4.2. 输出突变仿真

图 6 为输出突变下实验波形，稳态输出从 72 V 降低到 64 V 时，PI 和 SMC 切换电压的时间分别为 9 ms 和 0.9 ms，稳态输出从 64 V 增加到 72 V 时，PI 和 SMC 切换电压的时间分别为 8.4 ms 和 0.3 ms，此时 SMC 有一点超调现象。可以看出，无论是升压还是降压，SMC 控制算法和传统 PI 控制算法都可以让输出电压 V_o 跟踪电压参考值 V_{ref} ，但 PI 控制的动态响应时间是 SMC 控制的数倍之多。

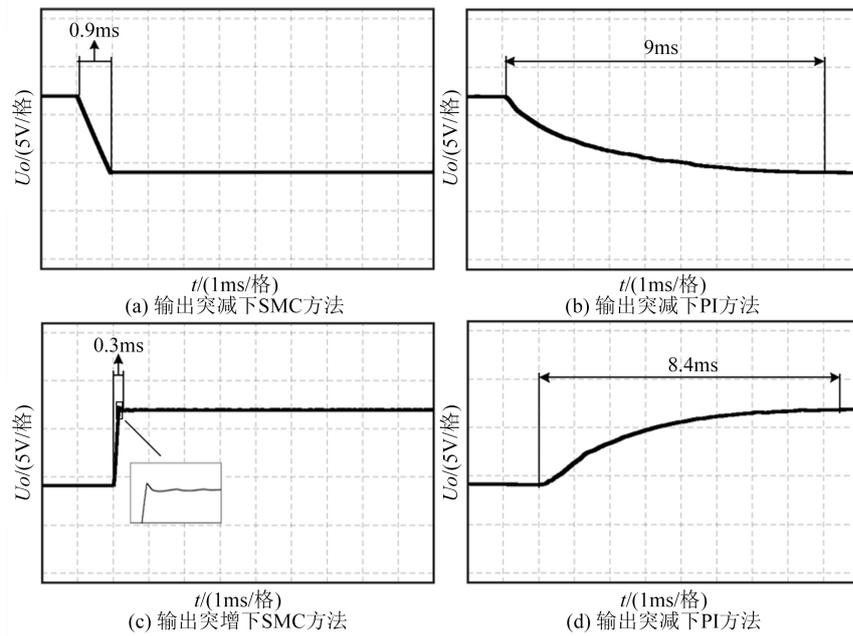


Figure 6. Simulation waveform under steady state operation
图 6. 稳态工作下的仿真波形

4.3. 负载突变仿真

负载突变下实验波形见图 7，稳态负载从 1 A 增加到 2 A 时，PI 和 SMC 切换电压的时间分别为 4 ms 和 3.8 ms 且波动电压分别为 1700 mV 和 1400 mV，稳态负载从 2 A 减小到 1 A 时，PI 和 SMC 切换电压的时间分别为 4.3 ms 和 1.5 ms 且波动电压分别为 1800 mV 和 800 mV。可以看出，无论是加载还是减载，SMC 控制算法和 PI 控制算法都可以在负载切换的情况下稳定输出电压，具有一定的抗干扰的能力，但 SMC 控制的切换时间和波动均小于 PI 控制，具有更好的性能。

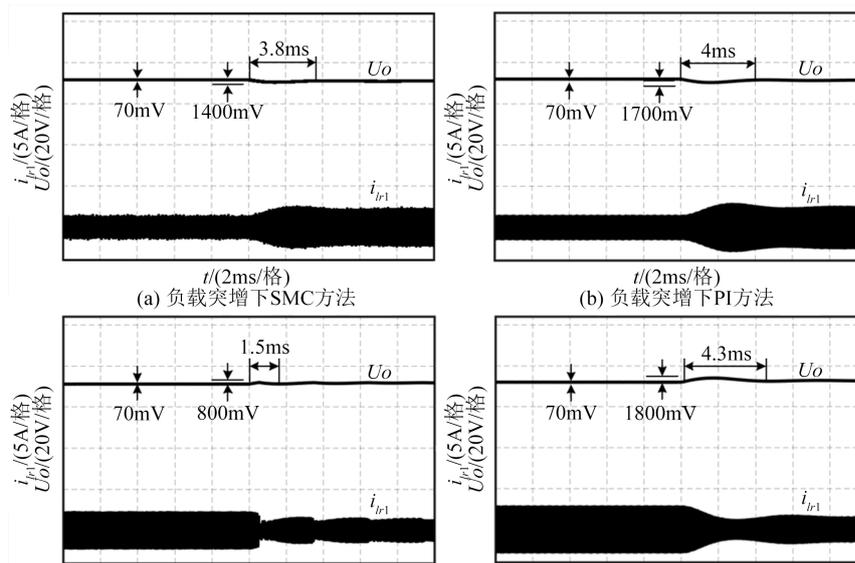


Figure 7. Simulation waveform under steady state operation
图 7. 稳态工作下的仿真波形

5. 结论

本文通过扫频法对 CLLLC 谐振变换器进行建模, 提出一种基于指数趋近率的改进滑模控制策略, 抑制了控制系统的固有抖振现象, 在实现软开关的基础上优化了 CLLLC 谐振变换器的稳态性能和达到稳态的能力, 同时优化了实际工况下输出和负载突变时的动态性能。最后通过仿真和实验证明了所提控制策略的正确性和可行性。

参考文献

- [1] 郭熠. 电动汽车双向 DC/DC 变换器的研究[D]: [硕士学位论文]. 天津: 天津大学, 2004.
- [2] 王帅. CLLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器研究[D]: [硕士学位论文]. 北京: 北京交通大学, 2021.
- [3] Costinett, D., Maksimovic, D. and Zane, R. (2013) Design and Control for High Efficiency in High Step-Down Dual Active Bridge Converters Operating at High Switching Frequency. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**, 3931-3940. <https://doi.org/10.1109/tpel.2012.2228237>
- [4] Deng, Q., He, Y., Lei, C. and Liu, J. (2020) Research on CLLLC Bi-Directional Resonant Based on Time-Domain Analysis. 2020 *IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS)*, Jinan, 4-6 December 2020, 724-729. <https://doi.org/10.1109/scems48876.2020.9352422>
- [5] 李舒成, 刘邦银, 姜庆, 等. 基于同步 PWM 控制的双向 CLLLC 谐振型直流变换器运行特性分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S2): 543-552.
- [6] 陈启超. CLLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器若干关键问题研究[D]: [博士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [7] Lei, H., Huizhuo, M., Xingyu, C. and Kang, Z. (2021) Research on CLLLC Resonant Bidirectional DC-DC Converter. *Journal of Physics: Conference Series*, **1993**, Article 012012. <https://doi.org/10.1088/1742-6596/1993/1/012012>
- [8] 詹昕明. 双向 CLLLC 谐振变换器优化建模与设计方法研究[D]: [硕士学位论文]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2022.
- [9] 吴蒙, 于新红, 汪凤翔, 等. CLLLC 谐振式变换器的广义预测控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2021, 33(11): 90-96.
- [10] 龚思成. 双向 CLLLC 谐振变换器研究[D]: [硕士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.