

基于状态轨迹建模与 DCM 识别的 CLLC 同步整流优化

张团龙¹ 孙立珍² 张荣幸¹ 林木华¹ 张效嘉¹

(1. 东北大学信息科学与工程学院 沈阳 110819; 2. 内蒙古建筑职业技术学院 呼和浩特 010070)

摘要: 针对基于状态轨迹模型的 CLLC 谐振变换器同步整流方法面临的轻载区域性能失真的问题,本文提出一种基于状态轨迹模型的同步整流优化策略。通过深入分析轻载工况下变换器的断续导通模式(DCM),推导出电流 DCM 边界条件,实现电流断续模式的精准识别,有效抑制环流损耗。所提方法无需额外检测装置,仅依赖输入输出基本电参数即可完成控制,显著降低硬件复杂度与成本。在 800 W 实验平台上验证显示,该方案在全工作频率范围内最高转换效率达 97.38%,较传统方法在动态响应与综合效率方面均实现显著提升。

关键词: CLLC 谐振变换器;状态轨迹;同步整流优化;DCM 识别

中图分类号: TM46;TN7 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

CLLC synchronous rectifier optimization based on state trajectory modeling and DCM identification

Zhang Tuanlong¹ Sun Lizhen² Zhang Rongxing¹ Lin Muhua¹ Zhang Xiaojia¹

(1. College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China;

2. Inner Mongolia Technical College of Construction, Hohhot 010070, China)

Abstract: To address the performance distortion issue in the light-load region faced by the state-trajectory-model-based synchronous rectification method for CLLC resonant converters, this paper proposes an optimized synchronous rectification strategy based on the state trajectory model. Through an in-depth analysis of the DCM of the converter under light-load conditions, the boundary conditions for current DCM are derived, enabling accurate identification of the current discontinuous mode and effectively suppressing circulating current losses. The proposed method requires no additional detection devices and relies solely on basic input and output electrical parameters to achieve control, significantly reducing hardware complexity and cost. Experimental validation on an 800 W platform demonstrates that the proposed scheme achieves a peak conversion efficiency of 97.38% across the entire operating frequency range, with notable improvements in dynamic response and overall efficiency compared to traditional methods.

Keywords: CLLC resonant converter; state trajectories; synchronous rectification; DCM identification

0 引言

CLLC 变换器是一种高频、高功率密度的双向 DC-DC 变换器,能够实现软开关以及宽电压增益,在电动汽车等领域可以发挥重要的作用^[1-5]。

CLLC 谐振变换器作为一种隔离对称的 DC-DC 变换器,凭借其优异的功率双向传输能力在电力电子领域获得广泛应用。然而,当仅依靠 MOSFET 体二极管进行整流时,系统效率会受到显著影响。为此,采用同步整流(SR)技术,通过控制 MOSFET 导通使其电流流经沟道而非体二极管,成为提升效率的有效解决方案。近年来,针对

CLLC 谐振变换器的同步整流技术研究取得了显著进展,现有方法可归纳为基于传感器和无传感器两大类。其中,基于传感器的同步整流方案又可进一步细分为电压检测型和电流检测型两种实现方式。其中,电压检测型的同步整流方法关键在于精确获取二极管的导通状态,主要通过二极管电路获得^[6-7],也有学者通过测量谐振电感电压^[8]进行同步整流。另外一部分学者^[9-10]提出了基于电流的同步整流方法。基于传感器的同步整流方法虽然可以避免电流断续(discontinuous current mode, DCM)模式下同步整流的失效,但是增加了变换器的体积与成本。因此,很多学

者提出了无传感器同步整流方法,文献[11-12]通过建立谐波近似(FHA)模型得到同步整流的驱动信号,但是随着开关频率的增大,这种基于无传感器的整流方法出现精度低的问题,并未对轻载时出现的 DCM 问题进行研究。为解决精度低和 DCM 识别的问题,有学者提出了基于时域模型的无传感同步整流方法^[13-16],这种方法在精度方面明显提高,其中一部分学者在 DCM 模式下进行同步整流,但是 DCM 模式下进行同步整流对效率提升较小,且计算过程复杂。

针对上述问题,本文提出一种基于状态轨迹模型的同步整流优化策略,重点解决同步整流在 DCM 模式下的失效问题。该方法通过几何化建模将复杂的谐振过程转化为直观的状态轨迹^[17],显著降低计算复杂度。与现有方法相比,本文创新点在于:1)通过统一的过谐振与欠谐振状态轨迹分析框架,实现了全频率范围内的精确同步整流;2)推导出了 DCM 的边界表达式,实现了 DCM 的在线识别;3)仅需检测输入输出电压以及输出电流,无需额外传感器或辅助电路,在 DCM 模式下提高了轻载效率,降低了损耗。实验表明,该方法在 800 W 原型机上实现了 97.38% 的额定效率,兼具高精度与低实现成本的优势。

1 CLLC 谐振变换器同步整流过程

CLLC 谐振变换器的拓扑结构如图 1 所示,包括原副边两个 H 桥电路,一次侧开关管命名为 $S_1 \sim S_4$,二次侧开关管命名为 $S_5 \sim S_8$ 。谐振腔是对称分布的,谐振电路由谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 、谐振电感 L_{r1} 和 L_{r2} 、磁化电感 L_m 、以及变压器 T 组成。谐振腔的参数设计是对称的,具体关系式为 $L_{r1} = n^2 L_{r2}$, $C_{r1} = C_{r2}/n^2$ 。为了后续模型建立的简化,寄生参数均被忽略。

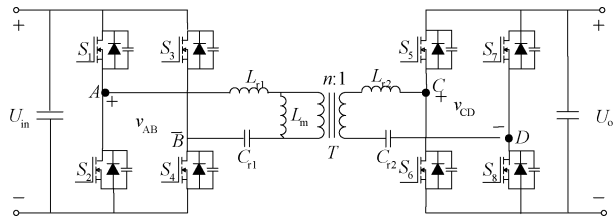


图 1 CLLC 转换器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of CLLC converter

1.1 欠谐振状态

图 2(a)为欠谐振模式下的谐振变换器的波形图, $t_0 \sim t_1$ 时刻为 MOSFET 的死区时间,同步整流栅极信号最佳的导通时刻为 t_1 ,同步整流栅极信号最佳的关断时间为 t_2 。

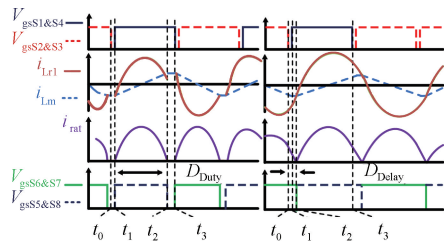
在欠谐振下,准确整流的关键在于可以精确计算 $t_1 \sim t_2$ 时间内的占空比 D_{Duty} 。

1.2 过谐振状态

图 2(b)为 CLLC 谐振变换器过谐振运行的关键波形,

最佳的同步整流信号导通与关断时间为谐振电感电流 i_{Lr1} 与励磁电感电流 i_{Lm} 两次相等的时刻,关键在于计算整流管的延迟占空比 D_{Delay} 。

在过谐振状态下,整流管为两对互补的占空比为 0.5 的驱动信号,延迟导通时间占空比为 D_{Delay} 。



(a) 欠谐振 (b) 过谐振
(a) Below-resonant (b) Above-resonant

图 2 CLLC 谐振变换器运行关键波形

Fig. 2 CLLC resonant converter operation critical waveforms

2 基于状态轨迹模型的 CLLC 谐振变换器同步整流

在重载时,同步整流的关键是计算出在过谐振和欠谐振状态下整流管的导通时刻。

2.1 过谐振同步整流方法

CLLC 谐振变换器运行状态有 6 种,过谐振运行下,共有 4 种模式:模式 1、3、4、6。过谐振状态轨迹图如图 3 所示。如图 4(a)中所示为关键波形所对应的模式。

二次侧驱动信号延迟占空比所对应的时间可以通过状态轨迹的弧度进行计算,式中 θ_{IV} 是状态 IV 所对应的圆心角, θ_{IV} 如式(1)所示, θ_{IV} 的最终表达式为:

$$\theta_{IV} = \arccos \frac{(V_{Cr1N_E} + V_{Cr2N_E}) - x_{O_{IV}}}{R_{IV}} - \arccos \frac{(V_{Cr1N_F} + V_{Cr2N_F}) - x_{O_{IV}}}{R_{IV}} \quad (1)$$

对输出电流 I_{outN} 进行求解,输出电流可以通过一次侧谐振电感电流 i_{Lr1N} 与励磁电感电流 i_{LmN} 的差值进行求解:

$$I_{oN} = \frac{f_N}{\pi} \int_0^{t_s} |i_{Lr1N} - i_{LmN}| dt \quad (2)$$

半个周期包括模式 1 和模式 4, L_m 被钳位在大小为 nU_{out} 电压中,另外半个状态包括模式 3 和模式 5, L_m 被钳位在大小为 $-nU_{out}$ 电压中,可得:

$$i_{LmN} = (t - t_1 - t_s/4) \frac{nZ_1 U_{oN}}{L_m} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)可得:

$$I_{outN} = \frac{f_N}{\pi} \int_{t_1}^{t_3} |i_{Lr1N} - i_{LmN}| dt = \frac{f_N}{\pi} [(u_{Cr1N_E} - u_{Cr1N_G}) + (u_{Cr1N_F} - u_{Cr1N_E})] = \frac{2f_N}{\pi} u_{Cr1N_F} \quad (4)$$

由图 4 所示,图中 t_2 时刻谐振电容 C_{r1} 、 C_{r1} 电压相等,

对应轨迹图中的 F 点。因此, $V_{Cr1N_F} = V_{Cr2N_F}$, 可得:

$$u_{Cr1N_F} + u_{Cr2N_F} = I_{oN} \pi / f_N \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)中可得:

$$u_{Cr1N_E} + u_{Cr2N_E} = nU_{outN} I_{outN} \pi / f_N \quad (6)$$

由图 4 可知, i_{Lr1N} 与 i_{LmN} 在时间 t_0 和 t_2 相等, 所以 i_{Lr2N} 在这两个时间点为零。因此, 由式(3)可得:

$$i_{Lr1N_F} = \frac{nZ_1 U_{oN}}{4f_s L_m} \quad (7)$$

将式子(5)~(7)代入式(1)中可以得到过谐振状态下同步整流栅极信号的延迟占空比:

$$D_{Delay} = (\arccos \frac{nU_{oN} I_{oN} \pi / f_N + (1+N)}{R_{IV}} - \arccos \frac{I_{oN} \pi / f_N + (1+N)}{R_{IV}}) / (\frac{1}{\sqrt{L_{r1} C_{r1}}}) \quad (8)$$

其中,

$$R_{IV} = \sqrt{(I_{oN} \pi / f_N + 1 + N)^2 + (nZ_1 U_{oN} / (4f_s L_m))^2} \quad (9)$$

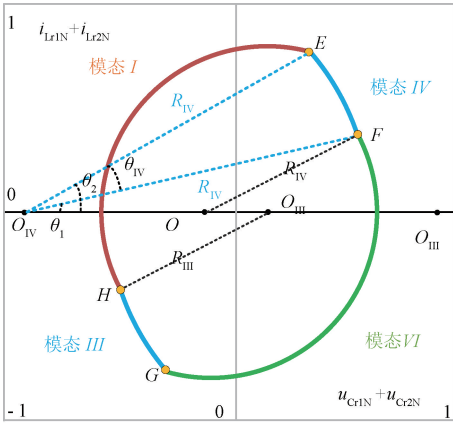


图 3 过谐振状态轨迹图

Fig. 3 Trajectory diagram of the above-resonant state

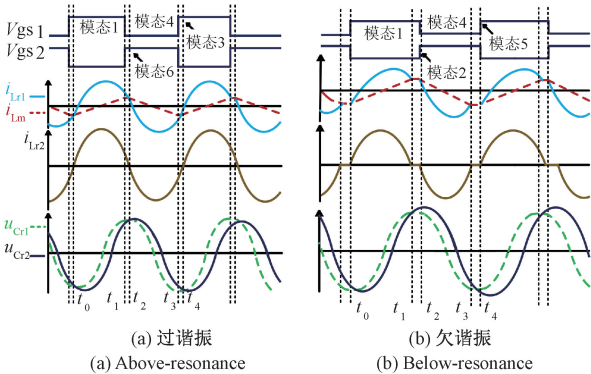


图 4 CLLC 谐振变换器的关键波形与模式

Fig. 4 Critical waveforms and modes of CLLC resonant converter

2.2 欠谐振同步整流方法

在欠谐振状态下共有 4 种模式: 模式 1、模式 2、模式 4、

模式 5, 如图 4(b) 中所示为关键波形所对应的模式。

图 5 为 CLLC 谐振变换器模式 2 状态轨迹的放大图, 从图中可以看出来模式 2 的准确轨迹是 AB 不是 AQ。如果模式 1 和模式 4 的持续时间为 $t_r/2$, 那么模式 4 中的 BR 成了多余的部分。分析模式 2 和模式 4, 那么同步整流信号的占空比计算如下:

$$D_{Duty} = 0.5 - t_{II} f_s \quad (10)$$

式(10)中 t_{II} 为状态 2 持续的时间, f_s 为欠谐振状态下开关频率。因此, 谐振电感为谐振电容充电的时间可以表示为:

$$t_{II} = C_r \Delta u_{Cr1N_AB} / i_{Lr1N_II} \quad (11)$$

模式 2 和模式 4 的切线相交于 B 点, 如图 5 所示, 通过切线原理可以得出:

$$\Delta u_{Cr1N_AB} = \frac{k_{R_IV} \Delta u_{Cr1_AQ}}{k_{Q_IV} + k_{A_II}} \quad (12)$$

式(12)中 k_{R_IV} 和 k_{A_II} 分别为 AB 和 QB 的斜率, 将 A 点和 Q 点的坐标代入式(3), 可以得到 k_{R_IV} 和 k_{A_II} 。

$$k_{A_II} = \frac{Z_1}{Z_2} \times \frac{u_{Cr1N_A} - 1}{i_{Lr1N_A}} \quad (13)$$

$$k_{R_IV} = \frac{Z_1}{Z_2} \times \frac{u_{Cr1N_Q} + u_{Cr2N_Q} - nU_{outN} + 1}{i_{Lr1N_Q} + i_{Lr2N_Q}} \quad (14)$$

可得:

$$D_{Duty} = 0.5 - \frac{2k I_{outN} (1+k) [-1/(nU_{outN}) + 1]}{\pi [4 + I_{outN} (-n+k) \pi / f_N]} \quad (15)$$

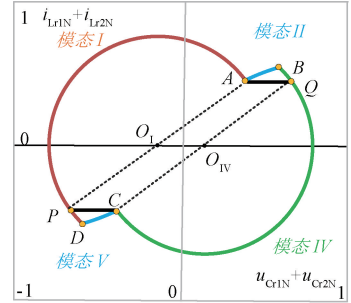


图 5 欠谐振状态轨迹

Fig. 5 Below-resonant state trajectory

3 考虑 DCM 的 CLLC 谐振变换器同步整流优化

在重载工况下, 上述同步整流方案有效。然而, 随着负载逐渐降低, 无论过谐振和欠谐振, 变换器均可能进入 DCM 模式, 如图 6 所示, 当 i_{Lr1N} 与 i_{Lr2N} 相等时, L_m 并没有被钳位在 nU_o , 没有形成谐振状态, 此时前文所提到的 SR 方法将不适用, 因此需要提出一种检测电流断续的算法, 在电流断续和轻负载下关闭副边整流管。

3.1 变换器的 DCM 模式识别

DCM 识别的算法主要是需要对模式 2 和模式 5 起始电感电流进行计算 Δi_{Lr1N} 与 Δi_{LmN0} 进行比较。

$$|\Delta i_{LmN0}| = nU_{ON} / L_m \quad (16)$$

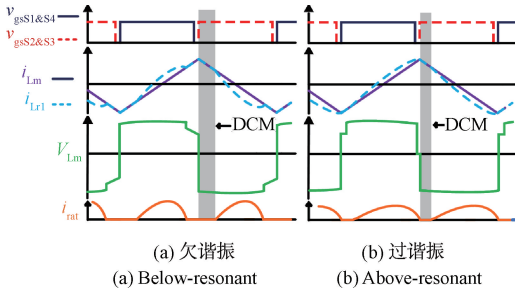


图 6 LLC 转换器在 DCM 区域下的关键波形
Fig. 6 Critical waveforms of the LLC converter under the DCM region

i_{LrN} 在模式 5 中可以被写为:

$$\Delta i_{LrN} = R_{IV} \sin(\omega_r t - \theta) \quad (17)$$

θ 是模式 5 的初始角度, 模式 5 开始时的 i_{LrN} 可以通过下面的公式得到:

$$\Delta i_{LrN} = \omega_r R_{IV} \cos =$$

$$\begin{cases} \omega_r (v_{Cr1N_F} + v_{Cr2N_F} - U_O + U_{in}), \text{过谐振} \\ \omega_r (v_{Cr1N_Q} + v_{Cr2N_Q} - U_O + U_{in}), \text{欠谐振} \end{cases} \quad (18)$$

可以得到过谐振下不进入 DCM 区域的电流如下:

$$I_{oN0} = \frac{2f_N [(1+k)U_{oN}^2 - 1 + k]}{\pi U_{oN}} \quad (19)$$

对于欠谐振, 此时副边没有电流经过, 因此不需要考虑副边电感电流, Δi_{LrN} 为:

$$\Delta i_{LrN} = \omega_r (V_{Cr1N_B} + V_{Cr2N_B} - nU_O + V_{in}) = \omega_r \sqrt{R_{IV}^2 - (I_{Lr1N_Q} + I_{Lr2N_Q} + t_{BQ} \frac{nV_{oN}}{L_m} - 1)^2} \quad (20)$$

时间 t_{BQ} 可以被写为:

$$t_{BQ} = \frac{4k(U_{oN} - 1)(2f_N - \pi I_{oN})}{\pi^2 U_{oN} [4f_N + I_{oN}(k - 1)\pi]} t_r \quad (21)$$

可以得到欠谐振的 DCM 电流表达式 Δi_{LrN} :

$$\Delta i_{LrN} = \omega_r \sqrt{\frac{\pi I_{oN}}{2f_N} - \left(\frac{nZ_1 U_{oN}}{f_N L_m} + \frac{4kn(U_{oN} - 1)(2f_N - \pi I_{oN})t_r}{\pi^2 [4f_N + I_{oN}(k - 1)\pi] L_m} - 1 \right)^2} \quad (22)$$

3.2 基于状态轨迹的同步整流优化策略

本文提出的基于状态轨迹模型的同步整流优化方法, 根据上文计算得到的栅极信号延迟占空比和开关占空比实现。1) 根据归一化开关频率确定谐振状态, 选择同步整流信号占空比进行整流; 2) 在轻载时, 根据推导出来的 DCM 边界条件, 实现 DCM 识别在线, 关断整流管。

因此, 同步整流信号只需要对输入电压 U_{in} , 输出电压 U_o 以及输出电流 I_o 进行采样, 不需要增加额外的采样电路, 根据电路的实时状态进行动态同步整流, 同时根据这些变量识别 DCM 的边界, 实现 DCM 模式下整流管的关断。控制框图如图 7 所示, 通过 PI 控制器进行控制^[18]。

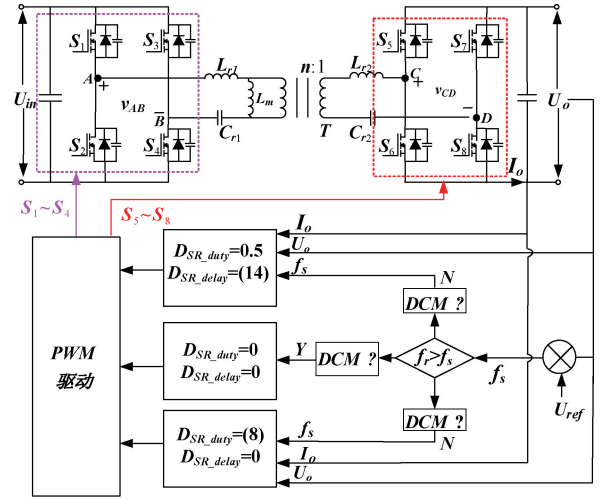


图 7 控制框图
Fig. 7 Control block diagram

4 实验结果

为验证本文提出的同步整流方案的可行性, 搭建一台 800 W 的 CLLC 谐振变换器样机, 如图 8 所示, 拓扑结构与图 1 相同, 实验样机参数如表 1 所示。

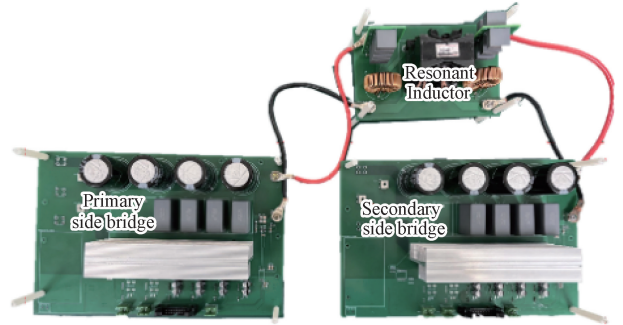


图 8 硬件原型
Fig. 8 Hardware prototype

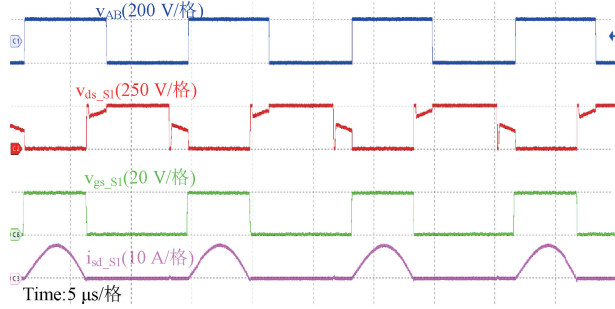
表 1 样机参数

Table 1 Parameters of the prototype	
参数	数值
V_{in}/V	200
V_o/V	160~250
$L_{r1} \& L_{r2}/\mu H$	32.25 : 32.25
$C_{r1} \& C_{r2}/nF$	78.56 : 78.56
$L_m/\mu H$	167.7
f_s/kHz	70~130
n	1

4.1 重载下准确性验证

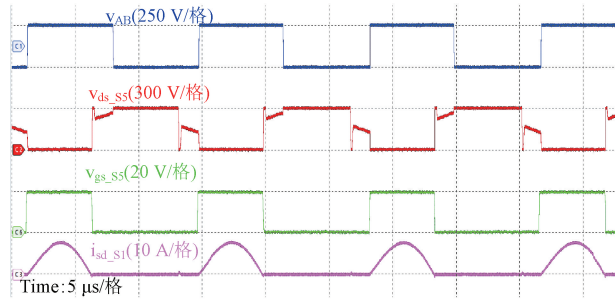
实验通过欠谐振和过谐振状态下的正反向运行测试, 验证了所提同步整流方案的准确性。在欠谐振模式下, 正

向运行测试,输入 200 V、输出 250 V 和反向运行测试,输入 250 V、输出 300 V,的关键波形如图 9(a)和(b)所示;同时在欠谐振模式下还测试了降压工况,包括正向,输入 200 V、输出 160 V,反向输入 160 V、输出 130 V 运行,波形如图 10(a)和(b)所示。所有测试结果表明,同步整流信号均能精确匹配功率开关管的理想导通时序,未出现整流管提前关断或导通的现象,充分验证了所提方法在不同工作模式、不同功率流向以及升降压转换等各种工况下的控制准确性。这一系列实验从多角度证实了基于状态轨迹模型的同步整流策略具有优异的适应性和控制精度。



(a) 变换器欠谐振正向运行关键波形

(a) Critical waveform for converter under-resonant forward operation



(b) 变换器欠谐振反向运行关键波形

(b) Critical waveform for converter under-resonant reverse operation

图 9 CLLC 谐振变换器欠谐振状态正反向运行 SR 波形

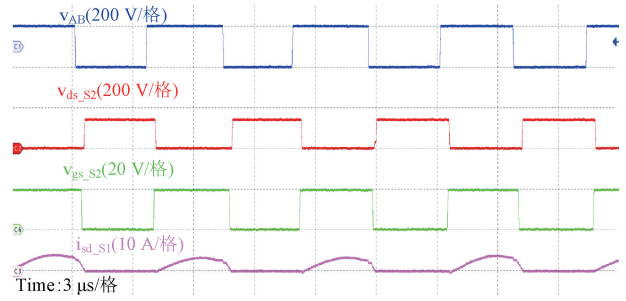
Fig. 9 SR waveforms for forward and reverse operation of the CLLC resonant converter in the under-resonant state

4.2 轻载电流断续模式验证

实验通过欠谐振和过谐振状态下的轻载运行测试,验证了在无 DCM 识别算法下谐振变换器的同步整流。在过谐振模式下,输入 200 V,输出电压为 160 V 的关键波形如图 11 所示。从图中可以看出,轻载下会出现 DCM,副边整流管开关时序不再符合轻载状态。在欠谐振模式下,输入 200 V,输出电压为 250 V 的关键波形如图 12 所示。从图中可以看出,轻载下会出现 DCM,副边整流管开关时序不再正确,整流管错误的导通会导致系统损耗增大。充分证明了十分有必要设计在轻载下的 DCM 识别算法,防止无功电流传导,导致损耗增加。

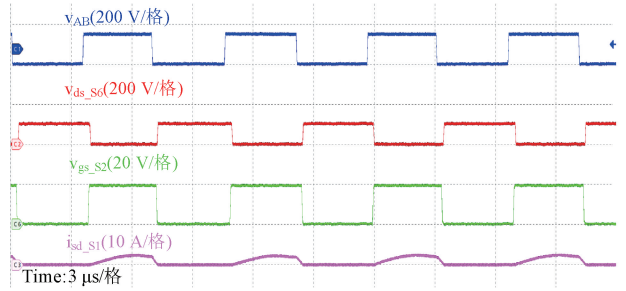
4.3 DCM 识别算法验证

如图 13 所示为变换器在过谐振状态下,输入电压为



(a) 变换器过谐振正向运行关键波形

(a) Converter over-resonance forward operation key waveforms



(b) 变换器过谐振反向运行关键波形

(b) Critical waveform for converter over-resonance reverse operation

图 10 CLLC 谐振变换器过谐振状态正反向运行 SR 波形

Fig. 10 SR waveforms for forward and reverse operation of the CLLC resonant converter in the above-resonant state

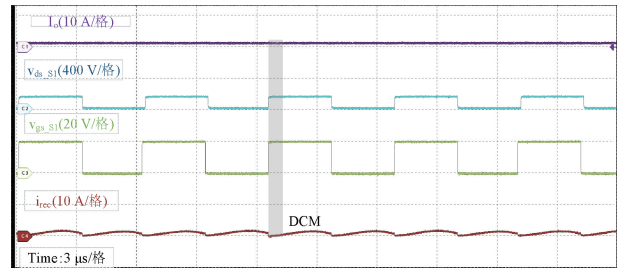


图 11 CLLC 谐振变换器过谐振轻载运行下 DCM 状态

Fig. 11 CLLC resonant converter above-resonant light load operation DCM state

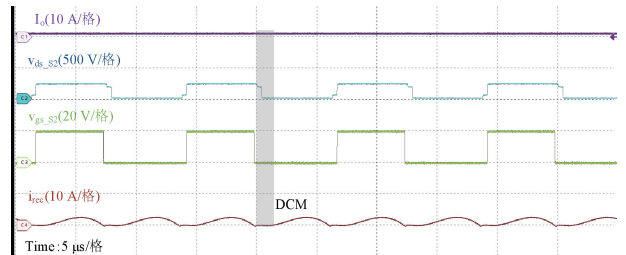


图 12 CLLC 谐振变换器欠谐振轻载运行 DCM 状态

Fig. 12 CLLC resonant converter below-resonant light load operation DCM state

200 V,输出电压为 160 V,负载输出电流从 5 A 切换到 0.5 A 的动态过程。从图中可以看出,切换负载过程中,变

换器仍在动态的进行同步整流,在 DCM 模式时,本文提出的优化算法可以准确检测到,实现对副边整流管的关断,通过二极管进整流。如图 14 所示为变换器在过谐振状态下,输入电压为 200 V,输出电压为 250 V,负载输出电流从 5 A 切换到 0.5 A 的动态过程。词过程仍在进行动态的同步整流,但是在轻载时出现 DCM 情况下,同步整流策略失效,此时 DCM 识别算法执行,关闭了整流管,防止无功电流传导,从而增加损耗,降低 CLLC 谐振变换器的效率。

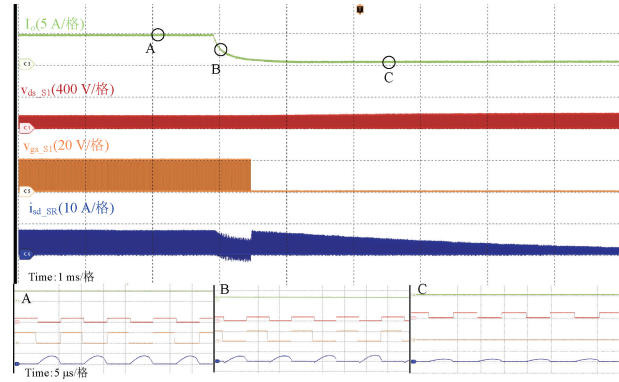


图 13 CLLC 谐振变换器过谐振状态切换负载 SR 波形,输入电压 200 V,输出电压 160 V,输出电流 5 A 切换为 0.5 A
Fig. 13 CLLC resonant converter over-resonant state switching load SR waveform, input voltage 200 V, output voltage 160 V, output current 5 A switching to 0.5 A

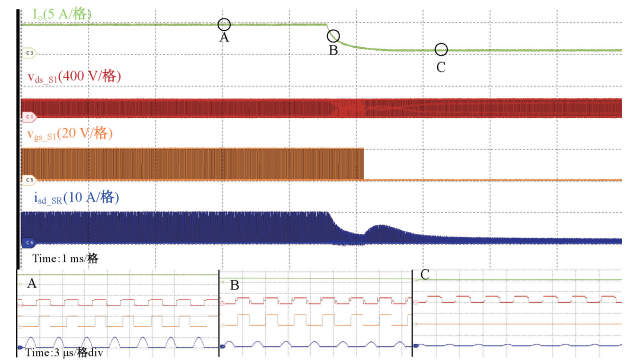


图 14 CLLC 谐振变换器过谐振状态切换负载 SR 波形,输入电压 200 V,输出电压 250 V,输出电流 5 A 切换为 0.5 A
Fig. 14 CLLC resonant converter over-resonant state switching load SR waveform, input voltage 200 V, output voltage 250 V, output current 5 A switching to 0.5 A

如表 2 所示,将本文提出的 SR 方法与其他文献中的 SR 方法进行了对比,提出的 SR 方法可以实现精确的同步整流,并且有较低的复杂性,同时可以实现 DCM 识别,适用范围较广,不需要额外的辅助电路和传感器。

从图 15 可以看出,本文提出的 SR 方法可以有效地提高 CLLC 谐振变换器的整体运行效率。

图 16 显示了本文提出的同步整流方案和文献[16]中提出的 SR 方案和传统的基于模型效率对比。可以看出,

表 2 提出的 SR 方案与其他 SR 方案对比

Table 2 Comparison of the proposed SR scheme with other SR schemes

类别	准确性	应用复杂性	适用范围	DCM 检测	额外传感器要求
FHA 方法 ^[13-14]	低	低	有限	无	无
准确时域方法 ^[16]	高	高	广泛	无	无
简化时域方法 ^[6]	一般	一般	广泛的	有	无
电压检测方法 ^[7-10]	高	高	广泛的	无	有
电流检测方法 ^[11-12]	高	高	广泛的	无	有
本文提出的方法	高	低	广泛的	有	无

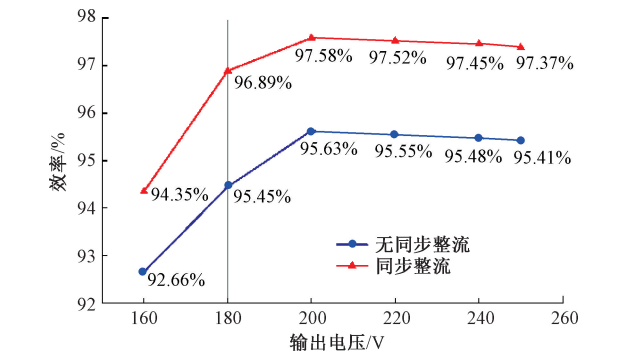


图 15 无控整流效率曲线和同步整流曲线
Fig. 15 Uncontrolled rectification efficiency curve and synchronous rectification curve

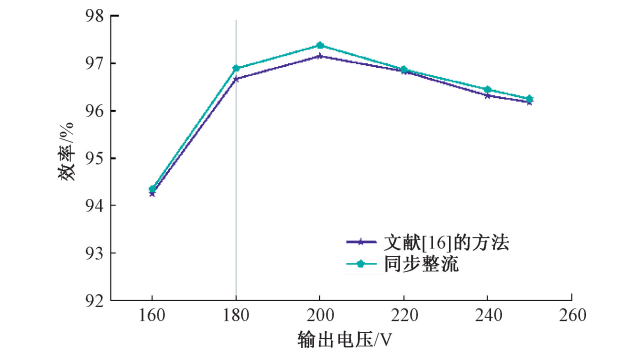


图 16 本文提出的同步整流方案和文献[16]中的 SR 方案效率对比
Fig. 16 Comparison of the efficiency of the synchronous collation scheme proposed in this paper and the SR scheme in reference [16]

本文提出的方法效率比文献[16]中的方法所提出的方法效率有所提高,效率提升的原因在于本文提出的方法准确率较高,计算出来的 SR 时序误差很小。

5 结 论

本文提出一种基于状态轨迹模型的同步整流优化策略:通过将状态轨迹模型与同步整流结合,得到了准确的 SR 导通和延迟占空比的表达式,实现了在线驱动 SR;提出的 SR 策略只需要检测输入电压、输出电压和输出电流,而不需要额外的辅助电;在轻载时进行了 DCM 识别的优化,可以有效识别 DCM 模式,在 DCM 模式下,通过关断整流管,显著降低了无功电流传导带来的损耗,提升了系统效率。在本文提出的同步整流方法下与优化方法下,与不控整流对比,效率有非常显著的提升,额定效率达到了 97.38%。总体而言,本文提出的方法具有准确性和较高的效率。

参考文献

- [1] SUN J N, YUAN L Q, GU Q, et al. Design-oriented comprehensive time-domain model for CLLC class isolated bidirectional DC-DC converter for various operation modes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3491-3505.
- [2] 周大林, 陈昊, MOHAMED O, 等. 一种前端级联 DC/DC 变换器的开关磁阻电机驱动拓扑[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(9): 45-52.
ZHOU D L, CHEN H, MOHAMED O, et al. Switched reluctance motor drive topology with front-end cascaded DC/DC converter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(9): 45-52.
- [3] ZAHID Z U, DALALA Z M, CHEN R, et al. Design of bidirectional DC-DC resonant converter for vehicle-to-grid (V2G) applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 3(1): 232-244.
- [4] LI B D, LEI J, WANG X Q, et al. A smooth mode-switching strategy for bidirectional OBC base on V2G technology [C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2019: 3320-3324.
- [5] ROJAS-DUEÑAS G, JORDI-ROGER R, MORENO-EGUILAZ M, et al. A deep learning-based modeling of a 270 V-to-28 V DC-DC converter used in more electric aircrafts [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 509-518.
- [6] LONG P, JIA L X, WANG L L, et al. Accurate extraction of body-diode-conduction for synchronous rectification of CLLC resonant converters in high-voltage application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(5): 5009-5013.
- [7] ZHANG ZH D, LIU CH H, SI Y P, et al. Investigation of adaptive synchronous rectifier driving scheme for LLC/CLLC resonant converter in EV on-board chargers [C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2020: 185-2191.
- [8] CHEN N, CHEN M, LI B D, et al. Synchronous rectification based on resonant inductor voltage for CLLC bidirectional converter [C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2020: 1713-1719.
- [9] CHEN M, ZHANG D B, CHEN N, et al. A coupled inductor scheme for CLLC bidirectional converter and optimized current detection method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 11546-11551.
- [10] SCHOBRE T, SIEBKE K, MALLWITZ R. Design of a GaN based CLLC converter with synchronous rectification for on-board vehicle charger [C]. PCIM Europe 2019, 2019: 1-5.
- [11] SCHOBRE T, SIEBKE K, MALLWITZ R. Operation analysis and implementation of a GaN based bidirectional CLLC converter with synchronous rectification [C]. 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications, 2019: 1-10.
- [12] ZOU SH L, LU J H, MALLIK A, et al. 3.3 kW CLLC converter with synchronous rectification for plug-in electric vehicles [C]. 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2017: 1-6.
- [13] ZOU SH L, LU J H, MALLIK A, et al. Bi-directional CLLC converter with synchronous rectification for plug-in electric vehicles [C]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2): 998-1005.
- [14] SANKAR A, MALLIK A, KHALIGH A. Extended harmonics based phase tracking for synchronous rectification in CLLC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6592-6603.
- [15] LI H R, SUN Y B, WANG SH D, et al. Bidirectional control with Fitting model-based synchronous rectification and input ripple current feedforward for SiC bidirectional CLLC EV charger [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 9136-9146.
- [16] WANG Y C, WANG F, FANG Z, et al. Analysis of high performance synchronous rectified CLLC resonant converter with reactive power optimization [J]. IEEE

Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15253-15271.

[17] 刘博睿, 李磊, 张善路, 等. 基于状态轨迹模型的 CLLC 谐振变换器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(2): 714-725.

LIU B R, LI L, ZHANG SH L, et al. Research on control strategy for CLLC resonant converter based on state trajectory model[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(2): 714-725.

[18] 郭强, 张帆云, 李海啸, 等. 高效四开关 Buck-Boost 变换器多模式控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 101-116.

GUO Q, ZHANG F Y, LI H X, et al. High-efficiency four-switch Buck-Boost converter multi-mode control strategy[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 101-116.

作者简介

张团龙, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源技术、DC-DC 变换器建模与控制。

E-mail: 2371037@stu.neu.edu.cn

孙立珍(通信作者), 硕士, 副教授, 高级工程师, 主要研究方向为电气信息化技术、计算机网络和电力电子控制算法。

E-mail: slz@omaa.edu.cn