



·脉冲功率技术·

## 多模态混合式串联谐振的电容器充电策略<sup>\*</sup>

甘立劲<sup>1,2</sup>, 周 奇<sup>1</sup>

(1. 重庆理工大学, 重庆 401320; 2. 安健科技(重庆)有限公司, 重庆 400050)

**摘 要:** 串联谐振型电容器充电电源凭借高效、高功率密度及抗短路能力, 在脉冲功率领域应用广泛。然而, 其传统 PFM 恒流充电控制方式导致充电损耗较大, 效率降低, 该问题在充电初期阶段表现尤为突出。提出一种多模态混合式恒流充电控制策略, 旨在提高电容器充电电源的效率和输入电源的利用率。该策略通过半桥模式(充电初期)、混合式模式(充电中期)及全桥模式(充电后期)的协同控制, 实现充电电压无缝切换的同时减小充电损耗、提升效率。此外, 通过功率器件的复用设计实现模式切换, 既满足高压充电需求, 又降低了系统成本。基于此, 设计并搭建一台 650 V/1 A 的充电电源样机。实验表明, 相比传统 PFM 恒流充电控制, 该策略显著提高了充电电源的整体效率, 最大充电效率为 96.4%。该方案不仅为电容储能设备的充电系统提供了高效率、低成本的控制路径, 其模式切换机制亦可迁移至其他谐振型变换器的设计中, 具备广泛的工程推广价值。

**关键词:** 串联谐振; 电容器充电; 恒流控制; 混合式控制; 多模态控制

中图分类号: TM910.6

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202638.250322

## Capacitor charging control strategy for multi-mode hybrid series resonance

Gan Lijin<sup>1,2</sup>, Zhou Qi<sup>1</sup>

(1. Chongqing University of Technology, Chongqing 401320, China;

2. Anjian Technology (Chongqing) Co, Ltd, Chongqing 400050, China)

**Abstract:** [Background] Series resonant capacitor charging power supply is widely used in the field of pulse power due to its high efficiency, high power density, and short-circuit resistance. However, its traditional PFM constant current charging control method leads to significant charging losses and reduced efficiency, which is particularly prominent in the early stages of charging. [Purpose] A multimodal hybrid constant-current charging control strategy is proposed to enhance both the charging efficiency and input power utilization. [Methods] This strategy achieves smooth transitions of charging voltage while reducing charging losses and improving efficiency through collaborative control of half-bridge mode (early charging stage), hybrid mode (mid charging stage), and full-bridge mode (late charging stage). In addition, the conversion of working modes is achieved by multiplexing power devices, which not only meets the requirements of high-voltage charging but also reduces system costs. [Results] Based on this approach, a 650 V/1 A charging power supply prototype has been designed and built. Experimental results demonstrate that, compared to conventional PFM control, the proposed strategy significantly improves overall charging efficiency, achieving a maximum efficiency of 96.4%. [Conclusions] This method not only provides an effective solution for capacitor energy storage charging systems with high efficiency and low cost, but its modal switching mechanism is also transferable to the design of other resonant converters, demonstrating broad engineering applicability.

**Key words:** series resonance, capacitor charging, constant current control, hybrid control, multi-mode control

电容器储能系统凭借充放电速度快、重复性好、可靠性高等优势, 可为移动式 X 射线机的高压发生器系统提供瞬时脉冲能量。该系统需同时满足高效高功率工作与前端快速充电需求, 因此实现电容器的高效快速充电具有重要技术意义。高压充电电源拓扑主要包括电阻限流型、工频谐振型和高频谐振型。电阻限流型电路结构简单

\* 收稿日期: 2025-09-30; 修订日期: 2026-02-11

联系方式: 甘立劲, E-mail: ganlijin007@163.com。

且稳定性高, 但因其能量损耗大, 充电效率通常低于 50%<sup>[1]</sup>。工频谐振型虽能改善效率, 却受限于磁元件体积, 难以同时提升功率密度<sup>[2]</sup>。高频串联谐振变换器凭借高效、高功率密度、抗短路能力及谐振电流断续模式(DCM)下恒流特性好等优势<sup>[3-5]</sup>, 成为国内外学者的研究热点。文献[6]改进了电流断续模式(DCM)下串联谐振变换器的电容器充电方案, 最高效率 80%。文献[7]分析了串联谐振的充电效率, 并研制了一台充电电源, 效率为 87.1%。文献[8]优化了恒功率充电算法并搭建仿真模型, 在电容器电压从 400 V 升至 2000 V 的过程中, 输入端功率保持恒定。文献[9]采用串联谐振的分段充电策略实现高压充电, 提高了充电电源的精度。文献[10]提出了一种基于全桥 LC 串联谐振拓扑的模块化高精度高压充电电源的设计, 输出电压精度在 1%。文献[11]基于串联谐振拓扑, 设计主从谐振充电结构, 以提高充电速度及充电精度。

以上研究为高压电容器充电方案提供重要参考, 但电流断续模式(DCM)下串联谐振变换器面临以下挑战<sup>[12-13]</sup>: (1) 电流特性: 谐振峰值电流大, 平均电流小, 导致开关器件应力增加; (2) 频率限制: 工作频率需低于谐振频率的 2 倍, 不利于磁性元件设计; (3) 效率损失: DCM 模式下的导通损耗和磁芯损耗较高。与 DCM 模式相比, 电流连续模式(CCM)模式下谐振电流连续且波形接近正弦, 峰值电流小、平均电流大, 更有利于电容器充电电源的高频高功率密度化<sup>[14]</sup>。然而, 在充电初期, 电容器等效阻抗极小(接近短路), 需通过大幅提升开关频率维持恒流充电<sup>[15]</sup>。但频率过高会显著增加开关损耗与电磁干扰(EMI), 同时过宽的频率变化范围会导致磁芯材料难以优化, 对谐振变换器的整体设计构成挑战。针对上述问题, 提出一种多模态混合式串联谐振充电控制策略, 通过半桥模态、混合式模态及全桥模态的协同工作, 实现电容器充电过程的高效化。首先利用基波分析法, 分析电容器等效模型在恒流充电过程中存在的问题, 进而提出 PWM-PFM 混合式控制策略; 其次对混合式控制策略进行建模分析; 最后设计搭建一台输出恒流 650 V/1 A 的充电样机进行验证。

## 1 串联谐振变换器

### 1.1 拓扑结构

串联谐振充电拓扑如图 1 所示。图中为  $C_0$  充电电容器, 升压变压器 T 的次级侧与二极管  $D_1 \sim D_4$  构成整流网络, 串联电感  $L_r$  与  $C_r$  组成谐振网络, MOSFET 开关管  $Q_1 \sim Q_4$  构成逆变电路。

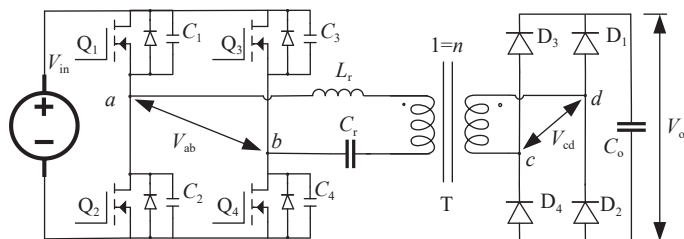


Fig. 1 Topology of series resonant charging

图 1 串联谐振充电拓扑

### 1.2 变换器分析

根据变换器的谐振频率  $f_r$  与开关频率  $f_s$  关系, 谐振电流有三种工作模式。  $f_s \leq 0.5f_r$  为电流断续模式(DCM),  $Q_1 \sim Q_4$  的开通与关断均可实现零电流软开关(ZCS)。该模式由于开关频率较低, 导致磁性元件利用率下降, 不利于实现高功率密度设计。同时, 峰值电流与平均电流比值增大, 使开关管的电流应力存在挑战。  $0.5f_r < f_s < f_r$  为电流连续模式(CCM),  $Q_1 \sim Q_4$  工作在硬开通, 电流超前电压, 电路显容性, 容易引起桥臂直通损坏逆变器。  $f_s \geq f_r$  为电流连续模式(CCM),  $Q_1 \sim Q_4$  工作在零电压开通(ZVS), 关断为硬关断, 但是关断损耗较小。该模式的谐振电流近似正弦, 峰值电流小, 平均电流大, 有利于恒流充电控制。谐振频率  $f_r$  为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

式中:  $L_r$  为谐振电感,  $C_r$  为谐振电容。

由文献[16-17]可知, 串联谐振变换器的基波近似等效电路如图 2 所示,  $R_e$  为负载等效至原边的等效电阻。

根据基波分析法<sup>[16-17]</sup>得到变换器的电压增益  $G$  表达为

$$G(Q, f_n) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2)$$

式中: 品质因数  $Q = \sqrt{L_r/C_r/R_e}$ ; 归一化频率  $f_n = f_s/f_r$ 。

由式(2)知, 当充电达到稳态时, 负载电容两端的电压不再变化, 此时等效负载电阻  $R_e$  可以认为趋近于无穷大,  $Q$  趋近于 0, 电压增益为 1, 负载电容两端的最大电压为  $nV_{ab}$ 。在恒流充电过程中, 电容充电的瞬态过程可以将电容等效为时刻变化的电阻, 等效电阻  $R_e = V_o/I_o$ , 由于输出电流  $I_o$  保持不变, 等效电阻  $R_e$  随输出电压  $V_o$  线性增加。电阻  $R_e$  等效至原边  $R_e = 8R_o/n^2\pi^2$ , 有

$$Q = \frac{Z_r n^2 \pi^2 I_o}{8V_o} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)得到

$$\left(\frac{V_o}{V_{ab1}n}\right)^2 \left[1 + \left(\frac{Z_r n^2 \pi^2 I_o}{8V_o}\right)^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2\right] = 1 \quad (4)$$

由式(4)可知电容负载恒流充电过程中, 充电电流及变压器比值保持不变, 电容负载两端的输出电压与谐振腔输入电压的基波有效值  $V_{ab1}$  及归一化频率  $f_n$  有关, 输出电压曲线如图 3 所示。图 3 中电源电压  $V_{in}$  为 60 V, 曲线 A 为全桥拓扑,  $V_{ab1}$  为  $2\sqrt{2}V_{in}/\pi$ , 曲线 B 为半桥拓扑,  $V_{ab1}$  为  $\sqrt{2}V_{in}/\pi$ , 曲线 A 的输出电压范围宽于曲线 B 且能达到更高的输出电压。由于电容起始电压近似于零, 其等效阻抗近似于无穷小, 使得曲线 A 在充电起始阶段的频率较高, 调频范围更宽, 不利于磁性元件的设计; 同时, 当工作频率远离谐振频率时谐振电流波形畸变加剧, 使得实际增益与理论增益误差变大<sup>[8]</sup>, 不利于环路设计, 这些因素都制约着充电效率的提升。尽管曲线 B 的初始频率远低于曲线 A, 但是输出电压小于曲线 A, 不能实现高电压充电。

经过以上分析表明单一的工作模式已不能满足当前的充电需求, 为此, 本文设计一种多模态混合式充电方案, 在充电前期使用曲线 B, 充电后期使用曲线 A。由图 3 可知, 如果曲线 B 与曲线 A 通过曲线 D 直接切换, 仍然具有较高开关频率, 同时还存在输出电流及电压的突变问题。针对此问题, 设计基于 PWM-PFM 混合式控制的曲线 C 实现曲线 A 与曲线 B 之间的平滑连接。相对于全程使用曲线 A, 本方案能做到在低起始频率、窄频率调控范围下实现高效率恒流充电。多模态混合式充电方案的充电曲线 A 及曲线 B 均采用变频控制, 许多文献已经大量研究, 本文重点研究充电过程的 PWM-PFM 混合式控制。

### 1.3 混合式控制策略

#### 1.3.1 控制策略简介

PWM-PFM 混合式控制的典型波形如图 4 所示。图中开关管  $Q_1$  与  $Q_2$  时序以 0.5 占空比互补, 占空比收缩为  $d_{12}$ , 此桥臂为超前臂,  $Q_3$  与  $Q_4$  时序互补,  $Q_3$  的占空比扩张为  $d_3$ ,  $Q_4$  的占空比收缩为  $1-d_3$ , 此桥臂为滞后臂。充电前期  $Q_3$  关闭,  $Q_4$  打开, 处于半桥变频工作模式, 当开关频率达到谐振频率后, 超前臂占空比  $d_{12}$  开始收缩, 同时工作频率升高, 滞后臂占空比  $d_3$  开始扩张的同时工作频率与超前臂保持一致, 滞后臂占空比  $d_3$  扩张的速率大于超前臂占空比  $d_{12}$  收缩的速率, 当超前臂占空比  $d_{12}$  等于滞后臂占空比  $d_3$  时进入全桥变频模式, 混合式控制结束。

#### 1.3.2 模态分析

混合式工作模式下的谐振腔输入电压  $V_{ab}$  为三电平电压 ( $V_{in}$ , 0,  $-V_{in}$ ), 典型波形如图 4 所示。忽略死区时间的影响, 变换器在一个开关周期内存在 4 种工作模式, 图 5 为每种工作模式的等效电路。分析之前, 先做如下假设:

- (1) 谐振变换器工作在稳态;
- (2) 原边开关管为理想器件, 每个开关管的寄生电容及体二极管参数一致;
- (3) 副边整流二极管均为理想器件, 忽略导通压降;
- (4) 变压器、电感及电容为理想器件。

模态 1 [ $t_0 - t_1$ ], 等效电路如图 5(a) 所示。  $t_0$  时刻之前  $Q_1$  和  $Q_4$  已实现零电压开通,  $t_0$  时刻, 谐振电流  $i_{Lr}$  为零, 之

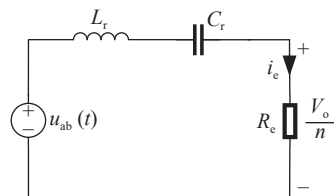


Fig. 2 Equivalent circuit of LC resonant converter

图 2 串联谐振变换器的等效电路

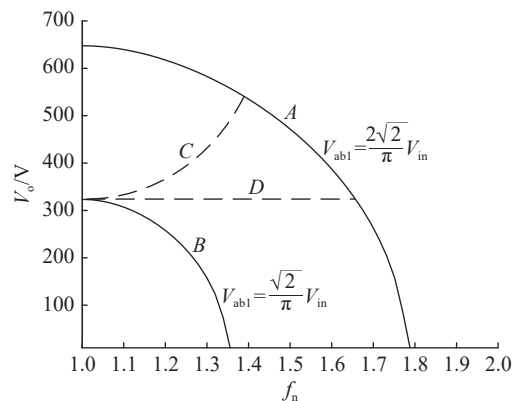


Fig. 3 Voltage-frequency curve of constant current charging process

图 3 恒流充电过程的电压频率曲线

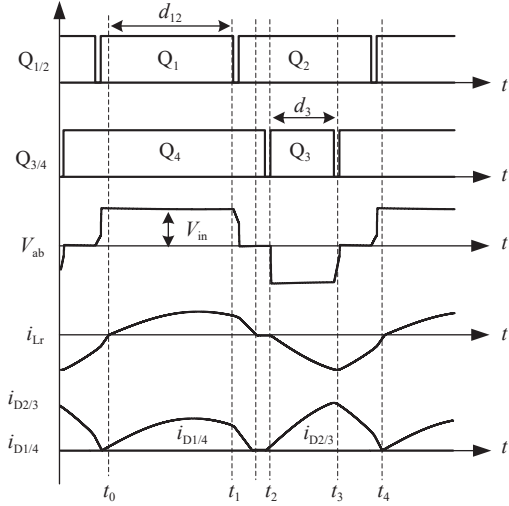


Fig. 4 Key waveforms of PWM-PFM hybrid control process

图 4 混合式控制的主要波形

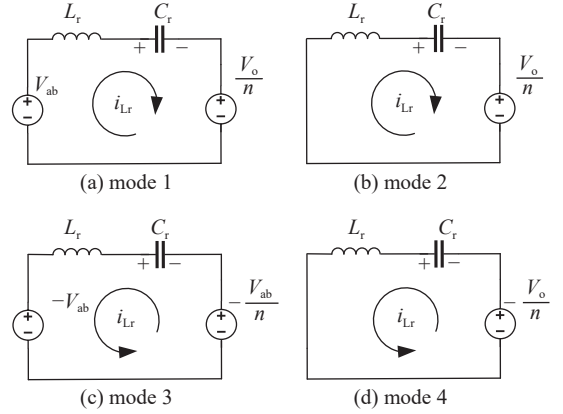


Fig. 5 Equivalent circuit of LC resonant converter in hybrid control

图 5 混合式控制的等效电路

后  $i_{Lr}$  正向增长, 副边整流二极管  $D_1$  和  $D_4$  自然导通。谐振腔输入电压  $V_{ab}$  等于  $V_{in}$ , 输出电压为  $V_o/n$ 。  $V_{Cr}$ 、  $i_{Lr}$  的时域表达式为

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = V_{in} - \frac{V_o}{n} - (V_{in} - V_{Cr}(t_0) - V_o/n) \cos \omega_r(t - t_0) \\ i_{Lr}(t) = \frac{(V_{in} - V_{Cr}(t_0) - V_o/n)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_0) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $V_{Cr}$  为谐振电容电压;  $i_{Lr}$  为谐振电感电流;  $\omega_r$  为谐振角频率;  $Z_r$  为特征阻抗。

模态 2 [ $t_1 - t_2$ ], 等效电路如图 5(b) 所示。此模态期间原边  $Q_1$  关断,  $Q_4$  导通,  $Q_2$  导通, 谐振电流  $i_{Lr}$  自然下降至零。副边整流二极管  $D_1$  和  $D_4$  电流自然下降至零。谐振腔输入电压为 0, 输出电压为  $V_o/n$ 。  $V_{Cr}$ 、  $i_{Lr}$  的时域表达式为

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = I_{Lr}(t_1) Z_r \sin \omega_r(t - t_1) + (V_{Cr}(t_1) + V_o/n) \cos \omega_r(t - t_1) - \frac{V_o}{n} \\ i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_1) \cos \omega_r(t - t_1) - \frac{(V_{Cr}(t_1) + V_o/n)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \end{cases} \quad (6)$$

模态 3 [ $t_2 - t_3$ ], 等效电路如图 5(c) 所示。  $t_2$  时刻  $Q_2$  和  $Q_3$  导通, 谐振电流  $i_{Lr}$  为零, 之后  $i_{Lr}$  负向增长, 副边整流二极管  $D_2$  和  $D_3$  自然导通。  $t_3$  时刻  $Q_2$  持续导通,  $Q_3$  关断, 谐振电流  $i_{Lr}$  及副边整流二极管电流达到最大值。此模态期间, 谐振腔输入电压  $V_{ab}$  等于  $-V_{in}$ , 且导通占空比与  $Q_3$  导通占空比相等, 输出电压钳位至  $-V_o/n$ 。  $V_{Cr}$ 、  $i_{Lr}$  的时域表达式为

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = (V_{in} + V_{Cr}(t_2) + V_o/n) \cos \omega_r(t - t_2) - V_{in} - \frac{V_o}{n} \\ i_{Lr}(t) = -\frac{(V_{in} + V_{Cr}(t_2) + V_o/n)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_2) \end{cases} \quad (7)$$

模态 4 [ $t_3 - t_4$ ], 等效电路如图 5(d) 所示。  $t_3$  时刻之后  $Q_4$  导通, 谐振电流开始下降, 副边二极管  $D_2$  和  $D_3$  的电流自然下降。  $t_4$  时刻谐振电流为零, 副边整流二极管  $D_2$  和  $D_3$  电流自然下降至零。谐振腔输入电压为 0, 输出电压为  $-V_o/n$ 。  $V_{Cr}$ 、  $i_{Lr}$  的时域表达式为

$$\begin{cases} v_{Cr}(t) = I_{Lr}(t_3) Z_r \sin \omega_r(t - t_3) + (V_{Cr}(t_3) - V_o/n) \cos \omega_r(t - t_3) + \frac{V_o}{n} \\ i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_3) \cos \omega_r(t - t_3) - \frac{(V_{Cr}(t_3) - V_o/n)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \end{cases} \quad (8)$$

### 1.3.3 电压增益特性

PWM-PFM 混合式控制使变换器工作在谐振频率附近, 利用 FHA 法分析变换器的电压增益, 等效电路如图 2 所示, 根据图 4 进行坐标平移得到  $[-T_s/2, T_s/2]$  的输入电压为

$$u_{ab}(t) = \begin{cases} V_{in}, & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ -V_{in}, & -\left(\frac{T_s}{4} + \frac{T_s}{2}D\right) \leq t < -\left(\frac{T_s}{4} - \frac{T_s}{2}D\right) \\ 0, & -\frac{T_s}{2} \leq t < -\left(\frac{T_s}{4} + \frac{T_s}{2}D\right), \quad -\left(\frac{T_s}{4} - \frac{T_s}{2}D\right) \leq t < 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $D$  为占空比, 其取值范围  $[0, 0.5]$ 。将式(9)傅里叶分解为

$$\begin{cases} u_{ab}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_s t) + b_n \sin(n\omega_s t)] \\ b_n = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} u_{ab}(t) \sin(n\omega_s t) dt \\ a_n = \frac{2}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} u_{ab}(t) \cos(n\omega_s t) dt \end{cases} \quad (10)$$

求得基波分量为

$$u_{ab1}(t) = \frac{2V_{in}}{\pi} (1 + \sin \pi D) \sin(\omega_s t) \quad (11)$$

式中, 基波有效值为

$$V_{ab1} = \frac{2V_{in}}{\sqrt{2}\pi} (1 + \sin \pi D) \quad (12)$$

同理, 对二次侧输出进行傅里叶级数展开, 求得基波分量为

$$u_{cd1}(t) = \frac{4V_o}{\pi} \sin(\omega_s t - \varphi) \quad (13)$$

式中基波有效值为

$$V_{cd1} = \frac{4V_o}{\sqrt{2}\pi} \quad (14)$$

由式(2)、(12)和(14), 占空比取值为  $(0 \leq D \leq 0.5)$  时, 混合式控制下变换器的直流增益  $M$  为

$$M(f_n, Q, D) = \frac{V_o}{nV_{in}} = \frac{1 + \sin(D\pi)}{2\sqrt{1 + Q^2\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (15)$$

由式(15)知, 当  $Q$  值恒定时, 电压增益与工作频率及占空比有关, 使得特定的电压增益点对应多个占空比与工作频率的组合, 增益曲线如图 6 所示。当占空比为 0 时, 电压增益为半桥工作模式, 当占空比为 0.5 时, 电压增益为全桥工作模式, 此时增益只与频率有关, 采用变频工作模式。当占空比为 0 至 0.5 之间时, 电压增益为混合式工作模式, 变频的同时调整占空比, 这样就能实现柔性平滑转换工作模式。

## 2 充电控制及参数设计

### 2.1 谐振腔参数设计

本文设计一台多模态混合式恒流充电样机, 主要参数如表 1 所示。由混合式增益公式(15)知占空比等于 0.5 时, 谐振变换器工作在全桥状态, 当开关频率等于串联谐振频率时, 谐振变换器的最大归一化电压增益为 1, 即

$$M = \frac{V_o}{nV_{in}} = 1 \quad (16)$$

根据式(16), 可得到变压器的原副边匝数比为

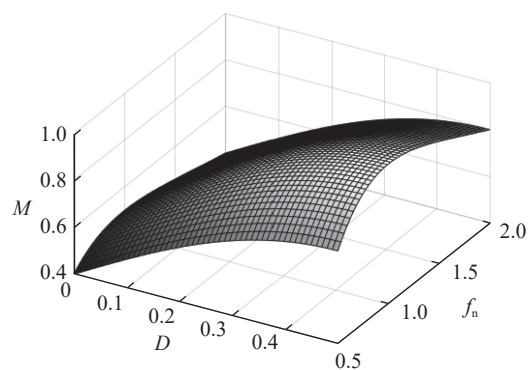


Fig. 6 Gain curves of hybrid control

图 6 混合式增益曲线

表 1 已知参数与设计参数

Table 1 Known parameters and design parameters

$V_{in}/V$	$V_o/V$	$I_o/A$	$f_r/kHz$	$L_r/\mu H$	$C_r/\mu F$	$N$
60	650	1	50	15	0.7	11

$$n = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (17)$$

谐振电容  $C_r$  与谐振电感  $L_r$  串联谐振的同时, 还充当直流储能电源。当满载输出功率为  $P_{max}$  及转换效率为  $\eta$  时, 谐振电容  $C_r$  存储的能量能够支撑 MOS 管导通期间为负载提供的能量应满足

$$C_r \geq \frac{P_{max}}{f_r V_{in}^2 \eta} \quad (18)$$

为实现变换器一次侧开关管的 ZVS, 谐振电流  $I_r$  必须在死区时间  $t_d$  内完成对开关管寄生电容  $C_{oss}$  的充放电, 根据电荷守恒方程, 可得满足条件

$$t_d > \frac{4C_{oss} V_{in}}{I_r} \quad (19)$$

根据已知参数, 结合式(1)、式(3)及式(18)可计算得到  $C_r$ 、 $L_r$ , 参数如表 1 所示。

## 2.2 控制器设计

多模态混合式恒流充电对输出电流进行闭环控制, 输出电压作为控制阈值, 控制逻辑结构如图 7 所示。图中  $I_o$  是输出电流,  $I_{ref}$  为充电基准电流,  $V_o$  为输出电压,  $V_{ref}$  为基准电压,  $\Delta f_s$  为半桥 (Half-Bridge, HB) 工作频率,  $\Delta f'_s$  与  $\Delta D$  分别为混合式控制的工作频率及占空比,  $\Delta f''_s$  为全桥 (Full-Bridge, FB) 工作频率。

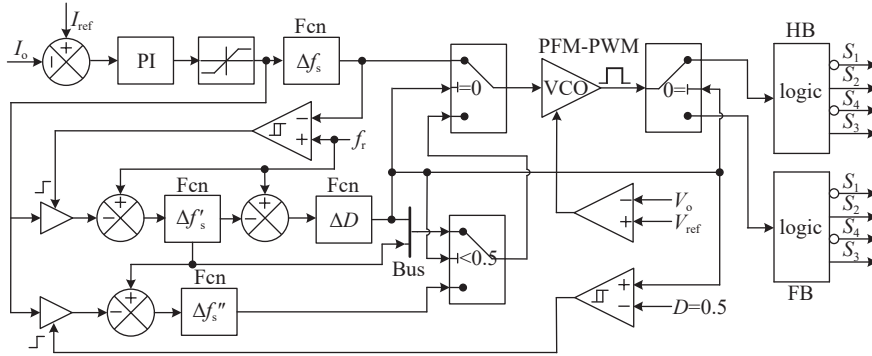


Fig. 7 Logic diagram of constant current charging control

图 7 恒流充电控制逻辑框图

充电过程有三种工作模式, 即半桥模式、混合式模式、全桥模式。进入充电工作状态后, 首先进入半桥模式, 通过输出电流  $I_o$  与基准电流  $I_{ref}$  的差值进行 PI 控制实时调节  $\Delta f_s$ ,  $\Delta f_s$  到达频率下限时输出电压为  $V_o$ , 此时开始调节  $\Delta f'_s$  与占空比  $\Delta D$ , 进入混合式模式, 混合式的电压增益由工作频率与占空比共同决定, 当占空比为 0.5 时的输出电压为  $V_1$ , 进入全桥模式, 调节  $\Delta f''_s$  改变电压增益直到充电完成电压  $V_2$ 。整个充电过程使谐振电路工作在 CCM 模式, 谐振电流具有峰值小、平均值大的优点, 易于实现谐振变换器的环路控制, 有利于模式切换时输出电流保持恒定。恒流充电时, 输出电压线性上升, 归一化频率为降低-增加-降低, 占空比变化范围为 0~0.5, 输出电压  $V_o$  超过基准电压  $V_{ref}$  停止充电, 充电示意图如图 8 所示。

## 3 实验验证

### 3.1 实验样机

为了验证上述多模态混合式恒流充电控制策略的正确性与可行性, 根据表 1 的参数搭建了一台串联谐振电容器充电电源样机, 如图 9 所示。该样机采用 STM32F446 为控制器, 输出四路独立的 PWM 波控制充电过程中的模式切换。

### 3.2 实验结果

多模态混合式变换器对 15 mF 的电容负载进行恒流 1 A 充电, 输入电压为 60 V, 输出电压为 650 V, 充电电压

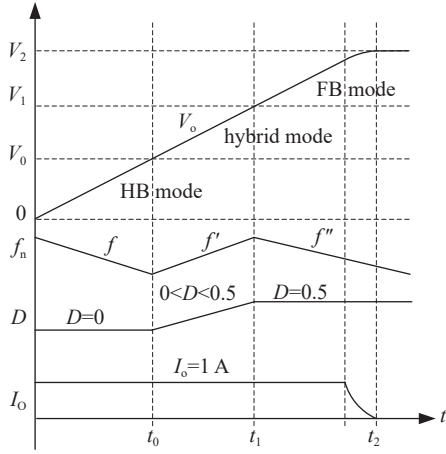


Fig. 8 Schematic diagram of constant current charging control

图 8 恒流充电示意图

电流波形如图 10 所示, 图中  $V_o$  为输出电压,  $I_o$  为输出电流。整个充电过程约 6 s, 前期恒流充电阶段, 输出电压保持线性增长; 当接近最大充电电压时, 进入恒压充电阶段, 输出电流缓慢降低至截止阈值, 此时输出电压曲线呈非线性增长, 直至充电结束。

由图 10 可知输出电压及电流在充电过程中无突变现象, 实现了充电过程中变换器工作模态的柔性平滑切换。图 11 为变换器的典型稳态波形, 谐振腔输入电压  $V_{ab}$ , 谐振电流  $i_{Lr}$ , 输出电流  $I_o$ ,  $Q_1$  漏源极电压  $V_{ds1}$ ,  $Q_1$  栅极电压  $V_{gs1}$ , 整流二极管电流  $i_{rec}$ , 输出电压  $V_o$ , 输出功率  $P_o$ 。

图 11(a) 给出了变换器输出电压 600 V, 输出功率 600 W 的工况; 图 11(b) 给出了变换器输出电压 450 V, 输出功率 450 W 的工况; 图 11(c) 给出了变换器输出电压 200 V, 输出功率 200 W 工况。图 11(a) 知变换器工作在全桥

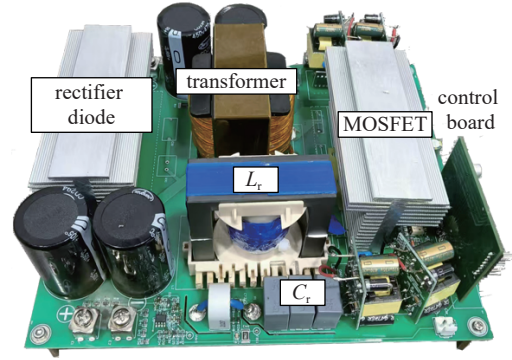


Fig. 9 Series resonant capacitor charging power supply prototype

图 9 串联谐振电容器充电电源样机

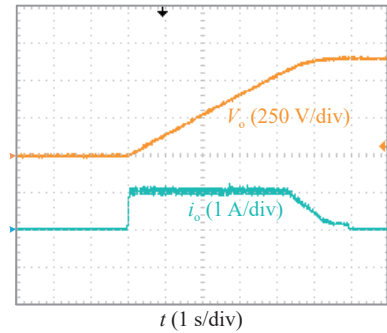
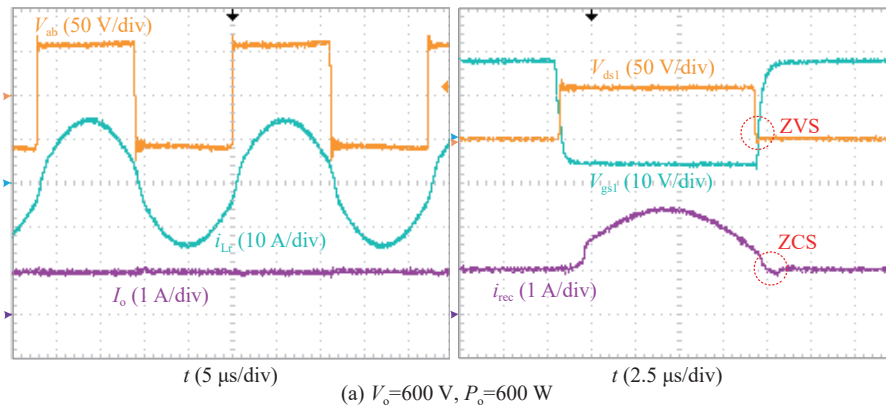
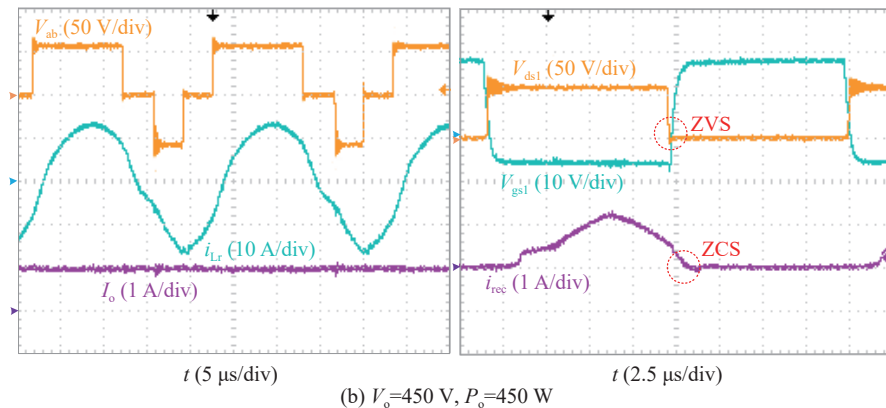


Fig. 10 Charging voltage and current waveform

图 10 充电电压及电流波形



(a)  $V_o=600\text{ V}$ ,  $P_o=600\text{ W}$



(b)  $V_o=450\text{ V}$ ,  $P_o=450\text{ W}$

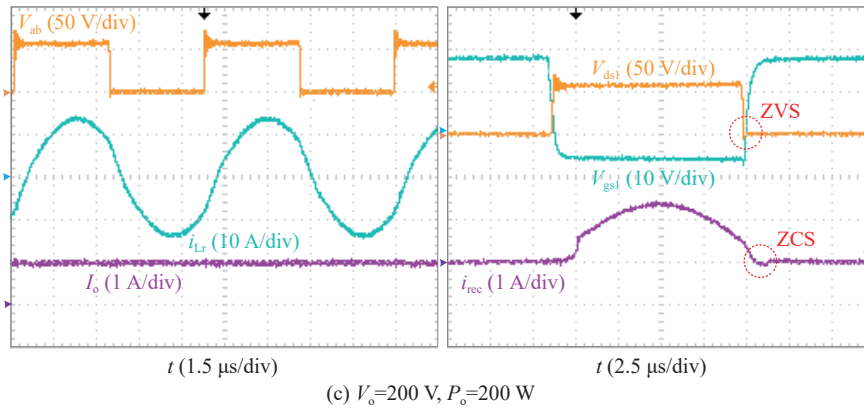


Fig. 11 Typical steady-state waveform of converter

图 11 变换器的典型稳态波形

模式, 变压器的原边谐振电流近似于正弦, 开关管完成 ZVS 开通, 副边整流二极管的电流自然下降至零, 完成 ZCS 关断。图 11(b) 表明变换器工作在混合式模式, 此模式下正半周保持 0.5 的占空比不变, 负半周占空比可调节, 谐振电流的正半周近似于正弦, 负半周近似于三角波, 开关管完成 ZVS 开通, 副边整流二极管完成 ZCS 关断。图 11(c) 的谐振腔输入电压只有正半周, 表明变换器工作在半桥模式, 其工作方式与全桥模式一致。

### 3.3 效率分析

为了对比多模式混合式控制策略在恒流充电中的效率优势, 全桥串联谐振变换器在相同输入输出条件下, 分别采用传统 PFM 控制及混合式控制方法测试变换器在恒流 1 A 时, 不同输出电压的效率  $\eta$ , 如图 12 所示。

由图 12 可知, 传统 PFM 控制及混合式控制模式的峰值效率均约为 96.4%。传统 PFM 控制在充电初期由于过高的开关频率, 使变换器严重偏离了谐振点以至于充电效率较低, 充电效率随着输出电压升高而增加, 当输出电压接近最大值时, 变换器工作在准谐振附近, 充电效率达到峰值。混合式控制在充电前期工作在半桥模式, 中期工作在混合式模式, 后期工作在全桥模式, 使得变换器在整个充电过程都处于串联谐振点附近, 开关管全程可实现 ZVS 开关, 整流二极管大多数工况处于 ZCS 状态, 有效地减小了变换器开关器件及整流二极管的开关损耗。由于变换器工作在谐振点附近, 变压器利用率高, 谐振器件损耗小, 从而提高了充电效率。由图 12 可知, 在混合式充电阶段, 尽管充电效率有所下降, 整体效率仍然优于传统 PFM 控制模式。

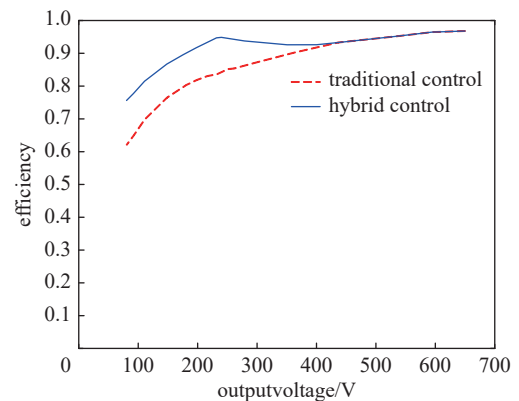


Fig. 12 Charging efficiency curve

图 12 充电效率曲线

## 4 结论

本文利用基波分析法分析了恒流串联谐振型电容器充电电源在传统 PFM 控制模式下存在的问题, 从而提出一种新型多模式混合式控制策略, 同时分析了混合式控制的增益特性。基于理论分析, 设计搭建了多模式混合式充电实验平台验证其正确性与可行性, 同时对比了传统 PFM 控制模式与混合式控制策略在相同条件下的充电效率。多模式混合式控制策略可使变换器在整个充电过程中始终工作在谐振点附近, 有效提升充电电源的整体效率。该方案不仅为电容储能型设备的充电系统提供了高效、可靠的解决路径, 其柔性且平滑的模式切换机制还可拓展应用于其他谐振型变换器的设计中, 具备良好的工程应用价值。

### 参考文献:

- [1] 甘延青, 罗光耀, 李飞, 等. 大功率重复频率高压脉冲充电电源研制[J]. 强激光与粒子束, 2025, 37: 035003. (Gan Yanqing, Luo Guangyao, Li Fei, et al. Development of high power repetition-rate high voltage pulse charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2025, 37(3): 035003)
- [2] 李波, 赵娟, 李洪涛, 等. 正负双极性直流高压充电电源设计[J]. 强激光与粒子束, 2022, 34: 095016. (Li Bo, Zhao Juan, Li Hongtao, et al. Design of bipolarity DC high voltage charging power supply[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2022, 34: 095016)

- [3] 孙加祥, 吴红飞, 汤欣喜, 等. 基于整流侧辅助调控的交错并联 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2021, 36(10): 2072-2080. (Sun Jiexiang, Wu Hongfei, Tang Xinxi, et al. Interleaved LLC resonant converter with auxiliary regulation of rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(10): 2072-2080)
- [4] 熊慧, 秦涛涛, 刘近贞. 基于 LCCL 谐振变换器拓扑的新型经频磁刺激电容器充电电源设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4757-4765,4776. (Xiong Hui, Qin Taotao, Liu Jinzhen. Design of new transcranial magnetic stimulation capacitor charging power supply based on LCCL resonant converter topology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4757-4765,4776)
- [5] Wang Yuchen, Yang Yahong, Wang Lei, et al. Optimal design of high-efficiency series resonant capacitor charging power supply[C]//Proceedings of the 2022 IEEE 6th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference. 2022: 7-10.
- [6] 郭俊超, 韩耀锋, 李龙骧, 等. 脉冲激光器中储能电容的充电电源改进与仿真[J]. 激光杂志, 2020, 41(7): 176-180. (Guo Junchao, Han Yaofeng, Li Longxiang, et al. Improvement and simulation on charging power supply used in energy storage capacitors of pulsed laser[J]. Laser Journal, 2020, 41(7): 176-180)
- [7] 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: 055006. (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: 055006)
- [8] 陈泽宇, 刘庆想, 李伟. 恒功率输入的电容器充电电源算法优化设计[J]. 强激光与粒子束, 2025, 37: 035018. (Chen Zeyu, Liu Qingxiang, Li Wei. Optimal design of capacitor charging power supply algorithm with constant power input[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2025, 37: 035018)
- [9] Gao J, Guan J S, Zhang Y, et al. Design of a high voltage charging power supply for HIAF-kicker system[J]. Physics of Particles and Nuclei, 2025, 56(3): 549-557.
- [10] Zhang Yuqiang, Shanguan Jingbin, Gao Daqing, et al. Design of a modular high-accuracy, high-voltage charging power supply prototype[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2022, 2401: 012051.
- [11] Li Zi, Zhu Yingbing, Jiang Song, et al. Optimal design of the series resonant charging power supply[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2025, 53(4): 704-712.
- [12] Jafari H, Habibi M. High-voltage charging power supply based on an LCC-type resonant converter operating at continuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5461-5478.
- [13] Xu Yun, Lu Chao, Yu Zhiyuan, et al. Multimode constant power control strategy for LCC resonant capacitor charging power supply based on state plane analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8399-8412.
- [14] Gong J W, Ahn S H, Ryoo H J, et al. Comparison of DCM and CCM operated resonant converters for high-voltage capacitor charger[C]//Proceedings of the 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2013: 532-537.
- [15] 曾宇轩, 菲华·帕兰斯, 于克训, 等. 变母线电压的 LLC 高压电容充电电源设计[J]. 强激光与粒子束, 2024, 36: 025013. (Zeng Yuxuan, Palanas P J, Yu Kexun, et al. LLC high voltage capacitor charging power supply design with variable bus voltage[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2024, 36: 025013)
- [16] Sun Xiaofeng, Li Xiaohua, Shen Yanfeng, et al. Dual-bridge LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for wide input applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 69-80.
- [17] Ma Jianguang, Wei Xueye, Hu Liang. Investigation on optimal parameter selection for LLC half-bridge resonant converter based on FHA[J]. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 2018, 26(2): 895-905.
- [18] 缪哲语, 全昊, 姚文熙, 等. 一种柔性多模态宽范围全桥 LLC 变换器控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 747-760. (Miao Zheyu, Tong Hao, Yao Wenxi, et al. A flexible variable-mode control method for wide-range full-bridge LLC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 747-760)