

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240825

基于线性化的单级式双有源桥 AC-DC 变换器 最小电流应力控制策略

王要强^{1,2} 钟正阳^{1,2} 李想^{1,2} 聂福全³ 梁军^{1,4}

(1. 郑州大学电气与信息工程学院 郑州 450001

2. 河南省电力电子与电力系统工程技术研究中心 郑州 450001

3. 河南科技学院机电学院 新乡 453003

4. 卡迪夫大学工程学院 卡迪夫 CF24 3AA)

摘要 针对单级式双有源桥 AC-DC 变换器调制非线性和电流应力较大的问题, 该文提出一种基于线性化的变换器最小电流应力控制策略。首先, 分析扩展移相 (EPS) 调制策略的开关特性, 对于输入电流与移相比呈非线性的特点, 提出一种线性化变频移相控制策略。其次, 通过微分极值法实现变换器电流应力的最小化, 该控制策略不仅可以降低变换器的控制复杂度, 还可以在有效降低变换器电流应力的同时保证开关管具有较宽零电压开通 (ZVS) 范围, 并且移相比和开关频率以解析形式获得, 计算简单、易于实现。最后, 通过仿真和实验对该文所提控制策略进行验证, 证明了该控制策略的可行性。

关键词: AC-DC 变换器 扩展移相 线性化 最小电流应力 零电压软开关

中图分类号: TM46

0 引言

随着可再生能源在电网中的占比越来越大, 分布式电源和分布式储能成为了必不可少的技术手段^[1-4]。其中双向 AC-DC 变换器作为交直流混合微电网中连接直流母线与交流母线的核心装置, 成为当下研究的热点^[5-10]。

按照拓扑结构, 双向 AC-DC 变换器可分为两级式和单级式^[11]。在两级式拓扑结构中, 前级通常采用同步整流器, 后级可以采用双有源桥 (Dual Active Bridge, DAB) 型变换器或谐振变换器。该拓扑结构具有控制独立简单、容易实现等优势^[12]。相较于两级式拓扑, 单级式拓扑结构移除了中间容值较大的直流母线电容, 减少了变换环节, 在效率、功率密度、成本等方面都具有明显优势^[13]。

在准单级式的拓扑结构中, 前级 AC-DC 一般采用同步整流电路。后级 DC-DC 在采用 LLC 谐振变换器时, 可以在全负载范围内实现开关管的零电压软开关 (Zero Voltage Switching, ZVS) 和二次侧整流二极管的零电流软开关 (Zero Current Switching, ZCS)^[14], 从而有效降低开关损耗^[15]。但 LLC 变换器反向工作时, 因其结构不对称, 使得变换器工作效率降低, 故仅用于单向功率传输的场合^[16]。相较于谐振型 AC-DC 变换器, DAB 型 AC-DC 变换器具有双向功率传输特性相同、主电路结构对称、控制简易等优点^[17]。

对于 DAB 变换器, 电流应力的的大小不仅影响变换器整体效率, 还与器件的选型密切相关。目前 DAB 变换器主要采用移相的调制策略, 单移相 (Single Phase Shift, SPS) 调制策略因其仅有一个自由度, 控制较为简单, 但当变压器两侧电压幅值不匹配时, 变压器漏感会产生较大的环流功率, 从而导致电流有效值和峰值增大, 并且变换器无法在全负载范围内实现 ZVS^[18]。为此, 可以通过在变换器一次侧和二次侧增加自由度来实现更加灵活的调

国家自然科学基金项目 (52307227)、中央引导地方科技发展资金项目 (2022ZY0134)、国家资助博士后研究人员计划项目 (GZB20230667) 和河南省科协青年人才托举工程项目 (2024HYTP020) 资助。

收稿日期 2024-05-21 改稿日期 2024-07-04

制。文献[19]基于扩展移相的调制方式优化了回流功率。文献[20-21]采用双重移相 (Dual Phase Shift, DPS) 调制策略给出最小电流应力的优化算法。为进一步扩大软开关范围, 文献[22]采用三重移相 (Triple Phase Shift, TPS) 调制策略, 在实现整个负载范围内电流应力最小化的同时保证了 DAB 全范围软开关。文献[23]则是从减小变换器系统峰值电流和磁性元件设计成本的角度给出了一种基于三重移相的最小峰值电流控制算法。

在 DAB 型 AC-DC 变换器中, 仅采用 SPS 控制时, 交流侧输入电流畸变较大, 开关管电流应力也很大。采用更多自由度的调制策略, DAB 变换器可以满足宽电压增益的要求, 但是难以在所有范围内实现软开关。文献[24]通过采用 TPS 调制策略的内部模式, 在一定程度上拓宽了软开关范围, 但是难以保证较小的电流应力。文献[25]通过引入模式切换的调制手段, 在降低变换器的电流应力的同时, 拓宽了变换器的软开关范围, 但会在一定程度上增加变换器调制的复杂度。

基于相移控制的优化算法会导致系统输入电流与移相比之间呈非线性关系, 增加控制的复杂度, 并且这种非线性关系也会使得闭环控制器设计变得较为复杂^[26]。文献[27]通过采用拉格朗日算法降低了系统电流应力, 并引入虚拟频率将非线性控制简化为线性控制, 但计算过程较为复杂。

本文针对单级式双有源桥 AC-DC 变换器调制非线性和电流应力较大的问题, 提出一种基于线性化的变换器最小电流应力控制策略。该控制策略实现了输入电流与移相比之间的线性化, 并且在有效降低变换器电流应力的同时保证开关管具有较宽零电压开通范围。最后, 通过仿真和实验对本文所提控制策略进行验证, 证明了该控制策略的可行性。

1 电路拓扑

图 1 为单级式双有源桥 AC-DC 变换器拓扑, S_1 、 S_3 和 S_2 、 S_4 为一次侧的双向开关, $S_5 \sim S_8$ 构成二次侧全桥, L_{ac} 和 C_{ac} 构成交流滤波器, C_{dc} 为直流稳压电容, L_k 为折算到变压器一次侧的漏电感, L_m 为折算到变压器一次侧的励磁电感, 高频变压器 T 的匝数比为 n 。

交流侧电压工作于正半周期时, 开关管 S_3 、 S_4 常通, S_1 、 S_2 工作于高频开关状态; 负半周期时开关管 S_1 、 S_2 常通, S_3 、 S_4 工作于高频开关状态。直流侧开关管 $S_5 \sim S_8$ 高频导通。

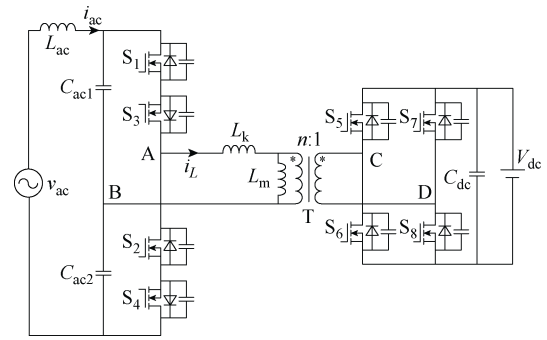


图 1 单级式双有源桥 AC-DC 变换器拓扑

Fig.1 Single-stage dual active bridge AC-DC converter

2 扩展移相调制及其线性化

2.1 扩展移相调制

如图 2 所示为 DAB 变换器在电网电压正半周期时, EPS 调制方式下的典型工作波形。所有驱动信号的占空比均为 0.5, T_s 为变换器的一个开关周期。 D_1 为 S_6 和 S_8 之间的移相比, D_2 为 S_2 和 S_8 之间的移相比。

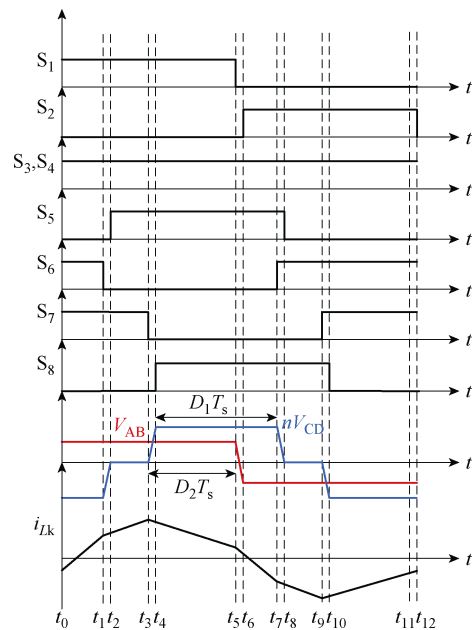


图 2 扩展移相调制下 DAB 变换器正半周期典型工作波形

Fig.2 Typical operating waveforms of DAB converter positive half-cycle under extended phase-shift modulation

在 DAB 变换器进入稳态运行时, 电感电流波形呈半周期中心对称。故本文只选取 $t_0 \sim t_6$ 时段进行分析。由于死区时间很短, 可以近似认为电感电流在开关管切换过程中不发生变化。根据图 2 所示的工作波形, 可求得电感电流在不同时段的表达式为

$$i_{Lk}(t) = \begin{cases} i_{Lk}(t_0) + \frac{1}{2} \frac{|v_{ac}| + nV_{dc}}{L_k} (t - t_0) & t \in [t_0, t_2] \\ i_{Lk}(t_2) + \frac{1}{2} \frac{|v_{ac}|}{L_k} (t - t_2) & t \in [t_2, t_4] \\ i_{Lk}(t_4) + \frac{1}{2} \frac{|v_{ac}| - nV_{dc}}{L_k} (t - t_4) & t \in [t_4, t_6] \end{cases} \quad (1)$$

式中, 各时刻由占空比 D_1 、 D_2 表示为

$$\begin{cases} t_2 = (D_1 - D_2)T_s \\ t_4 = \left(\frac{1}{2} - D_2\right)T_s \\ t_6 = \frac{1}{2}T_s \end{cases} \quad (2)$$

结合式 (1) 与式 (2) 可以得到关键节点时刻的电感电流值分别为

$$\begin{cases} i_{Lk}(t_0) = \frac{nV_{dc}}{2f_s L_k} (-D_1 + 2D_2 - 0.25m) \\ i_{Lk}(t_2) = \frac{nV_{dc}}{2f_s L_k} (D_1 - mD_2 + mD_1 - 0.25m) \\ i_{Lk}(t_4) = \frac{nV_{dc}}{2f_s L_k} (D_1 - mD_2 + 0.25m) \\ i_{Lk}(t_6) = \frac{nV_{dc}}{2f_s L_k} (D_1 - 2D_2 + 0.25m) \end{cases} \quad (3)$$

式中, m 为电压传输比, $m = |v_{ac}|/(nV_{dc})$; f_s 为变换器开关频率, 满足 $T_s = 1/f_s$ 。

由式 (3) 可得正半周期的输入电流为 $t_0 \sim t_6$ 时段开关管电流积分, 表达式为

$$i_{ac} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_6} i_{mos}(t) dt = \frac{nV_{dc}}{4f_s L_k} (-2D_1^2 + 4D_1D_2 + D_1 - 4D_2^2) \quad (4)$$

变换器的平均传输功率为

$$\bar{P}_{ac} = \frac{|v_{ac}| nV_{dc}}{4f_s L_k} (-2D_1^2 + 4D_1D_2 + D_1 - 4D_2^2) \quad (5)$$

2.2 输入电流线性化

基于相移控制的优化算法会导致系统输入电流与移相比之间呈非线性关系, 增加控制的复杂度。通过对式 (4) 分析, 变换器输入电流 i_{ac} 受移相比 D_1 、 D_2 以及频率 f_s 的影响。为解决上述问题, 实现变换器输入电流与移相比之间的线性化控制, 在此将输入电流表达式化简为仅与其中一个变量相关的线性表达式。针对上述问题, 引入移相指数 k , 有

$$k = \frac{D_2}{D_1} \quad (6)$$

将式 (6) 代入到式 (4) 可得输入电流为

$$i_{ac} = \frac{nV_{dc}}{4f_s L_k} D_1 (-2D_1 + 4kD_1 + 1 - 4k^2D_1) \quad (7)$$

由于输入电流表达式 (7) 依然与移相比 D_1 和开关频率 f_s 两个变量相关, 因此输入电流 i_{ac} 与移相比 D_1 的关系仍是非线性的。

输入电流 i_{ac} 与移相比 D_1 和漏感 L_k 的函数关系如图 3 所示, 图中两条曲线所在平面为 i_{ac} 与 D_1 的非线性关系。随着移相指数 k 的增大, 它们之间的关系变得更加非线性, 并且这种非线性使得调制变得复杂, 不利于提高输入电流的跟踪精度。

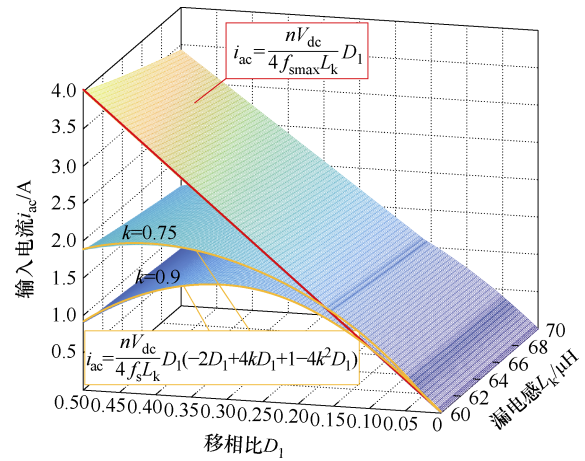


图3 输入电流 i_{ac} 与移相比 D_1 和漏感 L_k 的函数关系
Fig.3 Input current i_{ac} as a function of shift ratio D_1 and leakage inductance L_k

为了解决上述问题, 通过引入最大开关频率 f_{smax} , 利用移相变频控制, 将开关频率 f_s 通过移相比 D_1 和最大开关频率 f_{smax} 表示出来, 将输入电流表达式 (4) 化简为仅随移相比 D_1 变化的线性表达式, 此时变换器的开关频率函数 $f_s(D_1)$ 为

$$f_s(D_1) = (-2D_1 + 4kD_1 + 1 - 4k^2D_1) f_{smax} \quad (8)$$

将式 (8) 代入到式 (7) 可以简化为

$$i_{ac} = \frac{nV_{dc}}{4f_{smax} L_k} D_1 \quad (9)$$

如式 (9) 和图 3 所示, 通过所提出的变频控制策略, 输入电流 i_{ac} 和移相比 D_1 变换为线性关系。

2.3 功率因数校正

假定交流输入电流为标准正弦电流, 由式 (9) 可以得到

$$i_{ac} = \frac{nV_{dc}}{4f_{smax}L_k} D_1 = I_{ref} \sin(\omega t) \quad (10)$$

式中, I_{ref} 为输入电流的参考电流幅值。

因此可以求得移相比 D_1 为

$$D_1 = \frac{4f_{smax}L_k I_{ref} \sin(\omega t)}{nV_{dc}} \quad (11)$$

其中

$$I_{ref} = \frac{2P_{max}}{V_{ac}} \quad (12)$$

式中, P_{max} 为变换器的最大传输功率。

假定输入交流电压与输入电流同相位, $\sin(\omega t)$ 也可以用输入的交流电压表示出来, 即

$$\sin(\omega t) = \frac{v_{ac}}{V_{ac}} \quad (13)$$

将式 (12) 和式 (13) 代入式 (11) 可以得到 D_1 的表达式为

$$D_1 = \frac{8f_{smax}L_k P_{max}}{nV_{dc}V_{ac}^2} v_{ac} \quad (14)$$

3 基于线性化的最小电流应力算法

通过分析电感电流表达式 (3), 在 t_4 时刻, 电感电流达到峰值, 即

$$i_{peak} = i_{Lk}(t_4) = \frac{nV_{dc}}{2f_s L_k} (D_1 - mkD_1 + 0.25m) \quad (15)$$

式中, i_{peak} 为电感电流峰值, 即电流应力。

$$\frac{di_{peak}}{dk} = \frac{nV_{dc}}{2f_{smax}L_k} \frac{-mD_1(-2D_1 + 4kD_1 + 1 - 4k^2D_1) - (D_1 - mkD_1 + 0.25m)(4D_1 - 8kD_1)}{(-2D_1 + 4kD_1 + 1 - 4k^2D_1)^2} \quad (17)$$

图 5 为电流应力导数关于交流输入电压 v_{ac} 和移相指数 k 的三维图, 并在图中再做一个电流应力导数为 0 的平面。图中, 两面的交线就是最小电流应力下 k 关于 v_{ac} 变化的曲线。

令电流应力导数为 0, 可以求得移相指数 k 关于交流电压 v_{ac} 的表达式为

$$k = \frac{4D_1 + m + \sqrt{8m^2D_1^2 - 16mD_1^2 + 16D_1^2 - 8m^2D_1 + 8mD_1 + m^2}}{4mD_1} \quad (18)$$

将 m 和式 (14) 代入式 (18) 可以得到 k 关于 v_{ac} 的表达式。如图 6 所示为 k 关于 v_{ac} 的二维图。

将式 (8) 代入到式 (15) 可以得到

$$i_{peak} = i_{Lk}(t_4) = \frac{nV_{dc}}{2f_{smax}L_k} \frac{D_1 - mkD_1 + 0.25m}{-2D_1 + 4kD_1 + 1 - 4k^2D_1} \quad (16)$$

式中, 电压传输比 m 和移相比 D_1 都与交流电压呈半正弦规律变化, 因此每一时刻的 m 和 D_1 都有一个固定的值相对应。对于电感电流应力表达式 (15) 而言, 在每一时刻, 因为 m 和 D_1 都是固定值, 故只与 k 的大小直接相关。

为便于后续分析, 图 4 给出了变换器电流应力与交流输入电压 v_{ac} 和移相指数 k 之间的三维关系。

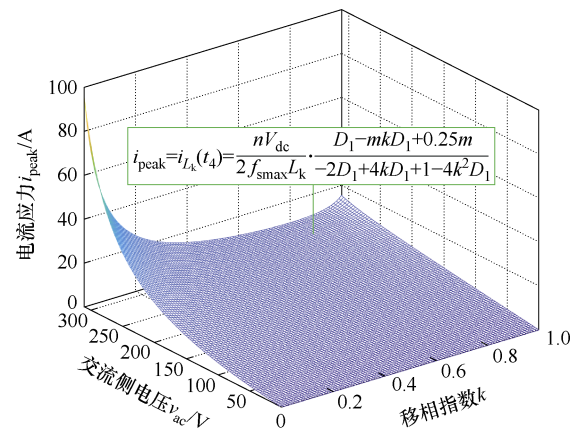


图 4 电流应力在不同电压下随 k 的变化规律

Fig.4 Law of variation of current stress with k at different voltages

为了求得最小电流应力的轨迹, 对式 (16) 中的 k 求导, 可以得到

将 k 的表达式 (18) 代入输入电流表达式 (4), 即可得到最小电流应力下的电感电流表达式。

如图 7 所示为所提控制策略下半个工频周期的移相比和开关频率变化曲线。其中移相比 D_1 和 D_2 变化范围在 (0, 0.5) 之间, 最大开关频率为 100 kHz, 最小开关频率约为 45 kHz。

变换器的软件控制流程如图 8 所示, 用于解释所提出的控制策略。首先对交流电压、直流电压、输入电流进行采样, 通过式 (14) 在 DSP 中计算出移相比 D_1 的表达式, 再通过式 (18) 计算出最小电流应力下移相指数 k 的表达式, 最后将移相比 D_1 和移相指数 k 代入到式 (6) 和式 (8) 求得移相比 D_2 和开关频率 f_s 。

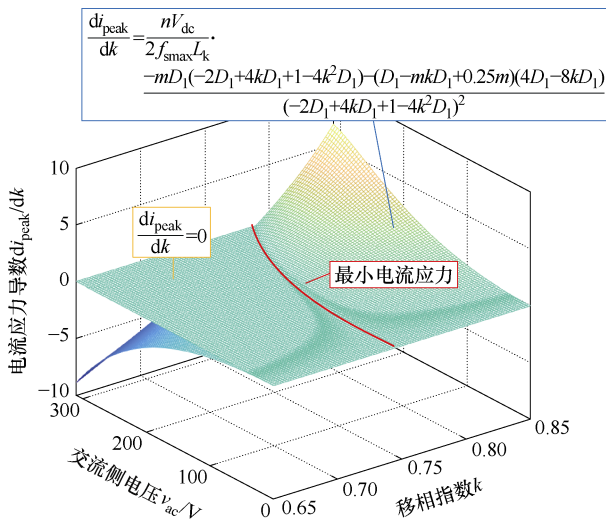


图5 最小电流应力导数关于交流电压和移相指数的轨迹图

Fig.5 Trajectories of minimum current stress with respect to AC voltage and phase shift exponent

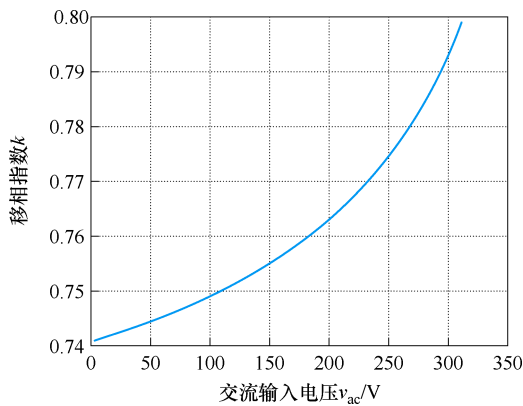


图6 最小电流应力下 k 的变化曲线

Fig.6 Variation curve of k under minimum current stress

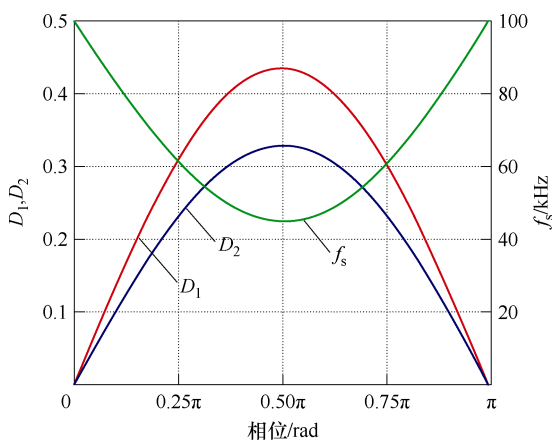


图7 所提控制方法下移相比和开关频率的变化曲线

Fig.7 Proposed control method downshift compared to and switching frequency variation curves

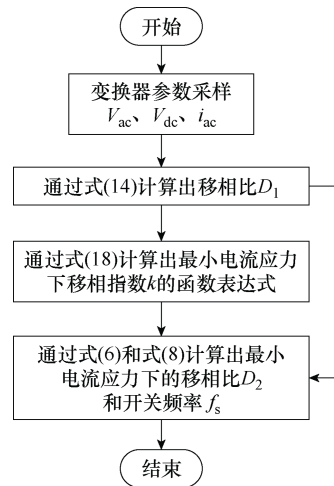


图8 基于线性化的变换器最小电流应力控制框图
Fig.8 Block diagram of linearization-based minimum current stress control for converters

4 软开关分析

4.1 软开关实现条件

根据图2分析可知, 由于电感电流中心对称, 想要实现所有开关管的软开关, t_2 时刻电感电流值需要大于一定的正值, 以满足二次侧 S_5 的软开关条件。同理, t_4 和 t_6 时刻同样需要满足电感电流值大于一定的正值, 以实现二次侧 S_8 和一次侧 S_2 的软开关条件。以 $t_0 \sim t_6$ 时段为例, 软开关条件为

$$\begin{cases} i_{Lk}(t_2) > \frac{I_{zvs2}}{n} \\ i_{Lk}(t_4) > \frac{I_{zvs2}}{n} \\ i_{Lk}(t_6) > I_{zvs1} \end{cases} \quad (19)$$

式中, I_{zvs1} 和 I_{zvs2}/n 为一次侧与二次侧开关管结电容完全充放电所需要的最小电感电流。

实现软开关不仅与开关管导通时刻的电感电流大小有关, 还与死区时间相关。即使有足够大的电流, 但是死区时间不够, 结电容依然无法实现完全的充放电, 也就无法实现 ZVS 导通; 反之, 如果电感电流小于实现软开关所需的最小电流, 即使死区时间足够长, 也无法实现 ZVS 导通。因此想实现 ZVS 导通, 至少需要满足上述的两个条件。

为实现 ZVS 导通, 死区时间需要满足

$$\frac{1}{2} I_{zvs} t_d > V_{ds} C_{i,oss} \quad (20)$$

式中, t_d 为死区时间; V_{ds} 为开关管漏源极电压; $C_{i,oss}$ 为变换器一次侧和二次侧开关管的结电容。

表 1 为变换器仿真参数，由表 1 可求得一次侧和二次侧在最小电流下所需要的死区时间分别为 322 ns 和 456 ns。但是死区时间过长会产生较大的死区损耗，并且还会造成输入电流在开关频率较低时刻产生畸变，因此本文的死区时间 t_d 设为 100 ns。

表 1 变换器仿真参数

Tab.1 Converter simulation parameters

参 数	数 值
交流电压 v_{ac}/V	220
交流电压频率 f/Hz	50
直流电压 V_{dc}/V	48
额定功率 P_{ac}/W	500
漏电感 $L_k/\mu H$	65
最大开关频率 f_{smax}/kHz	100
变压器电压比 n	4:1
交流侧开关管结电容 C_{iss}/pF	200
直流侧开关管结电容 C_{oss}/pF	400

对式 (20) 变形可得在死区时间一定时，实现软开关所需要的电流大小为

$$I_{zvs} > \frac{2V_{ds}C_{i,oss}}{t_d} \quad (21)$$

一次侧开关管实现软开关的最小电流为

$$I_{zvs1} = \frac{2v_{ac}C_{iss}}{t_d} = 1.24\sin(\omega t) \quad (22)$$

二次侧开关管实现软开关的最小电流为

$$I_{zvs2} = \frac{2V_{dc}C_{oss}}{t_d} = 0.384 \text{ A} \quad (23)$$

根据变压器电压比的关系可以得到二次侧实现软开关所需的最小电感电流大小为 0.096 A。

4.2 软开关范围分析

根据已经求得的实现软开关所需的电感电流大小和各时刻的电感电流表达式，可以作出开关管导通时刻的电感电流与实现软开关所需的电感电流的三维图，以直观清晰地判断各个开关管的 ZVS 导通范围。

如图 9 所示为一次侧开关管 S_2 导通时刻电感电流 $i_{Lk}(t_6)$ 和其实现软开关所需的最小电感电流 I_{zvs1} 的三维图。从图中可以看出，沿着最小电流应力下的 $i_{Lk}(t_6)$ 除了极端轻载下小于 I_{zvs1} ，在其他时刻均能实现软开关。开关管 S_2 几乎实现了全范围的 ZVS 导通。

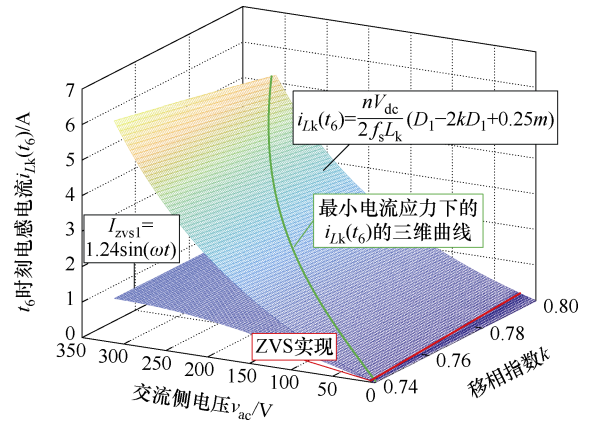


图 9 一次侧开关管 S_2 的软开关范围

Fig.9 Soft switching range of the primary side switching tube S_2

同理，如图 10 所示为二次侧开关管 S_5 导通时刻电感电流 $i_{Lk}(t_2)$ 和其实现软开关所需的最小电感电流 I_{zvs2}/n 的三维图。从图中可以看出，沿着最小电流应力下的 $i_{Lk}(t_2)$ 不恒大于 I_{zvs2}/n ，因此开关管 S_5 在死区时间为 100 ns 下的轻载时不能实现软开关。

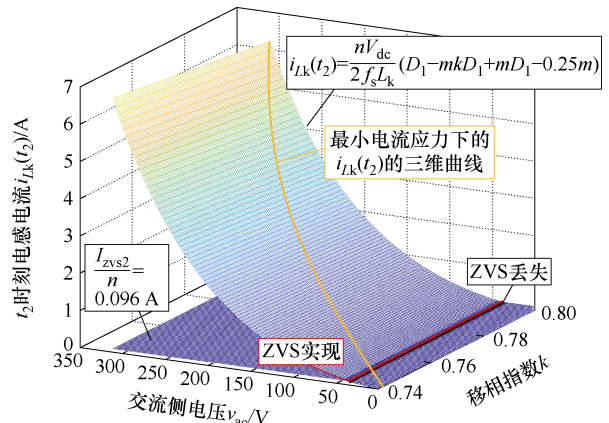


图 10 二次侧开关管 S_5 的软开关范围

Fig.10 Soft switching range of the secondary side switching tube S_5

如图 11 所示为二次侧开关管 S_8 导通时刻电感电流 $i_{Lk}(t_4)$ 和其实现软开关所需的最小电感电流 I_{zvs2}/n 的三维图。从图中可以看出，沿着最小电流应力下的 $i_{Lk}(t_4)$ 除了极端轻载下小于 I_{zvs2}/n ，在其他时刻均能实现软开关。开关管 S_8 几乎实现了全范围的 ZVS 导通。

5 仿真与实验验证

5.1 仿真实验验证

根据上述理论分析结果，在 PSIM 软件中使用表 1 中的参数进行仿真，验证所提出的基于线性化的变换器最小电流应力控制策略。

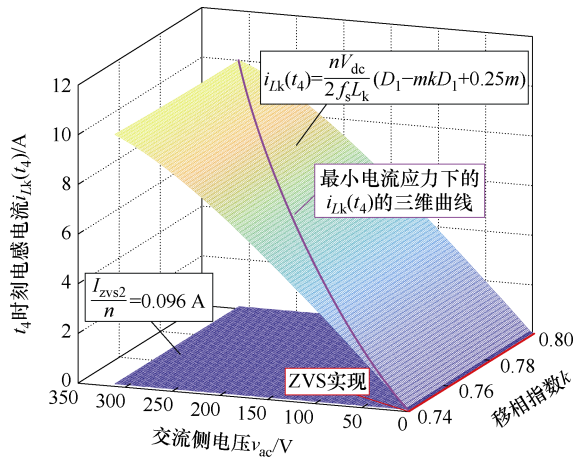


图 11 二次侧开关管 S_8 的软开关范围

Fig.11 Soft switching range of the secondary side switching tube S_8

由上述分析可知，变换器的输入电流应与移相比 D_1 呈线性关系，与移相比 D_1 与 D_2 成正比，且在半周期内均呈正弦变化。线性化下正向传输功率时变换器的工作波形如图 12 所示，输入电流与移相比 D_1 实现了线性化。

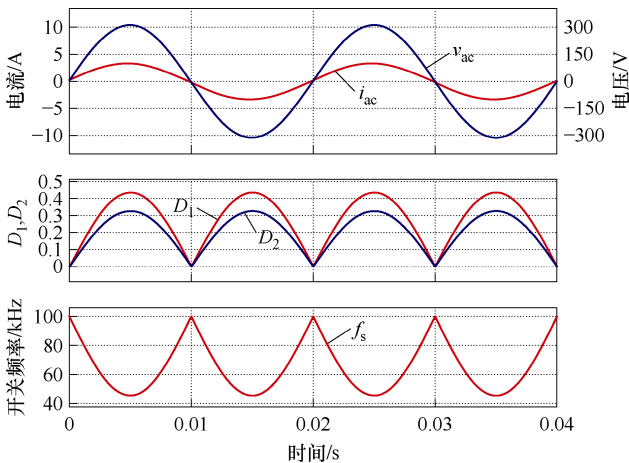
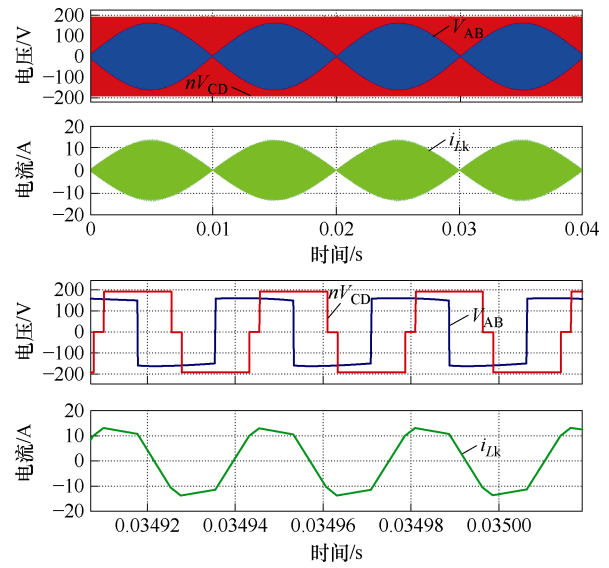


图 12 线性化下正向传输功率时变换器的工作波形

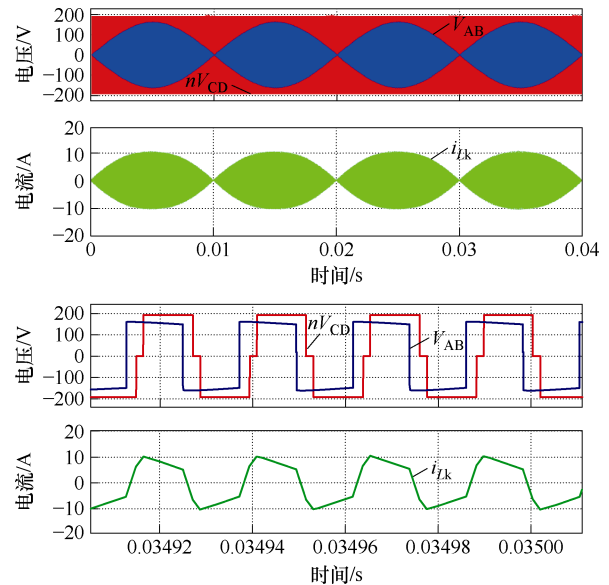
Fig.12 Converter operating waveforms during forward power transmission under linearization

由图 4 可知，在不同电压下，变换器的电流应力随移相指数的改变而变化。为方便对比优化前后电流应力的变化情况，本文选取 $k=0.5$ 作为优化前的移相指数大小。为了降低变换器的电流应力，本文通过改变移相指数 k 的大小来实现这一目标。

变换器在表 1 参数下，电流应力优化前后对比如图 13 所示。图 13a 中，当移相指数 $k=0.5$ 时，变换器电感电流的最大值约为 13.7 A。当移相指数 k 采用式 (18) 的最小电流应力的优化结果时，如图 13b 所示，变换器电感电流的最大值约为 10.7 A，电流应力有明显的下降。



(a) 未优化电流应力前 ($k=0.5$)



(b) 优化电流应力后

图 13 变换器电感电流和端口电压的波形

Fig.13 Transducer inductive current and port voltage waveforms

5.2 实验验证

本文搭建了单级式 AC-DC 变换器样机，表 2 为变换器实验参数，控制算法由 TMS320F28335 DSP 实现，硬件实验平台如图 14 所示。

图 15 为所提控制策略的交流输入电压 v_{ac} 、交流输入电流 i_{ac} 和 DAB 输出直流电压 V_{dc} 的实验波形，与所提出的理论波形相吻合。

图 16 为变换器在输入电压 50 V、输出功率 100 W 下电感电流和端口电压实验波形。由于变换器的电流应力随移相指数的改变而变化，为对比优化前后电流应力的变化情况，图 16a 展示了变换器

表 2 变换器实验主要参数

Tab.2 Main parameters of converter experiment

参 数	数 值
交流电压 V_{ac}/V	50
交流电压频率 f/Hz	50
直流电压 V_{dc}/V	12
额定功率 P_{ac}/W	100
漏电感 $L_k/\mu H$	25
最大开关频率 f_{smax}/kHz	80
变压器电压比 n	4:1

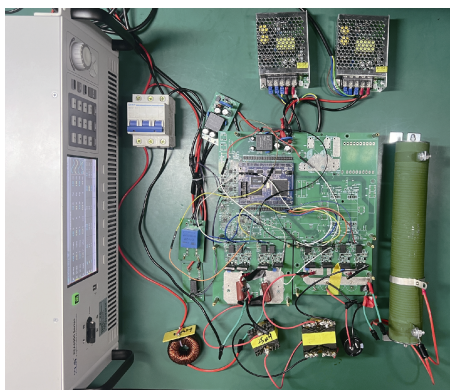


图 14 单级式 AC-DC 变换器实验平台

Fig.14 Single-stage AC-DC converter experimental platform

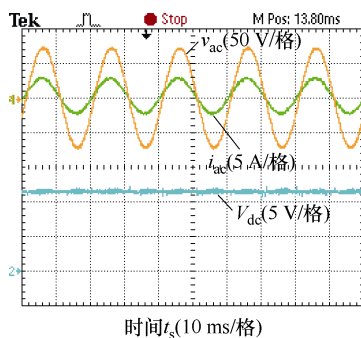
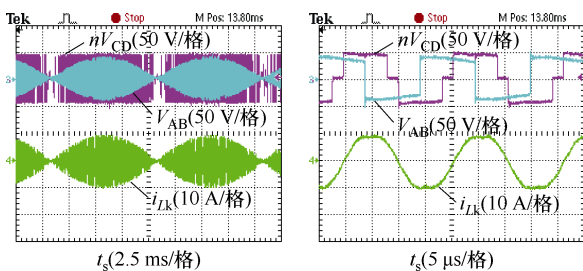
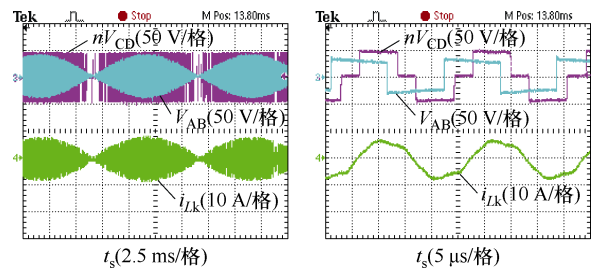


图 15 单相 AC-DC 变换器的稳态工作波形

Fig.15 Steady-state operate waveforms of the single-phase AC-DC converter



(a) $k=0.5$ 时的变换器工作波形



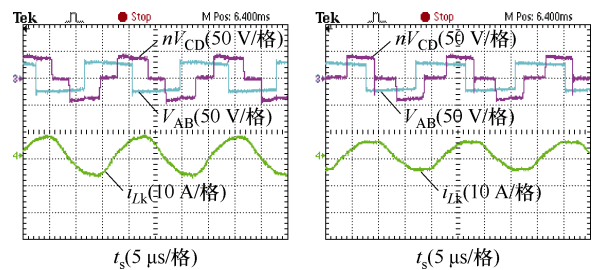
(b) 优化电流应力后的变换器工作波形

图 16 输入电压 50 V 时变换器电感电流和端口电压波形

Fig.16 Converter inductor current and port voltage waveforms at 50 V input voltage

在未优化电流应力、移相指数 $k=0.5$ 时的变换器两端端口电压和电感电流的整体波形和细节波形，此时的电感电流的峰值为 10 A 左右。图 16b 展示了变换器在输入电压 50 V，输出功率 100 W 下通过式 (18) 优化电流应力以后的变换器两端端口电压和电感电流的整体波形和细节波形，此时的电感电流的峰值为 9 A 左右。通过对电流应力优化前后的对比可以看到，在采用文中所提控制策略下，电流应力可以有效降低。

为进一步验证本文所提控制策略在不同输入电压下的优化情况。如图 17 所示为输入电压 40 V 下变换器电流应力优化前后对比波形。从前后对比可以看到，优化前电流应力约为 9 A，通过采用本文所提控制策略后，电感电流峰值可降为 7.5 A 左右。



(a) $k=0.5$ 时变换器工作波形 (b) 优化后变换器工作波形

图 17 输入电压 40 V 时变换器电流应力优化前后的工作波形

Fig.17 Operating waveforms of the converter before and after current stress optimization at input voltage 40 V

如图 18 所示为输入电压 30 V 下变换器电流应力优化前后对比波形。从前后对比可以看到，优化前电流应力约为 7 A，通过采用本文所提控制策略后，电感电流峰值可降为 5.4 A 左右。

图 19 展示了交流侧开关管 S_2 在不同工频相位时刻 ZVS 细节波形，其中图 19a 和图 19b 分别为重

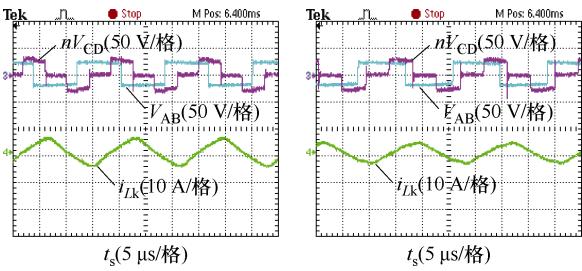


图 18 输入电压 30 V 时变换器电流应力优化前后的工作波形

Fig.18 Operating waveforms of the converter before and after current stress optimization at input voltage 30 V

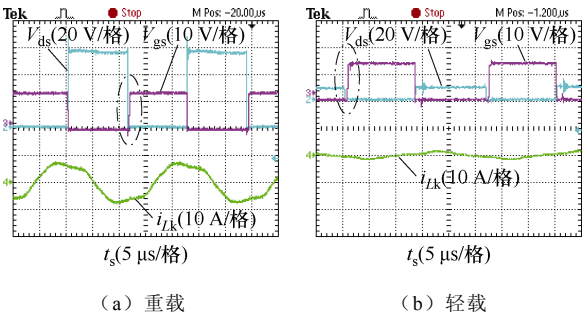


图 19 一次侧开关管 S₂ 的 ZVS 波形

Fig.19 ZVS waveforms of the primary switching tube S₂ 重载和轻载条件下的软开关情况。可以从图中看到, S₂ 几乎实现了全范围 ZVS 导通。

图 20 展示了直流侧开关管 S₅ 在不同工频相位时刻 ZVS 细节波形, 其中图 20a 和图 20b 分别为重

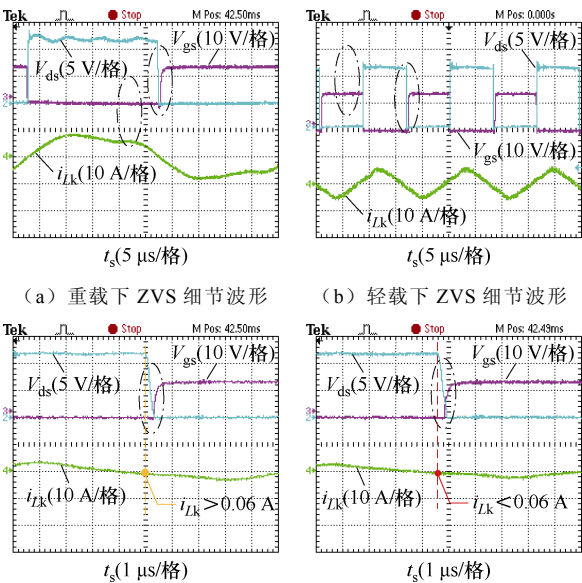


图 20 二次侧开关管 S₅ 的 ZVS 波形

Fig.20 ZVS waveforms of the secondary side switching tube S₅

载和轻载条件下的软开关情况, 图 20c 和图 20d 为两种极端轻载条件下软开关细节波形的局部放大图。由式 (21) 在表 2 参数下可以求得直流开关管 S₅ 实现软开关时的最小电感电流为 0.06 A。在图 20c 的条件下, 电感电流大于 0.06 A, 变换器开关管 S₅ 实现 ZVS 导通。在图 20d 条件下, 电感电流低于 0.06 A, 变换器开关管 S₅ 未实现 ZVS 导通。

图 21 展示了直流侧开关管 S₈ 在不同工频相位时刻 ZVS 细节波形, 其中图 21a 和图 21b 分别为重载和轻载条件下的软开关情况。可以从图中看到, 在重载和轻载条件下 S₈ 均实现了 ZVS 导通, 几乎实现了全范围 ZVS 导通。

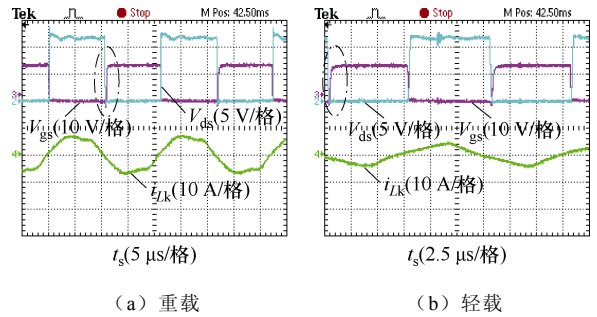


图 21 二次侧开关管 S₈ 的 ZVS 波形

Fig.21 ZVS waveforms of the secondary side switching tube S₈

图 22 展示了变换器在输入电压 50 V, 输出最大功率 100 W 下优化前后不同负载率效率对比。优化前在移相指数 k=0.5 时, 变换器最高效率约为 91.6%, 而采用本文所提控制策略后, 变换器效率最高可达 93.8%, 变换器整体效率越提升了约 2%。

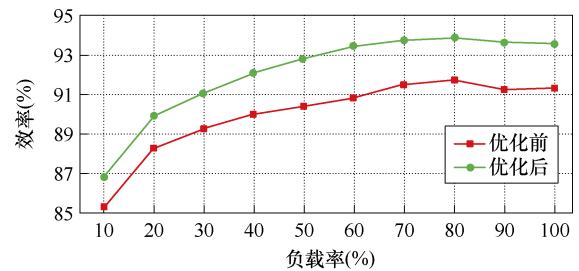


图 22 变换器在不同负载下优化前后效率对比

Fig.22 Comparison of converter efficiency before and after optimization at different loads

6 结论

本文针对单级式双有源桥 AC-DC 变换器调制非线性 and 电流应力较大的问题, 提出了一种基于线性化的变换器最小电流应力控制策略。该控制策略可以将输入电流的非线性函数线性化, 降低变换器

的控制复杂度；在此基础上，通过优化移相指数，在有效降低变换器电流应力的同时保证开关管具有较宽零电压开通范围；并且移相比和开关频率以解析形式获得。最后，通过仿真和实验对本文所提控制策略进行验证，证明了该控制策略的可行性。

参考文献

- [1] 高锋阳, 宋志翔, 高建宁, 等. 计及光伏和储能接入的牵引供电系统能量管理策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(3): 745-757.
Gao Fengyang, Song Zhixiang, Gao Jianing, et al. Energy management strategies for traction power systems with PV and energy storage access[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(3): 745-757.
- [2] 许梦阳, 郑蓬, 贺春. GW 级储能电站能量管理系统关键技术试验研究[J]. 电气技术, 2023, 24(7): 56-63.
Xu Mengyang, Zheng Peng, He Chun. Experimental research on key technologies for energy management system of gigawatt-scale energy storage power station[J]. Electrical Engineering, 2023, 24(7): 56-63.
- [3] 武昭原, 刘婧宇, 周明, 等. 分散决策下分布式光伏储能系统外部性价值量化评估[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(5): 38-47.
Wu Zhaoyuan, Liu Jingyu, Zhou Ming, et al. Quantitative evaluation of externality value for distributed photovoltaic energy storage system under decentralized decision-making[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(5): 38-47.
- [4] 康薇, 肖飞, 任强, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器三移相调制及其死区效应分析和补偿[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1907-1922.
Kang Wei, Xiao Fei, Ren Qiang, et al. Three-phase-shift modulation and its dead band effect analysis and compensation of dual-active-bridge DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1907-1922.
- [5] Sun Kai, Wang Xiaosheng, Li Yunwei, et al. Parallel operation of bidirectional interfacing converters in a hybrid AC/DC microgrid under unbalanced grid voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1872-1884.
- [6] Khaligh A, Dusmez S. Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(8): 3475-3489.
- [7] 王要强, 李灏, 李想, 等. 基于双模式变频移相调制的单级式双有源桥型 DC-AC 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(21): 6865-6876.
Wang Yaoqiang, Li Hao, Li Xiang, et al. A single-stage dual active bridge DC-AC converter based on dual mode modulation of variable frequency and phase shift[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(21): 6865-6876.
- [8] Gu Yunjie, Li Yitong, Yoo H J, et al. Transverter: imbuing transformer-like properties in an interlink converter for robust control of a hybrid AC-DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11332-11341.
- [9] 周玮, 蓝嘉豪, 麦瑞坤, 等. 无线充电电动汽车 V2G 模式下光储直流微电网能量管理策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(1): 82-91.
Zhou Wei, Lan Jiahao, Mai Ruikun, et al. Research on power management strategy of DC microgrid with photovoltaic, energy storage and EV-wireless power transfer in V2G mode[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 82-91.
- [10] Su Mei, Wang Hui, Sun Yao, et al. AC/DC matrix converter with an optimized modulation strategy for V2G applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5736-5745.
- [11] Khaligh A, D'Antonio M. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3306-3324.
- [12] 梅杨, 黄伟超, 刘子毓. 矩阵式隔离型双向 AC-DC 变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(12): 2499-2506.
Mei Yang, Huang Weichao, Liu Ziyu. Bidirectional and isolated AC-DC converter based on reduced matrix converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2499-2506.
- [13] 顾玲. 单级高频隔离型三相双向 AC/DC 变换器研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(21): 7434-7449.
Gu Ling. A review of single-stage high-frequency-

- isolated three-phase bidirectional AC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(21): 7434-7449.
- [14] 姜龙飞, 张展望. 一种全桥双谐振 CLL 谐振变换器的分析与设计[J]. 电源学报, 2017, 15(1): 92-98.
Jiang Longfei, Zhang Zhanwang. Analysis and design of a full-bridge CLL resonant converter with double resonant tanks[J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(1): 92-98.
- [15] 管乐诗, 温兆亮, 许晓志, 等. 适用于宽增益范围的可重构单级 DC-DC 变换器及其磁元件设计[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1571-1583.
Guan Yueshi, Wen Zhaoliang, Xu Xiaozhi, et al. A modular reconfigurable single-stage DC-DC converter suitable for wide gain range and its magnetic design[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1571-1583.
- [16] Jung J H, Kim H S, Ryu M H, et al. Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1741-1755.
- [17] 王章毅, 陆道荣, 李想, 等. 基于移相和调频的单级双向 AC-DC 变换器临界电流调制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3888-3897.
Wang Zhangyi, Lu Daorong, Li Xiang, et al. Boundary current modulation strategy of single-stage bidirectional AC-DC converter based on phase-shift and variable-frequency control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3888-3897.
- [18] 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.
- [19] 周兵凯, 杨晓峰, 张智, 等. 能量路由器中双有源桥直流变换器多目标优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(14): 3030-3040.
Zhou Bingkai, Yang Xiaofeng, Zhang Zhi, et al. Multi-objective optimization control strategy of dual-active-bridge DC-DC converter in electric energy router application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(14): 3030-3040.
- [20] 张勋, 王广柱, 王婷. 双向全桥 DC-DC 变换器基于电感电流应力的双重移相优化控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 100-106.
Zhang Xun, Wang Guangzhu, Wang Ting. Optimized control based on current-stress of bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 100-106.
- [21] Hou Nie, Song Wensheng, Wu Mingyi. Minimum-current-stress scheme of dual active bridge DC-DC converter with unified phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8552-8561.
- [22] Huang Jun, Wang Yue, Li Zhuoqiang, et al. Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4169-4179.
- [23] 宋文胜, 侯聂, 武明义, 等. 双向全桥隔离 DC/DC 变换器最小峰值电流及其虚拟功率控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 4990-4998, 5124.
Song Wensheng, Hou Nie, Wu Mingyi, et al. A current stress minimization strategy of dual-active-bridge DC/DC converters with virtual power control method[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 4990-4998, 5124.
- [24] Sha Deshang, Wang Sunbo. A single-stage natural power factor corrector based on dual active bridge DC-DC converter without inner current tracking loop[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 342-352.
- [25] Ma Peisong, Sha Deshang, Song Keling. A single-stage semi dual-active-bridge AC-DC converter with seamless mode transition and wide soft-switching range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2): 1387-1397.
- [26] Kwon O, Kim K S, Kwon B H. Highly efficient single-stage DAB microinverter using a novel modulation strategy to minimize reactive power[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 544-552.
- [27] Guo Dongxin, Wang Panbao, Ren Chunguang, et al. Linearized minimum current stress modulation scheme of single-phase bidirectional DAB AC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electro-

ics, 2023, 70(12): 12410-12420.

作者简介

王要强 男, 1982 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源与电力储能、电力系统运行与规划、综合能源分析与优化等

方面。

E-mail: WangyqEE@163.com

李 想 男, 1991 年生, 博士, 讲师, 主要研究方向为高频软开关变换器、谐振变换器、单级式 AC-DC 变换器拓扑及控制策略等。

E-mail: lixiang91zhu@zhu.edu.cn (通信作者)

Linearization-Based Minimum Current Stress Control Strategy for Single-Stage Dual Active Bridge AC-DC Converter

Wang Yaoqiang^{1,2} Zhong Zhengyang^{1,2} Li Xiang^{1,2} Nie Fuquan³ Liang Jun^{1,4}

1. School of Electrical and Information Engineering Zhengzhou University Zhengzhou 450001 China
2. Henan Engineering Research Center of Power Electronics and Energy Systems Zhengzhou 450001 China
3. School of Mechanical and Electrical Engineering Henan Institute of Science and Technology
Xinxiang 453003 China
4. School of Engineering Cardiff University Cardiff CF24 3AA UK

Abstract In distributed power supply and distributed energy storage technologies, a bidirectional AC-DC converter is an important energy conversion device connecting AC-DC hybrid microgrids, and its performance index directly affects the overall performance and effect of hybrid microgrids. Compared with the two-stage topology, the single-stage dual active bridge (DAB) AC-DC converter removes the intermediate DC bus capacitance with a large capacitance value, reduces the conversion link, and has apparent power density and cost advantages. The traditional DAB AC-DC converter mainly adopts the modulation strategy of phase shift, which has the problems of high current stress and narrow soft-switching range. In addition, only adopting the phase shift control leads to the nonlinear relationship between the system input current and the shift ratio, increasing the control complexity. Therefore, this paper proposes a linearization-based minimum current stress control strategy for the converter to address the problems of modulation nonlinearity and high current stress in a single-stage dual active bridge AC-DC converter. This control strategy reduces the converter's control complexity and current stress, ensuring a wide zero voltage switch (ZVS) range of the switching tubes.

Firstly, the switching characteristics of the extended phase-shift (EPS) modulation strategy are analyzed. For the nonlinearity between the input current and the shift ratio, the input current i_{ac} and the shift ratio D_1 are linearly related by introducing the phase shift index k and the maximum switching frequency f_{smax} . The expressions of the shift ratio D_1 and the switching frequency f_s are obtained combined with power factor correction. The switching characteristics of the EPS modulation strategy are analyzed. The trajectory of the phase-shift index k under the minimum current stress is obtained by the differential polarity method. Then, the expression of the shift ratio D_2 is obtained. Finally, the soft-switching ranges are analyzed for switch tubes S_2 , S_5 , and S_8 . Except for the DC-side switch tube S_5 , which is difficult to realize soft-switching in the small range under extreme light-load conditions, the other two switch tubes can realize ZVS in the wide range in other cases.

This paper verifies the proposed control strategy by combining simulation and experiment. Firstly, regarding simulations, the proposed control strategy can achieve the linearization between the input current and the shift ratio, effectively reducing the converter current stress. An experimental prototype is constructed with an AC 50 V input, DC 12 V output, and 100 W output power. The current stress is compared before and after optimization under different input voltages and the soft-switching realization under different load conditions. The control strategy effectively reduces the current stress of the converter while ensuring that the switching tubes have a wide ZVS turn-on range.

Keywords: AC-DC converter, extended phase shift, linearization, minimum current stress, zero voltage switching

(编辑 陈 诚)