

单级式双有源桥型AC-DC变换器电压增益分析及优化调制策略

王要强^{1,2}, 闫武庆^{1,2}, 聂福全³, 刘文君^{1,2}, 梁军^{1,4}

(1. 郑州大学 电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001; 2. 河南省电力电子与电力系统工程技术研究中心, 河南 郑州 450001; 3. 河南科技学院 机电学院, 河南 新乡 453003; 4. 卡迪夫大学 工程学院, 英国 卡迪夫 CF24 3AA)

摘要:为了解决单级式双有源桥型AC-DC变换器在宽电压范围内软开关范围受限和漏感电流峰值较大的问题,提出一种计及电压增益的扩展移相变频调制策略。分析了副边侧扩展移相调制在宽电压范围内存在的漏感电流峰值较大的问题,继而提出一种计及电压增益的双模式调制;在此基础上,分析升压与降压模式的软开关条件,通过约束特定开关管开通时刻的漏感电流值,推导得出移相比和开关频率的数学表达式。该调制策略可以实现全范围软开关,并且能在一定程度上减小漏感电流峰值。通过仿真和实验证明了所提调制策略的可行性。

关键词:单级式AC-DC变换器;双有源桥变换器;宽电压增益;扩展移相;软开关

中图分类号:TM46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202504010

0 引言

高频隔离型AC-DC变换器作为交流电网和直流电压之间的关键接口,已被广泛应用于车载充电器、电池储能、直流配电系统等多个领域^[1-3]。高频隔离型AC-DC变换器根据结构可分为两级式和单级式。两级式结构由功率因数校正(power factor correction, PFC)电路和高频隔离DC-DC电路组成^[4]。PFC电路将交流电压转换为相对恒定的直流母线电压,为了实现稳压,通常需要依赖大容量电解电容,这会导致变换器的功率密度降低。相比之下,单级式AC-DC变换器省去了中间大容量稳压电解电容,能够实现传输功率的单级变换^[5-6]。

单级式双有源桥(dual active bridge, DAB)型AC-DC变换器是由DAB型DC-DC变换器演变而来,具有双向宽电压变换范围、高效率、长寿命、高功率密度等优点^[7-9]。近年来,单级式DAB型AC-DC变换器取得广泛的关注。单级式DAB型AC-DC变换器研究重点是对DAB的控制和优化。DAB变换器通常采用移相调制策略,单移相(single phase shift, SPS)调制^[10]受限于只有一个移相自由度,在输入输出电压不匹配的情况下,漏感电流峰值会显著增大,同时伴随较大的回流功率。文献[11]提出一种单移相结合变频的调制策略,实现了全范围零电压开通

(zero voltage switching, ZVS),但会导致副边侧开关管的关断电流增大。有学者在单移相调制的基础上提出了扩展移相(extended phase shift, EPS)^[12-13]、双重移相(dual phase shift, DPS)^[14]和三重移相(triple phase shift, TPS)调制^[15],这些调制策略能够使变换器得到不同程度的优化。其中,文献[12]通过选择2种EPS模式进行功率传输,降低漏感电流峰值的同时实现了较宽的ZVS范围,并保证了2种模式的无缝切换,但文中只分析了电压增益大于1的工作模式。文献[15]使用3种TPS工作模式以拓宽ZVS范围,但原边侧开关管在轻载条件不能实现ZVS。

在电池储能和车载充电器等应用中,单级式DAB型AC-DC变换器需要适应很宽的输入和输出电压(即电压增益)范围,如何在如此宽的电压增益下实现所有开关管的全范围ZVS是一个更大的挑战。文献[16]针对DAB型DC-DC变换器,提出一种在宽电压增益范围实现全部开关管ZVS的控制思路,但文中变换器电压增益范围有限,无法满足单级式DAB型AC-DC变换器功率转化的要求。对于单级式DAB型AC-DC变换器,文献[17]详细分析了升压和降压模式的ZVS约束条件,但文中的调制策略会增大降压模式下漏感电流峰值,产生更高的导通损耗,并且文中没有提到如何实现2种模式之间的无缝切换。文献[18]的调制策略能够确保所有开关管在宽电压范围内都能实现ZVS,但没有充分考虑轻载条件开关频率的影响,导致轻载时交流电流畸变率较高。

本文针对单级式DAB型AC-DC变换器在宽电压范围内软开关范围有限和漏感电流峰值较大的问题,提出一种计及电压增益的EPS变频调制策略,使所有开关管在升压模式和降压模式下都能实现全范

收稿日期:2024-07-12;修回日期:2025-02-12

在线出版日期:2025-04-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51507155,52007171);
中央引导地方科技发展资金资助项目(2022ZY0134)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51507155,52007171) and the Central Government Guide Local S&T Development Fund Project(2022ZY0134)

围ZVS,并在一定程度上减小漏感电流峰值。通过仿真和实验,证明了所提调制策略的可行性。

1 单级式DAB型AC-DC变换器拓扑结构

单级式DAB型AC-DC变换器拓扑结构如图1所示,该变换器由1个全桥整流电路和1台DAB型变换器组成。其中全桥整流电路由4个工频开关管 Q_1 — Q_4 组成,用于将交流电压 v_{ac} 整流为直流电压 v_{rec} ,交流电流 i_{ac} 整流为直流电流 i_{rec} 。交流电感 L_{ac} 和

滤波电容 C_{rec} 构成滤波器。通过DAB型DC-DC变换器将整流后的电压转换为稳定的直流电压 V_{dc} 。

高频开关管 S_1 — S_4 构成DAB变换器的原边H桥, S_5 — S_8 构成副边H桥,原、副边的H桥通过中间的高频变压器T连接,高频变压器的变比为 $n:1$ 。图中: L_k 为折算到变压器原边侧的漏感; i_1 、 i_2 分别为DAB变换器的输入、输出电流; v_p 和 v_s 分别为由原边和副边H桥产生的方波电压; C_{dc} 为直流侧稳压电容; i_{dc} 为稳态直流电流。

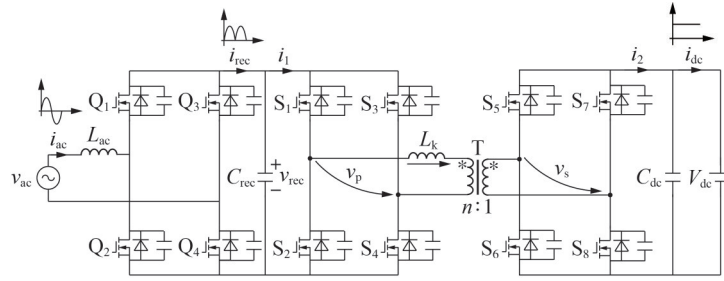


图1 单级式DAB型AC-DC变换器拓扑

Fig.1 Topology of single-stage DAB AC-DC converter

由于图1所示拓扑的主要损耗发生在DAB变换器阶段,本文将重点研究DAB控制。为了更直观地理解DAB的工作原理,图2展示了DAB变换器等效电路图。原边H桥产生方波电压 v_p 的幅值为交流电压幅值 V_{ac} ,副边H桥产生方波电压 v_s 的幅值为稳态直流电压 V_{dc} 。将 v_s 折算到原边H桥后,其幅值变为 nV_{dc} 。

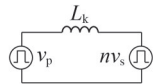


图2 DAB变换器等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of DAB converter

定义 K 为电压增益, $K=nV_{dc}/v_{rec}$,半个工频周期内电压增益 K 的变化过程如图3所示。根据 $v_{rec}=V_{ac}|\sin(\omega t)|$ (ω 为交流电压角频率), v_{rec} 的变化范围为 $0\sim V_{ac}$ 。当交流电压相位的变化范围在 $0^\circ\sim 90^\circ$ 时, v_{rec} 随着交流电压相位的增大而增大, K 则随着交流电压相位的增大而减小。当交流电压的相位接近于 0° 时, v_{rec} 接近于0,此时 K 值趋近于无穷大;当交流电压的相位接近于 90° 时, v_{rec} 达到最大值 V_{ac} ,此时 K 值最小。类似地,可以分析出交流电压相位在 $90^\circ\sim$

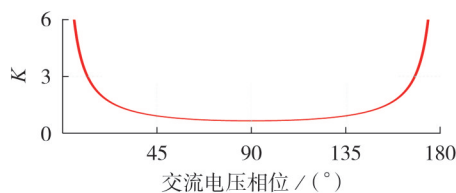


图3 半个工频周期内的电压增益

Fig.3 Voltage gain in half power frequency cycle

180° 内变化时 K 值变化过程。

2 基于EPS的双模式调制

2.1 EPS调制

基于EPS调制变换器的主要工作波形如附录A图A1所示^[13]。为表示方便,开关管 S_1 的驱动信号用其名称 S_1 表示,其他开关管也采用相同的表示方法; D_1 为 S_2 和 S_4 之间的内移相比; D_2 为 S_4 和 S_5 之间的外移相比; D_3 为 S_6 和 S_8 之间的内移相比; T_{hs} 为半开关周期。

不计死区时间的影响,由图A1可得不同时段漏感电流 i_{lk} 时域表达式为:

$$i_{lk}(t) = \begin{cases} i_{lk}(t_0) + \frac{v_{rec} + nV_{dc}}{L_k}(t - t_0) & t \in [t_0, t_1) \\ i_{lk}(t_1) + \frac{v_{rec}}{L_k}(t - t_1) & t \in [t_1, t_2) \\ i_{lk}(t_2) + \frac{v_{rec} - nV_{dc}}{L_k}(t - t_2) & t \in [t_2, t_3) \end{cases} \quad (1)$$

令 $t_0=0$,由图A1中相位关系可知 $t_1=D_2T_{hs}$, $t_2=(1+D_2-D_3)T_{hs}$, $t_3=T_{hs}$ 。根据 $i_{lk}(t_0)=-i_{lk}(t_3)$,结合式(1)可分别求出 t_0-t_3 时刻的漏感电流表达式为:

$$\begin{cases} i_{lk}(t_0) = \frac{-v_{rec} + (D_3 - 2D_2)nV_{dc}}{4f_s L_k} \\ i_{lk}(t_1) = \frac{(-1 + 2D_2)v_{rec} + D_3 nV_{dc}}{4f_s L_k} \\ i_{lk}(t_2) = \frac{(1 - 2D_3 + 2D_2)v_{rec} + D_3 nV_{dc}}{4f_s L_k} \\ i_{lk}(t_3) = \frac{v_{rec} + (-D_3 + 2D_2)nV_{dc}}{4f_s L_k} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $f_s=1/(2T_{hs})$ 为开关频率。

在半个开关周期内,DAB变换器输入电流 i_1 的平均值 \bar{i}_1 可表示为:

$$\bar{i}_1 = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} i_{lk}(t) dt \quad (3)$$

根据式(2)和式(3),可得 \bar{i}_1 的表达式为:

$$\bar{i}_1 = \frac{nV_{dc}}{4f_s L_k} (-2D_2^2 + 2D_2 D_3 + D_3 - D_3^2) \quad (4)$$

传输功率标么值 P^* 可表示为:

$$P^* = 2(-2D_2^2 + 2D_2 D_3 + D_3 - D_3^2) \quad (5)$$

传输功率基准值 P_N 可表示为:

$$P_N = \frac{n|v_{ac}|V_{dc}}{8f_s L_k} \quad (6)$$

2.2 电压增益适应性分析及双模式调制

许多应用需要适应较宽的直流电压范围,如车载充电器的直流电压输出范围为200~450V。在这种宽电压范围内,单级式DAB型AC-DC变换器的电压增益可能会出现2种情况,即 $K>1$ 和 $K<1$ 。当 $K>1$ 时,定义为升压模式,当 $K<1$ 时,定义为降压模式。升压模式和降压模式在 $K=1$ 瞬间发生切换。

升压模式下,DAB变换器端口电压 $v_p, n v_s$ 与图A1中的工作波形表现一致,因此,升压模式下DAB变换器可采用图A1所示的EPS调制。

降压模式下,如果仍然使用图A1中内移相在副边侧的EPS调制,则 $[t_2, t_3]$ 时段DAB变换器端口电压 $v_p > n v_s$,使漏感电流波形在该时段呈现上升趋势,此时变换器的工作波形如附录A图A2所示。

并且,在一定传输功率下,降压模式将导致回流功率和漏感电流峰值增大^[19-20],这使得DAB变换器的损耗增大,效率降低。因此,在降压模式下,DAB变换器不宜使用内移相模式进行控制。

为了减小降压模式下变换器的损耗,令图A2中 $[t_2, t_3]$ 时段 v_p 为0,使原边侧电压变为三电平方波。此时,需要在DAB变换器原边侧增加一个额外的移相比。但TPS控制移相角数量更多,控制较为复杂,为了不增加整体调制策略的复杂度,将DAB变换器副边电压改为两电平方波,副边侧不再使用内移相进行调制。

基于以上分析,得到降压模式的主要工作波形如附录A图A3所示。通过计算,得到降压模式下,各开关开通时刻漏感电流值、DAB变换器输入电流 i_1 的平均值以及传输功率标么值,具体表达式见附录A式(A1)~(A3)。

3 双模式调制的软开关分析及实现

前文分析了计及电压增益的双模式EPS调制,在此基础上,实现开关管的ZVS可以有效降低开关损耗。对于单级式DAB型AC-DC变换器,ZVS的实

现与变压器漏感电流 i_{lk} 有关,需要确保开关管在开通时 i_{lk} 的幅值足够大,以便对开关管结电容进行充放电。

由于升压模式和降压模式下的EPS调制有所不同,导致漏感电流的表达式存在差异。因此,需要分别对升压模式和降压模式下的软开关条件进行分析。

3.1 升压模式

考虑变压器漏感电流 i_{lk} 的波形呈奇对称性,在分析各开关管的ZVS实现情况时,只需考虑半个开关周期。图A1中,DAB变换器原边侧开关管实现ZVS的条件为:

$$i_{lk}(t_0) \leq -I_{s,ac} \quad (7)$$

式中: $I_{s,ac}$ 为用于在死区时间内对 S_1 — S_4 的结电容充放电所需的最小电流值。DAB变换器副边侧开关管实现ZVS的条件为:

$$\begin{cases} i_{lk}(t_1) \geq I_{s,dc} \\ i_{lk}(t_2) \geq I_{s,dc} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $I_{s,dc}$ 为用于在死区时间内对 S_5 — S_8 的结电容充放电所需的最小电流值。

基于图A1,本文提出在整个升压模式周期内,将 t_0 时刻对应的漏感电流值设置为恒定值 $-I_{ZVS1}$,而 t_1 时刻对应的漏感电流值设置为恒定值 I_{ZVS2} ,电流波形如附录B图B1所示。

根据漏感电流表达式, t_2 时刻对应的漏感电流值大于 I_{ZVS2} 。如果将恒定电流 I_{ZVS1} 和 I_{ZVS2} 分别设置为大于 $I_{s,ac}$ 和 $I_{s,dc}$,则能确保该模式下所有开关管都满足实现ZVS的条件。

为实现交流侧PFC,需要确保DAB变换器输入电流的平均值与交流电流的绝对值相等,由此可得式(9)所示方程组。

$$\begin{cases} i_{lk}(t_0) = -I_{ZVS1} \\ i_{lk}(t_1) = I_{ZVS2} \\ \bar{i}_1 = I_{ac} |\sin(\omega t)| \end{cases} \quad (9)$$

式中: I_{ac} 为交流电流幅值。结合式(2)、(4)、(9)可得移相比 D_2, D_3 以及开关频率 f_s 表达式见附录B式(B1)~(B4)。

3.2 降压模式

根据图A3所示的降压模式波形,此时DAB变换器原边侧开关管实现ZVS的条件为:

$$\begin{cases} i_{lk}(t_0) \leq -I_{s,ac} \\ i_{lk}(t_2) \geq I_{s,ac} \end{cases} \quad (10)$$

DAB变换器副边侧开关管实现ZVS的条件为:

$$i_{lk}(t_1) \geq I_{s,dc} \quad (11)$$

类比升压模式,在整个降压模式周期内,提出将 t_0 时刻对应的漏感电流值设置为恒定值 $-I_{ZVS3}$,将 t_1 时

刻对应的漏感电流值设置为恒定值 I_{ZVS4} 。根据漏感电流表达式, t_2 时刻对应的漏感电流值大于 I_{ZVS3} 。

若将恒定电流 I_{ZVS3} 和 I_{ZVS4} 分别设置为大于 $I_{s,ac}$ 和 $I_{s,dc}$, 则同样可以确保该模式下所有开关管都满足实现 ZVS 的条件。由此可得式 (12) 所示方程组。

$$\begin{cases} i_{Lk}(t_0) = -I_{ZVS3} \\ i_{Lk}(t_1) = I_{ZVS4} \\ \bar{i}_1 = I_{ac} |\sin(\omega t)| \end{cases} \quad (12)$$

结合式 (A1)、(A2) 和式 (12) 可得移相比 D_1 、 D_2 以及开关频率 f_s 表达式, 见附录 B 式 (B5)~(B8)。

3.3 恒定电流值的确定

根据以上分析, 为了清晰地表达升压模式和降压模式之间的切换, 本文绘制了软件控制流程图, 如附录 B 图 B2 所示。

首先, 分别对交流电压与直流电压采样, 得出电压增益 K 。当 $K > 1$ 时, 变换器将运行在升压模式; 反之, 则运行在降压模式。接着, 根据式 (B1)~(B8), 可以在相应模式下对软开关和 PFC 进行有效约束。

由移相比和开关频率的表达式可知, 移相比和开关频率会受恒定电流值的影响。使用附录 B 表 B1 所示 DAB 变换器参数, 设定 $I_{ZVS1} = I_{ZVS2} = 3 \text{ A}$, $I_{ZVS3} = I_{ZVS4} = 4 \text{ A}$, $V_{dc} = 200 \text{ V}$, 半个工频周期内外移相比 D_2 和开关频率 f_s 的曲线如附录 B 图 B3 所示。由图可知, 在升压模式和降压模式切换的瞬间, D_2 和 f_s 都发生了突变。为了避免 DAB 变换器在模式切换时可能发生的瞬态振荡, 本文将恒定电流值设定为 $I_{ZVS1} = I_{ZVS2} = I_{ZVS3} = I_{ZVS4} = I_{ZVS}$, 确保在模式切换瞬间移相比和开关频率保持连续^[21]。

接着, 根据表 B1 所示 DAB 变换器参数, 绘制了在不同的直流电压值和不同恒定电流值下的开关频率曲线, 如附录 B 图 B4 所示。由图可知, 模式切换瞬间开关频率保持连续。较小的恒定电流值会导致轻载时的开关频率过高, 这会加大磁性元件设计难度, 并且不利于开关器件的选择。受开关频率制约, 本文将恒定电流值设置为远高于实现 ZVS 所需的水平。然而, 过高的恒定电流值又会使开关管的关断损耗增加。

由文献 [11] 可知, 原、副边侧开关管的结电容在充放电过程中所需最小电流的最大值分别为 0.622 A 和 0.4272 A。若将恒定电流值在全工频周期内设置为大于上述电流值, 则能使所有开关管在全功率范围实现 ZVS。

综合考虑, 本文选取 $I_{ZVS} = 3 \text{ A}$, 该恒定电流值远高于实现原、副边侧开关管 ZVS 所需的电流值。基于表 B1 所示参数, 当直流电压分别为 200 V 和 450 V 时, DAB 变换器的移相比如图 4 所示。

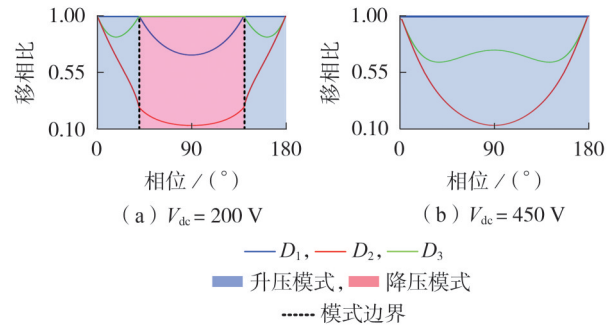


图4 不同直流电压下 DAB 变换器的移相比曲线

Fig.4 Phase shift ratio curves of DAB converter at different DC voltages

由图 4(a) 可见, 在半个工频周期内, DAB 变换器的内移相会发生 2 次切换, 切换时刻发生在电压增益等于 1 的瞬间, 并且在切换瞬间移相比保持连续。由图 4(b) 可见, 在半个工频周期内 DAB 变换器的内移相未发生切换, 一直处于升压模式。由此可知, 移相比 D_1 ~ D_3 能够满足理论分析和全范围软开关的要求。

为了探究升压和降压模式发生内移相切换对 DAB 变换器传输功率的影响, 根据式 (5) 和式 (A3) 中传输功率标么值的表达式, 并结合图 4(a) 中的移相比变化范围, 绘制了当 $V_{dc} = 200 \text{ V}$ 时, 传输功率标么值与内、外移相比关系的曲线, 如附录 B 图 B5 所示。结果表明, 升压和降压模式切换时传输功率没有突变, 并且传输功率能够在 $[0, 1]$ p.u. 内连续变化。

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

本文所提调制策略使 DAB 变换器在电压增益比为 1 时发生内移相切换, 为了验证内移相切换对漏感电流峰值的影响, 利用表 B1 中的参数, 在 PSIM 软件中进行仿真验证, 仿真结果如图 5、6 所示。图中: $v'_{ac} = v_{ac}/60$ 。

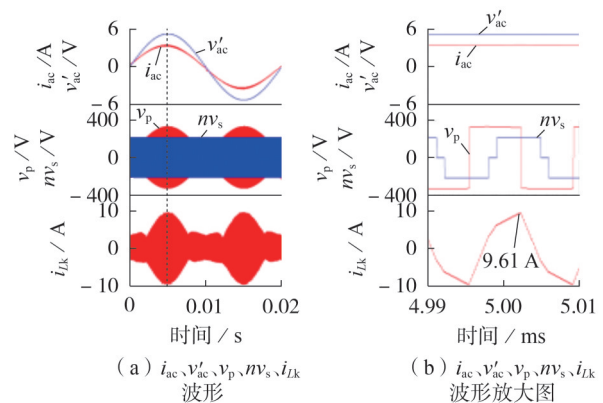


图5 内移相不切换时电压、电流对比

Fig.5 Comparison of voltage and current without inner phase shift switching

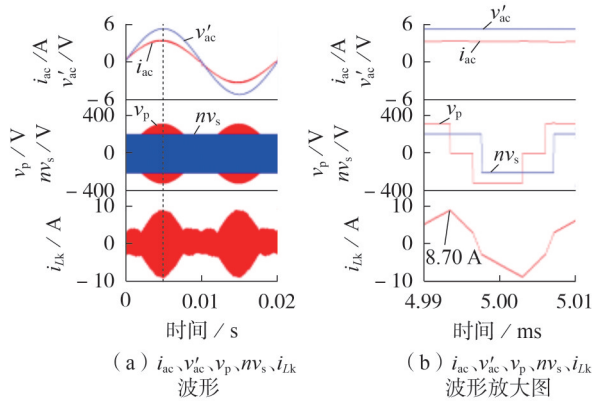


图6 内移相切换时电压、电流对比

Fig.6 Comparison of voltage and current with inner phase shift switching

由图5可知,当 $v_p > nv_s$ 时,内移相仍然在副边侧,表明在电压增益为1的瞬间内移相并未发生切换。在半个工频周期内,漏感电流在约5 ms时达到最大值,此时漏感电流峰值为9.61 A。由图6可见,当 $v_p > nv_s$ 时,内移相切换到原边侧,同样在传输功率为500 W的条件下,此时漏感电流峰值为8.70 A。经对比可得,在一定传输功率下,本文所提提及电压增益的双模式EPS调制能够有效降低DAB变换器的漏感电流峰值。

当传输功率为500 W时,在文献[12]所提调制策略下DAB变换器的工作波形见附录C图C1。文献[12]将EPS调制分为内部模式和外部模式,并通过这2种模式实现无缝切换,从而在扩大软开关范围的同时最大限度地降低漏感电流峰值。然而,该文献仅分析了电压增益 $K > 1$ 的情况。在5 ms附近,漏感电流达到峰值10.12 A,这一峰值略高于采用本文所提调制策略所得的8.70 A。

为了进一步研究宽电压范围内DAB变换器的性能,针对不同直流电压下的DAB变换器,分别研究其功率因数(power factor, PF)和交流电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD),峰值电压增益 $M = nV_{dc} / V_{ac}$,结果如表1所示。由表可知,在200~450 V的宽直流电压范围下DAB变换器的THD均低于3%,PF均大于0.9967。

表1 不同直流电压下DAB变换器的THD和PF
Table 1 THD and PF of DAB converter under different DC voltages

V_{dc} / V	M	THD / %	PF
200	0.64	1.647	0.9980
250	0.80	1.731	0.9971
310	1.00	2.803	0.9967
380	1.22	1.904	0.9979
450	1.45	2.170	0.9978

4.2 实验验证

本文搭建的单级式DAB型AC-DC变换器样机

如附录C图C2所示,由TMS320F28335 DSP实现控制算法。为验证所提调制策略的可行性,设置实验平台直流电压为45~100 V,交流电压为50 V,变压器变比为1:1。与两级式DAB型AC-DC变换器相比,滤波电容的容量显著降低,详细实验参数如附录C表C1所示。

以最小输出直流电压45 V和最大输出直流电压100 V为例,在所搭建的实验平台上对本文所提调制策略进行实验验证。当直流电压为45 V时,DAB变换器的输入交流电压 v_{ac} 、交流电流 i_{ac} 、输出直流电压 V_{dc} 以及DAB输入电压 v_{rec} 的波形如图7所示。

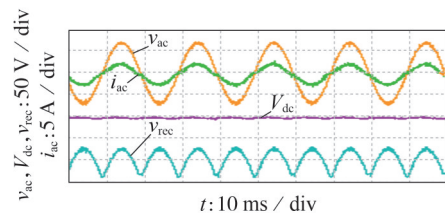


图7 当 $V_{dc}=45$ V时DAB变换器工作波形

Fig.7 Operation waveforms of DAB converter at $V_{dc}=45$ V

当直流电压为45 V时,变压器两侧端口电压波形和漏感电流波形如图8所示。图中: T_1 、 T_2 和 T_3 分别对应升压模式开始时刻、升压和降压模式切换时刻以及降压模式开始时刻。实验波形符合升压模式下内移相在副边侧,降压模式下内移相在原边侧的要求,和理论分析一致。同时,2种模式可以平滑切换,没有显示出电流尖峰。

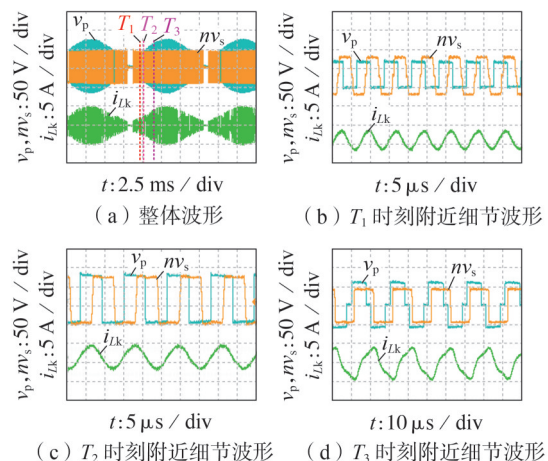


图8 $V_{dc}=45$ V时原、副边电压和漏感电流波形

Fig.8 Waveforms of primary and secondary voltage and leakage inductance current at $V_{dc}=45$ V

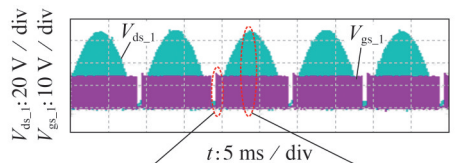
为了验证本文提出的双模式调制策略对漏感电流峰值的影响,在相同条件下,当电压增益 $K=1$,内移相不发生切换时,变压器两侧端口的电压波形和

漏感电流波形如附录C图C3所示。由图可知,当 $v_p > nv_s$ 时,内移相仍然在副边侧。在 $K=1$ 的瞬间内移相并未由副边侧切换到原边侧,此时变换器漏感电流峰值为5.6 A。与图8对比发现,该峰值高于采用本文所提双模式调制得到的5.2 A。

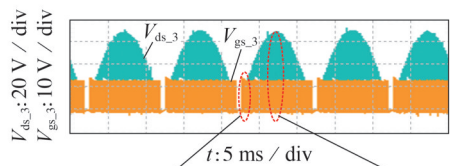
根据表C1中的参数,当直流电压为45 V时,将出现升压和降压2种模式。由于开关管工况的对称性,本文实验只需测试开关管 S_1 、 S_3 、 S_5 和 S_7 的ZVS是否实现。

为了使测试结果更具有一般性,图9给出了当直流电压为45 V时,DAB变换器在交流电压过零点和最大值附近,开关管 S_1 、 S_3 、 S_5 和 S_7 的软开关波形。图中:红色圆圈所圈出的部分1、2分别对应交流电压的过零点及其最大值; $V_{ds,\xi}$ 、 $V_{gs,\xi}$ ($\xi=1,3,5$)分别为开关管 S_ξ 的耐受电压、栅源电压。由图可知,在升压模式和降压模式下所有开关管均可以实现ZVS。

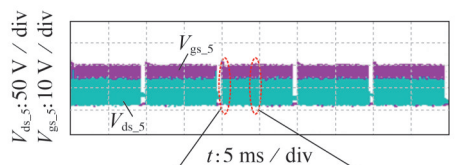
当 $V_{dc}=100$ V时,DAB变换器的输入交流电压 v_{ac} 和交流电流 i_{ac} 以及直流电压 V_{dc} 波形如附录C图C4



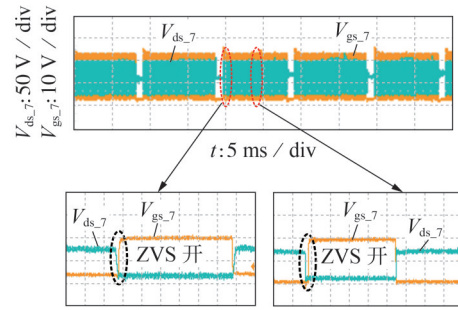
(a) S_1 软开关波形



(b) S_3 软开关波形



(c) S_5 软开关波形



(d) S_7 软开关波形

图9 当 $V_{dc}=45$ V时 S_1 、 S_3 、 S_5 和 S_7 的软开关波形

Fig.9 Soft switching waveforms of S_1 、 S_3 、 S_5 and S_7 at $V_{dc}=45$ V

所示。当 $V_{dc}=100$ V时,变压器两侧端口电压波形和漏感电流波形如附录C图C5所示,此时变换器一直处于升压模式,图中实验波形与理论分析一致。当输出直流电压为100 V时,由于内移相只存在于副边侧的开关管之间,因此只需要测试开关管 S_1 、 S_5 和 S_7 的软开关波形,如附录C图C6所示,此时所有开关管都能够实现软开关。

文献[11]采用单移相和变频调制策略,实现了全范围软开关。在 $V_{dc}=100$ V条件下,采用文献[11]调制策略时DAB变换器的工作波形如附录C图C7所示,其中漏感电流的峰值为3.65 A。与之相比,由图C5可知,在相同条件下,本文所提调制策略的漏感电流峰值为3.51 A。此外,在不同直流电压条件下,文献[11]调制策略与本文调制策略下的漏感电流峰值对比见附录C图C8。由图可知,本文所提调制策略能够在一定程度上降低漏感电流的峰值。

根据表C1中的样机参数,在额定传输功率为80 W的条件下,不同传输功率下DAB变换器的效率曲线和PF曲线分别见附录C图C9、C10。可以看出,DAB变换器的效率峰值为94.9%,PF的峰值为0.994。

5 结论

本文基于单级式DAB型AC-DC变换器,提出一种计及电压增益的EPS变频调制策略。通过理论分析和仿真、实验验证,得出如下结论。

1)通过在升压和降压情况下分别使用内移相于不同侧的EPS模式,本文所提策略能够减小漏感电流的峰值。

2)通过约束特定开关管开通时刻的漏感电流为合适的恒定值,所提策略实现了全范围软开关以及升压模式和降压模式间的无缝切换。

3)所提调制策略能够使DAB变换器在宽电压范围内保持高PF和低THD。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] KUSHWAHA R, KHADKIKAR V, EDPUGANTI A. Electric vehicle on-board fast charging through converter maximum switch utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1):998-1014.
- [2] 姚宏洋, 谢晔源, 王翀, 等. 基于模块化级联拓扑的高压直流直挂储能装置[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(3):9-14, 21. YAO Hongyang, XIE Yeyuan, WANG Chong, et al. HVDC direct-mounted energy storage device based on modular cascaded topology[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(3):9-14, 21.
- [3] 刘沛津, 石梦涛, 何林, 等. 中低压直流配电网母线电压稳定控制[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(2):120-125. LIU Peijin, SHI Mengtao, HE Lin, et al. Stability control of bus voltage for medium- and low-voltage DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(2):120-125.
- [4] YAO Y, KULOTHUNGAN G S, KRISHNAMOORTHY H S, et al. GaN-based two-stage converter with high power density and fast response for pulsed load applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10):10035-10044.
- [5] ASKARIAN I, HASHEMI S A, DOHMEIER N, et al. Variable frequency control for isolated, nonresonant single-stage AC-DC converter with a constant DC-link voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7):6700-6709.
- [6] 刘猛, 孙孝峰, 王洪龙, 等. 一种新型单级隔离型AC-DC变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7):2802-2815. LIU Meng, SUN Xiaofeng, WANG Honglong, et al. Research on novel single-stage isolated AC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(7):2802-2815.
- [7] 曾进辉, 张长威, 曹斌, 等. 基于移相控制统一模型的双有源桥DC-DC变换器基波环流优化控制策略[J]. 电力自动化设备, 2024, 44(4):74-81. ZENG Jinhui, ZHANG Changwei, CAO Bin, et al. Fundamental-wave optimal control strategy of circulation of DAB DC-DC converter based on unified model of phase shift control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2024, 44(4):74-81.
- [8] LI X G, WU F J, YANG G J, et al. Improved modulation strategy for single-phase isolated quasi-single-stage AC-DC converter to improve current characteristics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4):4296-4308.
- [9] GUO D X, WANG P B, REN C G, et al. Linearized minimum current stress modulation scheme of single-phase bidirectional DAB AC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12):12410-12420.
- [10] WEN H Q, XIAO W D, SU B. Nonactive power loss minimization in a bidirectional isolated DC-DC converter for distributed power systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12):6822-6831.
- [11] 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.
- [12] SHA D S, ZHANG D B, ZHANG J K. A single-stage dual-active-bridge AC-DC converter employing mode transition based on real-time calculation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9):10081-10088.
- [13] CHEN T X, YU R Y, HUANG A Q. Variable-switching-frequency single-stage bidirectional GaN AC-DC converter for the grid-tied battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11):10776-10786.
- [14] 胡燕, 张天晖, 杨立新, 等. 双重移相DAB变换器回流功率优化与电流应力优化的对比研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(增刊1):243-253. HU Yan, ZHANG Tianhui, YANG Lixin, et al. Comparative study of reactive power optimization and current stress optimization of DAB converter with dual phase shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(Supplement 1):243-253.
- [15] ZHANG J K, SHA D S, MA P S. A dual active bridge DC-DC-based single stage AC-DC converter with seamless mode transition and high power factor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2):1411-1421.
- [16] ZHANG H W, LIU Z, SONG Y, et al. A current-stress-optimized design method for dual active bridge converters with improved ZVS capability under wide output voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(6):5807-5817.
- [17] CHEN T X, YU R Y, HUANG Q Y, et al. A single-stage bidirectional dual-active-bridge AC-DC converter based on enhancement mode GaN power transistor [C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA:IEEE, 2018:723-728.
- [18] LU J C, LIU G L, BAI H, et al. Applying variable-switching-frequency variable-phase-shift control and E-mode GaN HEMTs to an indirect matrix converter-based EV battery charger[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(3):554-564.
- [19] DENG Y R, SONG W S, YIN S, et al. Zero-backflow power control scheme of dual bridge series resonant DC-DC converters with high-accuracy time domain modeling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9):10985-10996.
- [20] EVERTS J, VAN DEN KEYBUS J, KRISMER F, et al. Switching control strategy for full ZVS soft-switching operation of a Dual Active Bridge AC/DC converter[C]//2012 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Orlando, FL, USA:IEEE, 2012:1048-1055.
- [21] GUO Z Q. Modulation scheme of dual active bridge converter for seamless transitions in multiworking modes compromising ZVS and conduction loss[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9):7399-7409.

作者简介:

王要强(1982—),男,教授,博士研究生导师,博士,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(**E-mail**: WangyqEE@163.com);

闫武庆(1998—),男,硕士研究生,主要研究方向为单级式AC-DC变换器(**E-mail**: 3027903686@qq.com);

刘文君(1990—),女,副教授,博士,通信作者,主要研究方向为AC-DC变换器、级联多电平变换器、直流微电网暂态分析等(**E-mail**: lwenjun1990@163.com)。

(编辑 王欣竹)

(下转第118页 continued on page 118)