DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.33 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

双向隔离型 DC-DC 变换器软开关调制策略分析

李彦龙(中国电源学会会员)，刘超厚，张春旭，杨 洋，
姚友素(中国电源学会会员)
(浙江艾罗网络能源技术股份有限公司，杭州 310012)

摘要：随着电动汽车和储能产业的蓬勃发展，电力电子技术得到了越来越广泛的应用。在这些应用中，电力电子变换器不仅需要宽电压增益来适应不同场景，还需要高转换效率以减小体积。因此，能实现软开关的双向隔离型 DC-DC 变换器得到了广泛研究。通过分析隔离型 DC-DC 变换器的原理，从减小无功电流和实现软开关 2 方面提升宽电压增益下的转换效率。首先通过基波分析法建立数学模型，得到控制一次侧移相角、二次侧移相角和一、二次侧移相角实现无功电流消除的条件。然后分析一次侧和二次侧开关器件实现软开关的条件，通过死区时间调整一、二次侧之间的移相角，得到了在无功电流最小的基础上实现零电压开关 ZVS(zero voltage switching)的调制策略。最后，设计 9.6 kW 的实验样机验证了所提调制策略的可行性。

关键词：双向隔离型 DC-DC 变换器；无功消除；软开关；调制策略

Analysis of Soft Switching Modulation Strategy for Bidirectional Isolated DC-DC Converter

LI Yanlong, *Member*, *CPSS*, LIU Chaohou, ZHANG Chunxu, YANG Yang, YAO Yousu, *Member*, *CPSS*
(SolaX Power Network Technology (Zhejiang) Co., Ltd., Hangzhou 310012, China)

Abstract: With the vigorous development of electric vehicles and energy storage industries, the power electronics technology has been applied on an increasing scale. In these applications, power electronic converters not only require wide voltage gain to adapt to different scenarios, but also require a high conversion efficiency to reduce volume. Therefore, bidirectional isolated DC-DC converters with soft switching have been widely studied. On the basis, the principle of isolated DC-DC converters was analyzed, and the conversion efficiency under wide voltage gain was improved by reducing the reactive power current and implementing soft switching. First, a mathematical model was established through fundamental wave analysis to obtain the conditions for controlling the phase shift angle on the primary side, secondary side, and both the primary and secondary sides to achieve reactive power current elimination. Then, the conditions for achieving soft switching of switching devices on the primary and secondary sides were analyzed, and the dead time was designed to adjust the phase shift angle between the primary and secondary sides, so that a modulation strategy for achieving ZVS with minimal reactive power current was obtained. Finally, a 9.6 kW experimental prototype was designed to verify the feasibility of the proposed modulation strategy.

Keywords: Bidirectional isolated DC-DC converter; reactive power elimination; soft switching; modulation strategy

近年来，随着全球对碳中和目标的追求，新能源行业得到了迅速发展，储能、电动汽车等市场大规模爆发，极大地促进了电力电子技术在储能领域的应用[1]。为了满足储能系统的双向充放电和电气隔离等需求，双向隔离型 DC-DC 变换器得到了学术界和工业界的广泛研究[2]。

收稿日期：2023-11-02；**修回日期**：2023-12-20；**录用日期**：2023-12-25；**网络首发日期**：2024-04-26

根据是否存在谐振元件，可以将双向隔离型 DC-DC 变换器分为谐振型 DC-DC 变换器和非谐振型 DC-DC 变换器。非谐振型双向 DC-DC 变换器主要包括双向移相全桥变换器、双有源桥 DAB (dual active bridge)变换器等[3-5]，该类拓扑的缺点是关断损耗大，软开关范围窄[6-7]。通过增加谐振元件可实现全范围软开关，拓宽变换器的调压范围[8-9]，主要拓扑有双向串联谐振变换器 DBSRC (dual bridge series resonant converter) [10-12]、双向 CLLLC 变换器[13-14]、双向 CLLC 变换器[13-16]等。为了进一步实现谐振型双向隔离 DC-DC 变换器的宽电压增益和高能量转换效率，基于不同控制目标的多种控制策略被提出。文献[10]提出了 DBSRC 基于谐振电流幅值优化的三重移相调制策略，可以减小谐振电流幅值，从而减小回流功率，但是对开关损耗考虑不足，导致变换器效率不高；文献[11]提出了 DBSRC 单移相加调频的控制策略，和定频控制相比显著降低了开关损耗，但是控制单个移相角会导致电压增益范围较窄；包浚炀等[12]创新性地提出了 1 种 DBSRC 的固定载频积-移相控制策略，采用单移相加变频的方式，通过优化载频积实现了零电压开关 ZVS(zero voltage switching)和宽电压增益，但是没有消除无功环流，且在电压增益变大和输出功率减小时效率下降较大。对于双向 CLLLC 变换器，文献[13]提出 1 种双移相加变频的调制方法，通过调节一次侧全桥和二次侧全桥之间的移相角和频率，可以拓宽 CLLLC 变换器的增益并提高其效率。但是相比于 DBSRC 变换器，CLLLC 变换器增加了谐振网络，导致控制策略复杂，且无源器件的占比提高不但会降低变换器效率，还会增加成本和体积[14]。

基于对谐振型双向隔离 DC-DC 变换器相关调制策略的分析和对比，本文采用调频加移相控制的方法，通过分析系统的无功消除和软开关实现条件，实现宽电压增益下的高能量转换效率。

1 隔离型 DC-DC 变换器原理分析

1.1 隔离型 DC-DC 变换器工作原理

本文设计的隔离型 DC-DC 变换器电路拓扑如图 1 所示，一次侧电路和二次侧电路采用 H 桥，高频变压器可以实现电气隔离，通过设计匝比实现不同的增益需求，在一次侧采用 LC 谐振网络。图中：Q_{p1}、Q_{p2}、Q_{p3}、Q_{p4}为一次侧 4 个开关器件；Q_{s1}、Q_{s2}、Q_{s3}、Q_{s4}为二次侧 4 个开关器件；高频隔离变压器匝比 $N_p : N_s = n : 1$；L_r和 C_r分别为谐振网络的电感和电容；i_L 为谐振电感电流；V_p 和 I_p 分别为一次侧直流电压和电流；V_s 和 I_s 分别为二次侧直流电压和电流；定义 M 为直流电压增益，$M = nV_s/V_p$。

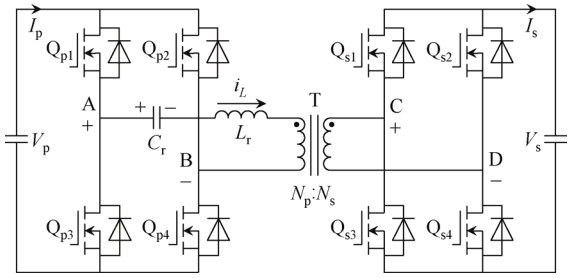


图 1 双向隔离型 DC-DC 变换器

Fig. 1 Bidirectional isolated DC-DC converter

在双向全桥 DC-DC 变换器的工作过程中，对角开关管轮流导通，通过控制不同桥臂之间的移相角，即可控制功率的大小和流向。移相控制的变量包括一次侧内部移相角、二次侧内部移相角和一、二次侧之间外部移相角，具体的工作波形如图 2 所示。图中：φ_p为一次侧的内部移相角，对应一次侧电压 V_{AB}为零电平的区间；φ_s为二次侧的内部移相角，对应二次侧电压 V_{CD}为零电平的区间；φ_{ps} 为一、二次侧之间的外部移相角，对应一次侧电压

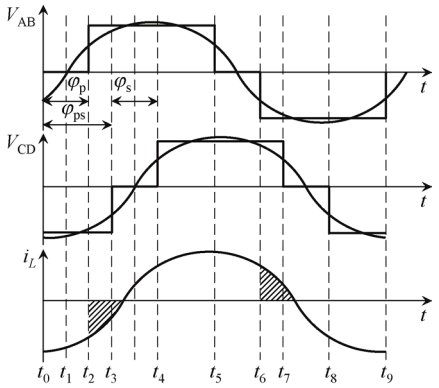


图 2 隔离型 DC-DC 变换器工作波形

Fig. 2 Operating waveforms of isolated DC-DC converter

V_{AB}由$-V_p$上升时刻到二次侧电压V_{CD}由$-V_s$上升时刻的区间。

1.2 隔离型 DC-DC 变换器数学模型

由图 2 可知，忽略三次及以上谐波分量的影响，使用基波分析法，对一次侧 H 桥输出电压和二次侧 H 桥输入电压进行傅里叶变换，得到基波分量$V_{AB}(t)$和$V_{CD}(t)$分别为

$$V_{AB}(t)=\frac{4V_p\cos(\varphi_p/2)}{\pi}\sin\left(\omega t-\frac{\varphi_p}{2}\right) \tag{1}$$

$$V_{CD}(t)=\frac{4V_s\cos(\varphi_s/2)}{\pi}\sin\left(\omega t-\varphi_{ps}-\frac{\varphi_s}{2}\right) \tag{2}$$

式中，ω 为开关角频率。隔离型 DC-DC 变换器可以等效为2个高频交流电压源$V_{AB}(t)$和$nV_{CD}(t)$加在 LC 串联谐振网络两端，可得 LC 谐振网络的电流$i_L(t)$的表达式为

$$i_L(t)=\frac{V_{AB}(t)-nV_{CD}(t)}{jX_{res}}=\frac{4}{\pi X_{res}}\left[-V_p\cos\frac{\varphi_p}{2}\cos\left(\omega t-\frac{\varphi_p}{2}\right)+nV_s\cos\frac{\varphi_s}{2}\cos\left(\omega t-\varphi_{ps}-\frac{\varphi_s}{2}\right)\right] \tag{3}$$

式中，X_{res} 为 LC 谐振网络的等效阻抗，其表达式为

$$X_{res}=\omega L_r-1/(\omega C_r) \tag{4}$$

2 隔离型 DC-DC 变换器的 PWM 移相控制方式

2.1 隔离型 DC-DC 变换器无功消除

在功率传输过程中，由于桥臂电压移相的存在，一次侧输出电压V_{AB}和二次侧输入电压V_{CD}存在相位相反的阶段，导致电感电流和一次侧电压相位相反，如图 2 中的阴影部分，这部分无功电流只能在谐振腔内循环，降低了变换器效率[17-18]。因此，应该消除V_{AB}和V_{CD}极性相反的区域。当工作在降压模式时（M <1），二次侧桥臂不作移相（φ_s=0），一次侧和一、二次侧之间作移相；当工作在升压模式时(M>1)，一次侧桥臂不作移相（φ_p=0)，二次侧和一、二次侧之间作移相。但是令单边桥臂不作移相并不能完全消除一、二次侧电压相位相反的区域，还需一、二次侧移相角满足以下关系

$$\begin{cases}\varphi_p=2\varphi_{ps} & \varphi_s=0, M\leqslant 1\\ \varphi_s=2\varphi_{ps} & \varphi_p=0, M>1\end{cases} \tag{5}$$

此时的工作波形如图 3 所示。

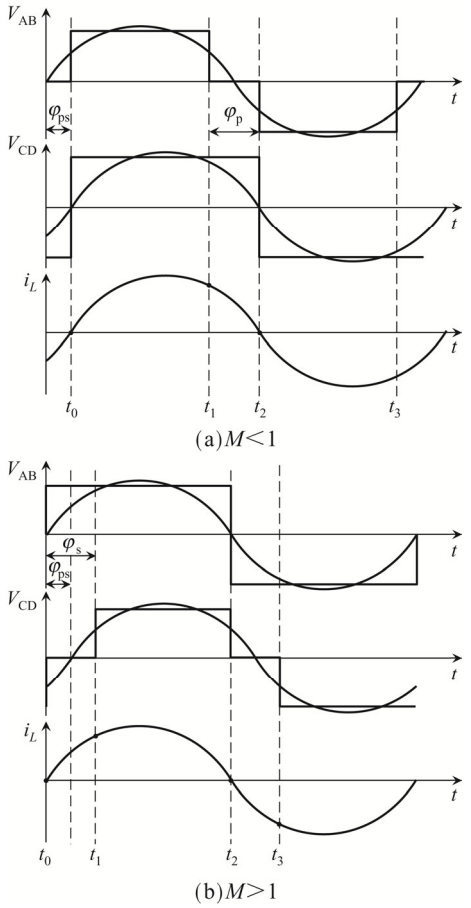
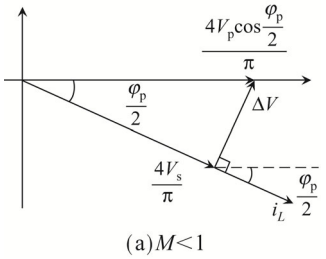


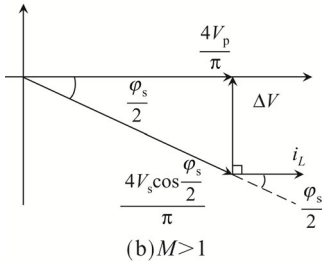
图 3　完全无功消除的工作波形

Fig. 3 Operating waveforms with complete elimination of reactive power

为了实现完全的无功消除，需要令电感电流$i_L(t)$和不移相的一侧电压保持同相位。当 M < 1 时，V_{CD}与i_L相位相同，当 M > 1 时，V_{AB}与i_L相位相同，可得电压和电流的向量如图 4 所示。



(a)M<1



(b)$M>1$

图 4 完全无功消除的向量

Fig. 4 Vectors with complete elimination of reactive power

电压和电流的向量满足以下关系

$$\begin{cases}\dfrac{4V_{\mathrm{p}}\cos(\varphi_{\mathrm{p}}/2)}{\pi}\cdot\cos\dfrac{\varphi_{\mathrm{p}}}{2}=\dfrac{4V_{\mathrm{s}}}{\pi} & M<1\\ \dfrac{4V_{\mathrm{s}}\cos(\varphi_{\mathrm{s}}/2)}{\pi}\cdot\cos\dfrac{\varphi_{\mathrm{s}}}{2}=\dfrac{4V_{\mathrm{p}}}{\pi} & M>1\end{cases} \tag{6}$$

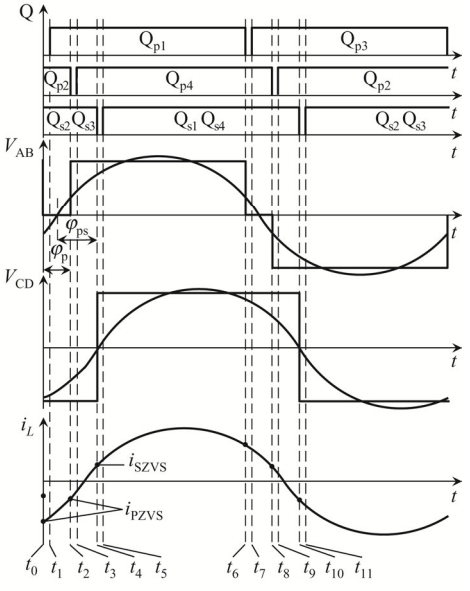
由式(6)可得 φ_{p}、φ_{s} 和 φ_{ps} 的关系为

$$\begin{cases}\varphi_{\mathrm{p}}=2\varphi_{\mathrm{ps}}=2\arccos\sqrt{M} & \varphi_{\mathrm{s}}=0,\ M\leqslant 1\\ \varphi_{\mathrm{s}}=2\varphi_{\mathrm{ps}}=2\arccos\sqrt{1/M} & \varphi_{\mathrm{p}}=0,\ M>1\end{cases} \tag{7}$$

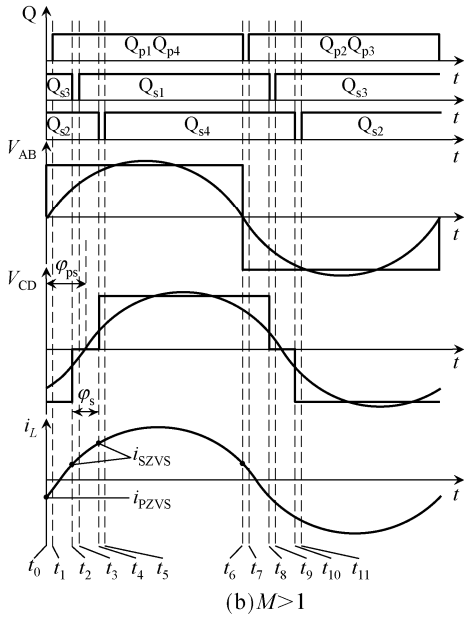
当满足式(7)时，电感电流和一、二次侧电压之间不存在相位相反的阶段，实现了完全的无功消除，可有效提升隔离型 DC-DC 变换器的能量转换效率。

2.2 隔离型 DC-DC 变换器软开关条件

由 2.1 节分析可知，上述条件只能实现无功消除，为了提高变换器的效率，需要进一步对软开关条件进行分析，通过调整一、二次侧之间的移相角，在无功最小的基础上实现一、二次侧开关器件的软开关，工作波形如图 5 所示。



(a)$M<1$

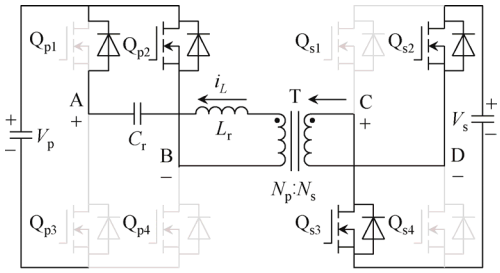


(b)$M>1$

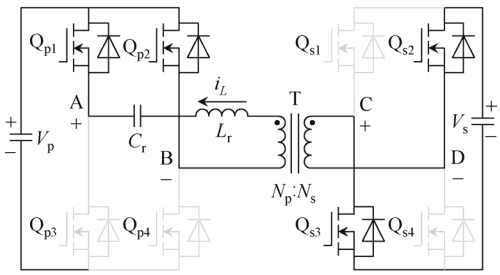
图 5 无功最小条件下实现 ZVS 的工作波形

Fig. 5 Operating waveforms when achieving ZVS under condition of minimum reactive power

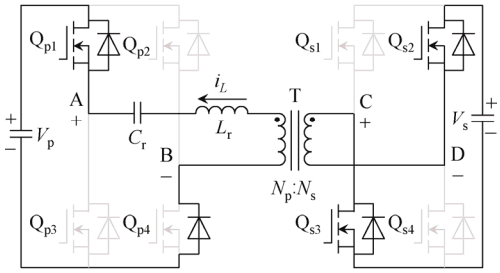
考虑死区时间的影响，工作模态的切换过程可分为 6 种情况，如图 6 所示。



(a)模式1



(b)模式2



(c)模式3

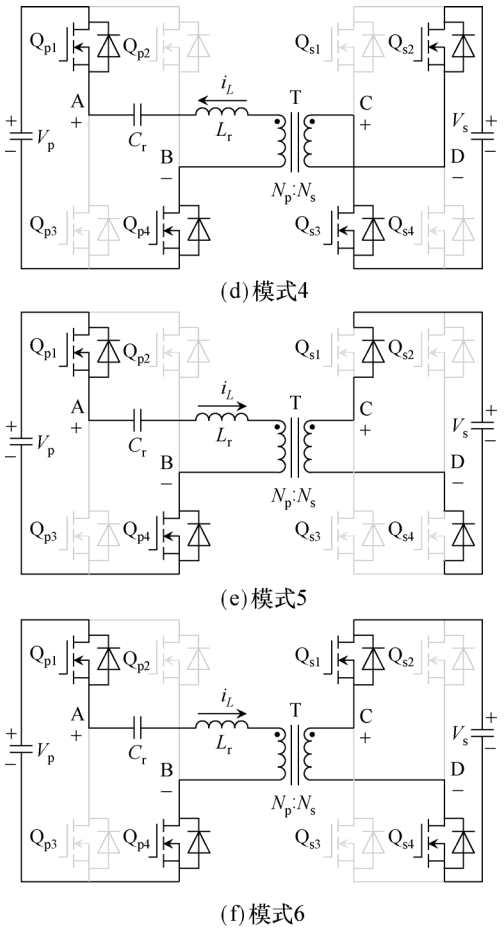


图 6　隔离型 DC-DC 变换器的工作模态

Fig. 6 Operation modes of isolated DC-DC converter

模式 1(t_0, t_1)：工作状态如图 6(a)所示，在 t_0 时刻之前 Q_{p2} 和 Q_{p3} 开通，电流为负，在 t_0 时刻 Q_{p3} 关断，电流仍为负，经过 Q_{p1} 的寄生二极管和 Q_{p2} 续流，电流逐渐减小。二次侧 Q_{s2} 和 Q_{s3} 导通。一次侧电压为 0，二次侧电压为$-V_s$。

模式 2(t_1, t_2)：工作状态如图 6(b)所示，在 t_1 时刻，Q_{p1} 导通，实现 ZVS，电感电流仍为负，经过 Q_{p1} 和 Q_{p2}，电流继续减小。二次侧 Q_{s2} 和 Q_{s3} 导通。一次侧电压为 0，二次侧电压为$-V_s$。

模式 3(t_2, t_3)：工作状态如图 6(c)所示，在 t_2 时刻，Q_{p2} 关断，此时电流仍为负，经过 Q_{p4} 的寄生二极管 D_4 和 Q_{p1} 续流，电流继续减小。二次侧 Q_{s2} 和 Q_{s3} 导通。此时一次侧电压为 V_p，二次侧电压为$-V_s$。

模式 4(t_3, t_4)：工作状态如图 6(d)所示，在 t_3 时刻 Q_{p4} 实现 ZVS 导通，电流经过 Q_{p1} 和 Q_{p4}，完成了从开关管 Q_{p2}、Q_{p3} 到 Q_{p1}、Q_{p4} 的切换，在这段时间内电流由负变正。二次侧 Q_{s2} 和 Q_{s3} 导通。一次侧电压为 V_p，二次侧电压为$-V_s$。

模式 5(t_4, t_5)：工作状态如图 6(e)所示，在 t_4 时刻，二次侧 Q_{s2} 和 Q_{s3} 关断，电流经过 Q_{s1} 和 Q_{s4} 续流。一次侧 Q_{p1} 和 Q_{p4} 导通。一次侧电压为 V_p，二次侧电压为 V_s。

模式 6(t_5, t_6)：工作状态如图 6(f)所示，在 t_5 时刻，二次侧 Q_{s1} 和 Q_{s4} 实现 ZVS 导通，一次侧 Q_{p1} 和 Q_{p4} 导通。一次侧电压为 V_p，二次侧电压为 V_s。在 t_6 时刻，进行从开关管 Q_{p1}、Q_{p4} 到 Q_{p2}、Q_{p3} 的切换，和上述分析过程等效。类似地，图 5(b)的工作波形也可以进行类似的模态分析，不再赘述。

基于上述分析设计实现一、二次侧软开关的条件[19]。为了实现一次侧开关管的 ZVS，在 Q_{p1} 和 Q_{p4} 开通之前，需要电感电流为负值，在一定的死区时间内给 Q_{p1} 和 Q_{p4} 的寄生电容完全放电，使其体二极管在开通信号到来之前导通，开关管两端电压降为 0，从而实现零电压开通。

因此，φ_p 和 φ_s 由 2.1 节的式(7)计算，对 φ_{ps} 进行如下调整，以产生较小的无功电流来实现 ZVS。当增益 $M < 1$ 时，在 t_2 时刻 $\omega t = \varphi_p$ 时使一次侧开关器件 Q_{p4} 实现 ZVS，电感电流绝对值应小于$-i_{PZVS}$，i_{PZVS} 为一次侧开关器件实现 ZVS 所需的最小电流，即

$$i_L(\varphi_p)=\frac{4}{\pi X_{res}}\left[-V_p\cos^2\frac{\varphi_p}{2}+nV_s\cos(\varphi_p-\varphi_{ps})\right]<-i_{PZVS} \tag{8}$$

在 t_5 时刻 $\omega t = \varphi_{ps}$ 时使二次侧开关器件 Q_{s1} 和 Q_{s4} 实现 ZVS，电感电流折算到二次侧后应大于二次侧开关器件实现 ZVS 所需的最小电流 i_{SZVS}，即

$$i_L(\varphi_{ps})=\frac{4}{\pi X_{res}}\left[-V_p\cos\frac{\varphi_p}{2}\cos\left(\varphi_{ps}-\frac{\varphi_p}{2}\right)+nV_s\right]>ni_{SZVS} \tag{9}$$

由式(8)和式(9)分别求解得

$$\begin{cases} \varphi_{ps} < 2\arccos\sqrt{M} + \arccos\left(\dfrac{-i_{PZVS}\pi X_{res} + 4M}{4M}\right) \\ \quad -\pi < \varphi_p - \varphi_{ps} < 0 \\ \varphi_{ps} < 2\arccos\sqrt{M} - \arccos\left(\dfrac{-i_{PZVS}\pi X_{res} + 4M}{4M}\right) \\ \quad 0 < \varphi_p - \varphi_{ps} < \pi \end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{cases} \varphi_{ps} < \arccos\sqrt{M} - \arccos\left(\dfrac{-ni_{SZVS}\pi X_{res} + 4M}{4M}\right) \\ \quad -\pi < \varphi_{ps} - \dfrac{\varphi_p}{2} < 0 \\ \varphi_{ps} < \arccos\sqrt{M} + \arccos\left(\dfrac{-ni_{SZVS}\pi X_{res} + 4M}{4M}\right) \\ \quad 0 < \varphi_{ps} - \dfrac{\varphi_p}{2} < \pi \end{cases} \tag{11}$$

可知，当外部移相角 φ_{ps} 同时满足式(10)和式(11)时，即可在增益 $M<1$ 时实现一次侧和二次侧开关器件的 ZVS。

i_{PZVS} 和 i_{SZVS} 可以根据开关器件型号计算。在确定的死区内，电感电流可等效为线性变化，因此电流在死区时间的积分可等效为三角形面积，即

$$\frac{1}{2}t_d \cdot i_{ZVS}(t) = Q_{C\max} \tag{12}$$

式中，$i_{ZVS}(t)$为在选定的死区时间内能实现软开关的最小电流绝对值，包括 i_{PZVS} 和 i_{SZVS}；t_d 为根据开关器件型号所选定的死区时间；$Q_{C\max}$ 为开关管寄生电容的最大电荷量。类似地，当增益 $M>1$ 时，在 t_0 时刻 $\omega t=0$ 时使一次侧开关器件 Q_{p1} 和 Q_{p4} 实现 ZVS，电感电流绝对值要大于 i_{PZVS}，即

$$i_L(0) = \frac{4}{\pi X_{res}}\left[-V_p + nV_s\cos\frac{\varphi_s}{2}\cos\left(-\varphi_{ps} - \frac{\varphi_s}{2}\right)\right] < -i_{PZVS} \tag{13}$$

在 t_3 时刻 $\omega t=\varphi_{ps}$ 时使二次侧开关器件 Q_{s1} 实现 ZVS，电感电流折算到二次侧后要大于 i_{SZVS}，即

$$i_L(\varphi_{ps}) = \frac{4}{\pi X_{res}}\left[-V_p\cos\left(\varphi_{ps} - \frac{\varphi_p}{2}\right) + nV_s\cos^2\frac{\varphi_s}{2}\right] > ni_{SZVS} \tag{14}$$

同理，由式(13)和式(14)可以解得当增益 $M>1$ 时实现一次侧和二次侧开关器件 ZVS 的外部移相角 φ_{ps} 的取值范围。通过对无功消除的分析，控制变量得到了简化，另外，对软开关条件的近似计算也有利于控制方案的实现。

3 隔离型 DC-DC 变换器实验验证

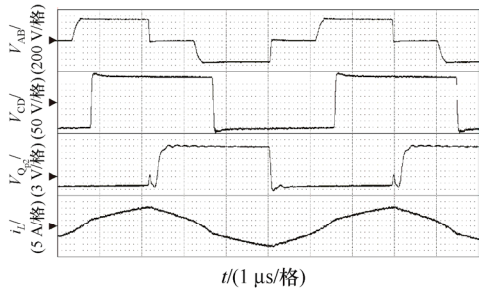
为了验证理论分析的可行性，搭建实验样机进行实验，参数见表 1，控制器采用 TI 公司的 TMS320F28035。

表 1 样机参数

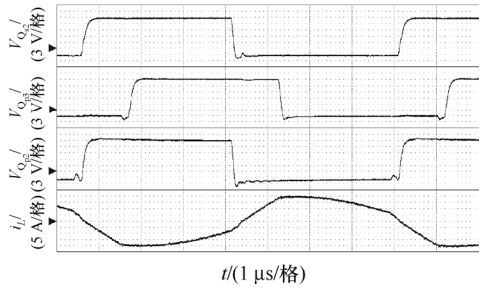
Tab. 1 Specifications of prototype

参数/器件	数值/型号
一次侧电压 V_p	$590V_{dc}$~$740V_{dc}$
二次侧电压 V_s	$200V_{dc}$~$500V_{dc}$
输出功率 P_o/kW	1.0~9.6
变压器变比 n	2:1
谐振频率 f_r/kHz	80
工作频率 f_s/kHz	100~240
谐振电感 L_r/μH	80
谐振电容 C_r/nF	50
一次侧开关器件 Q_p	C3M0030090K (V_{Dsmax}=900 V, C_{oss}=131 nC@ V_{DS}=600 V)
二次侧开关器件 Q_s	C3M0015065D (V_{Dsmax}=650 V, C_{oss}=289 nC@ V_{DS}=400 V)

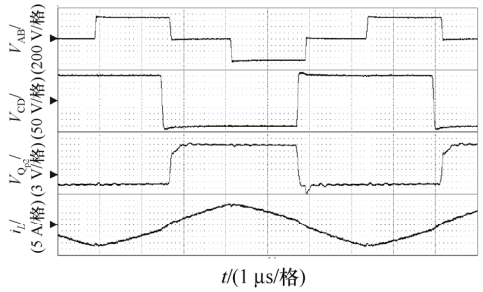
降压模式 $M<1$、功率正向流动时，外部移相角为正，$V_p=680V_{dc}$，$V_s=200V_{dc}$，$I_s=18$ A，实验结果如图 7(a)和(b)所示。图 7(a)为一次侧电压 V_{AB}、二次侧电压 V_{CD}、开关器件 Q_{p2} 的驱动信号 $V_{Q_{p2}}$ 和电感电流 i_L 的波形；图 7(b)为开关器件 Q_{s2}、Q_{p3}、Q_{p2} 的驱动信号 $V_{Q_{s2}}$、$V_{Q_{p3}}$、$V_{Q_{p2}}$ 和电感电流 i_L 的波形。可以看出，一次侧和二次侧的开关器件在开通时都可实现 ZVS，且无功功率大幅减小。降压模式 $M<1$、功率反向流动时，外部移相角为负，$V_p=680V_{dc}$，$V_s=200V_{dc}$，$I_s=18$ A，实验结果如图 7(c)和(d)所示。可以看出，一次侧和二次侧的开关器件在开通时都可实现 ZVS，且无功功率较小。



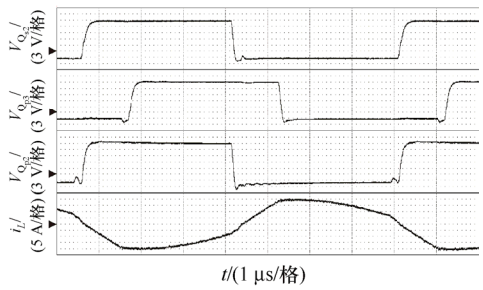
(a) 功率正向流动时V_{AB},V_{CD},V_{Qp2}和i_L



(b) 功率正向流动时V_{Qs2},V_{Qp3},V_{Qp2}和i_L



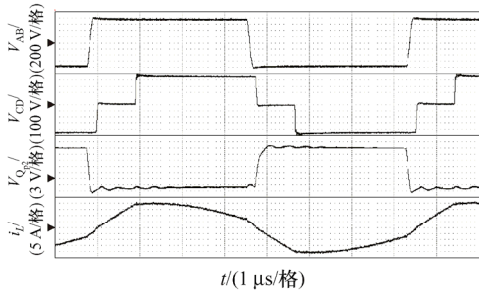
(c) 功率反向流动时V_{AB},V_{CD},V_{Qp2}和i_L



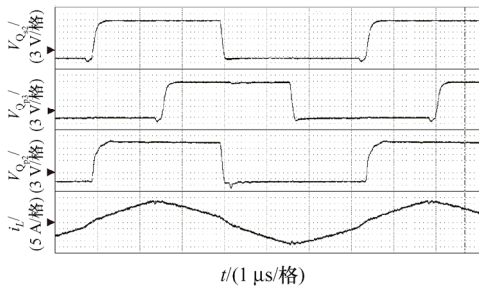
(d) 功率反向流动时V_{Qs2},V_{Qp3},V_{Qp2}和i_L

图 7　*M*<1 的实验波形

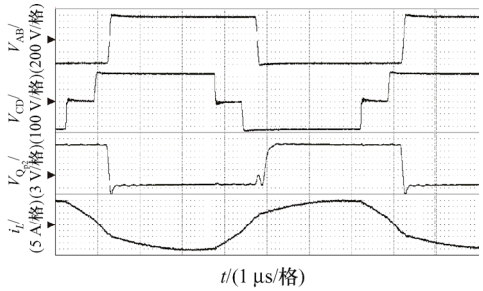
Fig. 7 Experimental waveforms with *M*<1



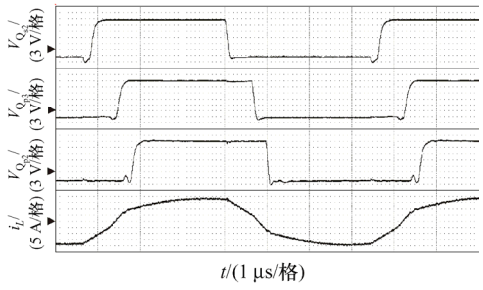
(a) 功率正向流动时V_{AB},V_{CD},V_{Qp2}和i_L



(b) 功率正向流动时V_{Qs2},V_{Qp3},V_{Qp2}和i_L



(c) 功率反向流动时V_{AB},V_{CD},V_{Qp2}和i_L



(d) 功率反向流动时V_{Qs2},V_{Qp3},V_{Qp2}和i_L

图 8　*M*>1 的实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms with *M*>1

升压模式 $M>1$、功率正向流动时，$V_p=740V_{dc}$，$V_s=440V_{dc}$，$I_s=24$ A，实验结果如图 8(a)和(b)所示。可以看出，一次侧和二次侧的开关器件在开通时可实现 ZVS，无功功率较小。升压模式 $M>1$、功率反向流动时，$V_p=740V_{dc}$，$V_s=440V_{dc}$，$I_s=24$ A，实验结果如图 8(c)和(d)所示。可以看出，一次侧和二次侧的开关器件均实现ZVS且无功较小。

对隔离型 DC-DC 变换器分别采用所提调制策略和传统变频调制策略进行测试，结果如图 9 所示，二次侧电压 V_s的变化范围为 $200V_{dc}$ ~$500V_{dc}$，最大电流为 25 A，最大功率为 9.6 kW。采用所提调制策略，功率正向流动时，效率始终高于 97.30%，功率反向流动时，效率始终高于 97.40%。二次侧电压从 $200V_{dc}$ 到 $500V_{dc}$ 变化时，采用所提

调制策略的变换器效率始终高于采用传统变频调制策略的变换器效率，验证了本文所提隔离型 DC-DC 变换器调制策略的有效性。

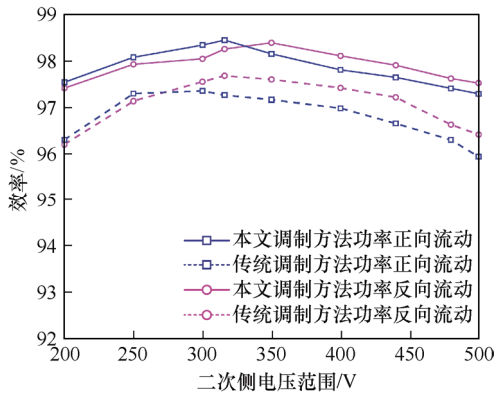


图 9 实验效率对比

Fig. 9 Comparison of experimental efficiency

为了进一步证明所提控制策略的优越性，将本文结果和主流的谐振型双向隔离 DC-DC 变换器及其控制策略进行全面对比，结果见表 2。从控制变量来看，所提调制策略包含 4 个控制变量，控制自由度较高，有利于实现宽电压范围下的软开关；从优化目标来看，本文分析了无功功率的消除和软开关实现，能够更直接地提升变换器效率；从分析方法来看，本文通过基波分析法对无功消除的分析，减少了控制变量的数目，简化了控制方案。最终，和其他采用移相结合调频策略的 DBSRC 和 CLLLC 变换器相比，在本文所提控制策略下得到的双向隔离 DC-DC 变换器在宽电压增益范围内具有最大的功率和最高的效率。

表 2 本文和其他控制策略的比较

Tab. 2 Comparison between proposed strategy and other control strategies

参考文献	拓扑	控制策略	优化参数	功率/kW	最高效率/%
本文	DBSRC	三移相+调频	无功功率+软开关	9.6	98.50
[10]	DBSRC	三移相	谐振电流幅值	6.0	92.60
[11]	DBSRC	单移相+调频	谐振电流有效值+软开关	0.8	96.10
[12]	DBSRC	单移相+调频	品质因数与频率的乘积	2.0	97.38
[13]	CLLLC	双移相+调频	谐振电流有效值+软开关	0.4	95.10

4 结语

本文详细分析了双向隔离型 DC-DC 变换器的工作原理，针对无功电流消除和软开关的设计目标，建立数学模型得到移相角和电压增益的关系，采用移相结合调频的控制方法，设计了 1 种能够在宽电压增益范围下实现高效率的调制策略。最后，搭建 9.6 kW 的实验样机进行验证，结果证明本文的调制策略可以在宽电压范围内实现一次侧和二次侧开关器件的 ZVS，且无功功率大幅减小，最高能量转换效率可达 98.50%。采用基波分析法忽略了其他频率的谐波，实际在设计 ZVS 的死区时间时要预留裕量，后续可以考虑高次谐波的影响对控制策略进行优化。

参考文献：

[1] 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.
Zhao Biao, An Feng, Song Qiang, et al. Development and application of DC transformer based on dual-active-bridge [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 288-298, 418. (in Chinese)

[2] 孙凯, 陈欢, 吴红飞. 面向储能系统应用的隔离型双向 DC-DC 变换器分析方法与控制技术综述[J]. 电工电能新技术, 2019, 38(8): 1-9.
Sun Kai, Chen Huan, Wu Hongfei. A review of analysis method and control technology for isolated bidirectional DC-DC converter used in energy storage systems [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(8): 1-9. (in Chinese)

[3] Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC-DC converter for high-frequency-link power-conversion system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4091-4106.

[4] Yaqoob M, Loo K H, Lai Y M. A four-degrees-of-freedom modulation strategy for dual-active-bridge series-resonant converter designed for total loss minimization

[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1065-1081.

[5] Liu Gang, Jang Y, Jovanović M M, et al. Implementation of a 3.3-kW DC-DC converter for EV on-board charger employing the series-resonant converter with reduced-frequency-range control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4168-4184.

[6] 郭华越, 张兴, 赵文广, 等. 扩展移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器的优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3889-3899.
Guo Huayue, Zhang Xing, Zhao Wenguang, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converters with extended-phase-shift control [J]. Procee-dings of the CSEE, 2019, 39(13): 3889-3899. (in Chinese)

[7] 王攀攀, 徐泽涵, 王莉, 等. 基于三重移相的双有源桥 DC-DC 变换器效率与动态性能混合优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(18): 4720-4731.
Wang Panpan, Xu Zehan, Wang Li, et al. A hybrid optimization control strategy of efficiency and dynamic performance of dual-active-bridge DC-DC converter based on triple-phase-shift [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4720-4731. (in Chinese)

[8] 沙广林. 电力电子变压器中双有源桥 DC-DC 变换器的研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2016.
Sha Guanglin. Research on dual-active-bridge DC-DC converter for power electronics transformer [D]. Beijing: China University of Mining & Technology, 2016. (in Chinese)

[9] 蔡莹莹. 高频隔离谐振型双向 DC-DC 变换器的研究[D]. 北京: 中国矿业大学, 2015.
Cai Yingying. Research on high frequency isolated bidirectional resonant DC-DC converters [D]. Beijing: China University of Mining & Technology, 2015. (in Chinese)

[10] 范恩泽, 李耀华, 葛琼璇, 等. 基于优化移相的双有源串联谐振变换器前馈控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5324-5333.
Fan Enze, Li Yaohua, Ge Qiongxuan, et al. Feedforward control strategy of dual active bridge series resonant converter based on optimized phase shift [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5324-5333. (in Chinese)

[11] Han Weijian, Corradini L. Wide-range ZVS control technique for bidirectional dual-bridge series-resonant DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 10256-10269.

[12] 包浚炀, 李勇, 段善旭. 双向串联谐振变换器固定载频积-移相控制策略[J]. 电工电能新技术, 2023, 42(10): 74-83.
Bao Junyang, Li Yong, Duan Shanxu. Load and frequency-phase shift control strategy for bidirectional series resonant converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2023, 42(10): 74-83. (in Chinese)

[13] 周国华, 王淇, 邓伦博. 宽增益高效率 CLLLC 变换器的变频双移相调制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2511-2522.
Zhou Guohua, Wang Qi, Deng Lunbo. Variable-frequency dual-phase-shift modulation strategy for CLLLC converter with wide voltage gain and high efficiency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2511-2522. (in Chinese)

[14] 陈启超. CLLLC 谐振型双向 DC-DC 变换器若干关键问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
Chen Qichao. Research on key technologies of bidirectional CLLLC resonant DC-DC converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015. (in Chinese)

[15] 王菲菲. 双向车载充电机中宽范围 CLLC 变换器的研究与设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.
Wang Feifei. Research and design of wide range CLLC converter in bidirectional on board charger [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019. (in Chinese)

[16] 赵烈, 裴云庆, 刘鑫浩, 等. 基于基波分析法的车载充电机 CLLC 谐振变换器参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4965-4977.
Zhao Lie, Pei Yunqing, Liu Xinhao, et al. Design methodology of CLLC resonant converters for electric vehicle battery chargers [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4965-4977. (in Chinese)

[17] 余伟臣, 高明, 干方宇, 等. 基于组合双重移相的双有

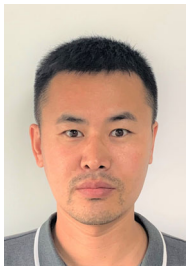
源桥 DC-DC 变换器电流应力优化控制[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 21-30.

Yu Weichen, Gao Ming, Gan Fangyu, et al. Optimal control of current stress of dual-active-bridge DC-DC converter based on combined dual-phase-shifting [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 21-30. (in Chinese)

[18] 王仁龙, 李永建, 李珊瑚, 等. 双有源桥变换器电流应力优化的双重移相调制方式[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 35-44.

Wang Renlong, Li Yongjian, Li Shanhu, et al. An improved dual phase shift modulation based on current stress of dual active bridge DC-DC convertor [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 35-44. (in Chinese)

[19] Kasper M, Burkart R M, Deboy G, et al. ZVS of power MOSFETs revisited [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8063-8067.



李彦龙

作者简介：

李彦龙(1984—)，男，中国电源学会会员，通信作者，硕士，工程师。研究方向：光储充变换系统。E-mail：liyanlong@solaxpower.com。

刘超厚(1987—)，男，硕士，工程师。研究方向：光储充变换系统。E-mail：liuchaohou@solaxpower.com。

张春旭(2000—)，男，硕士，工程师。研究方向：串联谐振变换器。E-mail：zhangchunxu@solaxpower.com。

杨洋 (1992—)，男，硕士，工程师。研究方向：光储充变换系统。E-mail：yangyang1@solaxpower.com。

姚友素(1991—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子变换器。E-mail：yaoyousu@hit.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)



公益广告来源：中国文明网