

LC 串联谐振充电系统环流对充电速率影响机理研究

史铎林¹, 关晓存¹, 吴宝奇², 管少华¹

(1. 海军工程大学 电磁能技术全国重点实验室, 湖北 武汉 430033; 2. 江苏自动化研究所, 江苏 连云港 222000)

摘要:针对脉冲功率系统中向电容充电的 LC 串联谐振充电装置在电流断续工作模式(DCM)下, 存在充电速率下降的问题, 研究充电过程中原边环流导致充电速率下降的机理。采用模态分析方法, 对比分析在速率下降阶段, 变压器励磁电感不同时电路的两种工作模式, 提出临界励磁电感计算公式, 得到变压器励磁电感更大时, 死区环流幅值更小、周期更长、抑制速率下降的效果更好的结论。建立模型, 通过对比给出不同变压器励磁电感的充电速率验证分析。搭建实验平台, 验证分析与仿真结果: 在变压器励磁电感为 600 μH 时, 电路可以保持正常充电速率充电至设定电压, 结果证实环流影响充电速率机理以及临界励磁电感计算公式的正确性。

关键词: LC 串联谐振充电; 电流断续模式; 电路环流; 充电速率; 励磁电感

DOI: 10.15938/j.emc.2025.10.002

中图分类号: TM711

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)10-0016-10

Study on influence mechanism of circulating current on charging speed in LC series resonant charging system

SHI Duolin¹, GUAN Xiaocun¹, WU Baoqi², GUAN Shaohua¹

(1. National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. Jiangsu Automation Research Institute, Lianyungang 222000, China)

Abstract: The LC series resonant charging device for capacitor charging in pulse power system has a rate drop problem in discontinuous current mode (DCM), the mechanism of the decrease in charging rate caused by the original circulating current during the charging process was studied. The modal analysis method was used to compare and analyze two working modes of the circuit during the rate reduction stage when the excitation inductance of the transformer is different. When the excitation inductance of the transformer is larger; the amplitude of the dead zone circulating current is smaller, the period is longer, and the effect of suppressing rate reduction is better. A formula for calculating the critical excitation inductance was proposed. A model was established and the analysis was validated by comparing the charging rates of different transformer excitation inductances. An experimental platform was built to verify the analysis and simulation results. When the excitation inductance of the transformer is 600 μH , the circuit can maintain normal charging rate and charge to the set voltage. The results confirm the mechanism of circulating current affecting charging rate and correctness of the critical excitation inductance calculation formula.

Keywords: LC series resonant charging; discontinuous current mode; circulating current; charging speed; excitation inductance

收稿日期: 2025-04-21

作者简介: 史铎林(1998—), 男, 博士研究生, 研究方向为脉冲功率电源设计;

关晓存(1982—), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 研究方向为直线电机及其控制、脉冲功率电源设计、电机优化设计;

吴宝奇(1989—), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为自动化控制算法;

管少华(1991—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为直线电机及其控制、电机优化设计。

通信作者: 关晓存

0 引言

谐振充电电源由于其效率高、紧凑的设计以及在能量转换应用中的优异性能,广泛应用于电磁发射脉冲功率电源、无线电力传输、电动汽车充电和高频电源等领域^[1-2]。该电路恒流特性好、体积小、效率高、功率密度大、适合负载参数的大范围变化^[3-5],具有软开关能力和抗电磁干扰 (electromagnetic compability, EMC) 能力^[6-7]。

相较于 LC 串联谐振, LLC 谐振变换器在设计中增加励磁电感的设计,具有两个谐振频率,工作时可以在原边实现零电压开通 (zero voltage switch, ZVS), LC 串联谐振充电工作在电流断续模式 (discontinuous current mode, DCM) 时^[8-9], 原边开关管可以实现零电流开通与关断 (zero current switch, ZCS), 且控制简单, 恒流特性好, 无原边环流可使其充电效率高^[10-11]。因此, LC 串联谐振更适合大功率的脉冲电容充电^[12]。

目前, LC 串联谐振充电技术的研究热点是优化谐振腔的分布参数来提高效率, 文献[13]提出减小变压器分布电容, 增大谐振电容, 避免电路进入 LCC 谐振。而对于实际的 LC 串联谐振, 在 DCM 模式下, 由于励磁电感的存在, 电路必然会出现环流, 降低充电效率^[14-15], 对于该问题, 文献[16]采用不对称的脉冲调制方法, 通过在原边产生连续电流建立连续磁场, 并且将谐振回路置于变压器副边, 抑制能量回流, 从而消除原边的环流。该方法需要保持原边开关管开通时间长, 不适用于长时大功率场合。而对于对称脉冲工作模式下由谐振腔特性引起的环流, 目前却鲜有研究。文献[17]从变压器磁密变化方面对 LC 谐振的效率下降阶段进行了系统研究, 分析当电压达到一定值时, 由于电路在死区时间出现的环流, 谐振变压器的最大磁密与输出电压的关系不再为线性关系, 不仅会引起充电速率下降, 而且容易使变压器接近磁饱和, 针对该问题, 文章提出了减小谐振电容值可以有效减少充电低速率阶段的最大磁密, 尽可能使变压器不接近饱和。

本文从时域角度对 LC 串联谐振向电容充电过程存在两个工作阶段的原因进行分析, 计算两个工作阶段的切换时间。对原边环流使充电速率降低的机理进行研究。进一步分析充电速率降低阶段存在的两种工作模式, 并归纳两种工作模式临界励磁电感计算公式。在 MATLAB/Simulink 中搭建电路模

型进行仿真, 验证 LC 串联谐振充电过程存在两个工作阶段, 励磁电感值不同可以使其工作在两种模式, 仿真励磁电感值对充电速率的影响, 根据结果为模型选取合适的励磁电感值。并在输入 800 V、输出 4 000 V 的实验平台中, 进行变压器励磁电感参数为 100 μH 与 600 μH 的充电试验, 更大的励磁电感会使第二阶段的环流幅值与频率降低, 从而减少能量损失, 使其充电速率更高。该研究为 LC 串联谐振充电电路中励磁电感的设计提供依据。

1 LC 串联谐振充电速率降低机理分析

1.1 LC 串联谐振充电第一阶段

LC 串联谐振的电容充电拓扑及谐振电流波形如图 1 所示, 在电路中, 直流侧并联支撑电容 C_z , 为逆变 H 桥提供能量, IGBT 单相逆变桥交替导通, 采用对称脉冲调制方法, 谐振电容 C_r 与谐振电感 L_r 组成谐振回路, 谐振电流通过变压器传递到副边侧, 副边经过单相二极管不控整流桥输出, 向电容 C 充电。在工作时, 通过控制 $Q_1 \sim Q_4$ 的开关频率来控制输出电流, 控制工作时间为电容充不同的电压。为实现 ZCS, 电路工作在 DCM 模式, 其开关频率应满足

$$f_s < \frac{f_r}{2} \quad (1)$$

式中: f_s 为开关频率; f_r 为谐振频率。

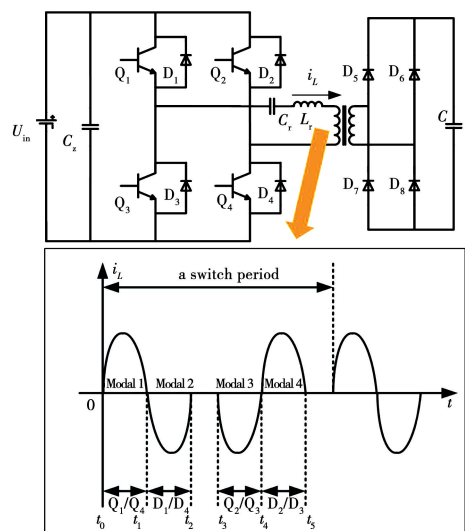


图 1 LC 串联谐振电路拓扑

Fig. 1 Topology of LC series resonant circuit

在 LC 串联谐振变换器的等效电路中, 可将副

边电容等效至原边,即 $C' = n^2 C$,其中 n 为变压器升压变比,在 DCM 模式下,电路存在 4 个模态,各个模态的等效电路图如图 2 所示。

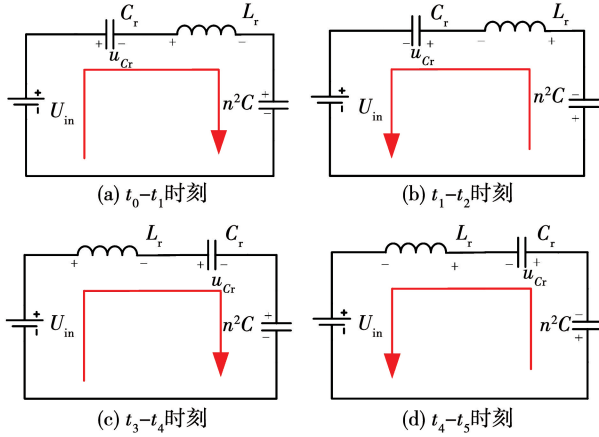


图 2 一个开关周期内的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit within a switching cycle

模态 1 工作在 $t_0 - t_1$ 时间内,开关管 Q_1 、 Q_4 导通,电路由直流源 DC 与 C_r 、 L_r 组成谐振回路。在 $t_1 - t_2$ 时间内为模态 2,回路通过并联续流二极管 D_1 、 D_4 续流,此时关断 IGBT 实现零电流关断。在 $t_2 - t_3$ 时间内,二极管续流完成后,电路中没有能量传递,为死区时间。在 $t_3 - t_4$ 时刻为模态 3,开关管 Q_2 、 Q_3 导通,反向 DC 组成谐振回路。 $t_4 - t_5$ 时间内为模态 4,二极管 D_2 、 D_3 续流,此时完成了一个开关周期 T_s 内的谐振。在一个周期内,有电流的阶段能量都可传递至负载电容 C ,实现恒流充电。

不同模态下的电路数学模型如下式,其中在模态 1、3 时,有:

$$\left. \begin{aligned} U_{in} &= u_1 + u_2 + L_r \frac{di}{dt}; \\ i &= C_r \frac{du_1}{dt} = C' \frac{du_2}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

在模态 2、4 时有:

$$\left. \begin{aligned} U_{in} &= u_1 - u_2 - L_r \frac{di}{dt}; \\ i &= -C_r \frac{du_1}{dt} = C' \frac{du_2}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式(2)与式(3)中: u_1 为谐振电容上的电压; u_2 为等效负载电容上的电压;定义负载电容 C 的电压值为 u_c ; C_r 为谐振电容; L_r 为谐振电感; U_{in} 为输出侧直流电压; C' 为等效负载电容。

在电路谐振时,谐振电容在 IGBT 导通过程中 $t_0 - t_1$ 先充电,在二极管续流时 $t_1 - t_2$ 放电,在一个开

关周期内,谐振电容峰值为下式(注:电路方程的推导,是在理想开关情况下,并且忽略了寄生参数),即

$$U_{1MAX} = \frac{2C'}{C_r + C'} U_{in} \approx 2U_{in} \quad (4)$$

在二极管续流阶段,随着电流逐渐降为 0,二极管关断,此时等效负载电容电压相较于谐振开始前有所增加,该周期的谐振电流幅值也在增加,随着谐振周期数的不断增加,负载电容的电压值不断增大,每个谐振周期后,谐振电容上的电压增量为

$$\Delta U_1 = \frac{8C_r C'}{(C_r + C')^2} U_{in} \quad (5)$$

在谐振过程中,由于变压器副边不控整流桥,负载电容上电压的增量一直保持正向,在一个谐振周期之后,等效负载电容上的增量为

$$\Delta U_2 = \frac{4(C_r C' - C_r)^2}{(C_r + C')^2} U_{in} \quad (6)$$

根据以上分析,谐振电容在一个开关周期内的电压波形如图 3 所示,电路工作在此阶段,是 LC 串联谐振充电的第一阶段,该阶段,充电电压的上升速率高,负载电容在每个谐振周期的增量保持一致。

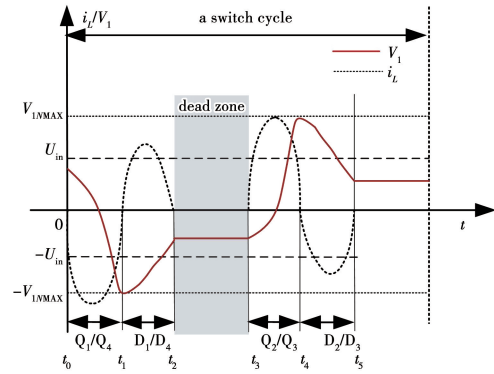


图 3 第一工作阶段一个开关周期内谐振电流以及谐振电容电压曲线

Fig. 3 Resonant current and resonant capacitor voltage curve within one switching cycle in the first working stage

随着周期数的增加,死区时间内的谐振电容电压会不断增加至与输入电压 U_{in} 相等,此时,谐振的周期数 m 和相应的时间 t 分别为:

$$m = \frac{(C_r + C')^2}{8C_r C'}; \quad (7)$$

$$t = \frac{m}{2f_s} = \frac{(C_r + C')^2}{16f_s C_r C'} \quad (8)$$

如图 5 所示,为 LC 串联谐振充电过程包含励磁支路的等效电路,在充电过程中,根据基尔霍夫

电流定律,主回路、励磁支路以及负载支路的电流满足

$$i_1(t) = i_m(t) + i_2(t). \quad (15)$$

式中:主回路电流用 i_1 表示;励磁支路电流用 i_m 表示;负载支路电流用 i_2 表示。

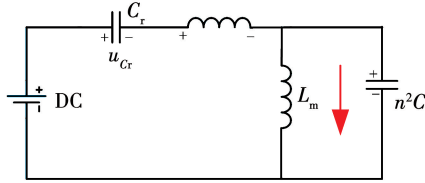


图 5 含励磁支路的等效电路图

Fig. 5 Equivalent circuit with excitation branch

LC 串联谐振充电在第二阶段工作在模式 A 时,环流周期的一半小于死区时间。对模式 A 的电压电流变化过程进行分析,如图 6 所示,在二极管续流即将完成时,即图中的 t'_2 时刻,此时励磁电流已经下降到 0,主回路电流 i_1 等于负载支路电流 i_2 ,当负载侧电流减小至 0 时,即 t_2 时刻,副边被负载电容电压箝位,此时进入死区时间,谐振电容电压大于输入电压,变压器原边的环流条件已具备,形成励磁电感、谐振电感与谐振电容回路的环流。此时,电路满足:

$$\left. \begin{aligned} U_{in} &= u_1 + (L_m + L_r) \frac{di}{dt}; \\ i_1 &= i_m = -C_r \frac{du_1}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中 L_m 为变压器励磁电感。

从 t_2 时刻开始,电路将进入 LLC 谐振。此时产生的谐振电流频率为 $\omega_m = \sqrt{1/(L_m + L_r)C_r}$, LLC 谐振电流使谐振电容上电压为

$$u_1(t) = U_{in} - [U_{in} - u_1(t_2)] \cos(\omega_m t). \quad (17)$$

谐振在 t'_3 时刻结束, $t'_3 - t_3$ 为死区时间,在谐振结束时,谐振电容电压为

$$u_1(t_3) = 2U_{in} - u_1(t_2). \quad (18)$$

LLC 谐振过程中,电流大小表示为

$$i(t) = -\frac{U_{in} - u_1(t_2)}{\sqrt{(L_m + L_r)/C_r}} \sin \frac{t}{\sqrt{(L_m + L_r)C_r}}. \quad (19)$$

变压器原边的 LLC 谐振电流振荡至半个周期结束,即 t'_3 时刻,主回路电流降为 0。直至下一个谐振周期开始的 t_3 时刻。电路开始继续 LC 谐振,在 t_4

时刻,由于初始电压降低,谐振电容的峰值电压降低,相应的谐振电流幅值也降低。电路工作在模式 A,原边谐振电流的环流阶段与二极管续流阶段是连续的。根据式(9),随着周期数的增加,谐振电容电压值与输入电压 U_{in} 的差值在工作第二阶段随着周期数的增加而增大,相应的 LLC 谐振电流的幅值不断增大,造成死区时间内,谐振电容能量回流逐渐增大,LC 串联谐振电流幅值逐渐减小,向负载电容充电的速率降低。同时,LLC 谐振电流幅值增大即励磁电流幅值增大,就会存在变压器磁饱和的风险。

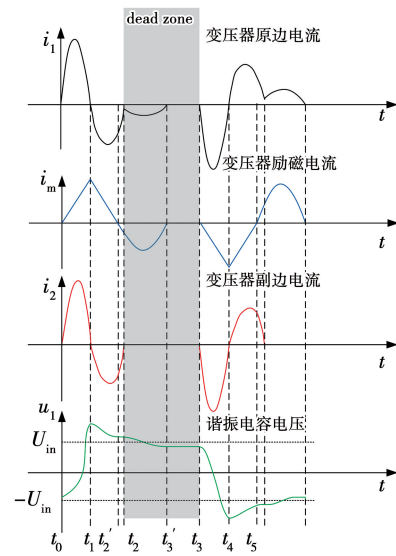


图 6 模式 A 的电流电压曲线

Fig. 6 Current and voltage of mode A

2.2 模式 B 分析

LC 串联谐振充电第二阶段工作在模式 B 时,环流周期的一半大于死区时间。死区时间内,环流未结束,下一个谐振周期已经开始。如图 7 所示,在 t_2 时刻,主回路电流 i_1 已经下降到 0,但此时励磁支路电流未下降到 0,则根据式(15),副边电流 i_2 将再延迟至励磁支路电流降为 0 的时刻,即 t'_2 时刻,当励磁支路电流降为 0 之后,由于此时变压器原边满足 LLC 谐振条件,在原边形成环流,如图 7 中所示,即 $t'_2 - t_3$ 时刻。由于励磁电感值较大,LLC 谐振电流的周期较长,使得死区时间内的环流在下一个谐振周期开始时不能结束,主回路电流带有初始值,励磁支路电流也从该初始值增加,在谐振周期结束时,又下降至初始值。在主回路谐振电流结束至励磁支路电流降为 0 的 $t_2 - t'_2$ 时间内,由于励磁电流未降为 0,负载侧将有电流继续向负载电容充电,该段电流实

际上为环流能量,在死区时间内未消耗完,在谐振周期结束后回馈给了负载电容。

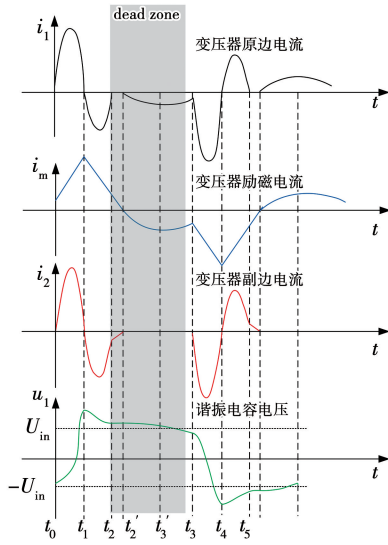


图 7 模式 B 的电流电压曲线

Fig. 7 Current and voltage of mode B

从原边谐振电流可以看出,电路工作在模式 B,原边谐振电流的环流阶段与 IGBT 导通阶段是连续的。因此,该工作模式在第二工作阶段,一方面可以通过励磁电流滞后于原边谐振电流实现继续向负载充电,另一方面,根据式(19),较大的励磁电感使环流周期长,幅值小,不仅可以使谐振电容电压在死区时间内的下降程度减少,抑制充电速率的下降,还能减小变压器接近磁饱和的风险。

2.3 两种模式励磁电感临界值计算

相较于模式 A,模式 B 的励磁电感较大,不仅可以在原边谐振电流结束后增加一段流向负载的电流,较大的谐振周期与较小的幅值,延缓了死区时间内谐振电容电压下降,减缓了谐振电流幅值下降。当期望输出恒流特性好时,电路应工作在模式 B 下。

根据上述分析,两种工作模式的区别为,LLC 谐振的一半周期是否大于死区时间,即

$$\frac{1}{2}T_{\text{LLC}} = \frac{1}{2}T_s - T_r. \quad (20)$$

其中: T_{LLC} 为 LLC 谐振周期; T_s 为开关周期; T_r 为 LC 谐振周期。将式(20)写成包含励磁电感的公式为

$$\frac{1}{2}\pi \sqrt{(L_m + L_r)C_r} = \frac{1}{2}T_s - T_r. \quad (21)$$

通过分析,有效抑制第二阶段充电速率下降,应尽可能使电路满足模式 B 的标准。一般串联谐振

充电电路有一定的工作范围,在 LC 串联谐振充电电路中,死区随着开关频率的升高,电路的死区时间越短,因此,为了使全开关频率范围满足模式 B 的工作条件,在电路设计中,结合式(21),根据最小开关频率设计合适的励磁电感值应该要满足

$$L_m > \frac{4}{C_r} \left(\frac{f_r - 2f_{\text{smin}}}{f_s f_r \pi} \right)^2 - L_r. \quad (22)$$

式中 f_{smin} 为最小开关频率。在工程应用中取器件的开关频率下限或者设计中最低充电速率决定的开关频率最小值。

3 仿真分析

通过仿真可对 LC 串联谐振充电过程两个工作阶段以及第二工作阶段的两种模式进行分析,在 MATLAB/Simulink 仿真中,设置参数如表 1 所示,在模型中,电路采用对称脉冲控制方法。

表 1 LC 串联谐振充电仿真模型参数

Table 1 LC series resonant charging simulation model parameters

参数	数值
输入电压/V	800
开关频率/kHz	5 ~ 20
谐振频率/kHz	45
谐振电容/ μF	2.85
变压器漏感/ μH	4.85
变压器励磁电感/ μH	100 ~ 1 000
变压器变比	1:6
负载电容/mF	20

3.1 模式 A 仿真分析

在仿真模型中,设置 LC 串联谐振充电电路的 IGBT 开关频率为 5 kHz,根据式(6),计算出进入第二工作阶段的谐振周期数为 31 580,此时工作时间为 3.158 s,根据式(22)可计算出频率为 5 kHz 时的临界励磁电感值为 210 μH 。仿真中将变压器的励磁电感值设置为 100 μH ,充电在第二阶段将工作在模式 A,仿真结果如图 8 ~ 图 9 所示,图 8 为 LC 串联谐振充电工作在第一阶段的电流以及谐振电容电压曲线,从图中可以看出,在 LC 串联谐振充电的第一阶段,励磁电流的幅值大小基本不变;变压器副边的电流与原边电流相位基本一致;谐振电容电压在 IGBT 导通时段上升,在二极管导通时段下降,在死区时间内保持定值。随着周期数的增加,死区时间

内的谐振电容电压不断增加,仿真波形与前述分析一致。进入第二工作阶段时,如图 9 所示,从波形可以看出,原边谐振电流的二极管续流阶段幅值明显减小;励磁电流在死区时间内幅值逐渐增大;副边电流在二极管续流阶段也明显减小;谐振电容电压在死区环流时间内,有明显下降。LC 串联谐振充电工作在此模式下,由于环流逐渐增大,谐振时向副边传递的能量减少,就会造成充电速率降低。

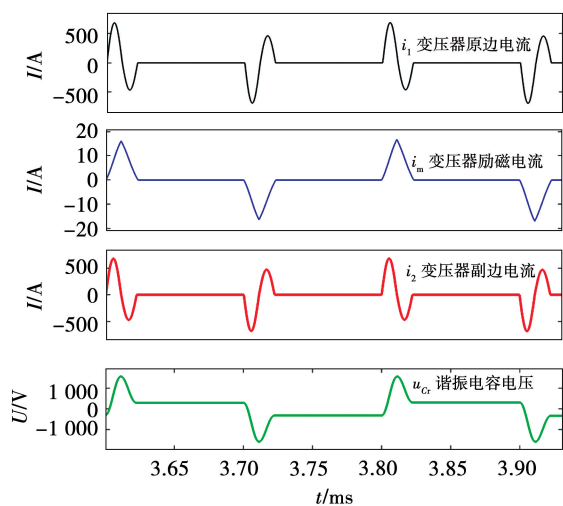


图 8 LC 串联谐振充电第一阶段的电压电流曲线

Fig. 8 Voltage current curve of the first stage of LC series resonant charging

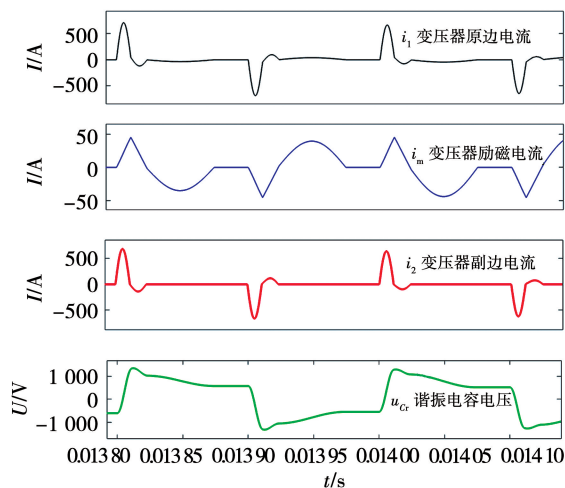


图 9 模式 A 第二阶段的电压电流曲线

Fig. 9 Voltage and current of the second stage of mode A

3.2 模式 B 仿真分析

设置励磁电感值为 $600 \mu\text{H}$, 根据分析, 此时励

磁电感大于临界值, 使其可靠地工作在模式 B, 死区时间内的环流周期延长, 得出的第二阶段变压器原副边、励磁电流以及谐振电容电压曲线如图 10 所示。可以看出, 变压器原边侧在死区时间内的环流不再明显, 这是由于励磁电感值增大后, 励磁电流幅值降低, 死区周期增大, 有效保持了变压器原边侧主回路 LC 谐振电流幅值。并且模式 B 在原边谐振电流降为 0 后, 励磁电流未降为 0, 将继续将能量传递至副边, 抑制了充电速率的下降。

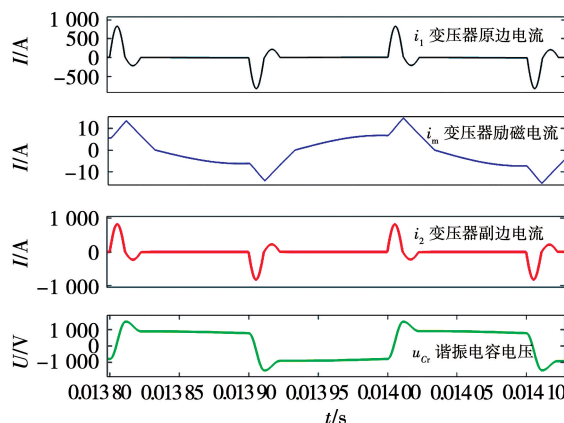


图 10 模式 B 第二阶段的电流电压曲线

Fig. 10 Voltage and current of the second stage of mode B

变压器励磁电感值为 $100 \mu\text{H}$ 与 $600 \mu\text{H}$ 的充电电压仿真结果如图 11 所示, 当工作至 3.158 s 时, 直线上升的负载电容电压 u_c 开始出现明显的拐点, 充电速率开始下降, 且第二工作阶段中, 励磁电感为 $600 \mu\text{H}$ 的充电速率明显优于 $100 \mu\text{H}$ 。

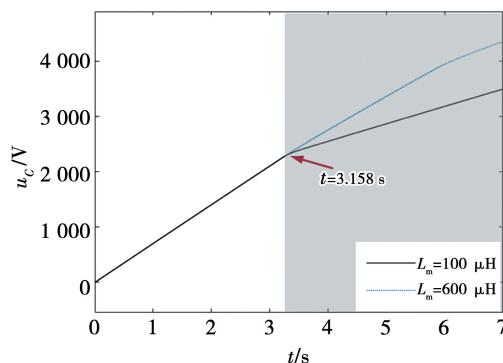


图 11 励磁电感值为 $100 \mu\text{H}$ 与 $600 \mu\text{H}$ 时的输出电压曲线

Fig. 11 Output voltage with excitation inductance values of $100 \mu\text{H}$ and $600 \mu\text{H}$

3.3 不同励磁电感对充电速率的影响

在仿真中为了研究励磁电感对充电速率的影响,将变压器励磁电感的大小设置为不同值,可得出不同励磁电感下的充电速率。在对充电速率的影响研究中,将不考虑原边环流的充电速率作为充电基准速率。

由于 LC 串联谐振充电特性,在输出电压接近 nU_{in} 时会出现速率下降,因此,以第二工作阶段内靠近 nU_{in} 的电压为参考基准。根据仿真参数, nU_{in} 为 4 800 V,在 2 400 V 时进入第二工作阶段,将基准电压设置为 4 000 V。在不考虑原边环流的情况下,充电到 4 000 V 时,充电时间为 5.75 s,则此情况下,充电速率为 695.6 V/s。通过仿真得出变压器励磁电感为 100 ~ 1 000 μH 时的充电速率,结果如图 12 所示。从结果中可以看出,在励磁电感较小时,其充电速率较低,充电速率随着励磁电感的增加而增加,在励磁电感小于临界电感值 210 μH 时,增加励磁电感速率增加不明显,当励磁电感大于 210 μH 时,增加励磁电感充电速率增加效果显著,当增加至 600 μH 时,充电速率的增加接近饱和,再增加励磁电感的大小,速率增加不再显著。因此,在确定励磁电感值时,适当选取稍大的值,在电路设计中,选取临界励磁电感值为 600 μH 的充电速率增加效果最好,约为临界励磁电感值的 3 倍左右。

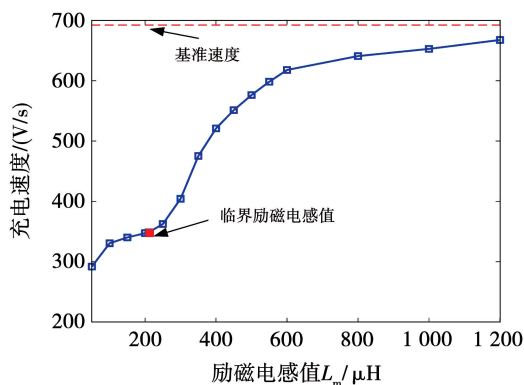


图 12 变压器励磁电感不同时的充电速率

Fig. 12 Charging speed of different transformer excitation inductance

通过对不同的励磁电感的仿真结果进行分析发现,励磁电感越大,充电速率越高。随着励磁电感值的增加,速率增加的效果会接近饱和,在励磁电感值约为电感临界值的 3 倍左右时,速率的增加趋近饱

和。在实际变压器的设计中,励磁电感增大会增加铜损以及变压器的尺寸。综合考虑,应选取使速率增加接近饱和的励磁电感值,在仿真中,将变压器励磁电感值设计为 3 倍临界励磁电感值,可以有效抑制充电速率下降。

4 实验验证

为了进一步验证 LC 串联谐振充电在第二阶段的工作模式对充电速率的影响,在实验室输入电压为 800 V,输出电压最高 4 000 V 的实验平台上,接入不同励磁电感值的变压器来进行充电实验。该平台参数与仿真模型保持一致,其中,谐振电容、励磁电感参数误差为 $\pm 5\%$ 以内。

图 13 给出了实验样机图。实验平台包含了直流输入端的支撑电容、IGBT 逆变 H 桥以及谐振电容,利用变压器的漏感替代励磁电感。变压器副边输出接单相整流桥,负载为薄膜电容。根据参数以及式(7),在达到输入端电压 U_{in} 时,工作时间为 3.158 s,进入第二工作阶段。

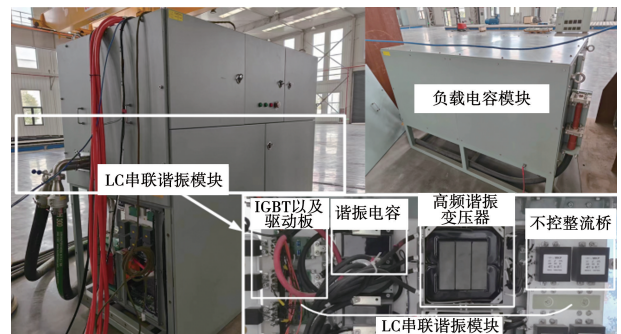


图 13 实验平台图片

Fig. 13 Experimental platform

当变压器励磁电感大小为 100 μH ,设置开关频率为 5 kHz,设定最高充电电压为 4 000 V,进行实验。实验结果如图 14 所示,其中, u_c 为负载电容电压,观察曲线可以看出,在充电至 2 400 V 左右,约 3.16 s 时,充电开始进入第二工作阶段,充电速率下降,实验中观察到此时原边谐振电流 i_1 畸变大,变压器出现异常噪音,实验平台保护急停,试验未能充到指定电压。

从图 14 中可以看出,进入第二工作阶段后,原边形成 LLC 谐振环流,谐振电容电压 u_1 在死区时间内有所下降 ($t_2' - t_3'$),谐振电流 i_1 的幅值也不断下

降,其包络曲线呈现减小的趋势,且二极管续流阶段的电流幅值逐渐减小即将消失。其谐振电流与谐振电容电压在第二工作阶段的波形与前述模式 A 的分析以及仿真一致。

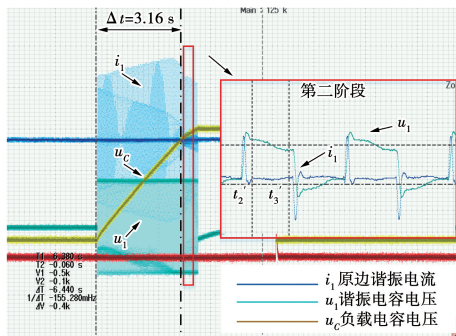


图 14 励磁电感值为 100 μH 时的电压电流曲线

Fig. 14 Voltage and current curve when the excitation inductance value is 100 μH

更换一个励磁电感为 600 μH 的变压器,使用同样的开关频率进行充电试验,结果如图 15 和图 16 所示,可以看出,充电的速率在第二阶段保持较好,谐振电流 i_1 没有出现明显下降,谐振电容电压在死区时间内的压降明显减小 ($t'_2 - t'_3$),波形与前述分析与仿真结果一致。在达到目标电压之前,谐振电流的畸变小,变压器也未出现异常噪音,系统可以正常充电至目标电压。

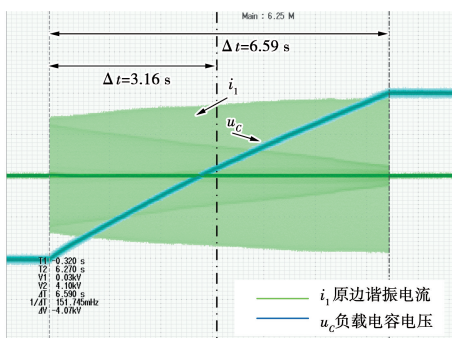


图 15 励磁电感大小为 600 μH 时的充电曲线

Fig. 15 Charging curve with excitation inductance of 600 μH

通过以上试验,验证了 LC 串联谐振充电过程中存在两个不同的工作阶段,进入第二阶段后,变压器励磁电感大小不同会让系统工作在两种不同的模式。较大的励磁电感让系统工作在模式 B 下,更有利于保持谐振电流的幅值,能够保证充电的恒流输

出和充电速率。

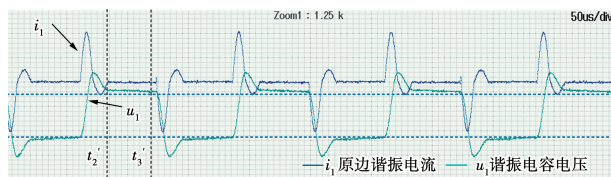


图 16 在谐振电容电压达到直流侧电压时,环流影响减小

Fig. 16 When the resonant capacitor voltage reaches DC side voltage, effect of circulating current decreases

5 结 论

本文针对 LC 串联谐振充电在 DCM 模式下,存在充电速率下降的现象,首先对其机理进行了研究。进一步对充电速率下降的两种工作模式进行了对比分析,研究了变压器励磁电感对充电速率的影响,提出两种模式的临界励磁电感计算公式。通过 MATLAB/Simulink 搭建仿真模型对以上分析进行了验证,并通过试验验证了较大的变压器励磁电感可以有效保持充电速率。通过本文的工作,得出了以下结论:

1) 当谐振电容电压在死区时间内大于原边直流电压时,原边产生的 LLC 谐振,造成谐振电容能量回流,负载电容电压增量下降,导致充电速率下降;

2) 充电速率下降阶段的工作模式由环流时间决定,环流时间大于死区时间时,可以有效抑制充电速率下降;

3) 变压器励磁电感大小影响环流周期与幅值,励磁电感越大,环流周期越长,幅值越小,有利于抑制充电速率下降;

4) 在 LC 串联谐振充电电路中,变压器励磁电感的选择要使其可靠地工作在环流时间大于死区时间的模式下。过大的励磁电感会使变压器的体积增大、铜损增加,因此,变压器励磁电感值的选取要适中,建议选择临界励磁电感的 3 倍左右;

5) 相较于其他降低回路环流的方法,本文从设计角度明确谐振变压器的参数范围,可以从根源避免充电过程中的电压直线度下降,完善了串联谐振充电系统的设计支撑。

参 考 文 献:

- [1] 卢闻州, 沈锦飞, 方楚良. 磁耦合谐振式无线电能传输电动汽车充电系统研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(9): 46.
LU Wenzhou, SHEN Jinfei, FANG Chuliang. Study of magnetically-coupled resonant wireless power transfer electric car charging system[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(9): 46.
- [2] 冯传均, 何洪, 戴文峰, 等. 串联谐振高压电容充电电源设计及分析[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31(5): 55.
FENG Chuanjun, HE Yang, DAI Wenfeng, et al. Design and analysis of series resonant high voltage capacitor charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31(5): 55.
- [3] 廖永福, 林磊, 李傲, 等. 移相串联谐振高压电容器充电电源谐振参数设计方法及其电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 83.
LIAO Yongfu, LIN Lei, LI Ao, et al. Resonant parameters design method and current control strategy of phase-shifted series resonant high-voltage capacitor charging power supply[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2016, 31(16): 83.
- [4] 梁勘, 赵读亮, 林颖, 等. 基于可控 LC 串联谐振的高重频高精度脉冲充电电源[J]. 高电压技术, 2018, 44(9): 3022.
LIANG Xu, ZHAO Duliang, LIN Ying, et al. High repetition rate and high accuracy capacitor charging pulse power supply based on controllable LC series resonance[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(9): 3022.
- [5] HONG S M, LEE W J, PARK C B, et al. Resonant capacitor design with small leakage current in non-isolated SRC for high power density in on-board charger of electric vehicles[C]//IECON 2023 – 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 16 – 19, 2023, Singapore, Singapore. 2023: 1 – 6.
- [6] VINNYCHENKO D, NAZAROVA N, VINNYCHENKO I. Transformerless high-voltage resonant charging systems for capacitive energy storage devices for electro-discharge technologies[C]//2022 IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), May 12 – 20, 2022, Kyiv, Ukraine. 2022: 727 – 731.
- [7] KAZIMIERCZUK M, WANG S. Frequency-domain analysis of series resonant converter for continuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(2): 270.
- [8] SUN J, KONISHI H, OGINO Y, et al. Series resonant high-voltage ZCS-PFM DC-DC converter for medical power electronics[C]//IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, June 18 – 23, 2000, Galway, Republic of Ireland. 2000: 1247 – 1252.
- [9] FLOREZ D, DIEZ R, PIQUET H. DCM-operated series-resonant inverter for the supply of DBD excimer lamps[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(1): 86.
- [10] JIA Pengyu, YUAN Yiqin. Analysis and implementation of LC series resonant converter with secondary side clamp diodes under DCM operation for high step-up applications[J]. Journal of Power Electronics, 2019, 19(2): 363.
- [11] 谢敬瑶. 脉冲电容器串联谐振充电电源研制[D]. 武汉: 华中科技大学, 2024.
- [12] 江进波, 徐林, 罗正, 等. 基于 LC 串联谐振的高压恒流充电电源设计[J]. 强激光与粒子束, 2024, 36(5): 46.
JIANG Jinbo, XU Lin, LUO Zheng, et al. Design of high voltage constant current charging power supply based on LC series resonance[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2024, 36(5): 46.
- [13] WANG H, LI Z. A PWM LLC type resonant converter adapted to wide output range in PEV charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3791.
- [14] REDDY G A, SHUKLA A. Arm current sensor-less control of MMC for circulating current suppression[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 29 – October 3, 2019, Baltimore, MD, USA. 2019: 6905 – 6910.
- [15] NING Guangfu, DU Litao, DAI Ben, et al. Noncirculating current series resonant converter with pulse frequency modulation[J]. International Journal of Circuit Theory and Applications, 2024, 53(4): 2075.
- [16] NING G F, CHEN W, LING Y B, et al. Magnetic flux density analysis of series resonant converter operating in discontinuous conduction mode for high-voltage high-power applications[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(18): 4386.
- [17] 朱鑫森. 串联谐振充电电源设计[D]. 大连: 大连理工大学, 2014.

(编辑:朱美华)