

隔离 DC/DC 能量回馈型轻载 ZVS 实现方法

崔玉璐, 张志国, 杨刚, 高轶鹏, 赵建涛

(国网冀北电力有限公司秦皇岛供电公司, 河北 秦皇岛 066000)

摘要:为响应“双碳”战略,国家大力发展新能源,作为分布式新能源的重要载体之一,直流楼宇微网系统受到广泛关注。在直流楼宇微网系统中,直流变换器作为电压变换和功率转换的核心环节,仍面临轻载软开关缺失导致的宽负载范围与高效率难以兼顾的问题。为此,依托于谐振 LCLC 变换器,提出了一种同步整流能量回馈控制效率优化法。通过控制同步整流管提前导通时间,构建能量回馈路径,在谐振模式中增加新的运行模式实现输出侧电流回馈,进而提升滞后桥臂开关管关断电流,为死区时间内开关管输出电容充放电过程提供充足能量,确保 ZVS 软开关实现。基于 LCLC 同步整流型多谐振直流变换器,详细介绍了同步整流提前导通控制的原理与模式运行过程,重点分析了滞后桥臂开关管死区充放电过程,提炼了 ZVS 实现的约束边界。结合时域分析法构建的数学模型,可以获得全负载工况下滞后桥臂 ZVS 实现所需的同步整流提前导通时间。最后,搭建一台 500 W 实验样机,通过实验验证,所提方法通过软开关实现,有效改善轻载运行效率可达 92.44%,证明理论的正确性。

关键词:移相控制;谐振变换器;软开关;同步整流;轻载效率

中图分类号:TM4 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26435

Energy Feedback Light Load ZVS Method for Isolated DC/DC Converter

CUI Yulu, ZHANG Zhiguo, YANG Gang, GAO Yipeng, ZHAO Jiantao

(Qinhuangdao Power Supply Company of State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd.,
Qinhuangdao 066000, Hebei, China)

Abstract: In response to the "double carbon" strategy, the state has made great efforts to develop new energy. As an important carrier of distributed new energy, the DC building microgrid system has attracted extensive attention. In the DC building microgrid system, as the core link of voltage and power conversion, DC converter still faces the problem of wide load range and high efficiency caused by the lack of light load soft switch. Therefore, based on resonant LCLC converter, an optimization method of synchronous rectifier energy feedback control efficiency was proposed. By controlling the advance conduction time of the synchronous rectifier, the energy feedback path was constructed, and a new operation mode was added to the resonant mode to realize the output side current feedback. In this way, the turn-off current of the lagging leg switch could be increased to provide sufficient energy for the charging and discharging process of the switch output capacitor within the dead time, ensuring the realization of ZVS soft switching. Based on the LCLC synchronous rectifier multi resonant DC-DC converter, the principle and mode operation process of synchronous rectifier advance conduction control were introduced in detail. The dead time charging and discharging process of the lagging bridge arm switch was analyzed, and the constraint boundary of zero voltage switching (ZVS) implementation was refined. Combined with the mathematical model constructed by time-domain analysis method, the advance conduction time of synchronous rectification required by ZVS of lag leg under full load condition can be obtained. Finally, a 500 W experimental prototype was built. The experimental results show that the proposed method can effectively improve the light load operation efficiency by 92.44%, which proves the correctness of the theory.

Key words: phase shift modulation (PSM); resonant converter; soft switching; synchronous rectification; light load efficiency

基金项目: 国网秦皇岛供电公司 2024 年群众性创新项目 (520104240002)

作者简介: 崔玉璐 (1994—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为变电站“高效化、智能化、数字化”转型、新能源交叉融合技术,

Email: 2294882522@qq.com

由于国家资源禀赋差异与源荷分布区别,我国东部地区用电负荷集中,用电量较大,国家提出了“西电东送”战略。另一方面,为更好地满足沿海地区的用电高需求,江亿院士提出了建设“光储直柔”建筑的发展思路,以建筑为载体更好地发挥分布式可再生能源的发电潜力,通过就地消纳的方式缓解东部地区用电量大的问题。其中,直流楼宇作为“光储直柔”建筑的主要代表,涉及分布式光伏单元、储能单元、户用直流负荷等多方面元素。而直流变换器作为直流楼宇低压配用电系统中连接配电网、分布式光伏、储能单元、电动汽车及小型直流电子设备等负荷的关键纽带,其承担着不同功率等级和电压等级高效转换的重要任务。这就要求变换器具有电气隔离、高效率、高/宽电压增益等特性,以满足应用需求。

目前,作为隔离型变换的代表,LLC,CLLC和LCLC等谐振变换器多采用变频控制(pulse frequency modulation, PFM)和移相控制(phase shift modulation, PSM)等控制策略,具有高增益/宽增益、高效率、高功率密度等优点^[1-2],可广泛应用于直流微网、电动汽车等领域^[3-4]。然而,采用PFM控制方式时,在过谐振点区间面临增益曲线平坦、宽增益调节需大幅提升频率导致开关损耗急剧增加、效率急剧下降的问题;而采用PSM可以更好地实现标准化增益的宽范围降压,但是在轻载的工况下,却受限于滞后桥臂软开关缺失导致的轻载效率急剧下降的问题。因此,针对LLC或LCLC等变换器如何实现全负载/宽增益范围内高效率运行仍然是一个热点问题,吸引了广大学者的目光^[5-7]。

部分学者从拓扑、器件等方面入手开展研究^[8-15]。文献[8]通过引入陷波器结构实现增益快速下降,进而拓宽增益范围,但由于漏感作用引入的3次谐波影响了变换器效率;文献[9]在此基础上进一步引入额外电感构成五元件谐振腔,同样在一定程度上拓宽了增益范围并保持高效率,但过多的器件导致参数设计复杂;文献[10]则从时域方程入手提出参数设计方法;文献[11]通过变压器和同步整流的设计切换一定程度上拓宽了增益范围,但这种切换仅能定点切换,仍然无法满足宽增益需求。对此,文献[14-15]从变压器角度入手,采用变频励磁结构和ISOP结构同样拓宽了增益并获得了良好的效率,但是这两种改进

方法都使得拓扑结构变得复杂,设计十分困难。

另一方面,部分学者则从控制策略层面进行改进,以避免增加器件和成本,并产生诸多成果^[16-22]。文献[19]采用了变频+双移相的控制方法,通过协同控制开关频率、整流全桥和逆变全桥对应开关管之间的移相角,有效拓宽了谐振变换器的增益范围,进而改善变换器全增益范围的运行效率。在此基础上,文献[20]进一步将PFM与PSM调制方式相结合,提出混合控制方法,根据输入电压范围与负载功率变化范围的应用需求,灵活切换控制状态及调制模式,同样达到了拓宽软开关实现范围的目的,但控制方法过于繁琐,并且该方法牺牲了宽增益范围调节的能力。文献[21]提出了一种变频加移相的混合控制策略,保证了三电平CLLLC变换器在宽输出电压范围条件下满足开关管软开关特性。上述方法虽然一定程度上缓解了轻载效率问题,但仍然难以满足宽负载范围/宽增益范围高效率运行的变换需求。因此,移相控制的软开关扩展方法仍是此类变换器研究热点。

为此,基于同步整流LCLC谐振变换器,本文提出了一种同步整流能量回馈控制ZVS实现方法。通过提前导通同步整流开关管导通时间,利用能量回流提升谐振电流,为死区时间内开关管输出电容 C_{oss} 充放电过程提供充足的能量,进而实现滞后桥臂开关管ZVS。

1 变换器拓扑

本文基于LCLC多谐振直流拓扑结构进行研究,其拓扑结构如图1所示。与传统的LLC谐振拓扑类似,LCLC拓扑同样由逆变全桥、谐振腔(L_1, C_1)、高频隔离变压器以及MOSFET构成的整流全桥组成。如图1所示,由4个MOSFET开关管 $S_1 \sim S_4$ 组成全桥电路, $SR_1 \sim SR_4$ 为整流全桥的

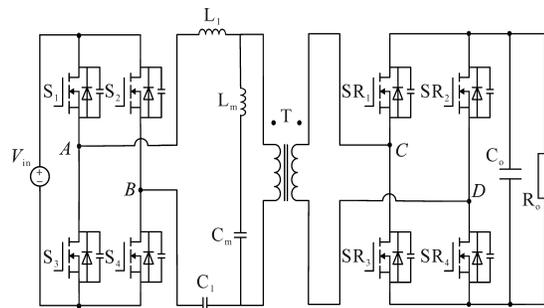


图1 LCLC变换器拓扑结构

Fig.1 Structure of LCLC converter

4个开关管以便实现同步整流为能量回馈提供支撑,进而保证提升效率,并且为标准增益降压时采用移相控制情况下滞后桥臂软开关实现提供支撑。

从图1中可以看出,LCLC与传统LLC变换器类似,主谐振结构仍然由谐振电感 L_1 、谐振电容 C_1 和高频隔离变压器构成,其区别仅在于LCLC在LLC的基础上于励磁电感 L_m 支路串联额外的电容 C_m 。高频隔离变压器的变比为 $N:1$,可以根据输入电压和额定输出电压获得。需要特别说明的是,由励磁电感 L_m 和引入的额外电容 C_m 串联形成新的等效励磁电感 L_M 。 L_M 可表示为

$$L_M = L_m - \frac{1}{\omega^2 C_m} \quad (1)$$

其中 $\omega = 2\pi f_s$
式中: f_s 为开关频率。

基于这种特性,可以发现等效励磁电感 L_M 随频率 f_s 降低而降低,进而使拓扑的电感比 k 降低。这也就说明与传统LLC相比,当在额定谐振频率处采用相同电感比时,采用传统PFM控制通过降频进入欠谐振区间,LCLC拓扑可以实现快速的增益攀升,展现更好的增益特性,有效拓宽增益。

虽然通过LCLC拓扑的改进可以在欠谐振区间有效拓宽增益,避免了大范围降频而引入的大量无功损耗以及较高关断电流导致的高关断损耗,但是在过谐振区间,采用PFM控制,LCLC与传统LLC具有相同的增益特征,即增益曲线变化平坦,难以实现标准化增益快速下降,开关损耗急剧增加,严重影响变换效率。而采用PSM降压时,则面临滞后桥臂软开关缺失问题,局部发热严重。因此针对该问题,本文通过改进同步整流控制方法进行软开关范围拓展。

2 同步整流能量回馈控制原理

对于降压,PFM的控制方法很难满足宽范围降压的需求。对此,采用PSM控制可有效拓宽变换器的电压增益范围,但仍面临轻载工况下滞后桥臂开关管软开关缺失的问题。对此,本文提出了一种同步整流能量回馈控制方法(synchronous rectification energy feedback control, SREFC),通过提前开通同步整流开关管,为能量由二次侧向一次侧回馈提供路径,进而通过电流回馈泵升谐振腔中的电流,保证滞后桥臂开关管关断时刻电流

大小,为死区时间内输出电容 C_{oss} 充放电提供充足的能量,确保零电压开通软开关实现,使变换器可以在全负载范围内高效率变换。

图2给出了同步整流型LCLC变换器PSM控制仿真波形。 $V_{GS,S1}$ 和 $V_{GS,S3}$ 分别是 S_1 和 S_3 的驱动信号; $V_{GS,S2}$ 和 $V_{GS,S4}$ 分别是 S_2 和 S_4 的驱动信号。从驱动信号波形中可以看出, S_1 和 S_3 信号互补为超前桥臂,对应的 S_2 和 S_4 互补为滞后桥臂, S_1 和 S_4 相差的移相角为 θ 。 V_{AB} 是A和B两点间的电压; V_T 是变压器二次侧的电压; i_{L1} 是流过电容 L_1 的电流; i_{LM} 是变压器等效励磁电感 L_M 的流经电流。

与图2a相比,图2b包含同步整流管提前导

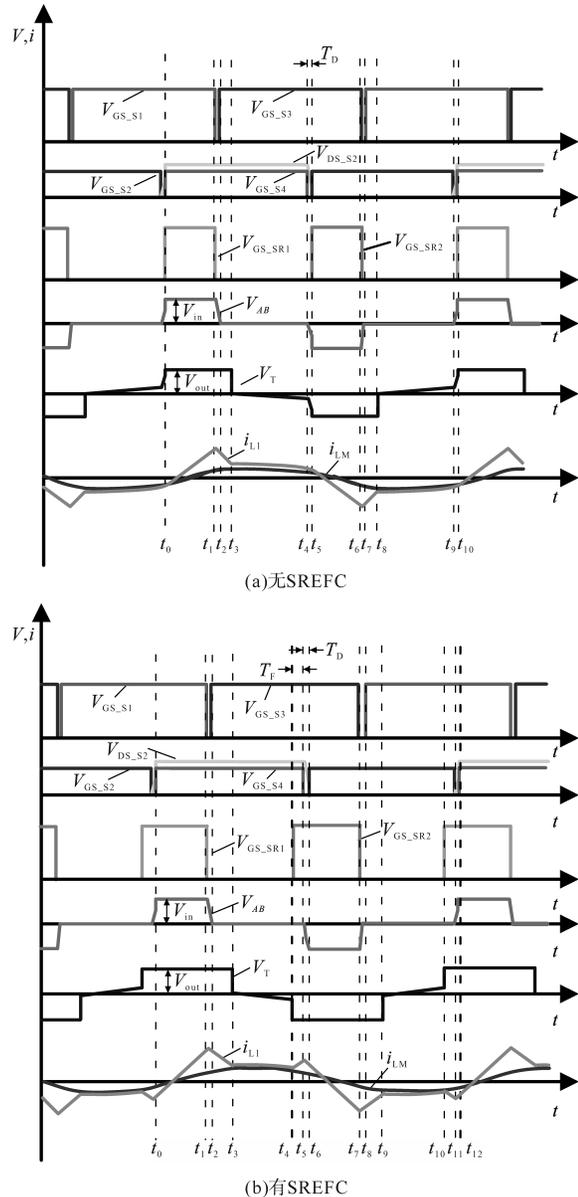


图2 同步整流型LCLC变换器PSM控制波形
Fig.2 Waveforms of PSM control of synchronous rectification LCLC converter

通的时间($T_r=T_F+T_b$)。为了进一步了解SREFC的工作过程,本部分基于图2b的仿真波形进行了详细的模态分析,其等效电路图如图3所示。

模态1(t_0-t_1): t_0 时刻, $V_{GS,S4}$ 接收到高电平,通过 S_1 和 S_4 形成电流回路,并且构成 L_1 和 C_1 的谐振腔,谐振电流 i_{L1} 开始以主谐振频率 f_r 进行正弦变化,副边对应同步整流管开通,电流通过 SR_1 和 SR_4 构成整流回路,功率可有效传输至负载端,直至 t_1 时刻, $V_{GS,S1}$ 收到低电平而关断,本阶段对应时域等效电路图如图3a所示。在本阶段,电感电流 i_{L1} 为谐振电流,可以表示为

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_0)\cos[\omega_r(t-t_0)] + \frac{V_{in} - NV_{out} - V_{C1}(t_0)}{Z_r}\sin[\omega_r(t-t_0)] \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = 2\pi f_r \\ Z_r = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: f_r 为主谐振频率; N 为高频隔离变压器的匝数比; V_{in} , V_{out} 分别为输入电压和输出电压; Z_r 为等效阻抗; $V_{C1}(t)$ 为谐振电容的实时电压。

在模态1(t_0-t_1)阶段,谐振电容进行谐振放电,电压可具体表示为

$$V_{C1}(t) = V_{in} - NV_{out} + Z_r i_{L1}(t_0)\sin[\omega_r(t-t_0)] - [V_{in} - NV_{out} - V_{C1}(t_0)]\cos[\omega_r(t-t_0)] \quad (4)$$

模态2(t_1-t_2): $V_{GS,S1}$ 和 $V_{GS,SR1}$ 在 t_1 时刻接收到低电平信号而关断,对应桥臂开关管输出电容进行充放电,此阶段为死区时间段。在本阶段内,由于电感的续流作用保持电流正方向不变,依次通过 S_4 和 S_3 体二极管形成回路。并且由于二极管的零电压钳位作用保证了 S_3 的ZVS开通。此阶段 i_{L1} , i_{LM} 仍保持正向流动, V_T 仍然被钳位到 V_{out} ,由于续流作用仍然存在功率通过二极管不控整流传输至负载侧直至 t_2 时刻, $V_{GS,S3}$ 接收到高电平信号而导通,本阶段对应时域等效电路图如图3b所示。在本阶段电感电流 i_{L1} 可以表示为

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_1)\cos[\omega_r(t-t_1)] - \frac{NV_{out} + V_{C1}(t_1)}{Z_r}\sin[\omega_r(t-t_1)] \quad (5)$$

在本阶段,谐振电容实时电压 V_{C1} 可表示为

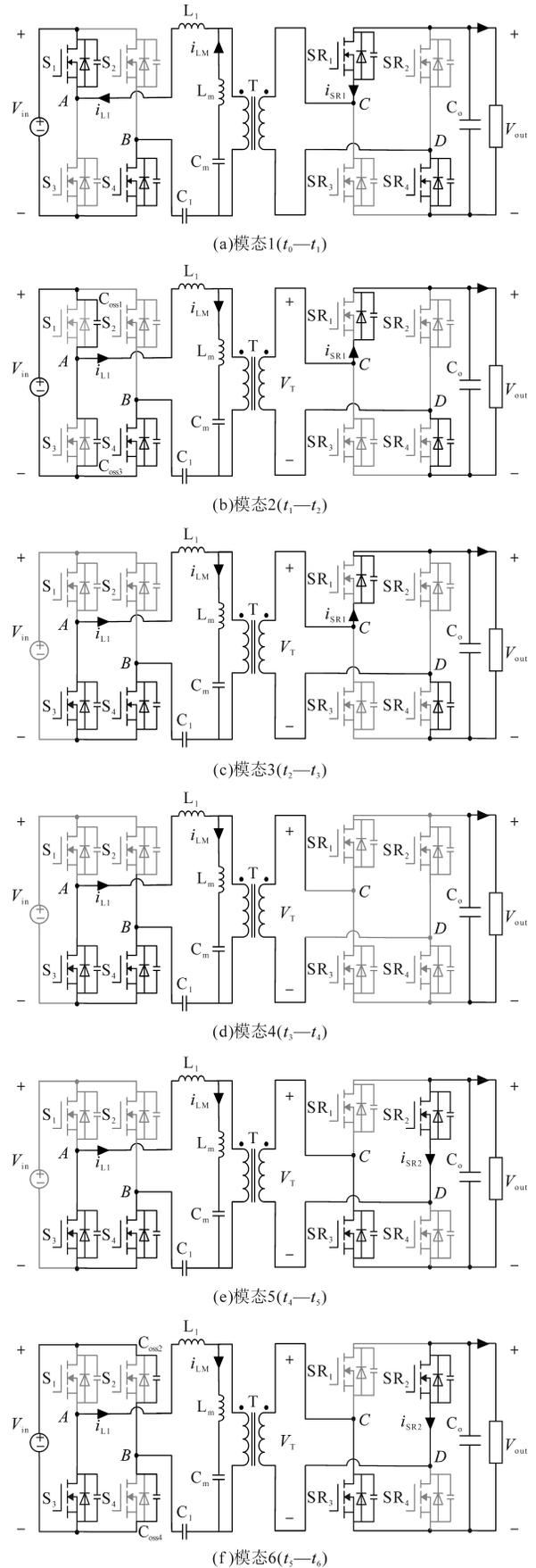


图3 采样SREFC控制下的时域模态等效电路图

Fig.3 Time domain modal equivalent circuit diagram under SREFC control

$$V_{C1}(t) = -NV_{out} + Z_{r1}i_{L1}(t_1)\sin[\omega_r(t-t_1)] + [NV_{out} - V_{C1}(t_1)]\cos[\omega_r(t-t_1)] \quad (6)$$

模态3(t_2-t_3):当 t_2 开始时, $V_{GS_{S3}}$ 接收高电平信号导通,实现ZVS软开关,而滞后桥臂开关管 S_4 保持导通。二次侧仍通过二极管实现能量传输,一次侧电流方向仍然维持不变,电感电流 i_{L1} 给励磁电流充电而不断降低,励磁电流逐渐上升直至 t_3 时刻,电感电流被励磁电流钳位进入模态4。本阶段对应时域等效电路图如图3c所示。其中,电感电流 i_{L1} 可以表示为

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_2)\cos[\omega_r(t-t_2)] - \frac{NV_{out} + V_{C1}(t_2)}{Z_r}\sin[\omega_r(t-t_2)] \quad (7)$$

相对应,在本阶段,谐振电容电压 V_{C1} 可表示为

$$V_{C1}(t) = -NV_{out} + Z_r i_{L1}(t_2)\sin[\omega_r(t-t_2)] + [NV_{out} + V_{C1}(t_2)]\cos[\omega_r(t-t_2)] \quad (8)$$

模态4(t_3-t_4):从 t_3 开始,电感电流 i_{L1} 被 i_{LM} 钳位。此时,谐振腔发生变化,由 L_r, C_1, L_m, C_m 串联构成,该谐振腔角频率定义为 ω_{r2} 。本阶段,变压器二次侧电压 V_T 不再被输出电压钳位到 V_{out} ,由输出电容开始为负载供电。直到 t_4 时刻,采用SREFC方法,同步整流管 SR_2 和 SR_3 接收到提前导通的高电平信号而开通或不采用SREFC时传统控制方法等待 $V_{GS_{S4}}$ 接收到低电平而关断,此阶段结束,本阶段对应时域等效电路图如图3d所示。在本阶段,电感电流 i_{L1} 可以表示为

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_3)\cos[\omega_{r2}(t-t_3)] - \frac{V_{C1}(t_3)}{Z_{r2}}\sin[\omega_{r2}(t-t_3)] \quad (9)$$

相对应,谐振电容电压 V_{C1} 可表示为

$$V_{C1}(t) = Z_{r2}i_{L1}(t_3)\sin[\omega_{r2}(t-t_3)] + V_{C1}(t_3)\cos[\omega_{r2}(t-t_3)] \quad (10)$$

其中

$$\begin{cases} \omega_{r2} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq2}}} \\ Z_{r2} = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq2}}} \\ L_{eq} = L_m + L_1 \\ C_{eq2} = \frac{C_m C_1}{C_m + C_1} \end{cases} \quad (11)$$

模态5(t_4-t_5):当采用SREFC时,同步整流管 SR_2 和 SR_3 接收到 $V_{GS_{SR2}}$ 高电平驱动信号开始导

通,进入模态5。此时,输出电容 C_o 通过同步整流管 SR_2, SR_3 与变压器形成放电回路,并通过变压器向一次侧谐振腔放电,变压器两端电压 V_T 被输出电压钳位到 $-V_o$ 。对于一次侧, S_3, S_4 仍然导通,为谐振腔电感提供续流通路。由于变压器电压被钳位至 $-V_o$,可以等效为一次侧添加了一个 $-NV_o$ 的激励,使谐振腔中顺激励正方向的电流开始增加。这也就意味着,在该阶段 C_o 放电电流通过变压器结合原有谐振腔中电流,使电感电流开始线性上升,为滞后桥臂即将关断的放电提供能量,加速死区时间内放电速度,保证死区内完成放电。本阶段直到 t_5 时 $V_{GS_{S4}}$ 低电平而关断,该时间阶段结束。本阶段只存在于采用SREFC方法,采用传统方法则无法实现电感电流抬升,直接进入模态6。本阶段对应的时域等效分析电路结构如图3e所示。在本阶段 i_{L1} 可以表示为

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_4)\cos[\omega_r(t-t_4)] + \frac{NV_{out} - V_{C1}(t_4)}{Z_r}\sin[\omega_r(t-t_4)] \quad (12)$$

相对应,本阶段的谐振电容电压 V_{C1} 可表示为

$$V_{C1}(t) = NV_{out} + Z_r i_{L1}(t_4)\sin[\omega_r(t-t_4)] - [NV_{out} - V_{C1}(t_4)]\cos[\omega_r(t-t_4)] \quad (13)$$

模态6(t_5-t_6):当开关管 S_4 驱动信号 $V_{GS_{S4}}$ 变为低电平时,进入模态6。此阶段为死区阶段,虽然在死区期间谐振电流开始下降,但由于前阶段谐振电流被回馈电流抬高,意味着关断电流被适当抬高,以保证在死区时间内有足够的能量可以完成对开关管输出电容 C_{oss} 的充放电,即 i_{L1} 向滞后桥臂开关管 S_4 的寄生电容 C_{oss4} 充电,同时向 S_2 的寄生电容 C_{oss2} 放电,进而保证滞后桥臂开关管 S_2 实现了ZVS。通过引入该阶段,可以有效改善传统控制方法在轻载工况下关断电流较小提供换流能量有限、即使延长死区时间也无法完成电容充放电的问题。本阶段对应时域等效电路图如图3f所示。在本阶段 i_{L1} 可以表示为

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(t_5)\cos[\omega_r(t-t_5)] + \frac{NV_{out} - V_{C1}(t_5)}{Z_{r1}}\sin[\omega_r(t-t_5)] \quad (14)$$

谐振电容电压 V_{C1} 可表示为

$$V_{C1}(t) = NV_{out} + Z_r i_{L1}(t_5)\sin[\omega_r(t-t_5)] - [NV_{out} - V_{C1}(t_5)]\cos[\omega_r(t-t_5)] \quad (15)$$

时间段 t_7-t_{12} 为变换器进入对应反向工作周期,相关波形与正半周对称,在此不再赘述。通

过模态分析和仿真波形对比可以清楚发现,采用SREFC后,滞后桥臂的ZVS软开关可以得到保证,有利于变换器轻载工况下甚至全负载工况下运行效率的改善。

3 T_{ZVS} 的计算

采用SREFC后(见图2b), $i_{L1}(t_5)$ 为滞后桥臂的关断电流。相较于传统控制方法,采用SREFC方法通过能量回馈,关断电流由 $i_{L1}(t_4)$ 增加至 $i_{L1}(t_5)$,有助于实现ZVS。根据上述分析不难发现,保证滞后桥臂ZVS实现的关键是通过提前开通同步整流开关管,使能量能够回馈。然而根据工况不同,涉及回馈电流和所需提前开通时间也各有差异,如果提前开通时间不足,则无法保证ZVS实现,相反过长则会引入额外的导通损耗及磁损耗。因此提前开通的时间选择及优化设计是本节研究的重点也是SREFC方法的关键所在。

本文以滞后桥臂 S_2 的ZVS实现为例,进行详细的分析。对 t_5-t_6 时间段中 S_2 开通前的换流过程进行分析,可得:

$$i_{L1}(t_5) = C_{oss4} \frac{dV_{DS,S4}}{dt} - C_{oss2} \frac{dV_{DS,S2}}{dt} \quad (16)$$

因此,滞后桥臂开关管实现ZVS的条件为

$$\begin{aligned} I_{ZVS} &= i_{L1}(t_5) \\ &\geq \frac{(C_{oss4} + C_{oss2})V_{in}}{t_7 - t_6} \\ &= \frac{2C_{oss} V_{in}}{T_D} \end{aligned} \quad (17)$$

其中

$$C_{oss2} = C_{oss4} = C_{oss}$$

式中: I_{ZVS} 为滞后桥臂开关管实现ZVS的约束边界; V_{in} 为输入电压。

与不采用SREFC相比,采用SREFC调节下通过提前开通同步整流管实现原边侧谐振电流提升的部分为

$$\Delta I = I_{ZVS} - i_{L1}(t_4) \quad (18)$$

结合式(16),式(17)可改写为

$$\Delta I = \frac{2C_{oss} V_{in}}{T_D} - i_{L1}(t_4) \quad (19)$$

进而,得到最小的 T_{Fmin} 表达式如下:

$$T_{Fmin} = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \left[\frac{Z_r}{NV_{out} - V_{Cl}(t_4)} \Delta I \right] \quad (20)$$

故滞后桥臂开关管实现ZVS时,同步整流管提前

开通时间的最小值 $T_{ZVS} = T_{Rmin}$ 表达式如下:

$$T_{ZVS} = T_{Rmin} = T_{Fmin} + T_D \quad (21)$$

根据上述分析发现,通过提前开通同步整流开关管将能量回馈至一次侧,加速滞后桥臂开关管死区放电速度,实现ZVS,保证变换器轻载运行效率。同时,根据式(20)可以获得最小的提前导通时间,能够避免提前导通时间过长引入额外的损耗。

4 实验验证

为验证理论分析的可行性和合理性,本文搭建一台500W的LCLC变换器实验样机,并进行相关轻载实验,以验证所提出调制方法的软开关实现效果及效率优化效果,具体样机如图4所示。相关参数为: $L_1=80 \mu\text{H}$, $C_1=24 \text{nF}$, $L_m=420 \mu\text{H}$, $C_m=47 \text{nF}$, $N:1=8:1$, 输入电压375V, 额定功率500W, 额定频率115kHz。具体参数选取过程与传统LLC一致,仅 C_m 根据式(1)以及频率增益关系获取,在此不再赘述。需要特别说明的是,本文重点在于轻载PSM滞后桥臂软开关实现问题,LCLC变换器中,未考虑磁集成设计,采用电感 L_m 和电容 C_m 串联后并联接于变压器两侧,可同样实现增益改善,而如何实现磁集成,即将变压器 L_m , C_m 集成设计是未来的研究重点。

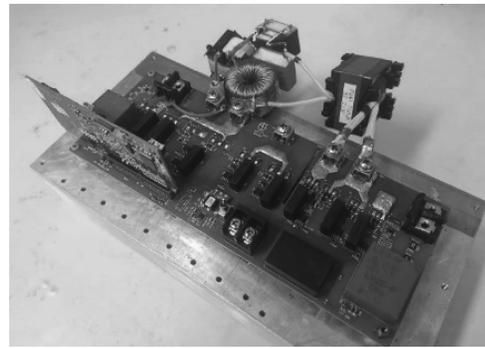


图4 LCLC变换器500W样机

Fig.4 500 W prototype LCLC converter

基于该样机,进行了相关实验验证。在50W, 10%带载工况下,分别采用SREFC方法及传统移相控制方法进行对比分析,相关实验波形图如图5、图6所示。

图5给出了不采用SREFC时 $P=50 \text{W}$ 的实验波形。图5a为逆变侧开关管关键波形,图5b为图5a的放大波形,图5c为整流全桥同步整流关键信息波形。图中, $V_{GS,S1}$, $V_{GS,S4}$ 和 $V_{GS,SR1}$ 分别为原边开关管 S_1 , S_4 和副边开关管 SR_1 的驱动信号;

V_{DS_S4} 为原边滞后桥臂开关管 S_4 的漏源级电压; i_{L1} 为流过电感 L_1 的电流; V_{out} 为输出电压。此时,输入电压为375 V,工作频率为115 kHz,输出电压为34.9 V。

从图5c中可以看出, S_4 和 SR_1 同时开启($T_R = 0$ ns),表明此工况下没有采用SREFC。此时,由图5b可以明显看出,滞后桥臂开关管 S_4 的驱动信号到来时,其源漏极电压仍为175 V,即说明传统控制方法滞后桥臂软开关无法实现,开关管开通会形成电流与电压的交叠产生开通损耗和 C_{oss} 损耗,形成硬开关在源漏极产生电压振荡。这与理论分析一致,即说明在开通前的谐振电流相对较小,难以为充放电过程提供足够的能量,未能实现ZVS。

相对应地,图6给出了采用SREFC时 $P = 50$ W的实验波形。图6a为逆变侧开关管关键波形,图

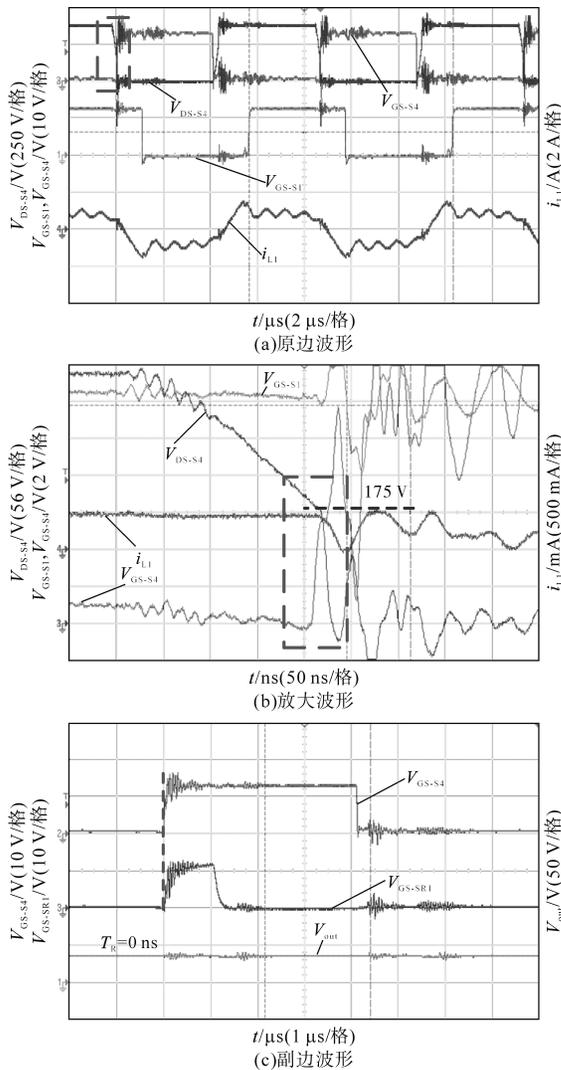


图5 不采用SREFC时 $P=50$ W的实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of $P=50$ W without SREFC

6b为图6a的放大波形,图6c为整流全桥同步整流关键信息波形。变量名称与图5相同。此时,输入电压为375 V,工作频率为115 kHz,输出电压为34.9 V。

从图6c中可以看出, SR_1 比 S_4 提前开启($T_R = 420$ ns),表明此工况下采用了SREFC。此时,由图6b可以明显看出,滞后桥臂开关管开通前的谐振电流显著增加,这为开关管充放电过程提供了足够的能量,在 S_4 驱动信号到来之前,其源漏极电压降低至0,并且通过 T_{ZVS} 的计算,使死区时间与放电时间相差不大,在保证滞后桥臂ZVS实现的同时避免了提前导通时间过大而引入了无意义的导通损耗。最终,通过功率分析仪WT3000的测试对比,采用SREFC有效改善了变换器的轻载运行效率。

在表1中,给出了相关特性的对比,可以看

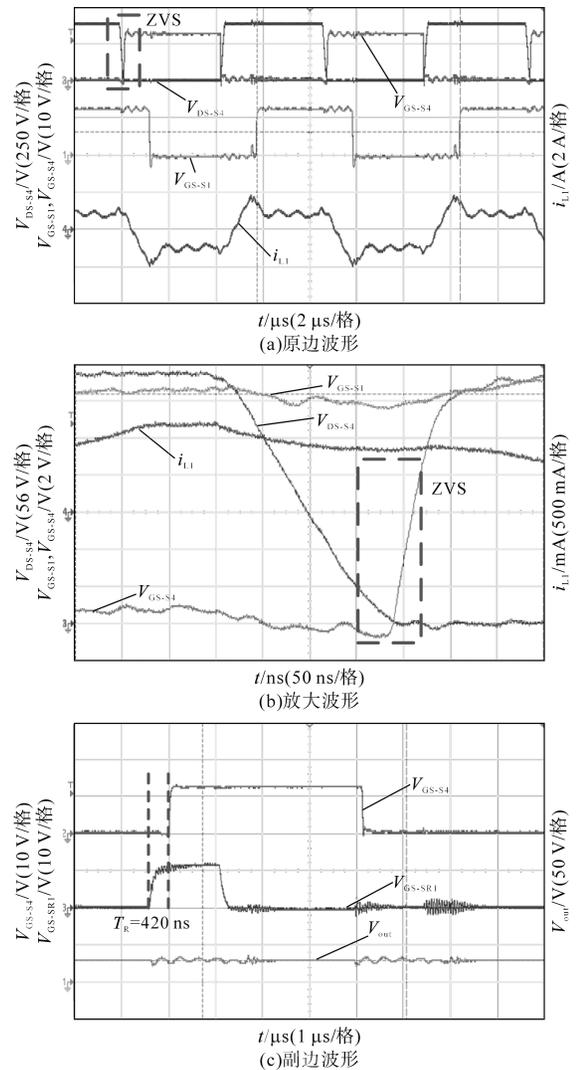


图6 采用SREFC时 $P=50$ W的实验波形

Fig.6 Experimental waveforms of $P=50$ W with SREFC

出,仅文献[20]拥有比所提控制方法更高的轻载效率,但其是运行在20%的负载情况下,针对10%负载下的效果并未给出。

表1 性能对比

Tab.1 Performance Comparison

控制方法	增益范围	ZVS实现	最高效率/%	轻载效率/%
文献[19]	较宽	是	95.8	89.2(10%负载)
文献[20]	较宽	是	97	96(20%负载)
文献[21]	较宽	是	—	—
文献[22]	宽	是	94	82(10%负载)
SREFC	宽	是	97.4	92.44(10%负载)

5 结论

本文针对移相控制轻载条件下逆变单元滞后桥臂开关管容易失去ZVS的问题,提出了一种同步整流能量回馈控制ZVS实现方法。利用二次侧同步整流管提前导通的方法构造能量回馈路径,形成新的运行状态,在该阶段使能量从副边侧向原边侧回馈。通过这种方法,可以有效提升滞后桥臂开关管关断时刻电流,进而为死区时间内开关管输出电容充放电过程提供充足的能量,保证全负载范围内ZVS的实现,特别是针对轻载工况下软开关特性的改变,改善了轻载运行效率。本文搭建500W LCLC多谐振直流变换器样机,最高效率可达97.4%,并进行了10%负荷轻载工况实验,实验结果与理论分析一致,可以明显看出采用SREFC可以有助于滞后桥臂实现ZVS,轻载效率可达92.44%,证明了理论分析的有效性和准确性。

参考文献

[1] 曾嵘,赵宇明,赵彪,等. 直流配用电关键技术研究与应用展望[J]. 中国电机工程学报,2018,38(23):6791-6801.
ZENG Rong, ZHAO Yuming, ZHAO Biao, et al. A prospective look on research and application of DC power distribution technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6791-6801.

[2] 彭伟款,郭紫娟,张先勇,等. 基于NSGA-II和模糊决策的交直流混合微电网多目标优化调度[J]. 广东电力,2023,36(2):42-51.
PENG Weikuan, GUO Zijuan, ZHANG Xianyong, et al. Multi-objective optimal dispatching of AC/DC hybrid microgrid based on NSGA-II and fuzzy decision-making[J]. Guangdong Electric Power, 2023, 36(2): 42-51.

[3] 熊雄,季宇,李蕊,等. 直流配用电系统关键技术及应用示范综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(23):6802-6813.
XIONG Xiong, JI Yu, LI Rui, et al. An overview of key techno-

logy and demonstration application of DC distribution and consumption system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6802-6813.

[4] 余江盛,黄匀飞,袁灿培,等. 基于自适应功率调节的多端柔性直流配电网主从控制策略[J]. 广东电力,2022,35(3):37-46.
YU Jiangsheng, HUANG Yunfei, YUAN Canpei, et al. Master-slave control strategy of multi-terminal flexible DC distribution network based on adaptive power regulation[J]. Guangdong Electric Power, 2022, 35(3): 37-46.

[5] 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.

[6] 叶逢春,薛飞,徐恒山,等. PR控制的多模块多电平电力电子变压器[J]. 电力系统及其自动化学报,2020,32(5):113-119.
YE Fengchun, XUE Fei, XU Hengshan, et al. PR-controlled multi-modular multi-level power electronics transformer[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2020, 32(5): 113-119.

[7] 金涛,肖晓森,张钟艺,等. 基于宽范围增益和效率的LLC谐振变换器设计方法[J]. 电机与控制学报,2023,27(10):108-119.
JIN Tao, XIAO Xiaosen, ZHANG Zhongyi, et al. Design method of LLC resonant converter based on wide range gain and efficiency[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(10): 108-119.

[8] WANG Yifeng, LIU Ruixin, HAN Fuqiang, et al. Soft-switching DC-DC converter with controllable resonant tank featuring high efficiency and wide voltage gain range[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(3): 495-504.

[9] ZHANG Xiangjun, JING Jiachen, GUAN Yueshi, et al. High-efficiency high-order CL-LLC DC/DC converter with wide input voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10383-10394.

[10] 牛靖凯,吴学智,赵宇明,等. 一种基于简化时域方程的LLC谐振变换器参数设计方法[J]. 电力自动化设备,2022,42(6):103-110.
NIU Jingkai, WU Xuezhi, ZHAO Yuming, et al. Parameter design method of LLC resonant converter based on simplified time-domain equations[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(6): 103-110.

[11] ZHAO Qinglin, ZHANG Jianmeng, FU Chaowei, et al. A structure-reconfigurable LLC resonant converter with wide gain range[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(4): 4057-4067.

[12] 何新安,周玉斐,盛伦辉. 变频移相混合式控制CLL谐振变换器[J]. 太阳能学报,2021,42(3):299-304.
HE Xin'an, ZHOU Yufei, SHENG Lunhui. Variable frequency and phase shifting hybrid control for CLL resonant converter[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2021, 42(3): 299-304.

- [13] 孙鑫宇,邓宇豪,聂江霖,等.一种超宽电压增益双LLC谐振变换器及控制方法[J].中国电机工程学报,2024,44(5):1974-1984.
SUN Xinyu, DENG Yuhao, NIE Jianglin, et al. An ultrawide voltage gain dual LLC resonant converter and control method[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5): 1974-1984.
- [14] WANG Yifeng, CHEN Chen, JI Ruilin, et al. A novel integrated magnetic for wide voltage gain ISOP-LLC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(8): 8714-8723.
- [15] CHEN Mengying, CHEN Bo, WANG Ping, et al. A high efficiency and wide voltage gain sLLC-LCC DC-DC converter with SiC devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2169-2180.
- [16] CHEN Yang, WANG Hongliang, HU Zhiyuan, et al. LCLC converter with optimal capacitor utilization for hold-up mode operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2385-2396.
- [17] 龚春阳,夏潇,包俊,等.宽增益高效谐振型直流变换器技术[J].电力系统保护与控制,2024,52(1):133-144.
GONG Chunyang, XIA Xiao, BAO Jun, et al. Wide gain and high efficiency resonant DC-DC converter technology[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 133-144.
- [18] 孙鑫宇,邓宇豪.一种超宽电压增益双LLC谐振变换器及控制方法[J].中国电机工程学报,2024,44(5):1974-1984.
SUN Xinyu, DENG Yuhao. An ultrawide voltage gain dual LLC resonant converter and control method[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5): 1974-1984.
- [19] 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.
- [20] 邓钦瑞,何英杰,雷超,等.CLLC谐振变换器变频移相混合控制方法[J].电力自动化设备,2022,42(2):148-154.
DENG Qinrui, HE Yingjie, LEI Chao, et al. PFM+PSM hybrid control of CLLLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(2): 148-154.
- [21] 朱艳,王月武,朱俊.三电平CLLLC谐振变换器的变频移相混合控制策略[J].广西科技大学学报,2024,35(4):84-91.
ZHU Yan, WANG Yuewu, ZHU Jun. PFM+PSM hybrid control strategy of three level CLLLC resonant converter[J]. Journal of Guangxi University of Science and Technology, 2024, 35(4): 84-91.
- [22] SHI Lin, LIU Bangyin, DUAN Shanxu. Burst-mode and phase-shift hybrid control method of LLC converters for wide output range applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1013-1023.

收稿日期:2025-01-24

修改稿日期:2025-04-02