DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.62 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

宽输出三电平 LLC 谐振变换器及控制策略

朱 浩(中国电源学会学生会员)，廖志凌
(江苏大学电气信息工程学院，镇江 212013)

摘要：随着电动汽车市场大规模增长，电动汽车充电设备的应用也随之增多。针对传统电动汽车充电变换器电压增益范围小、低电压输出时效率低且二次侧整流二极管电压应力高的缺点，改进了 1 种飞跨电容式三电平 LLC 谐振变换器拓扑，并提出 1 种变脉宽 Burst 控制策略，提高了低电压输出时的效率。通过由变频控制、变脉宽 Burst 控制策略组成的混合控制，实现宽电压输出并用基波近似法分析变脉宽 Burst 控制策略的增益范围。最后搭建 1 台最高功率为 2 000 W 的样机，验证了所改进的飞跨电容式三电平 LLC 谐振变换器新拓扑、变脉宽 Burst 控制策略的可行性。

关键词：三电平；高效率；Burst；LLC 谐振变换器

Three-level LLC Resonant Converter with Wide Output Range and Its Control Strategy

ZHU Hao, *Student Member*, *CPSS*, LIAO Zhiling
(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: With the massive growth of the electric vehicle (EV) market, the applications of EV charging equipment have also increased. Aimed at the disadvantages of traditional EV charging converters such as a small voltage-gain range, a low efficiency in low voltage output mode and a high voltage stress in rectifier diodes on the secondary side, the topology of a three-level LLC resonant converter with integrated flying-capacitor cell is improved, and a Burst control strategy with variable pulse width is proposed to enhance the efficiency in low voltage output mode. Through the hybrid control composed of pulse frequency modulation and the proposed Burst control strategy with variable pulse width, a wide output voltage is achieved, and the voltage-gain range under the Burst control strategy with variable pulse width is analyzed using first harmonic approximation. Finally, an experimental prototype with maximum power of 2 000 W was built, and results verified the feasibility of the novel topology of the improved three-level LLC resonant converter with integrated flying-capacitor cell and its Burst control strategy with variable pulse width.

Keywords: Three-level; high efficiency; Burst; LLC resonant converter

近年来，在国家政策的支持和社会消费观念的改变下，电动汽车市场大规模增长，电动汽车充电设备的应用也随之增多，对其高效率、高可靠性、宽电压增益范围的要求也不断提高[1]。LLC 谐振变换器由于其高效率、低 EMI、电气隔离等优点被大量应用[2]。

三电平 LLC 谐振变换器由于其一次侧开关管电压应力为输入电压的 1/2，减少了器件选型的困难并降低了开发成本，所以比传统两电平变换器更具有优势。目前已经有诸多类型的三电平 LLC 谐振变换器拓扑和控制方式被提出[3-6]。文献[3]提出 1 种复合全桥三电平 LLC 谐振变换器，实现了分压

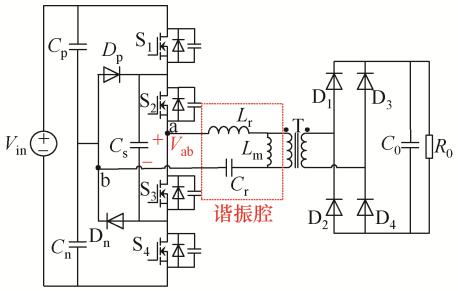
收稿日期：2023-06-07；**修回日期**：2023-09-18；**录用日期**：2023-11-21；**网络首发日期**：2024-01-17
基金项目：江苏省研究生科研实践创新资助项目(SJCX22_1869)
This work is supported by Postgraduate Research & Practice Innovation Program of Jiangsu Province under the grant SJCX22_ 1869

电容的均压和一次侧开关管的零电压开关 ZVS (zero-voltage switching)，但是一次侧开关管多，增加了成本并且不利于散热，二次侧整流二极管电压应力也比较高；文献[4]提出 1 种飞跨电容式三电平 LLC 谐振变换器，优点是降低了一次侧开关管电压应力，扩大了输出电压增益范围，但是在降压模式中采用移相控制(phase-shift modulation)，导致无功环流较大，效率较低；文献[5]提出 1 种具有自主均压功能的三电平半桥 LLC 谐振变换器，优点是一次侧结构简单，实现了分压电容的均压，但控制系统较为复杂，且输出电压纹波较大；文献[6]提出 1 种基于间歇控制的三电平 LLC 谐振变换器，优点是降压效果好，但输出电压纹波大，效率较低。

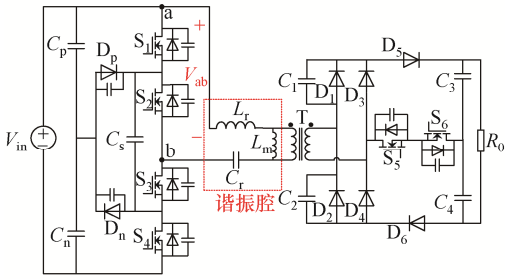
针对上述问题，本文改进了 1 种飞跨电容式三电平 LLC 谐振变换器，并提出 1 种变脉宽 Burst 控制策略和混合控制方式，提高了低电压输出工况下的效率，扩大了输出电压增益范围，并使二次侧整流二极管在高电压输出时电压应力为输出电压的 1/2。

1　电路拓扑分析

如图 1(a)所示，传统三电平 LLC 谐振变换器具有输出电压增益范围小、二次侧整流二极管电压应力大、低压工况效率低[7]的问题。如图 1(b)所示，本文改进了飞跨电容式三电平 LLC 谐振变换器，开关管 S_1~S_4 串接在一起组成三电平桥臂，D_p、D_n 为钳位二极管，C_s 为飞跨电容，谐振腔由谐振电感 L_r、励磁电感 L_m、谐振电容 C_r 组成，变压器 T 变比为 n:1，V_{in} 为输入电压，V_{ab} 为谐振腔输入电压，C_p、C_n 为均压电容，C_0 为滤波电容，R_0 为负载。当二次侧开关管 S_5、S_6 关断时，二极管 D_1~D_4 组成整流电路；当二次侧开关管 S_5、S_6 导通时，输出电压为之前的 2 倍，此时 D_1、D_2、D_5、D_6 组成整流二极管，在钳位二极管 D_3、D_4 和辅助电容 C_1、C_2 的作用下，整流二极管电压应力为输出电压的 1/2。本文通过改进二次侧整流电路结构和优化谐振腔参数，拓宽了拓扑输出电压的增益范围并减小了高电压输出时整流二极管的电压应力。



(a) 传统飞跨电容式三电平LLC谐振变换器拓扑



(b) 改进的飞跨电容式三电平LLC谐振变换器拓扑

图 1　所提飞跨电容式三电平 LLC 谐振变换器拓扑

Fig. 1 Topology of proposed three-level LLC resonant converter with integrated flying-capacitor cell

谐振参数直接影响变换器的输出电压增益特性，为了简化分析，进行以下假设：①将所有电力电子器件均视为理想器件；②输入输出电容及飞跨电容足够大；③开关管的结电容容值相等[7]。

在不同的开关频率 f_s 下，谐振腔电压增益 G 满足[4]

$$G=\frac{1}{\sqrt{(1+k-k/f_n^2)^2+Q^2(f_n-1/f_n)^2}} \tag{1}$$

式中：k 为电感比，$k=L_r/L_m$；f_n 为归一化频率，$f_n=f_s/f_r$，f_s 为开关管工作频率[8]，f_r 为谐振频率；Q 为品质因数，$Q=n^2R_e$，n^2R_e 为变压器二次侧折合到一次侧的等效负载。

k 值越小代表调频调压能力越强，本文 k 值取 4 使得变换器在较小频率调节范围内满足电压增益要求，不同 Q 值的电压增益曲线如图 2 所示，更小的品质因数可以提高输出电压增益范围，但过小也会导致损耗增加，本文 Q 值折中取 0.35。设计谐振频率 f_r=100 kHz，由此计算谐振参数 L_r=28.47 μH、L_m=113.9 μH、C_r=88.96 nF。工作区域被纯阻性曲

线和 f_n=1 分为 3 个区域。其中，区域 1 在直线 f_n=1 和纯阻性曲线右侧，区域 2 在直线 f_n=1 左侧和纯阻性曲线右侧，区域 3 在直线 f_n=1 和纯阻性曲线左侧[9]。区域 1 和区域 2 内变换器呈感性可以实现 ZVS，区域 3 变换器呈容性工作在零电流开关 ZCS(zero-current switching)[10]。

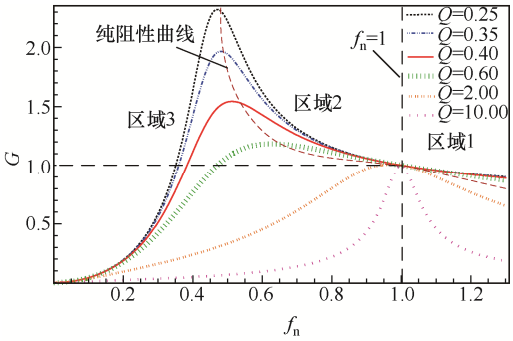


图 2 不同 Q 值的电压增益曲线

Fig. 2 Curves of voltage-gain with different values of Q

2 变脉宽 Burst 控制策略分析

传统 LLC 变换器经常会使用移相控制实现低电压输出，但当移相角过大时变换器效率普遍偏低。本文提出 1 种变脉宽 Burst 控制策略，提高了低电压输出时的效率。在该控制策略下，开关管工作在谐振频率，具体控制策略如图 3 所示。1 个 Burst 控制周期由 $T_{Burst,on}$ 和 $T_{Burst,off}$ 组成且 $T_{Burst,on}$=$T_{Burst,off}$=$1/f_r$。其中，$T_{Burst,on}$ 周期内 PWM 正常，而在 $T_{Burst,off}$ 内 PWM 闭锁，闭锁期间负载由输出电容 C_3、C_4 供能；在 $T_{Burst,on}$ 周期内，设 S_1 在第 2 次触发的 PWM 占空比为 D_x，S_4 第 2 次触发占空比设为 D_y 并保持 0.25，由此可得 S_1 第 1 次和第 3 次触发占空比相等并均为 0.25−D_x/2。开关管 S_2、S_3 关系与 S_1、S_4 类似，设 S_2 在第 2 次触发的 PWM 占空比为 0.5−D_x，由此可得 S_2 第 1 次和第 3 次触发占空比相等并均为 D_x/2。当 S_1 和 S_2 同时导通时，V_{ab}=0 V；当 S_1 和 S_3 同时导通时，V_{ab}=V_{in}/2；当 S_3 和 S_4 同时导通时，V_{ab}=V_{in}。因此，通过改变 S_1 驱动的占空比 D_x 即可改变谐振腔输入电压 V_{ab} 并调节输出电压。

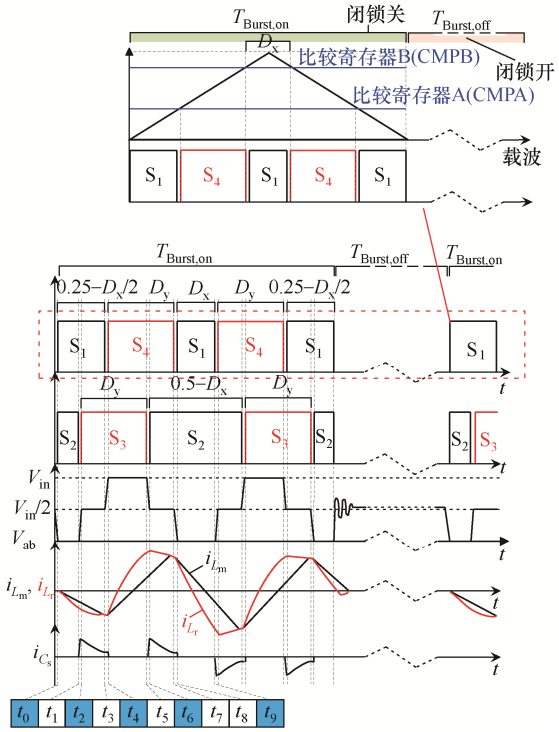


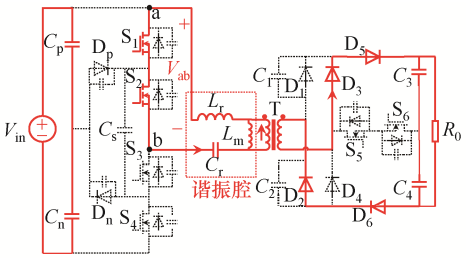
图 3 所提变脉宽 Burst 控制策略

Fig. 3 Proposed Burst control strategy with variable pulse width

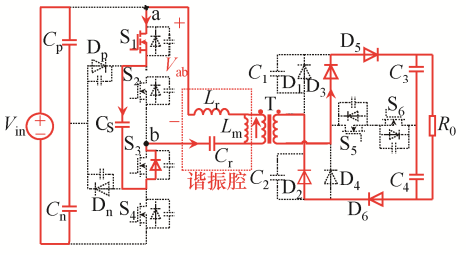
2.1 工作模态分析

变脉宽 Burst 控制策略工作模态如图 4 所示，假设：①变换器工作在稳态；②变换器各电力电子器件均属理想器件；③变压器 T 为理想器件且变比为 n。

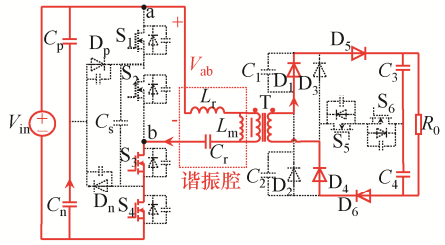
工作模态 1[t_0, t_1]：在 t_0 时刻，S_2 导通，由于



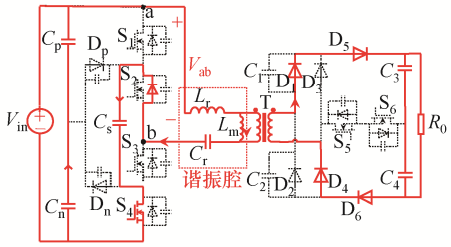
(a) 工作模态1



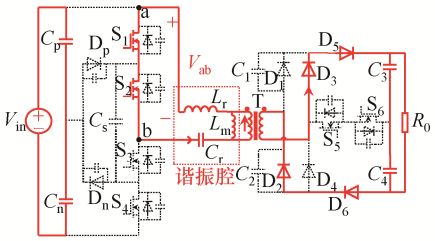
(b) 工作模态3



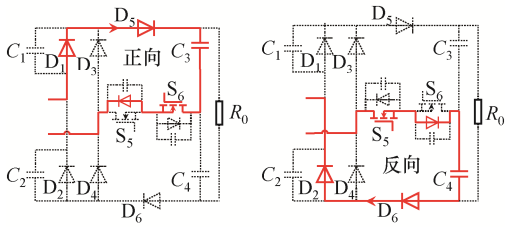
(c) 工作模态5



(d) 工作模态7



(e) 工作模态9



(f) 二次侧正向和反向模态

图 4　变脉宽 Burst 控制策略的模态

Fig. 4 Modes of Burst control strategy with variable pulse width

t_0 时刻之前 S_2 的寄生电容电压降至 0 V，故 S_2 可以实现 ZVS。D_2、D_3 导通，L_m 的电压被输出电压钳位在 $-nV_o$，谐振电流 i_{L_r} 的波形为正弦波，励磁电流 i_{L_m} 呈线性变化，C_s 未进行充放电，谐振腔参数为

$$\begin{cases} i_{L_m}(t)=i_{L_m}(t_0)+\dfrac{nV_o}{L_m}(t-t_0) \\ i_{L_r}(t)=i_{L_r}(t_0)\cos[\omega_r(t-t_0)]+\dfrac{[nV_o-V_{C_r}(t_0)]}{Z_r}\cdot \\ \qquad \sin[\omega_r(t-t_0)] \\ V_{C_r}(t)=nV_o+i_{L_r}(t_0)Z_r\sin[\omega_r(t-t_0)]+ \\ \qquad [-nV_o+V_{C_r}(t_0)]\cos[\omega_r(t-t_0)] \end{cases} \tag{2}$$

式中：V_o 为输出电压；ω_r 为谐振角频率；V_{C_r} 为谐振电容电压；Z_r 为特征阻抗，$Z_r=\sqrt{L_r/C_r}$；$f_r=1/2\pi\sqrt{L_rC_r}=100\ \text{kHz}$。

工作模态 2[t_1, t_2]：此模态为死区，在 t_1 时刻 S_2 断开，在 t_3 时刻之前 S_3 的结电容放电至 0 V，S_2 结电容电压充电至 $V_{in}/2$。工作模态 4、6、8 均为死区，原理类似，不再赘述。

工作模态 3[t_2, t_3]：在 t_2 时刻此模态与工作模态 1 类似；在 t_3 时刻到来之前，L_m 参与谐振，谐振频率为 f_m，$f_m=1/2\pi\sqrt{(L_r+L_m)C_r}$。此时 i_{L_r} 和 i_{L_m} 近似相等，没有能量可以传递到二次侧，故 D_2、D_3 截止，负载由输出电容提供能量，C_s 充电。L_m 参与谐振后的谐振腔参数为

$$\begin{cases} i_{L_m}(t)=i_{L_m}(t_2)+\dfrac{nV_o}{L_m}(t-t_2) \\ i_{L_r}(t)=i_{L_r}(t_2)\cos[\omega_m(t-t_2)]+\dfrac{[V_{in}/2-V_{C_r}(t_2)]}{Z_m}\cdot \\ \qquad \sin[\omega_m(t-t_2)] \\ V_{C_r}(t)=\dfrac{V_{in}}{2}+i_{L_r}(t_2)Z_m\sin[\omega_m(t-t_2)]+ \\ \qquad \left[-\dfrac{V_{in}}{2}+V_{C_r}(t_2)\right]\cos[\omega_m(t-t_2)] \end{cases} \tag{3}$$

式中：ω_m 为 L_r、C_r 和 L_m 的谐振角频率；Z_m 为此模态的特征阻抗，$Z_m=\sqrt{(L_r+L_m)/C_r}$。

工作模态 5[t_4, t_5]：在 t_4 时刻，S_3 导通，L_r 与 C_r 谐振(谐振频率为 f_r)。L_m 不参与谐振，其两端的电压被输出电压钳位在 nV_o，励磁电流 i_{L_m} 线性上升。变压器 T 二次侧的 D_1、D_4 处于导通状态，此时 $V_{ab}=V_{in}$，C_s 停止充电。谐振腔参数为

$$\begin{cases} i_{L_m}(t)=i_{L_m}(t_4)+\dfrac{nV_o}{L_m}(t-t_4) \\ i_{L_r}(t)=i_{L_r}(t_4)\cos[\omega_r(t-t_4)]+\dfrac{[V_{in}-nV_o-V_{C_r}(t_4)]}{Z_r}\cdot \\ \qquad \sin[\omega_r(t-t_4)] \\ V_{C_r}(t)=V_{in}-nV_o+i_{L_r}(t_4)Z_r\sin[\omega_r(t-t_4)]+ \\ \qquad [-V_{in}+nV_o+V_{C_r}(t_4)]\cos[\omega_r(t-t_4)] \end{cases} \tag{4}$$

工作模态 7[t_6, t_7]：此模态一开始 L_r 与 C_r 谐振，谐振电流、励磁电流同模态 5 一致；之后 L_m 参与谐振，谐振频率为 f_m，C_s 停止充放电，L_m 参与谐振后的谐振腔参数和工作模态 5 类似。

工作模态 9[t_8, t_9]：工作模式和模态 1 类似。

t_0~t_9 为 $T_{Burst,on}$ 内前半周期，后半周期工作模态与前半周期原理类似，此处不再赘述。

上述工作模态均是在开关管 S_5 和 S_6 关断的情况下进行的。如图 4(f)所示，当开关管 S_5 和 S_6 导通时，输出电压是未导通时的 2 倍。此时由于钳位二极管 D_5、D_6 和辅助电容 C_1、C_2 的作用，可以减缓 D_1、D_2 截止时电压上升的速率，从而实现整流二极管的均压，二次侧整流二极管的电压应力是输出电压的 1/2。

2.2 基于 FHA 的增益分析

本文采用基波近似法 FHA(first harmonic approximation)分析变换器直流电压增益[11]。变脉宽 Burst 控制策略下 FHA 等效电路[12]如图 5 所示，V_p 为变压器一次侧电压[13]。

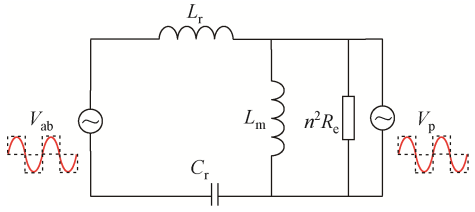


图 5 谐振腔等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of resonant cavity

谐振腔输入电压 V_{ab} 波形详见图 3，可以得到

$$V_{ab}=\begin{cases}0 & t\in[0,D_xT_s)\cup[(1-D_x)T_s,T_s]\\ \dfrac{V_{in}}{2} & t\in[D_xT_s,(0.5-D_x)T_s)\\ & \cup[(0.5+D_x)T_s,(1-D_x)T_s)\\ V_{in} & t\in[(0.5-D_x)T_s,(0.5+D_x)T_s)\end{cases}\tag{5}$$

经过傅里叶分解可得到 V_{ab} 基波为

$$V_{ab.1}=-\frac{2}{\pi}\cos(\omega t)\sin(2\pi D_x)V_{in}\tag{6}$$

式中，ω 为角频率。

在 1 个工作周期内，变压器一次侧电压 V_p 可近似为

$$V_p=\begin{cases}-V_{in} & t\in[0,0.25T_s)\cup[0.75T_s,T_s]\\ V_{in} & t\in[0.25T_s,0.75T_s)\end{cases}\tag{7}$$

经过傅里叶分解可得变压器一次侧电压 V_p 基波为

$$V_{p.1}=-\frac{4n}{\pi}\cos(\omega t)V_o\tag{8}$$

在变脉宽 Burst 控制策略中，开关频率为准谐振频率，所以 $V_{ab.1}$=$V_{p.1}$。开关管半个周期工作，另外半个周期处于闭锁状态，闭锁时 $V_{p.1}$=0，所以变换器输出电压增益为

$$G_{dc}=\frac{1}{2}\cdot\frac{V_o}{V_{in}}\tag{9}$$

化简后求得输出电压增益为

$$G_{dc}=\frac{\sin(2\pi D_x)}{4n}\tag{10}$$

3 变脉宽 Burst 控制策略和混合控制方式的实现

本文需要变频控制 PFM(pulse frequency modulation)、变脉宽 Burst 控制策略相结合才能实现高效率、宽输出电压增益的效果，具体输出电压范围见表 1。其中 45~175 V 采用所提变脉宽 Burst 控制策略，根据式(10)，在该策略下，当 D_x=0.25 时输出电压最大，随着 D_x 的减小，输出电压也随之减小，计算可得 $D_x\in$[0.10, 0.24]；175~600 V 采用变频控制，在该控制方式下，输出电压大小与工作频率 f_s 大小呈负相关。

表 1 不同输出电压范围的控制模式

Tab. 1 Control modes under different output voltage ranges

输出电压范围/V	控制方式
45~90	变脉宽 Burst 控制策略
90~175	变脉宽 Burst 控制策略(S_5、S_6 导通)
175~300	变频控制
300~600	变频控制(S_5、S_6 导通)

控制系统如图 6 所示，通过采样输出电压最终实现闭环控制。采样输出电压模拟量换算成数字量后与参考电压比较，经过滞环比较，再根据表 1 选择变换器相应的工作模式[14]，将参考值和实际电压

值的差值ΔV传递给 PI 控制器[15]，经过换算得出新的工作频率f_s或开关管 S_1驱动的占空比。为了提高闭环性能和稳定性，将采样电压函数放在 DSP 定时器中断中设定每 10 μs 执行 1 次，通过二阶滤波法处理数据，通过软件程序减小采样电压的纹波[16-18]。

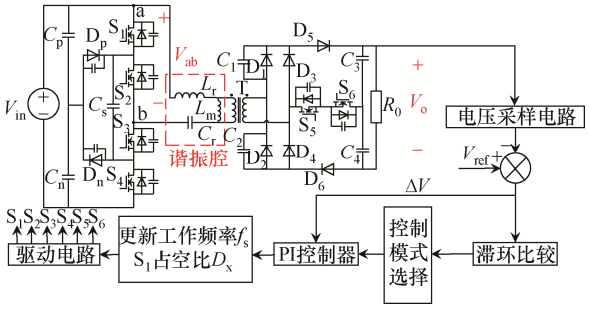


图 6　控制系统

Fig. 6 Control system

4　实验验证与分析

为了验证所改进的电路拓扑、所提变脉宽 Burst 控制策略和混合控制的可行性，对其进行实验验证，实验平台如图 7 所示，电路参数见表 2。

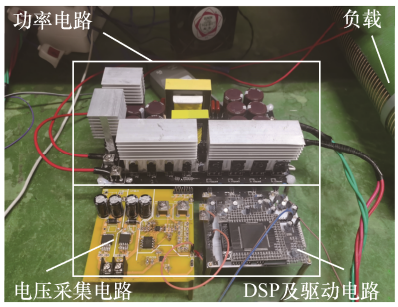


图 7　实验平台

Fig. 7 Experimental platform

4.1　变频控制、变脉宽 Burst 控制实验

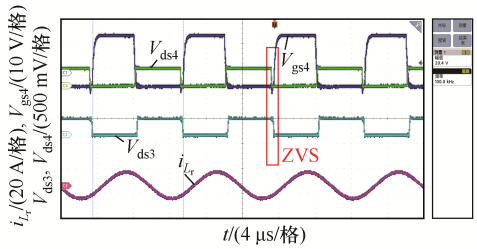
变频控制实验工作频率控制在 65~120 kHz，通过改变工作频率来实现输出电压 175~300 V 的升降；将 S_5、S_6导通，即可实现输出电压 300~ 600 V 的升降。图 8(a)~(c)包括变换器在变频控制下 S_4的栅极电压 V_{gs4}、S_4的漏源极电压 V_{ds4}、S_3的漏源极电压 V_{ds3}、谐振电流 i_{L_r}及谐振腔输入电压 V_{ab}的稳态波形，V_{ds3}、V_{ds4}均为输入电压的 1/2，其中图 8(c)为 S_5、S_6导通后的稳态波形。由图 8(g)可见，该实验输出功率范围为 712~2 000 W，效率均在 94%以上，一次侧开关管均可实现 ZVS。

表 2　主要实验参数

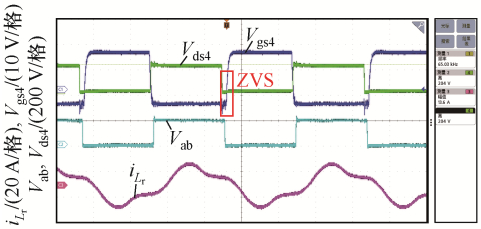
Tab. 2 Main experimental parameters

参数	数值或型号
谐振电感 L_r/μH	28.47
谐振电容 C_r/nF	88.96
励磁电感 L_m/μH	113.9
变压器变比 n	14:13
谐振频率 f_r/kHz	100
输入电容 C_{in}/μF	1 320
输出电容 C_o/μF	1 320
辅助电容/pF	500
输入电压 V_{in}/V	300~400
输出电压 V_o/V	45~600
开关管 S_1~S_6	C3M0045065D
DSP	TMS320F28335

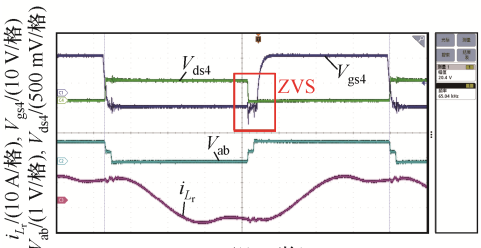
变脉宽 Burst 控制实验工作频率维持在谐振频率即 100 kHz，通过改变 S_1的占空比 D_x来实现输出电压 45~90 V 的升降；将 S_5、S_6导通，即可实现



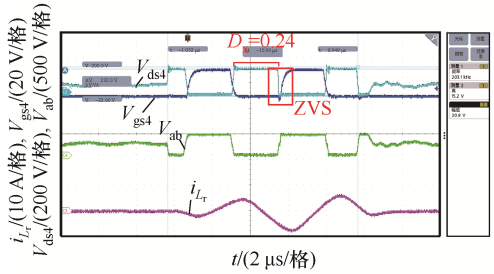
(a) f_s=100 kHz, V_o=175 V, P_o=682 W



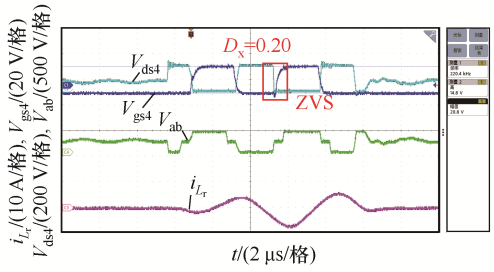
(b) f_s=65 kHz, V_o=300 V, P_o=2 000 W



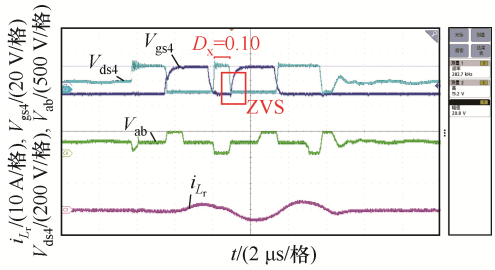
(c) f_s=65 kHz, V_o=600 V, P_o=900 W



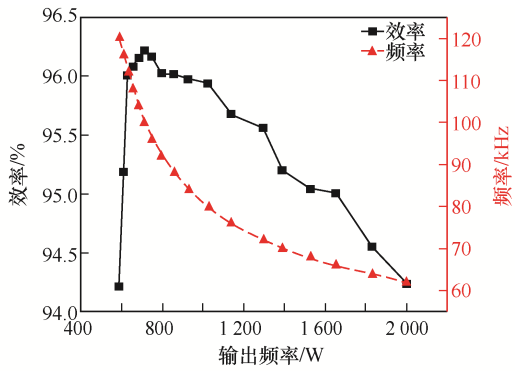
(d) D_x=0.24, V_o=96 V, P_o=204.8 W



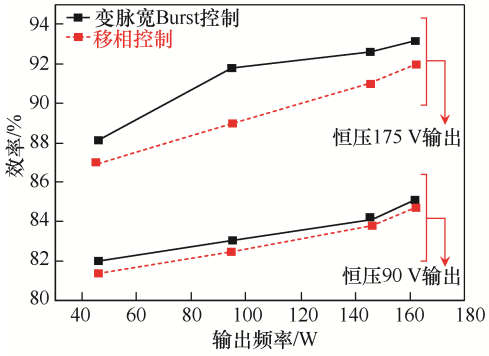
(e) D_x=0.20, V_o=81 V, P_o=145.8 W



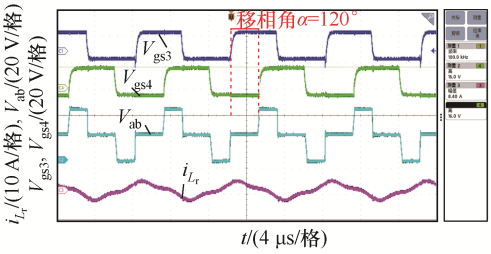
(f) D_x=0.10, V_o=45 V, P_o=45.8 W



(g) 变频控制实验效率曲线



(h) 移相控制、变脉宽Burst控制效率对比



(i) 移相控制α=120°，V_o=90 V, P_o=160 W

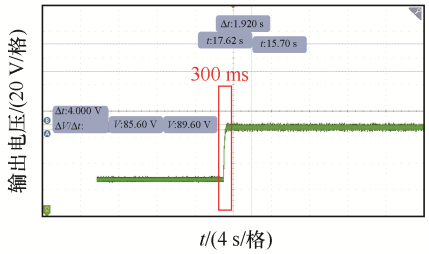
图 8 变频控制、变脉宽 Burst 控制实验结果

Fig. 8 Experimental results under PFM control and Burst control with variable pulse width

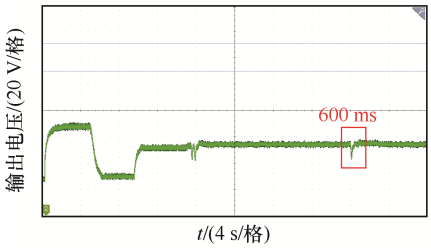
输出电压 90~175 V 的升降。图 8(d)~(f)包括变换器在变脉宽 Burst 控制策略下开关管 S_1 的 D-S 端电压 V_{ds1}、开关管 S_4 的 G-S 端电压 V_{gs4}、谐振腔输入电压 V_{ab}、谐振电流 i_{L_r} 的稳态波形，V_{ds4}、V_{ds3} 均为输入电压的 1/2。传统 LLC 谐振变换器使用移相控制满足低电压输出的需求，但效率偏低，如图 8(h)~(i)所示，通过实验对比了所提变脉宽 Burst 控制与移相控制在特定输出电压(175 V、90 V)下的效率，可以清晰地看到所提变脉宽 Burst 控制效率要高于移相控制。

4.2 电压闭环调制实验

本文采用 PI 控制进行闭环实验，由于三电平 LLC 谐振变换器具有非线性、滞后性等特点，采用 PI 控制在速度上并不理想，但可以保障控制精度。三电平 LLC 谐振变换器在闭环运行时，根据需求改变输出电压，结合表 1 切换控制模式。如图 9(a)所示，当输出电压为 55 V 时，给予 DSP 升压至 87 V 的指令，在 300 ms 以内，输出电压达到目标值并维持稳态。如图 9(b)所示，当输入电压突然降低 30 V 时，输出电压可以在 600 ms 内恢复稳态。



(a) 改变参考值时输出电压的波动状态



(b)输入电压扰动时输出电压的波动状态

图 9　闭环实验

Fig. 9 Closed-loop experiment

5　结语

本文改进了飞跨电容式三电平 LLC 谐振变换器拓扑，在此拓扑基础上提出 1 种变脉宽 Burst 控制策略并实现闭环，分析了变脉宽 Burst 控制策略下的增益特性。最后进行实验验证，完成输入 300~400 V、输出 45~600 V 的 LLC 变换器，最高功率达到 2 000 W，大多数工况下效率可以维持在 94.00%以上，最高效率达到 96.21%。该实验验证了所改进的飞跨电容式三电平 LLC 拓扑和变脉宽 Burst 控制策略的可行性，提高了三电平 LLC 变换器的输出电压增益范围和低电压输出时的效率。

参考文献：

[1] 江添洋, 张军明, 汪槱生. 同步控制双向 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 87-96.
Jiang Tianyang, Zhang Junming, Wang Yousheng. Bidirectional LLC resonant converter with synchronous control method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(12): 87-96. (in Chinese)

[2] 李志军, 徐铎, 孙乐, 等. 基于可变拓扑结构 LLC 变换器的新型混合调制策略[J]. 太阳能学报, 2021(2): 338-345.
Li Zhijun, Xu Duo, Sun Le, et al. Novel hybrid modulation strategy based on variable topology LLC converter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021(2): 338-345. (in Chinese)

[3] 金科, 阮新波. 复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(3): 53-58.
Jin Ke, Ruan Xinbo. Hybrid full bridge three-level LLC resonant converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(3): 53-58. (in Chinese)

[4] 王暄, 王广柱, 孙晓伟, 等. 具有宽范围输出电压的三电平半桥 LLC 谐振变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 24-33.
Wang Xuan, Wang Guangzhu, Sun Xiaowei, et al. Research on control strategy of three-level half-bridge LLC resonant converter with wide output voltage range [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(21): 24-33. (in Chinese)

[5] Zhu Lili, Sheng Zhicai, Peng Fu, et al. Control strategy of half-bridge three-level LLC resonant converters with wide output voltage range [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2022, 50(11): 4381-4386.

[6] Park K B, Lee B H, Moon G W, et al. Analysis on center-tap rectifier voltage oscillation of LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2684-2689.

[7] Wang Xuan, Wang Guangzhu, Wang Yubin, et al. Three-level half-bridge LLC converter with phase shift and frequency modulation control [C]// IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, 2016: 1429-1434.

[8] 梁光耀, 杜贵平, 刘源俊. 宽工作范围 LLC 谐振变换器模糊 PID 控制策略[J]. 电源学报, 2020, 18(2): 138-144.
Liang Guangyao, Du Guiping, Liu Yuanjun. Fuzzy PID control strategy for LLC resonant converter with wide operating range [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(2): 138-144. (in Chinese)

[9] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72-79, 94.
Li Ju, Ruan Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 72-79, 94. (in Chinese)

[10] Fang Xiang, Hu Haibing, Shen Z J, et al. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1985-1995.

[11] 严雨阳, 庄建军, 司峻峰. 基于负载变化的全桥 LLC

谐振变换器优化设计[J]. 电力电子技术, 2020, 54(7): 7-10, 14.
Yan Yuyang, Zhuang Jianjun, Si Junfeng. Optimal design of full bridge LLC resonant converter based on load change [J]. Power Electronics, 2020, 54(7): 7-10, 14. (in Chinese)

[12] 刘威, 姚文熙, 吕征宇. 半桥三电平 LLC 谐振变换器的调制方法[J]. 浙江大学学报(工学版), 2017, 51(8): 1653-1661.
Liu Wei, Yao Wenxi, Lü Zhengyu. Modulation methods of half-bridge three-level LLC resonant converters [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2017, 51(8): 1653-1661. (in Chinese)

[13] 万新强, 倪喜军, 骆皓, 等. 一种超宽电压范围隔离型 DC-DC 变流器研究[J]. 电源学报, 2020, 18(1): 88-95.
Wan Xinqiang, Ni Xijun, Luo Hao, et al. Research on extra-wide-voltage-range isolated DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(1): 88-95. (in Chinese)

[14] Ivensky G, Bronshtein S, Abramovitz A. Approximate analysis of resonant LLC DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3274-3284.

[15] 杨瞻森, 马皓, 杜建华. 适用于宽输出范围的混合控制全桥 LLC 电路[J]. 电源学报, 2017, 15(1): 119-124.
Yang Zhansen, Ma Hao, Du Jianhua. Hybrid mode controlled full-bridge LLC series resonant converter for wide output application [J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(1): 119-124. (in Chinese)

[16] 魏晓光, 王新颖, 高冲, 等. 用于直流电网的高压大容量 DC/DC 变换器拓扑研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(S1): 218-224.
Wei Xiaoguang, Wang Xinying, Gao Chong, et al. Topologies research of high voltage and high power DC/DC converters used in DC grids [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(S1): 218-224. (in Chinese)

[17] 周国华, 邱森林, 张小兵. 宽增益高效率级联式四开关 Buck-Boost LLC 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1103-1115.
Zhou Guohua, Qiu Senlin, Zhang Xiaobing. Cascaded four-switch Buck-Boost LLC converter with wide gain range and high efficiency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1103-1115. (in Chinese)

[18] 陈宗祥, 赵欣雨, 张武林, 等. LLC 谐振变换器电荷自抗扰控制策略研究[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 1-9.
Chen Zongxiang, Zhao Xinyu, Zhang Wulin, et al. Research on charge active disturbance rejection control strategy for LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 1-9. (in Chinese)



朱浩

作者简介：

朱浩(1999—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2222107119@stmail.ujs.edu.cn。

廖志凌(1971—)，男，博士，教授。研究方向：功率电子变换技术和太阳能光伏利用转换技术。E-mail：liaozhiling@ujs.edu.cn。

(责任编辑：耿越)