

LLC 谐振变换器的谐振电容电压控制策略

于 齐¹, 席向新², 吕金森¹, 钱士龙³, 鞠惠丞¹

(1. 国网冀北电力有限公司张家口供电公司, 河北 张家口 075000; 2. 航天长峰朝阳电源有限公司, 辽宁 朝阳 122001;
3. 国网冀北电力有限公司唐山供电公司, 河北 唐山 063000)

摘要:双向全桥 LLC 谐振变换器通常采用单电压环控制, 虽然控制简单, 但动态响应较慢。针对双向全桥 LLC 谐振变换器传统单电压环控制动态响应较慢的问题, 本文提出一种基于谐振电容电压的高动态响应控制策略。该方法在电压外环基础上引入谐振电容电压内环, 通过电容电压直接反映功率流动, 从而实现对谐振腔功率的直接闭环控制。文中首先阐述该控制策略的基本原理, 随后建立小信号模型并设计内环补偿网络, 最后通过输入电压与负载扰动实验验证了所提方法的有效性。实验结果表明, 在输入电压跳变时, 系统动态响应时间由 10 ms 缩短至 2 ms; 在负载跳变时, 由 4 ms 缩短至 1 ms, 动态性能显著提升。

关键词: LLC 谐振变换器; 谐振电容; 电压控制; 动态响应; 控制策略

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-9898(2026)01-0071-07

Control of Resonant Capacitor Voltage in LLC Resonant Converter

YU Qi¹, XI Xiangxin², LYU Jinmiao¹, QIAN Shilong³, JU Huicheng¹

(1. State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd. Zhangjiakou Power Supply Company, Zhangjiakou 075000, China;

2. Aerospace Changfeng Chaoyang Power Co., Ltd., Chaoyang 122001, China; 3. State Grid Jibei

Electric Power Co., Ltd. Tangshan Power Supply Company, Tangshan 063000, China)

Abstract: Bidirectional full-bridge LLC resonant converters typically employ a single voltage loop control, which is simple but results in slower dynamic response. To address the issue of sluggish dynamic response of traditional single voltage loop control for bidirectional full-bridge LLC resonant converters, this paper proposes a high-dynamic-response control strategy based on resonant capacitor voltage. This method introduces an inner loop for resonant capacitor voltage on the basis of the outer voltage loop, enabling direct closed-loop control of resonant cavity power by directly reflecting the power flow via the resonant capacitor voltage. The paper first explains the fundamental principles of this control strategy, then establishes a small-signal model and designs the inner loop compensation network. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified through experiments for input voltage and load disturbances. The results demonstrate that the dynamic response time is reduced from 10 ms to 2 ms during input voltage transients and from 4 ms to 1 ms during load transients, significantly improving dynamic performance.

Key words: LLC resonant converter; resonant capacitance; voltage control; dynamic response; control strategy

0 引言

随着我国能源结构的调整, 新能源逐渐成为保障电力供应的重要力量, 并且大量应用储能系统与之协同配合, 以便更好地满足电力需求^[1-2]。为了实现电能的高效稳定传输, 新能源发电端与储能系统之间通常采用双向 DC-DC 变换器进行连接。根据输入电压与输出电压是否存在电气隔离, 可将其分为非隔离型和隔离型。非隔离型变

换器结构简单、成本低, 但缺乏电气隔离, 且由于调制方式单一, 其增益范围受限^[3-4]。相比之下, 双向隔离 DC-DC 变换器提供了输入端与输出端的电气隔离, 具有更强的抗干扰能力, 能够有效降低因电磁干扰引发的故障风险^[5]。

根据双向隔离 DC-DC 变换器的拓扑结构是否包含谐振腔, 可将其分为非谐振型和谐振型。双有源桥变换器是非谐振型变换器的典型拓扑, 通常采用移相控制方式来实现功率流向的控制和

收稿日期: 2025-01-13 修回日期: 2025-06-10

作者简介: 于 齐(2000-), 男, 助理工程师, 主要从事新型电力系统建设、电力电子技术研究相关工作。

电压增益的调节,但移相控制会引起回流功率,降低变换器的能量传输效率,增加系统损耗^[6]。与非谐振型变换器相比,谐振型变换器中包含复杂的谐振腔,通过调频改变谐振腔中电感电容等元件的阻抗,进行电压增益调整,易实现软开关。双向 LLC 谐振变换器具有结构简洁、软开关特性良好、高效双向功率传输等优点^[7-8],因此选为本文的主要研究对象。双向 LLC 谐振变换器利用交流形式通过谐振腔进行能量传输,因此需要合适控制策略进行能量高效传输。电压型控制是简便且高效的控制策略,但随着对动态响应速度、过流保护等性能要求的提升,国内外学者提出了平均电流控制、滑模控制、最优轨迹控制和电荷型控制等方法。电压型控制通过调节开关频率来调整变换器的电压增益,以实现目标输出电压,但在面对外部扰动时,其动态响应速度相对较慢^[9]。平均电流控制在电压单环的基础上增加了电流内环,有效提升了变换器的动态响应速度,但所采集的电流信号均为高频交流信号,需要使用低通滤波器获取平均电流信息,而低通滤波器的截止频率通常设为最低开关频率的一半,导致电流环路的动态性能下降^[10-11]。电荷型控制作为一种非线性控制方法,最早应用于 PWM 变换器和准谐振变换器^[12],能够提升变换器的动态性能,但此方法依赖于逐周期控制的精确模拟电路,成本较高且控制复杂^[13]。

尽管平均电流控制通过增加内环提高了动态性能,但由于采样信号需要低通滤波,其响应速度受限。相比之下,谐振电容电压控制通过采集高频信号中的关断值,避免了滤波器的延迟问题,从而大幅提高了系统的动态性能。因此,本文旨在通过引入谐振电容电压内环,解决双向 LLC 谐振变换器在动态响应方面的瓶颈问题。通过仿真与实验验证所提出的控制策略的有效性。

1 谐振电容电压控制

双向全桥 LLC 谐振变换器的拓扑结构如图 1 所示。 V_1 和 V_2 分别是直流电源,将变换器左边称为原边侧,右边称为副边侧。原边侧开关管 $Q_1 - Q_4$ 、副边侧开关管 $Q_5 - Q_8$ 构成全桥网络,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 构成谐振网络,变压器变比为 $n:1$,图中还给出了原副边开

关管的体二极管和寄生电容。谐振电容电压是双向全桥 LLC 变换器能量转换的关键参数之一,直接可以反映能量传输过程。当发生负载扰动或输入电压波动时,可以通过谐振电容电压进行精确控制,从而实现对双向 LLC 谐振变换器功率的稳定调节。在忽略损耗情况下,系统输入功率等于输出功率,输入功率可通过净输入电荷来表示,谐振电容电压反映净输入电荷变化情况,故输出功率可通过谐振电容电压间接反映,将谐振电容电压作为被控量参与闭环控制。

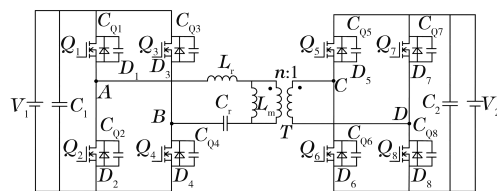


图 1 双向全桥 LLC 谐振变换器拓扑结构

由于存在无功谐振回路,电压源到谐振腔的输入电流通常由正向电流和反向电流两部分构成。首先进行正向运行分析,运行波形如图 2(a) 所示,设角的两只开关管同时导通和关断,能量在两个半开关周期中由电压源传递到谐振腔,通过计算两个半周期的净电荷量,得到整个周期的净输入电荷。结合图 1 变换器的拓扑结构可知, Q_1 和 Q_2 为 A 桥臂, Q_3 和 Q_4 为 B 桥臂,考虑斜率对寄生参数的影响,能量交换在 Q_2 、 Q_3 开关管关断 t_{ALoff} 时开始,此时谐振电流开始流回输入电压源,寄生电容 C_{Q1} 、 C_{Q4} 通过谐振电流从 $-V_1$ 被充电到 V_1 ,但是实际上这部分能量依然留在谐振腔;能量交换周期在 Q_1 、 Q_4 开关管关断 t_{AHoff} 时结束,直到将寄生电容 C_{Q2} 、 C_{Q3} 从 $-V_1$ 被充电到 V_1 ,同理谐振腔中仍然存在寄生电容的能量。从谐振电流可以识别能量交换周期:从 Q_2 、 Q_3 开关管关断点到谐振电流过零点有负输入电荷,从过零点到 Q_1 、 Q_4 开关管关断时有正输入电荷。

考虑寄生电容之后,整个开关周期的净输入电荷 Q_{net} 可以由图 2 所示的从 t_{ALoff} 时刻到 t_{AHoff} 时刻的谐振电容电压 V_{cr} 计算,则净输入电荷 Q_{net} 、净输入电流 I_{in} 、净输入功率 P_{in} 公式如下:

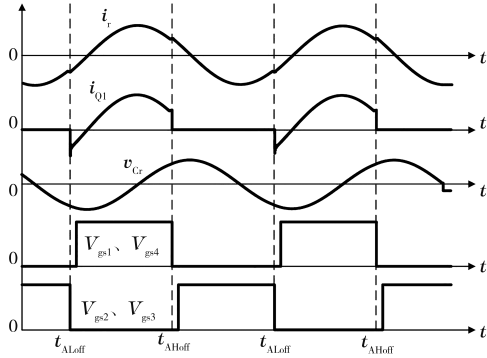
$$\begin{cases} Q_{net} = 2 \cdot [Q_{neg} + Q_{pos}] + 4C_j V_1 \\ \quad = 2C_r [v_{Cr}(t_{ALoff}) - v_{Cr}(t_{AHoff})] + 4C_j V_1 \\ I_{in} = 2C_r f_s [v_{Cr}(t_{ALoff}) - v_{Cr}(t_{AHoff})] + 4C_j f_s V_1 \\ P_{in} = 2V_1 C_r f_s [v_{Cr}(t_{ALoff}) - v_{Cr}(t_{AHoff})] + 4C_j f_s V_1^2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: C_j 为开关管的寄生电容,由于在稳态时

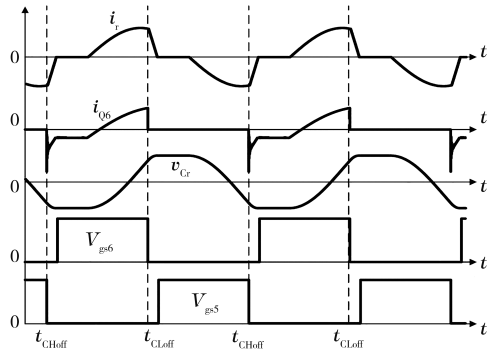
$v_{Cr}(t_{A\text{Hoff}}) = -v_{Cr}(t_{A\text{Loff}})$, 式(1)可以简化为:

$$\begin{cases} Q_{\text{net}} = 4C_r v_{Cr}(t_{A\text{Loff}}) + 4C_j V_1 \\ I_{\text{in}} = 4C_r f_s v_{Cr}(t_{A\text{Loff}}) + 4C_j f_s V_1 \\ P_{\text{in}} = 4V_1 C_r f_s v_{Cr}(t_{A\text{Loff}}) + 4C_j f_s V_1^2 \end{cases} \quad (2)$$

正向运行工况下,通过采样 Q_2 关断时谐振电容电压便可检测平均输入电流和功率。反向运行下波形如图 2(b)所示,在图 1 拓扑中设 Q_5 和 Q_6 为 C 桥臂,反向运行下的分析过程与正向相同,不再赘述,因此反向运行时使用谐振电容电压作为被控量参与闭环,可以提高变换器的动态响应速度。



(a) 正向运行



(b) 反向运行

图 2 双向全桥 LLC 变换器正向与反向运行波形

谐振电容电压控制中输出电压作为外环,谐振电容电压作为内环,控制框图如图 3 所示。具体实现方法为采集输出电压与指令电压值做差,将差值送入电压外环调节器 PI_V ,电压外环输出值作为谐振电容电压内环的指令值,并与谐振电容电压的采样值进行比较,差值送入谐振电容电压内环调节器 PI_{VC} ,内环输出值 $TBPRD$ 送入 DSP 的 ePWM 模块产生不同频率的驱动脉冲。需要注意的是,谐振电容电压虽然是高频交流信号,但是控制需要用到的只是在 Q_2 开关管关断时刻的谐振电容电压值。

$$P_{\text{in}} = \frac{4}{5} V_2 C_r f_s v_{Cr}(t_{CHoff}) + 4C_j f_s V_2^2 \quad (3)$$

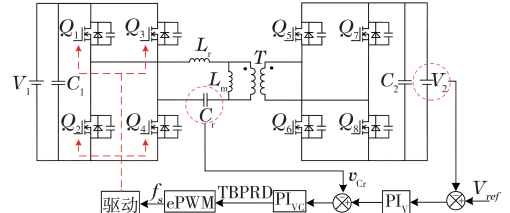
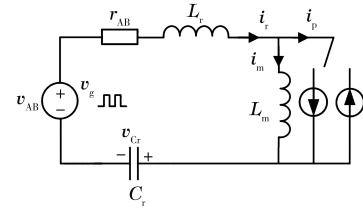


图 3 谐振电容电压控制框图

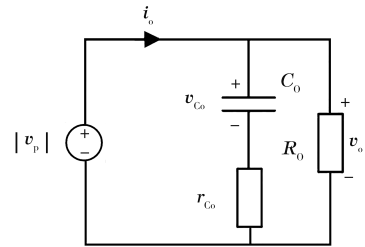
2 调节器环路设计

2.1 功率及数学模型推导

LLC 谐振变换器谐振腔中的各物理量均为交流量,交流量的幅值变化范围大,因此将使用扩展函数描述法对 LLC 变换器进行小信号分析。假设开关均为理想开关,无源器件均为线性元件,系统扰动均为小信号扰动,小信号扰动的频率均远远小于变换器开关频率。基于这些假设,文献[14]将 LLC 谐振变换器进行等效化简,等效电路如图 4 所示。变换器等效电路图 4(a)中 v_{AB} 为输入变量, v_o 为输出变量, v_{Cr} 、 i_r 、 i_m 、 v_{Co} 为状态变量,谐振腔的输入电压 v_{AB} 是一个幅值为 v_g 的方波电压,图 4(b)低通滤波器的输入电压为 $|v_p|$, v_p 是变压器副边端口的电压,经过全桥整流之后始终为正值,因此取绝对值。



(a) 谐振腔等效电路



(b) 低通滤波器等效电路

图 4 全桥 LLC 变换器等效电路

通过建立状态空间模型,在只考虑频率扰动时,可以得到输出电压-频率和谐振电容电压-频率的开环传递函数,表达式如下:

$$\begin{cases} G_{vf}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{\omega}(s)} \\ G_{cf}(s) = \frac{\hat{v}_{cr}(s)}{\hat{\omega}(s)} \end{cases} = \frac{G_{DC}(1 + sr_{Co}C_o)}{(1 + sR_oC_o)[1 + s/(Q_p\omega_p) + (s/\omega_p)^2]} = \frac{\pi G_{DC}}{2n\Omega C_r R_o} \cdot \frac{1 + sC_o(R_o + r_{co})}{1 + s/(Q_p\omega_p) + (s/\omega_p)^2} \quad (4)$$

其中, G_{DC} 、 ω_p 、 ω_r 和 Q_p 的表达式为:

$$\begin{cases} G_{DC} = \frac{V_{in}Q^2\left(\frac{\Omega}{\omega_r} + \frac{\omega_r^3}{\Omega_s^3}\right) - \frac{2\omega_r^2}{k\Omega^3}\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{\omega_r^2}{k\Omega^2}\right)}{\left[\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{\omega_r^2}{k\Omega^2}\right)^2 + \frac{Q^2\omega_r^2}{k\Omega^2}\left(\frac{\Omega^2}{\omega_r^2} - 1\right)^2\right]^{3/2}} \\ \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_r \frac{\pi^2}{4n^2} C_o}} \\ \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \\ Q_p = \frac{\sqrt{8}n}{\pi} R_o \sqrt{\frac{C_o}{2L_r}} \end{cases} \quad (5)$$

式中: Ω 为系统在稳定工作时的角频率; G_{DC} 为直流增益; ω_p 为极点频率; ω_r 为谐振频率; Q_p 为品质因数。

2.2 谐振电容电压环补偿设计

本文采用 DSP 数字芯片进行闭环控制, 而控制系统是包含离散控制对象和连续控制对象的混合系统, 为提高系统稳定性和控制精度, 需要进行环路补偿。谐振电容电压控制 LLC 谐振变换器的闭环系统控制框图如图 5 所示, 其中 $G_{vo}(s)$ 、 $G_{ver}(s)$ 分别是输出电压、谐振电容电压的补偿网络传递函数, H_{samc} 、 H_{samv} 分别是输出电压、谐振电容电压的采样函数, $G_{vf}(s)$ 、 $G_{cf}(s)$ 分别是输出电压、谐振电容电压的功率级传递函数。

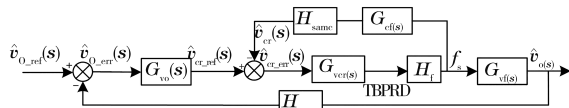


图 5 闭环系统控制框图

对谐振电容电压内环做环路补偿, 将表 1 各个参数代入式(3), 可以得到谐振电容电压-频率的开环传递函数, 并绘制该传递函数对应的伯德图, 如图 6 所示。当系统在低频段时, 斜率几乎为

0, 起始位置也较低, 这会导致系统的稳态误差大, 稳态精度低。此刻相角裕度为 90° , 相角裕度过大, 导致系统的输出变化过于剧烈。

表 1 双向全桥 LLC 谐振变换器参数

参数	参数值
输入电压范围/V	80~100
输出电压/V	20
额定功率/W	400
谐振电容/nF	200
谐振电感/ μ H	10
励磁电感/ μ H	50
谐振频率/kHz	130
开关频率范围/kHz	80~150

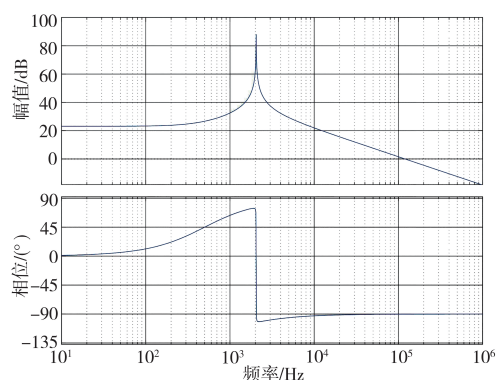


图 6 谐振电容电压-频率传递函数的伯德图

谐振电容电压内环补偿器采用 PI 调节器, PI 调节器的传递函数表达式为

$$G_{ver}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (6)$$

PI 调节器可以提供极点和一个零点, 根据补偿要求选择系数 $K_p=1$ 、 $K_i=100$, 补偿前后的谐振电容电压内环伯德图如图 7 所示。从图 7 可知, 补偿之后传递函数的伯德图在低频段是从幅值为 100 的原点以 -20 的斜率下降的, 性能更加优越。幅值裕度从 90° 下降到 60° , 既保证了系统的稳定性, 又限制了超调。

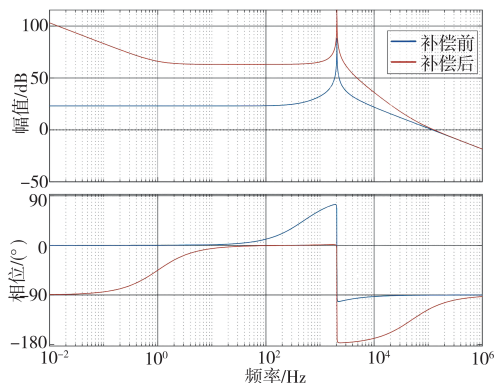


图 7 内环补偿前后的伯德图

2.3 输出电压环补偿设计

对输出电压外环进行补偿,依据式(3)可得输出电压一频率的开环传递函数,并绘制该传递函数对应伯德图,如图 8 所示。

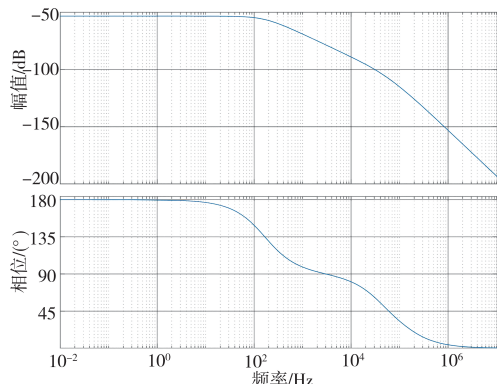


图 8 输出电压-频率传递函数的伯德图

从图 8 中可以看出:整体增益在零以下,初始相位为 180° 。由自动控制理论可知,谐振电容电压内环表达式为

$$G_{cr}(s) = \frac{G_{ver}(s)}{1 + G_{cf}(s)G_{ver}(s)} \quad (7)$$

外环补偿器同样采用 PI 调节器,选择 $K_p = 200$, $K_i = 3\ 300$,整个系统经过补偿之后的伯德图如图 9 所示。通过补偿之后的伯德图可知,系统在低频处有足够高的增益,斜率为 -20 dB/dec ,保证系统拥有较小的稳态误差。系统在高频处的增益足够低,可以保证系统在高频时拥有抗干扰能力;相位裕度为 60° ,系统具有较好的稳定性。

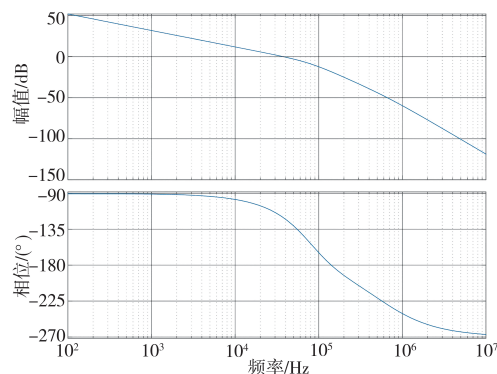


图 9 闭环系统补偿之后的伯德图

2.4 关键信号采样于数字实现

为实现系统高效运行,要精确采集到谐振电容电压信号,采样的数字实现逻辑如图 10 所示。

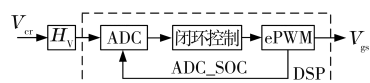


图 10 谐振电容电压控制数字实现

DSP 中的采样是由模数转换器 ADC 完成的,触发源在 ADC 模块中的作用是提供启动和控制 ADC 采样的信号 ADC_SOC,确保 ADC 能够在正确的时机进行采样,从而获取准确、可靠的数字信号。因此需要选择合适的触发源,使其在图 1 所示拓扑中开关管 Q_2 关断时发送触发采样的信号 ADC_SOC。DSP28035 中可供选择的触发源有:软件触发、外部中断触发、定时器触发和事件触发。其中事件触发是指 PWM 模块在发生特定事件(上升沿、下降沿等)时触发 ADC 转换。因此可以通过选择事件触发,使触发信号在图 1 所示拓扑中开关管 Q_2 关断时发出,这样既可以保证采样的准确性,也可以保证采样的时效性。

3 实验验证

3.1 实验平台与参数

基于谐振电容电压控制电路和双向全桥 LLC 谐振变换器参数搭建了双向全桥 LLC 谐振变换器样机实物,如图 11 所示。变换器样机原边侧输入端连接可调电压源,副边侧输出端连接可编程电子负载。为了验证本文所提出的谐振电容电压控制策略的优越性,使用输入电压跳变、负载跳变来测试其动态性能,同时与单电压环动态性能进行比较。

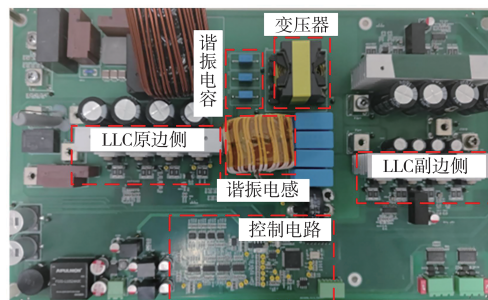
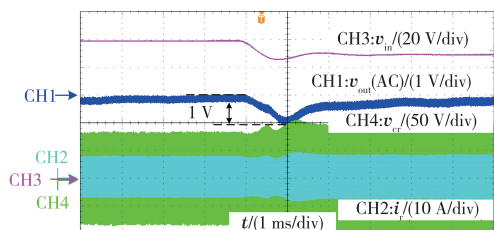


图 11 双向全桥 LLC 谐振变换器样机

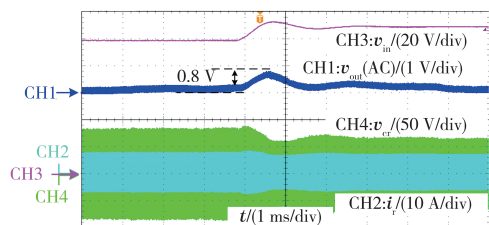
3.2 输入电压跳变动态性能测试

变换器输入端口接入 100 V 直流电压,进行 100 V 到 90 V 、 100 V 到 110 V 的电压跳变,输出端接入 $1\ \Omega$ 负载,谐振电容电压控制与单电压环控制下的得到的动态波形分别如图 12 所示。在谐振电容电压控制下,输出电压过冲不超过 1 V ,动态响应时间不超过 2 ms ,并且谐振电压和电流也迅速平滑地进行过渡。单电压环控制的输

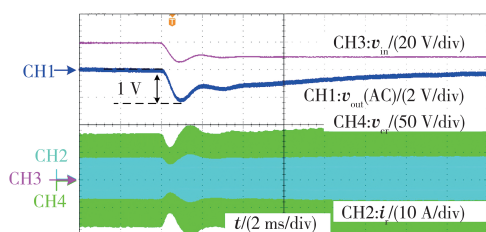
出电压过冲大约为 2 V, 动态响应时间约为 10 ms。因此在输入电压发生扰动时, 谐振电容电压控制的性能明显优于单电压环。



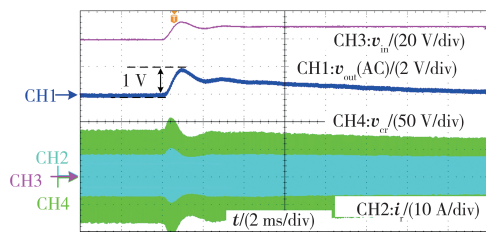
(a) 谐振电容电压控制——输入电压突减



(b) 谐振电容电压控制——输入电压突增



(c) 单电压环控制——输入电压突减



(d) 单电压环控制——输入电压突增

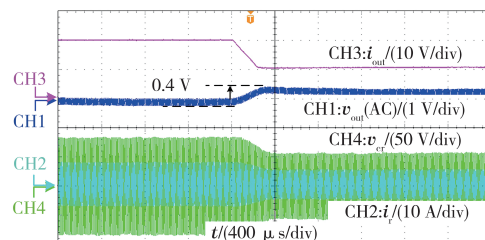
图 12 输入电压跳变实验波形

图 12(a)中输入电压从 100 V 下降至 90 V 时, 谐振电容电压控制策略使输出电压的过冲不超过 1 V, 响应时间仅为 2 ms。相比之下, 图 12(c)单电压环控制的过冲达到 2 V, 响应时间延长至 10 ms, 表现出明显的迟滞性和过渡时间较长的问题; 图 12(b)中输入电压从 100 V 升至 110 V 时, 谐振电容电压控制表现出平滑过渡, 动态响应时间小于 2 ms; 而图 12(d)中单电压环控制的响应时间约为 8 ms。

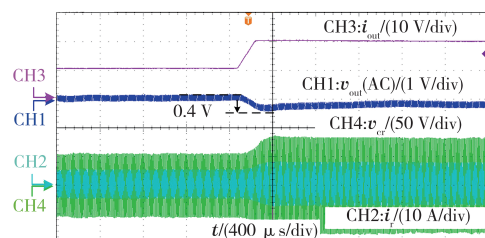
3.3 负载跳变动态性能测试

变换器输出端接入电子负载, 让负载电流在

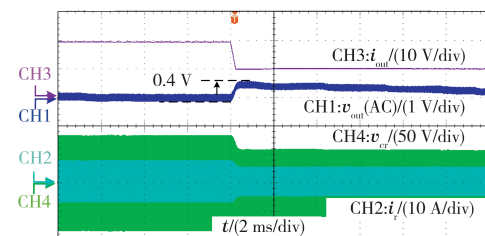
10 A、20 A 之间跳变, 输入端接入 100 V 直流电压, 得到的动态波形如图 13 所示。



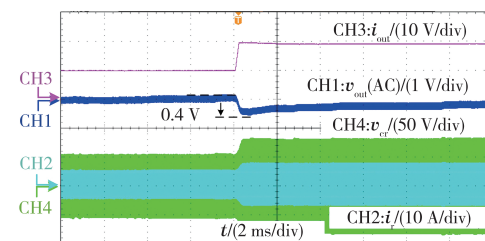
(a) 谐振电容电压控制——输入电压突减



(b) 谐振电容电压控制——输入电压突增



(c) 单电压环控制——输入电压突减



(d) 单电压环控制——输入电压突增

图 13 负载突变实验波形

图 13(a)中, 负载从 10 A 跳变至 20 A 时, 谐振电容电压控制将动态响应时间控制在 1 ms 以内, 输出电压过冲不超过 0.4 V。而图 13(c)中, 单电压环控制响应时间延长至 4 ms, 且过冲为 0.6 V; 图 13(b)负载从 20 A 跳变回 10 A 时, 谐振电容电压控制的波形在 1 ms 内平稳, 且谐振电容电压快速回归; 而图 13(d)中单电压环控制需要 4 ms 恢复稳定。

从实验波形中可以观察到, 不论是谐振电容电压控制还是单电压环控制, 发生负载跳变时, 输

出电压的过冲都没有超过 1 V。但是单电压环控制的动态响应时间需要 4 ms,而谐振电容电压控制的动态响应时间仅需要 1 ms,在动态响应时间方面,谐振电容电压控制优于单电压环控制。

4 结论

本文提出了一种基于 LLC 谐振变换器的谐振电容电压的高动态响应控制策略,解决了 LLC 谐振变换器动态响应速度较慢的问题。实验结果表明,与传统单电压环控制和平均电流控制相比,本文提出的方法在动态响应时间和输出电压稳定性方面均具有显著优势。在输入电压跳变实验中,动态响应时间从 10 ms 缩短至 1 ms,输出电压过冲从 2 V 降低至 0.4 V;在负载跳变实验中,动态响应时间缩短至 1 ms 以内,过冲幅度显著减少。此外,该策略硬件实现成本低,控制逻辑简单,适合新能源系统中对快速响应和高稳定性有严格要求的应用场景。未来的研究可以进一步优化控制算法,增强复杂工况下的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 舒印彪,赵 勇,赵 良,等.“双碳”目标下我国能源电力低碳转型路径[J].中国电机工程学报,2023,43(5):1663-1672.
- [2] 黎 博,陈民铀,钟海旺,等.高比例可再生能源新型电力系统长期规划综述[J].中国电机工程学报,2023,43(2):555-581.
- [3] 吴 健,吴奎华,綦陆杰,等.可再生能源电源的电能传输线路损耗评估模型分析[J].电源学报,2022,20(2):129-136.
- [4] GORJI S A, SAHEBI H G, EKTESABI M, et al. Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview [J]. IEEE Access, 2019, 7: 117997-118019.
- [5] 赵 彪,安 峰,宋 强,等.双有源桥式直流变压器发展与应用[J].中国电机工程学报,2021,41(1):288-298,418.
- [6] ZUO Y, PAN X, ZHU J, et al. A Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter with Configurable Structure for Wide Output Voltage Range Applications[C]. 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020:1716-1721.
- [7] 鲁 静,同向前,张嘉翔,等.L-LLC 谐振型双向 DC-DC 变换器的复合最优轨迹控制策略研究[J].电工技术学报,2020,35(S1):60-69.
- [8] JIANG T, ZHANG J, WU X, et al. A Bidirectional LLC Resonant Converter With Automatic Forward and Backward Mode Transition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2):757-770.
- [9] 杜士祥,张国胜,胡海兵.一种新颖的 LLC 变换器平均电流控制方法[J].电力电子技术,2020,54(4):97-99,106.
- [10] 陈 杰,刘昌咏,邓文明,等.四开关三电平半桥 LLC 变换器的控制策略与效率优化[J].电工技术学报,2024,39(24):7833-7845.
- [11] 李秉宇,杜旭浩,蔡子文,等.基于电热耦合仿真模型的充电装置故障诊断技术研究[J].河北电力技术,2024,43(5):38-42.
- [12] 郭殿林,李 硕.基于改进型 LADRC 的皮带机外转子永磁直驱调速控制策略的研究[J].中国矿业,2024,33(S2):221-226.
- [13] 孙向瑞,王 欢,郭殿林,等.中压动态无功补偿装置(TSC)的研究[J].煤炭技术,2020,39(7):176-178.
- [14] 华秀洁.电荷型控制 LLC 谐振变换器研究[D].成都:西南交通大学,2014.

本文责任编辑:罗晓晓