

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240510

图腾柱双有源桥 AC-DC 变换器的 非对称扩展移相优化调制策略

余城洋¹ 李佳² 晏益朋¹ 牟迪¹ 罗全明¹

(1. 输变电装备技术全国重点实验室(重庆大学电气工程学院) 重庆 400044

2. 重庆邮电大学自动化学院 重庆 400065)

摘要 单级式图腾柱双有源桥 AC-DC 变换器具有元件数量少、功率密度高和成本低等优点,在车载充电机等领域具有广阔的应用前景。然而,现有的单移相和扩展移相调制策略由于存在调制自由度不足的问题,而无法对变换器进行多目标的优化,使图腾柱双有源桥 AC-DC 变换器在并网电流质量和效率等稳态性能方面仍有提升空间,限制了该变换器在车载充电机中的进一步应用。首次,该文在扩展移相调制策略的基础上引入非对称调制,从而提出具有三个自由度的非对称扩展移相调制策略。其次,对变换器在非对称扩展移相调制下所有可能的工作模式进行分析,并借助时域分析法建立各工作模式的时域稳态分析模型。然后,考虑控制传输功率以实现功率因数校正的同时,进行电感电流初值和峰峰值的多目标优化调制策略求解。最后,相比传统的单移相和扩展移相调制策略,所提出的非对称扩展移相优化调制策略大幅度提升了变换器的稳态性能:并网电流的质量显著提升,峰值效率提升超过 5% 和 1.5%。所提理论分析和优化结果都在仿真和实验中得到了验证。

关键词: 图腾柱双有源桥 AC-DC 变换器 非对称扩展移相调制 功率因数校正 优化调制策略

中图分类号: TM46

0 引言

车载充电机(On-Board Chargers, OBC)作为电动汽车的一个重要组件,它允许在任何可接入交流电源的地方为电动汽车充电^[1],因此逐渐成为当前的研究热点。目前,常见的 OBC 产品大多采用两级式解决方案,即一个前级功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)整流器和一个后级隔离 DC-DC 变换器^[2-3]。然而,由于采用两级功率变换,使变换器的效率、可靠性和功率密度等受到限制,并且大量的元件和控制回路增加了系统的复杂性和成本^[4]。

为此,目前已经提出了几种单级式双有源桥(Dual Active Bridge, DAB) AC-DC 变换器^[5-8]。单

级式 DAB AC-DC 变换器由于采用单级功率变换,且取消了直流母线上大容量电解电容的使用,因此在效率、可靠性和功率密度等方面更具潜力。特别地,在文献[9]中介绍了一种图腾柱 DAB AC-DC 变换器,该拓扑在交流侧采用图腾柱无桥整流结构,且将整流器中的高频桥臂和 DAB 变换器的一次侧桥臂进行复用,从而进一步减少了开关管数量和变换器损耗,使其在众多单级 DAB AC-DC 变换器拓扑中更具优势。

单级式 DAB AC-DC 变换器可以在没有电流传感器和电流闭环控制的情况下实现 PFC 功能^[7-9]。这进一步简化了控制器设计,降低了系统成本。且单级式 DAB AC-DC 变换器在一个开关周期内可以等效为 DAB DC-DC 变换器,因此,传统的基于 DAB DC-DC 变换器的移相调制^[10]和优化方法^[11-12]可以直接应用于 DAB AC-DC 变换器中。但是对于 AC-DC 变换器而言,在一个工频周期内的宽电压增

益变化与开环 PFC 的实现，给单级式 DAB AC-DC 变换器的调制策略及其优化带来了新的挑战。因此目前对单级式 DAB AC-DC 变换器的研究主要集中在考虑开环 PFC 实现与宽电压增益范围下的调制策略优化上面^[13-14]。

文献[15]中详细分析了由于 DAB AC-DC 变换器输入电压的工频变化，使相邻开关周期的等效输入电压发生突变，进而导致了相邻开关周期电感电流初值存在耦合，使电感电流的理论值与实际值存在误差。文献[11]对 DAB AC-DC 变换器在单移相 (Single Phase-Shift, SPS) 调制下的稳态波形进行了仿真和实验验证，证明了 SPS 下的电感电流初值耦合问题使并网电流发生畸变，说明了在调制中实现电感电流初值解耦的必要性。针对图腾柱 DAB AC-DC 变换器，在文献[7-9]中均在扩展移相 (Extended Phase-Shift, EPS) 调制中进行了优化调制策略的研究，文献[7]为优化开环 PFC 下的并网电流质量，在 EPS 内部模式下引入了电感电流初值约束，使各开关周期的电感电流初值为 0，从而实现了电感电流初值的解耦。文献[8]在 EPS 外部模式下以电感电流峰值为优化目标，从而降低导通损耗，提升变换器效率。但是上述研究中两自由度的 EPS 调制由于存在优化空间不足的问题，不能实现对变换器并网电流质量和效率的同时优化。

为了解决图腾柱 DAB AC-DC 变换器中传统 EPS 调制自由度不足的问题。本文通过在 EPS 调制的基础上引入非对称调制，提出了具有三自由度的非对称扩展移相 (Asymmetric Extended Phase-Shift, AEPS) 调制策略。首先，对图腾柱 DAB AC-DC 变换器的拓扑结构和工作原理进行介绍。其次，介绍了 AEPS 调制的典型波形及其工作模式划分，并借助时域分析法建立了 AEPS 所有工作模式下的时域稳态分析模型。然后，借助拉格朗日算法和卡鲁什库恩塔克 (Karush kuhn tucker, KKT) 条件对 AEPS 优化调制策略进行求解，并进行仿真验证。最后，给出实验结果，验证理论分析与仿真结果的正确性。

1 拓扑结构及其工作原理

1.1 拓扑结构

图 1 所示为图腾柱 DAB AC-DC 变换器拓扑结构。它由前端图腾柱整流器和后端 DAB 变换器构成。其中， S_1 、 S_2 既是图腾柱整流器的高频桥臂开关管，也是 DAB 一次侧的超前桥臂开关管。

对于前端图腾柱整流器， S_1 和 S_2 工作在高频，

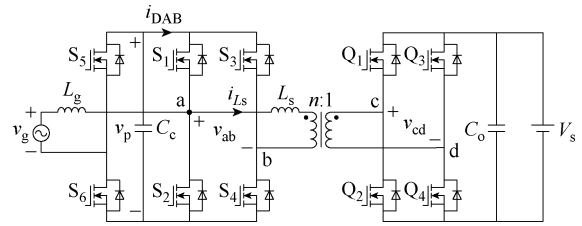


图 1 图腾柱 DAB AC-DC 变换器拓扑结构

Fig.1 Totem-pole DAB AC-DC converter

S_5 和 S_6 工作在工频。 L_g 为网侧电感，其大小与并网电流纹波相关。前端整流器的输出电容 C_c 用来滤除整流电压中的高频分量，因此其容值非常小。

后端 DAB 由 4 个一次侧高频开关 $S_1 \sim S_4$ 、高频变压器和 4 个二次侧高频开关 $Q_1 \sim Q_4$ 构成。变压器匝比为 $n:1$ ，漏感用 L_s 表示。 i_{Ls} 为变压器漏感电流，其在一个开关周期内的平均传输功率电流为 i_{DAB} 。

1.2 工作原理

图 2 显示了变换器的典型工作波形。在交流侧， S_5 和 S_6 以工频开关， S_1 和 S_2 以固定的 50% 占空比高频互补导通。交流侧输入电压 v_g 和输入电流 i_g 的幅值分别为 V_g 和 I_g ，交流电压被整流为以两倍工频波动且幅值为 $2V_g$ 的直流电压 v_p ，即 DAB 的输入电压。对于 DAB 变换器，在 EPS 调制下，其一次侧开关管 $S_1 \sim S_4$ 以 50% 占空比两两互补导通，因此在桥臂中点产生两电平方波 v_{ab} 。二次侧开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 通过内移相角及一、二次侧间的外移相角控制 DAB 变换器的电感电流，从而控制传输功率，因此二次侧为三电平波形 v_{cd} ，且幅值为输出电压 V_o 。

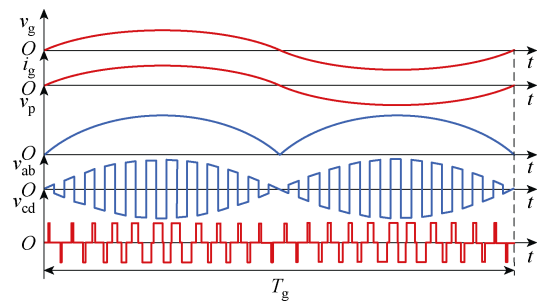


图 2 典型工作波形

Fig.2 Typical operating waveforms

由于电容 C_c 的容值很小，因此可以忽略电容上发出的无功功率。此时认为网侧的瞬时输入功率 p_{in} 等于后端 DAB 的传输功率，即

$$p_{in} = v_g i_g = v_p i_{DAB} \quad (1)$$

因此可以通过控制各开关周期的传输功率电流

i_{DAB} 来控制并网电流 i_g 的瞬时变化, 这意味着 PFC 可以通过控制 DAB 变换器每个开关周期的平均传输电流 i_{DAB} 来实现。

图 3 所示为实现开环 PFC 的原理, T_g 为工频周期, T_s 为开关周期。

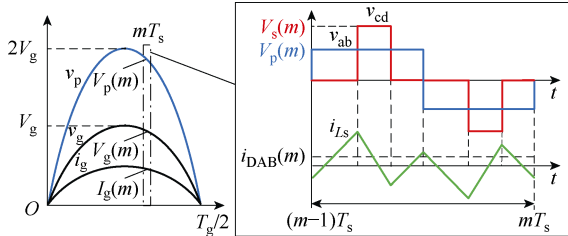


图 3 基于开关周期内瞬时功率平衡的开环 PFC

Fig.3 Open-loop PFC based on power balancing in T_s

尽管输入电压 v_p 大小在工频周期内变化, 但是由于 $T_g \gg T_s$, 因此在一个开关周期内可以将输入电压视为恒定值。则在一个工频周期中的第 m 个开关周期内的等效输入电压 $V_p(m)$ 为

$$V_p(m) = 2V_g \left| \sin \left(2\pi \frac{mT_s}{T_g} \right) \right| \quad (2)$$

由此可知, 实现开环 PFC 的关键是通过移相调制策略精确控制第 m 个开关周期的平均传输功率电流 $i_{DAB}(m)$ 大小, 满足

$$i_{DAB}(m) = \frac{V_g(m)I_g(m)}{V_p(m)} = \frac{I_g}{2} \left| \sin \left(2\pi \frac{mT_s}{T_g} \right) \right| \quad (3)$$

2 AEPS 调制方式及其时域稳态分析

2.1 AEPS 调制方式

根据现有研究, 图腾柱 DAB AC-DC 变换器常用的调制策略为 EPS 调制^[9], 如图 4a 所示为 EPS 调制的典型波形, 其中 D_0 为 S_1 、 Q_4 间的外移相角, 用来控制传输功率; D_2 为 Q_1 、 Q_3 间的内移相角, 在文献[9]中用来优化变换器零电压软开关 (Zero Voltage Switching, ZVS) 范围。为了进一步增加图腾柱 DAB AC-DC 变换器的调制自由度, 在不改变电感一次电压 v_{ab} 波形的前提下, 通过在 EPS 调制的基础上引入非对称调制, 如图 4b 所示。

此时 $D_1 + D_2 \neq 0.5$, 而使原有的两个调制变量 D_0 、 D_2 增加到 3 个 D_0 、 D_1 和 D_2 。这意味着所提出的 AEPS 调制拥有更多的优化空间, 基于 AEPS 调制方式的优化调制策略研究是本文的主要内容。

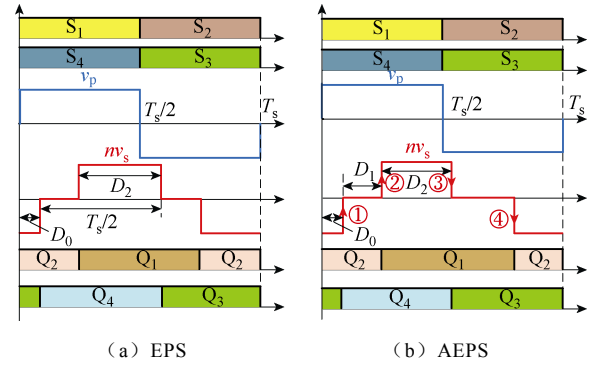
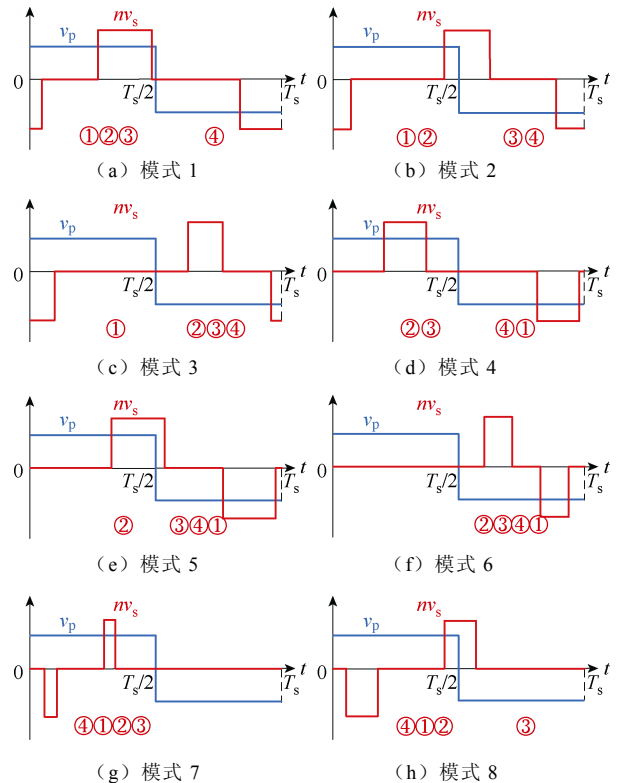


图 4 EPS 与 AEPS 调制波形

Fig.4 EPS and AEPS modulated waveforms

2.2 工作模式

建立变换器的稳态分析模型是优化调制策略的基础。本文选择时域分析法来建立 AEPS 下 DAB 变换器的时域稳态模型。利用时域分析法建模的第一步就是需要对 AEPS 调制的工作模式进行划分, 从而确定不同工作模式下的电感两端电压波形。AEPS 调制正向功率传输下所有工作模式如图 5 所示, 考虑二次电压电平变化时刻①②③④所处区间的排列组合, 可以得到在正向功率传输下的九种工作模式。而对于模式 3、6、7、8 和 9, 由于电感两端电压乘积 $v_{ab}v_{cd} < 0$ 的区间较长, 在该区间内功率存储在电感 L_s 中, 而不能直接传输到二次侧, 这将增加电感电流峰值, 进而增加变换器损耗, 因此选择模式 1、2、4 和 5 作为 AEPS 调制的工作模式。



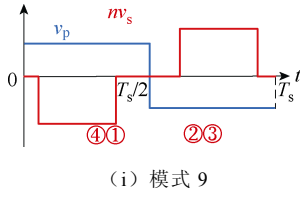


图 5 AEPS 调制正向功率传输下所有工作模式
Fig.5 All operating modes under AEPS modulated forward power transfer

2.3 时域稳态分析

建立不同工作模式的时域稳态模型过程一致，现以 AEPS 调制的模式 4 为例，其典型工作波形如图 6 所示。建立该模式下的时域稳态分析。

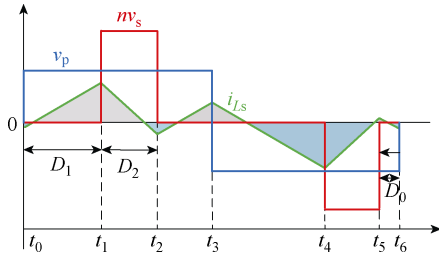


图 6 AEPS 调制模式 4 的典型工作波形
Fig.6 Typical waveforms of AEPS modulation mode 4
电感电流 $i_{Ls}(t)$ 表示为

$$i_{Ls}(t) = \begin{cases} i_{Ls}(t_0) + \frac{v_p}{L_s}(t-t_0) & t \in [t_0, t_1) \\ i_{Ls}(t_1) + \frac{v_p - nv_s}{L_s}(t-t_1) & t \in [t_1, t_2) \\ i_{Ls}(t_2) + \frac{v_p}{L_s}(t-t_2) & t \in [t_2, t_3) \\ i_{Ls}(t_3) + \frac{-v_p}{L_s}(t-t_3) & t \in [t_3, t_4) \\ i_{Ls}(t_4) + \frac{nv_s - v_p}{L_s}(t-t_4) & t \in [t_4, t_5) \\ i_{Ls}(t_5) + \frac{-v_p}{L_s}(t-t_5) & t \in [t_5, t_6] \end{cases} \quad (4)$$

对于移相调制，考虑变压器的偏磁问题，需要引入式 (5)，即电感电流 i_{Ls} 在一个开关周期内的积分为 0。

$$\int_0^{T_s} i_{Ls}(t)dt = 0 \quad (5)$$

将式 (5) 代入式 (4)，便可求得一个开关周期内的电感电流初值 $i_{Ls}(t_0)$ ，进而可以求得各时刻的电感电流值及其在一个开关周期内的平均传输功率电流值 i_{DAB} 。定义电压增益 M 及电流基准 i_{base} 分别为

$$M = \frac{nv_s}{v_p} = \frac{nV_0}{2|v_g|} \quad (6)$$

$$i_{base} = \frac{v_p}{L_s f_s} = \frac{2V_g |\sin(\omega t)|}{L_s f_s} \quad (7)$$

则归一化后的 $i_{Ls}^*(t_0)$ 和 i_{DAB}^* 分别为

$$i_{Ls}^*(t_0) = M(D_2 - D_2^2 - D_1 D_2) - 0.25 \quad (8)$$

$$\begin{aligned} i_{DAB}^* &= \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\frac{T_s}{2}} i_{Ls}(t)dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{T_s} -i_{Ls}(t)dt \right) \\ &= i_{Ls}^*(t_0) + MD_2(2D_1 - 2D_0 + D_2 - 1) + 0.25 \\ &= MD_2(D_1 - 2D_0) \end{aligned} \quad (9)$$

由式 (9) 可知，电感电流初值 $i_{Ls}(t_0)$ 会影响一个开关周期内的平均传输功率电流值 i_{DAB} 大小。而传统移相调制直接应用于 DAB AC-DC 变换器存在的初值耦合问题，进而影响 i_{DAB} 的控制精度，以及网侧电流 i_g 的波形质量。因此有必要在所提出的 AEPS 调制中引入初值约束以实现初值解耦。

另外与 EPS 调制不同的是，由于 AEPS 调制的非对称性，造成其电感电流的非对称性。根据电压增益 M 与移相角之间的关系，在模式 4 下的电感电流峰峰值满足

$$I_{pp}^* = \begin{cases} 0.5 - D_0 - D_2 & MD_2 \leq 0.5 - D_1 + D_0 \\ D_1 - 2D_0 - D_2 + D_2 M & MD_2 > 0.5 - D_1 + D_0 \end{cases} \quad (10)$$

同理可以建立其他工作模式的时域稳态模型，结果见表 1。由表 1 中模式 1、2、4 和 5 的解析表达式和不同工作模式的移相角范围，可以通过遍历的方法得到 AEPS 调制各模式全工作域下电感电流峰峰值 I_{pp} 的取值，如图 7 所示。由图 7 可得，模式 4 在低功率段的电流峰值最小，而模式 2 的传输功率范围最大。因此在低功率段选择模式 4，在高功率段选择模式 2。

3 AEPS 优化调制策略求解及其仿真验证

3.1 AEPS 优化调制

对于 DAB 变换器，损耗一般包括开关损耗、导通损耗和磁心损耗。相同工况下磁心损耗差别不大，因此通常将开关损耗或导通损耗设为优化目标。而对于单级式 DAB AC-DC 变换器，需要额外引入电感电流初值约束来优化开环 PFC 下的并网电流质

表 1 各工作模式时域稳态模型

Tab.1 Time-domain steady state model for each operating mode

工作模式	工作模式约束	传输功率电流 i_{DAB}^*	电感电流峰峰值 I_{pp}^*
模式 1	$\begin{cases} 0 < D_2 - D_0 \\ D_0 + D_1 + D_2 \leq 0.5 \\ 0.5 < 1 + D_0 - D_2 \end{cases}$	$M(-D_0^2 + 2D_0D_2 + D_1D_2)$	$\begin{cases} 0.5 + D_0 - D_2 & MD_2 \leq 0.5 - D_1 - D_0 \\ D_1 + 2D_0 - D_2 + D_2M & MD_2 > 0.5 - D_1 - D_0 \end{cases}$
模式 2	$\begin{cases} 0 < 1 - D_1 - 2D_2 \\ 0 < D_2 - D_0 \\ D_0 + D_1 + D_2 \leq 0.5 \\ 0.5 < 1 + D_0 - D_2 \end{cases}$	$M(D_0 + D_1 + D_2 - 2D_0^2 - 2D_0D_1 - D_1^2 - D_1D_2 - D_2^2 - 0.25)$	$D_1 + 2D_0 - D_2 + D_2M$
模式 4	$\begin{cases} 0 < D_1 - 2D_0 \\ D_1 + D_2 - D_0 \leq 0.5 \\ 0.5 < 1 - D_0 - D_2 \end{cases}$	$MD_2(D_1 - 2D_0)$	$\begin{cases} 0.5 - D_0 - D_2 & MD_2 \leq 0.5 - D_1 + D_0 \\ D_1 - 2D_0 - D_2 + D_2M & MD_2 > 0.5 - D_1 + D_0 \end{cases}$
模式 5	$\begin{cases} 0 < 1 - D_1 - 2D_2 \\ 0 < D_1 - 2D_0 \\ D_1 - D_0 < 0.5 \\ 0.5 \leq D_1 + D_2 - D_0 \end{cases}$	$M(D_1 + D_2 + 2D_0D_1 - D_0^2 - D_0 - D_1^2 - D_1D_2 - D_2^2 - 0.25)$	$\begin{cases} D_1 - D_0 & MD_2 \leq D_2 + D_0 \\ D_1 - 2D_0 - D_2 + D_2M & MD_2 > D_2 + D_0 \end{cases}$

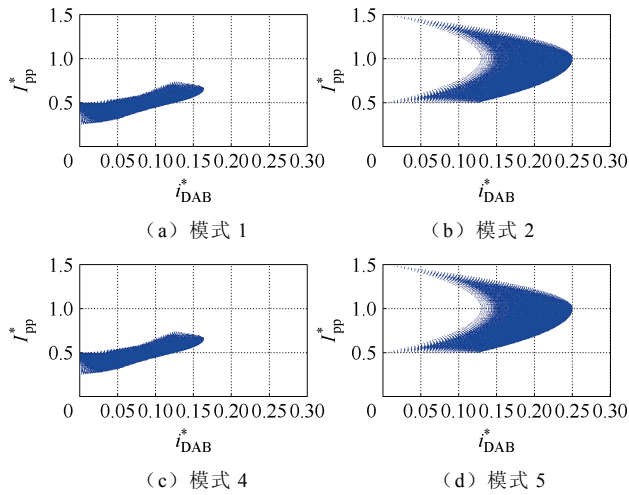


图 7 $M=2$ 时各模式 I_{pp}^* 取值

Fig.7 All the I_{pp}^* for each mode at $M=2$

量^[13], 因此无法以 ZVS 范围为优化目标。故在本节中, 选择导通损耗作为优化目标。导通损耗的优化可以等效为电感电流有效值的优化。然而, 电流有效值计算较为复杂, 不利于优化求解, 考虑到电感电流峰峰值与其有效值的单调性相同^[11], 本节将电感电流峰峰值作为优化目标。

以低功率段的优化调制策略求解为例, 由上述分析可知, 低功率段的工作模式为 AEPS 调制模式 4。在模式 4 下以最小电感电流峰峰值为优化目标, 引入 PFC 下的传输功率电流约束, 引入电感电流初值 $i_{Ls}^*(t_0) = 0$ 的电流初值解耦约束, 同时考虑模式 4

下工作模式的移相角间的不等式约束。根据模式 4 的时域稳态分析模型, 上述问题可转化为

$$\begin{cases} \min & I_{pp}^* = D_1 - 2D_0 - D_2 + D_2M \text{ or} \\ & I_{pp}^* = 0.5 - D_0 - D_2 \\ \text{st.} & i_g^* - 2MD_2(D_1 - 2D_0) = 0 \\ & i_{Ls}^*(t_0) = 0 \\ & -D_0 \leq 0 \\ & -D_1 \leq 0 \\ & -D_2 \leq 0 \\ & 2D_0 - D_1 \leq 0 \\ & D_1 + D_2 - D_0 - 0.5 \leq 0 \end{cases} \quad (11)$$

拉格朗日算法和 KKT 条件^[12]是求解上述等式约束与不等式约束下最优化问题的常用方法, 根据式 (11) 建立相应的拉格朗日方程, 求解得到低功率段下模式 4 的调制变量 D_0 、 D_1 和 D_2 的优化解析表达式。

当 $MD_2 \leq 0.5 - D_1 + D_0$ 时, 有

$$\begin{cases} D_2 = \sqrt{\frac{1 - 2i_g^*}{4M(2M - 1)}} \\ D_1 = 1 - D_2 - \frac{1}{4MD_2} \\ D_0 = 0.5 - 0.5D_2 - \frac{1 + 2i_g^*}{8MD_2} \end{cases} \quad (12)$$

当 $MD_2 > 0.5 - D_1 + D_0$ 时, 有

$$\begin{cases} D_2 = 0.5 - \sqrt{\frac{M-1-2i_g^*}{4M}} \\ D_1 = 1 - D_2 - \frac{1}{4MD_2} \\ D_0 = 0 \end{cases} \quad (13)$$

同理, 在高功率段下 AEPS 调制模式 2 的调制变量 D_0 、 D_1 和 D_2 的优化解为

$$\begin{cases} D_2 = 0.5 - (M-1) \sqrt{\frac{M-4i_g^*}{4M(M^2-2M+2)}} \\ D_1 = 0.5 - D_2 \\ D_0 = 0.25 - M \sqrt{\frac{M-4i_g^*}{16M(M^2-2M+2)}} \end{cases} \quad (14)$$

此外, 根据不同模式切换的临界条件, 得到高低功率段切换的临界电流值为

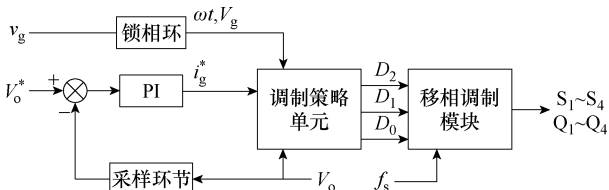
$$i_{g-cri}^* = \frac{M-1}{2M} \quad (15)$$

上述优化求解得到了调制变量 D_0 、 D_1 和 D_2 解析表达式 (12) ~ 式 (14)。三个移相角是由一个工频周期内的电压增益 M 和输入电流 i_g^* 实时计算得到的, 而不是电流闭环的输出。因此, 可以通过开环计算实现 PFC 的功能。图 8 显示了 AEPS 移相调制方案下的控制框图和流程。其中, 电压增益 M 可以通过电压采样并计算得到, 而输入电流给定值为

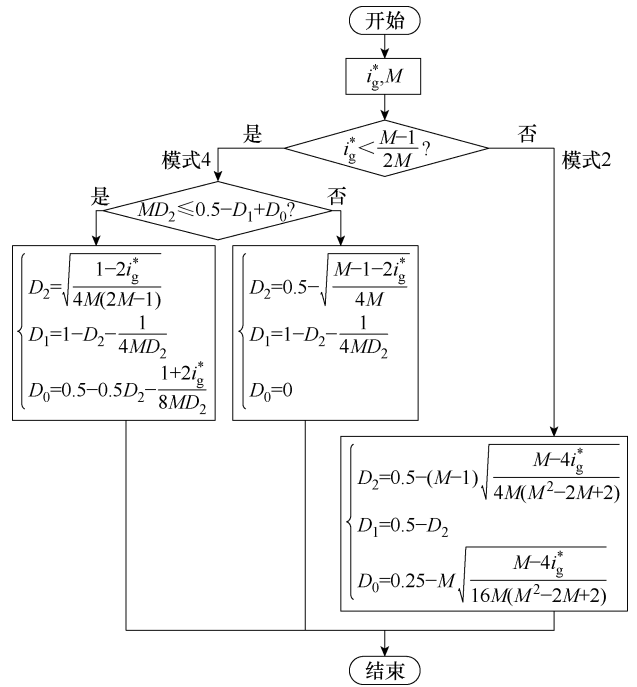
$$i_g^* = \frac{i_g}{i_{base}} = \frac{I_g |\sin(\omega t)|}{i_{base}} = \frac{I_g}{V_g / (L_s f_s)} \quad (16)$$

变换器输入电流 i_g 幅值的大小由电压闭环的输出给定。

根据图 8 所示的 AEPS 优化调制策略流程, 可以计算得到不同输入电流幅值给定时的调制变量 D_0 、 D_1 和 D_2 。由于正负半周电压电流的对称性, 其在正负半个工频周期内的变化是相同的。图 9 所示为电流幅值 $I_g=6\text{ A}$ 和 $I_g=10\text{ A}$ 时, 在半个工频周期内 AEPS 优化调制三个移相角的变化曲线。当 $I_g=6\text{ A}$ 时, 一直处于低功率段, 此时工作在模式 4;



(a) 闭环控制框图

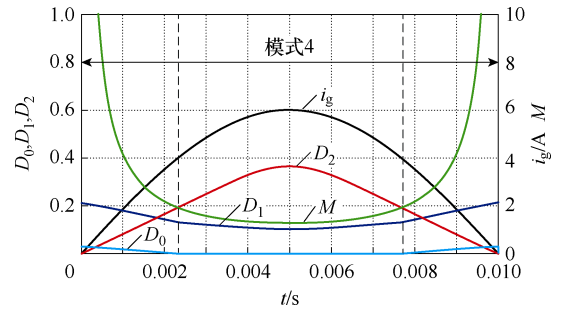


(b) AEPS 优化调制策略流程

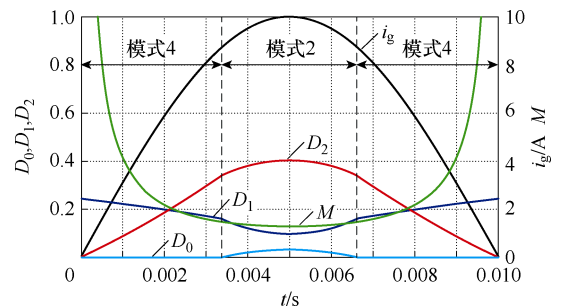
图 8 变换器的控制框图及调制策略流程

Fig.8 Control block diagram of the converter

当 $I_g=10\text{ A}$ 时, 随着传输功率电流的增加, 由低功率段转向高功率段, 此时工作模式发生模式 4 向模式 2 的转变。由于不同模式间的移相角是连续变化的, 因此可以实现两种工作模式的无缝切换。



(a) 电网电流幅值 $I_g=6\text{ A}$



(b) 电网电流幅值 $I_g=10\text{ A}$

图 9 半工频周期下 AEPS 三移相角曲线

Fig.9 AEPS three phase angle curves at half line cycle

3.2 仿真分析

根据表 2 仿真和实验参数,借助 Matlab/Simulink 对图腾柱 DAB AC-DC 变换器进行仿真建模,在该模型下完成了对传统移相调制策略与所提出的 AEPS 优化调制仿真结果的分析。

表 2 仿真和实验参数

Tab.2 Simulation and experimental parameters

参数	数值(型号)
电网电压幅值 V_g/V	155.5
工频频率 f_g/Hz	50
输出电压 V_o/V	400
开关频率 f_s/kHz	100
开关管	SCT3060AL
输入电容 $C_i/\mu F$	3
变压器电压比 n	1:1
变压器漏感 $L_s/\mu H$	60
额定功率 P_o/W	800
网侧电感 L_g/mH	1.5
电压闭环 K_p	0.2
电压闭环 K_i	0.002

为了验证引入的电感电流初值约束,即约束 $i_{Ls}(t_0)=0$ 以优化并网电流质量的可行性,本节在图腾柱 DAB AC-DC 变换器中分别采用了 SPS 调制与 APES 优化调制策略。图 10 所示为 $I_g=6 A$ 时在 SPS 调制下的仿真波形,此时并网电流总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 为 9.15%,电流畸变严重,且实际电流幅值 $I_g=5.702 A$,与给定值之间存在误差。由图 10d 可知,在 SPS 调制下由于

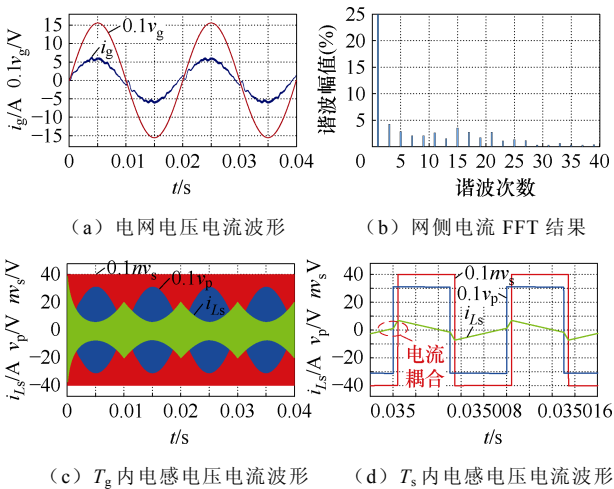


图 10 $I_g=6 A$ 时 SPS 调制策略仿真波形

Fig.10 Simulation waveforms of SPS modulation strategy at $I_g=6 A$

电感电流初值耦合的问题而使电感电流实际值与理论值之间存在误差,进而影响电感电流控制的精确性从而使并网电流发生畸变。

图 11 所示为 $I_g=6 A$ 时在 AEPS 优化调制下的仿真波形,此时并网电流 THD=3.42%,实际电流幅值 $I_g=6.036 A$ 。由图 11d 所示开关周期内的电感电流波形可知,AEPS 调制引入了电感电流初值约束,使每个开关周期的电感电流初值 $i_{Ls}(t_0)=0$,从而实现了相邻开关周期内的电流解耦,保证了对各开关周期传输平均电流的精确控制,从而提升了并网电流质量。

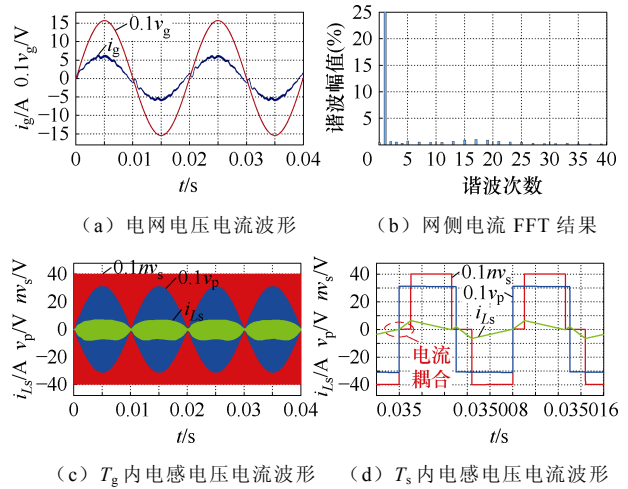


图 11 $I_g=6 A$ 时 AEPS 优化调制策略仿真波形

Fig.11 Simulation waveforms of AEPS optimized modulation strategy at $I_g=6 A$

AEPS 优化调制引入初值解耦约束的同时,还进行了电感电流峰峰值优化。如图 12 所示为各开关周期电感电流峰峰值 I_{pp} 在半个工频周期内的变化,相比传统的 SPS 调制以及 EPS 调制,所提出的 AEPS 优化调制策略在全功率段范围内都降低了电感电流的峰峰值。同时为了验证所提出的 AEPS 优化调制策略对电感电流有效值 I_{RMS} 的优化,图 13 给出了相同功率下不同调制策略的 I_{RMS} 曲线。

由图 13 可知,虽然在优化求解时以电感电流峰

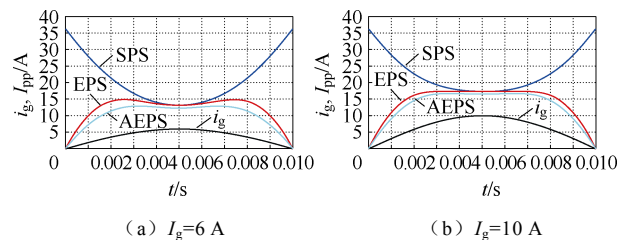


图 12 同功率下 SPS、EPS^[9]与 AEPS 的 I_{pp} 对比

Fig.12 I_{pp} comparison between SPS、EPS^[9] and AEPS under the same power

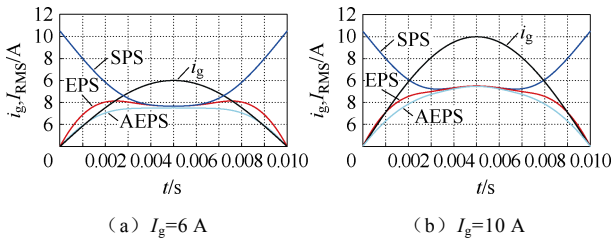


图 13 同功率下 SPS、EPS^[9]与 AEPS 的 I_{RMS} 对比

Fig.13 I_{RMS} comparison between SPS、EPS^[9] and AEPS under the same power

峰值 I_{pp} 为优化目标,但是所提出的优化调制策略同样降低了全功率段的电感电流有效值 I_{RMS} 。

由上述仿真结果可知,相对传统的移相调制策略,所提出的 AEPS 优化调制策略可以实现优化并网电流质量的同时,在全功率段降低了电感电流有效值 I_{RMS} ,从而提升了变换器效率。

3.3 ZVS 分析

为了验证变换器 ZVS 的实现情况,本节对所提出的 AEPS 优化调制策略下开关管的 ZVS 实现进行了分析。为了实现 ZVS,电感电流除了方向满足要求外,其大小也必须足够大,以在桥臂开关管开通前对其漏-源极电容 C_{oss} 进行完全放电。临界 ZVS 电流 I_{ZVS} 计算式为

$$I_{ZVS} = \sqrt{\frac{2W_{Coss}}{L}} = \sqrt{\frac{2 \int C_{oss}(V_{DS})V_{DS}dV_{DS}}{L}} \quad (17)$$

式中, V_{DS} 为开关管漏-源极电压应力; W_{Coss} 为 C_{oss} 电容完全放电时所释放的能量,其大小可由开关管 SCT3060AL 数据表中 $C_{oss}-V_{DS}$ 曲线计算得到, L 为换向所涉及电感。当 $L=L_s=60 \mu H$ 时,开关管的临界 ZVS 电流 I_{ZVS} 和 V_{DS} 之间的关系可以计算出来并绘制如图 14 所示。

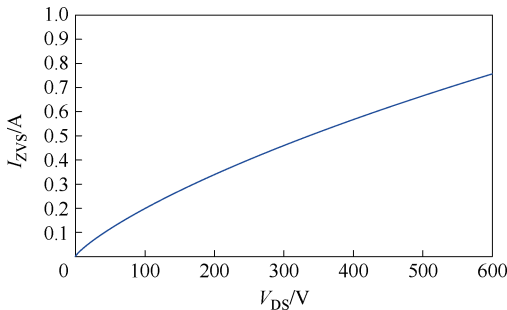


图 14 $I_{ZVS}-V_{DS}$ 变化曲线

Fig.14 $I_{ZVS}-V_{DS}$ variation curve

特别地,如果开关管开通时刻电流方向满足 ZVS 要求但小于 I_{ZVS} ,此时开关管的寄生电容 C_{oss} 在导通前只能部分放电,那么只能实现部分 ZVS。

定义各开关管的电流方向向下,则可以得到 AEPS 调制下各开关管开通时刻电流见表 3。根据表 3 中表达式可以得到 AEPS 优化调制策略下变换器 ZVS 实现情况如图 15 所示。

表 3 各开关管开通时刻电流

Tab.3 Current at turn-on time of each switch

工作模式	开关管 $S_1 \sim S_4$	开关管 $Q_1 \sim Q_4$
模式 2	$\begin{cases} i_{S1} = i_{Ls}(t_0) - i_{Lg}(t_0) \\ i_{S2} = i_{Lg}(t_3) - i_{Ls}(t_3) \\ i_{S3} = -i_{Ls}(t_3) \\ i_{S4} = i_{Ls}(t_0) \end{cases}$	$\begin{cases} i_{Q1} = -ni_{Ls}(t_2) \\ i_{Q2} = ni_{Ls}(t_5) \\ i_{Q3} = ni_{Ls}(t_4) \\ i_{Q4} = -ni_{Ls}(t_1) \end{cases}$
模式 4	$\begin{cases} i_{S1} = i_{Ls}(t_0) - i_{Lg}(t_0) \\ i_{S2} = i_{Lg}(t_3) - i_{Ls}(t_3) \\ i_{S3} = -i_{Ls}(t_3) \\ i_{S4} = i_{Ls}(t_0) \end{cases}$	$\begin{cases} i_{Q1} = -ni_{Ls}(t_1) \\ i_{Q2} = ni_{Ls}(t_4) \\ i_{Q3} = ni_{Ls}(t_2) \\ i_{Q4} = -ni_{Ls}(t_5) \end{cases}$

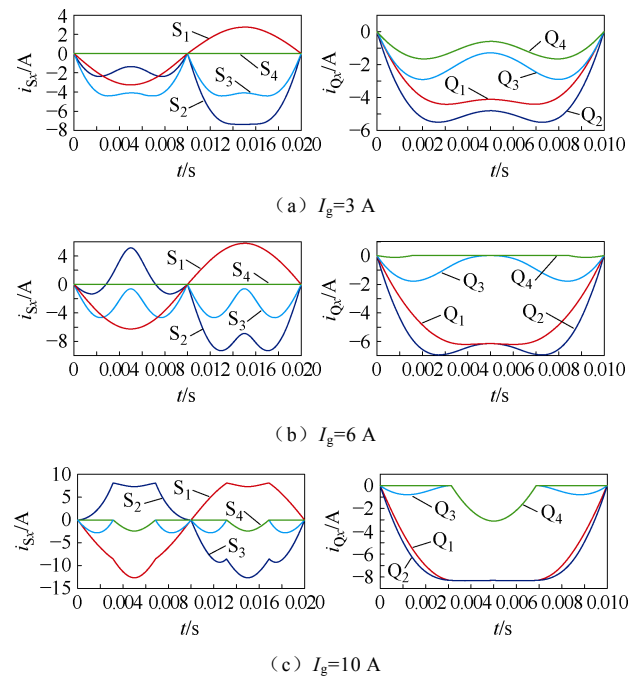


图 15 AEPS 优化调制策略下变换器 ZVS 实现情况

Fig.15 Converter ZVS implementation with AEPS

由图 15 可知,开关管 $S_1、S_2$ 的 ZVS 实现主要取决于网侧电流 i_g ; 正半工频周期, S_1 可以实现 ZVS、 S_2 硬开通;在负半工频周期, S_2 可以实现 ZVS、 S_1 硬开通。开关管 $S_3、S_4、Q_1 \sim Q_4$ 在正负半周期的 ZVS 情况具有对称性,以正半工频周期为例。 S_3 和 $Q_1 \sim Q_3$ 在全功率段均可实现 ZVS; S_4 在中低功率段均为硬开通,只有在高功率段可实现 ZVS; Q_4 在中功率段为硬开通,其他工况可实现 ZVS。

综上所述,尽管所提出的 AEPS 优化调制策略

没有以 ZVS 实现范围为优化目标, 变换器在 AEPS 调制下至少 5 个开关管可以同时实现 ZVS 或部分 ZVS。

4 实验验证

为了验证上述提出的 AEPS 优化调制策略理论分析与仿真结果的正确性。根据表 2 中所示参数, 搭建了一台额定功率 800 W 的图腾柱 DAB AC-DC 变换器实验样机, 如图 16 所示。

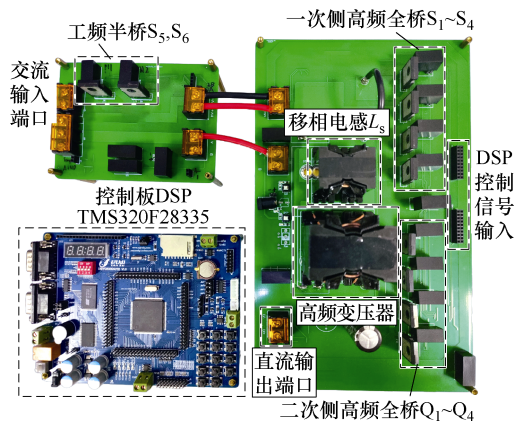
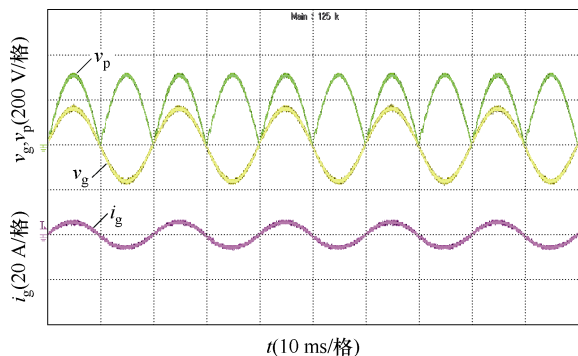


图 16 实验样机

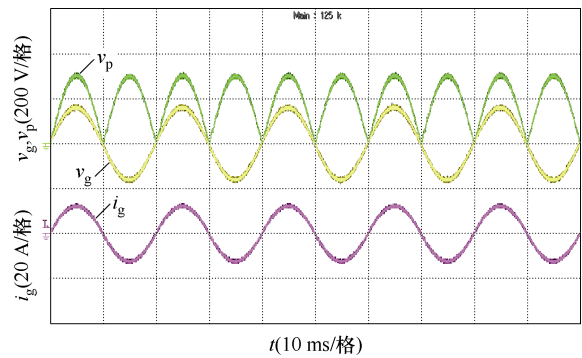
Fig.16 Experimental prototype

该样机由 1 个工频半桥和 DAB 一次、二次侧 4 个高频半桥模块构成的主电路、移相电感、高频变压器、交流侧输入电感、输出电解电容、采样电路、DSP28335 控制系统和辅助电源等模块组成。

为了验证变换器在稳态工作时网侧电压电流波形的正确性, 测试了变换器在 AEPS 优化调制下输出功率分别为 400 W 和 800 W 时的交流输入电压电流波形, 如图 17 所示。由上向下分别为后端 DAB 的输入电压 v_p 、交流输入电压 v_g 和输入电流 i_g 。当输出功率为 400 W 时, 电网电流 i_g 的 THD=4.87%, 功率因数 (Power Factor, PF) 为 0.999; 当输出功率为 800 W 时, 电网电流 i_g 的 THD=2.63%, PF=0.999。



(a) $P_o=400\text{ W}$

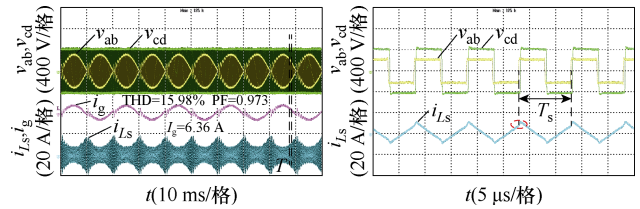


(b) $P_o=800\text{ W}$

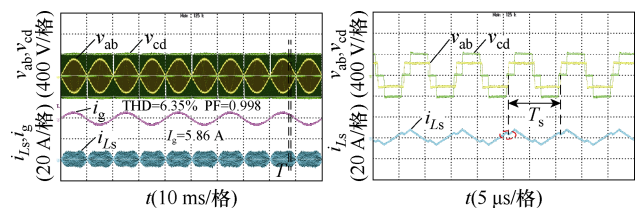
图 17 不同功率等级下的变换器电压和电流波形
Fig.17 Steady-state waveforms of converter voltage and current at different output powers

均满足并网电流质量及功率因数要求。由此可知, 变换器在 AEPS 优化调制策略下的开环 PFC 的电流质量优良。

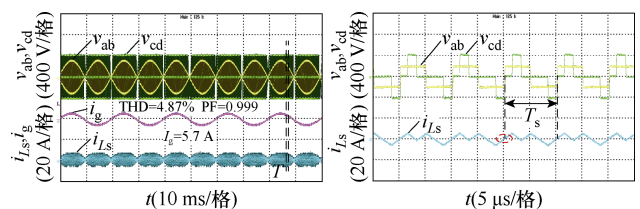
为了对比分析 AEPS 调制相比传统的 SPS、EPS 调制在 THD 和效率等方面的优势。图 18 和图 19 分别给出了输出功率 $P_o=400\text{ W}$ 和 $P_o=800\text{ W}$ 时变换器在 SPS、EPS 与 AEPS 调制下工频周期与开关周期内的稳态波形。



(a) SPS 调制下工频周期与开关周期内稳态波形



(b) EPS 调制下工频周期与开关周期内稳态波形



(c) AEPS 调制下工频周期与开关周期内稳态波形

图 18 $P_o=400\text{ W}$ 时 SPS、EPS 与 AEPS 调制下的变换器稳态波形

Fig.18 Steady-state waveforms of the converter under SPS, EPS and AEPS modulation at $P_o=400\text{ W}$

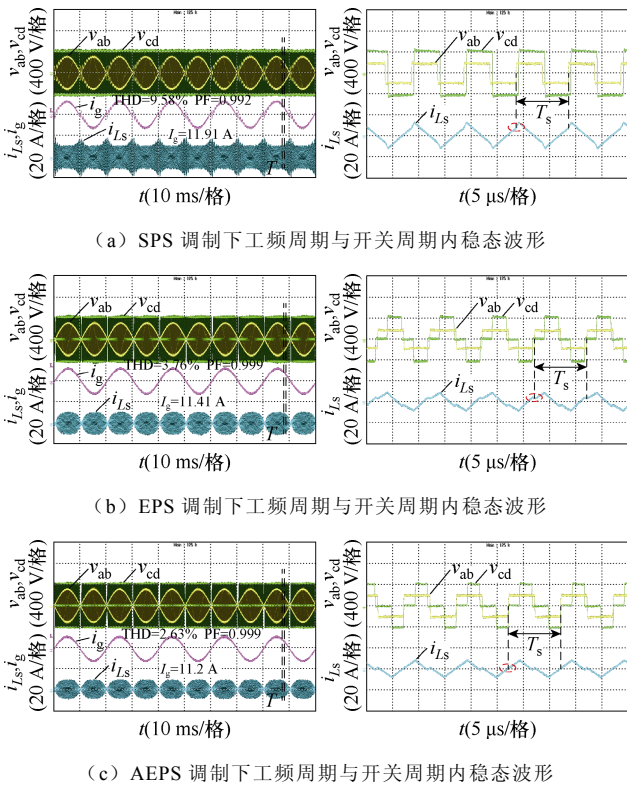


图 19 $P_o=800\text{W}$ 时 SPS、EPS 与 AEPS 调制下的变换器稳态波形

Fig.19 Steady-state waveforms of the converter under SPS, EPS and AEPS modulation at $P_o=800\text{W}$

在 $P_o=400\text{W}$ 时, SPS 调制下: $I_g=6.36\text{A}$, THD=15.98%, PF=0.973; EPS 调制下: $I_g=5.86\text{A}$, THD=6.35%, PF=0.998; AEPS 调制下: $I_g=5.7\text{A}$, THD=4.87%, PF=0.999。

在 $P_o=800\text{W}$ 时, SPS 调制下: $I_g=11.91\text{A}$, THD=9.58%, PF=0.992; EPS 调制下: $I_g=11.41\text{A}$, THD=3.76%, PF=0.999; AEPS 调制下: $I_g=11.2\text{A}$, THD=2.63%, PF=0.999。

由电感电流 i_{Ls} 实验波形可知, $P_o=400\text{W}$ 和 800W 时, AEPS 调制下的电感电流峰峰值均小于相同功率下的 SPS 与 EPS 调制。且由 SPS、EPS 和 AEPS 调制开关周期内的电感电流 i_{Ls} 实验波形可知, AEPS 调制下各开关周期的电感电流初值 $i_{Ls}(t_0)=0$, 即实现了相邻开关周期的电流初值解耦。上述实验波形均与理论分析及仿真结果一致。

AEPS 调制开关周期内的电感两端电压及电流波形如图 20 所示, 将工频周期内 T_1 、 T_2 区间的稳态波形放大至开关周期, 可以得到变换器在 AEPS 调制模式 4 和模式 2 两种工作模式下开关周期内的移相电感一次、二次电压和电流波形, 其一次电压 v_{ab} 为两电平方波, 二次电压 v_{cd} 为三电平波形, 与

理论分析一致。电感电流 i_{Ls} 在两种模式下的波形与理论分析与仿真结果一致, 在模式 4 下, 各开关周期内的电感电流波形初值为 0, 实现了电感电流的初值解耦, 从而实现了电感电流的精确控制, 优化了并网电流质量。在模式 4 与模式 2 下均引入了电感电流峰峰值优化, 使全功率段下电感电流峰峰值最小。且由实验结果可知, 由于求解得到的不同工作模式下的移相角表达式是连续的, 因此实验中不同模式间实现了无缝且平滑的切换。

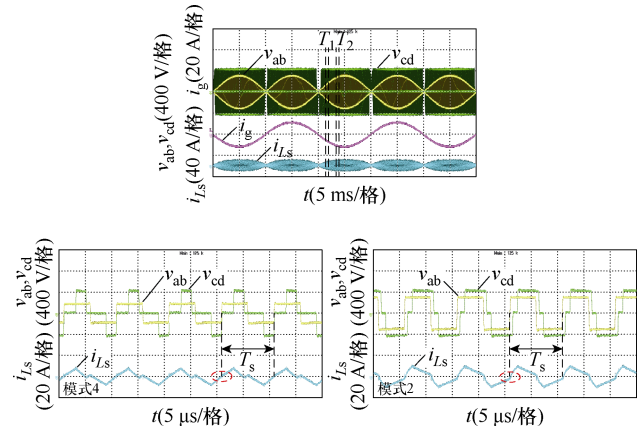


图 20 AEPS 调制开关周期内的电感两端电压及电流波形

Fig.20 Voltage and current waveforms of the inductor during a switching cycle

图 21 所示为采用所提出的 AEPS 调制方案下的变换器 THD 曲线。并与未进行并网电流质量优化的 SPS 与 EPS 调制方案的 THD 结果进行比较。实验结果证明, 由于所提出的 AEPS 调制引入了电感电流初值约束实现电流解耦, 相比 SPS 与 EPS 调制降低了变换器在全功率范围内的 THD, 证明了所提出的 AEPS 调制策略对并网电流质量的提升。

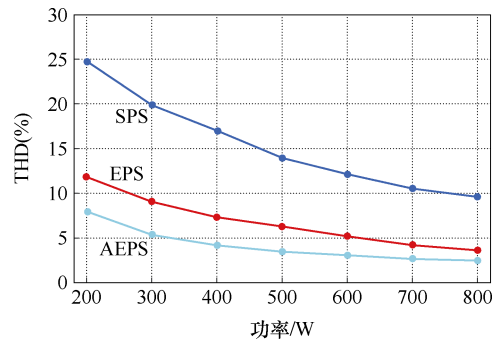


图 21 在 SPS、EPS^[9]与 AEPS 调制下变换器 THD 曲线

Fig.21 Converter THD curves under SPS, EPS^[9] and AEPS modulation

对变换器在不同调制策略下的效率曲线进行了测试, 结果如图 22 所示。在变换器的功率为满载时,

AEPS 调制下的变换器峰值效率达到了 93.5%。相比传统的 SPS 与 EPS 调制,在 200 W 时效率分别提升了 14.7%和 4.6%,在满载时分别提升了 5%和 1.5%。因此,所提出的 AEPS 优化调制策略提升了变换器在全功率范围内的效率。

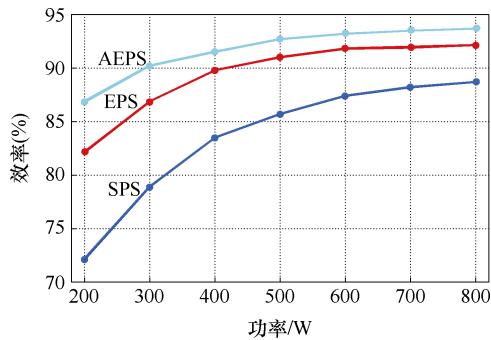


图 22 在 SPS、EPS^[9]与 AEPS 调制下变换器效率曲线
Fig.22 Converter efficiency curves under SPS, EPS^[9] and AEPS modulation

由实验结果可知,所提出的具有三自由度 AEPS 优化调制策略,相比传统的移相调制策略,实现了对变换器并网电流质量与效率的同步提升。在调制策略研究方面进一步挖掘了移相调制策略的自由度,综合优化了变换器的稳态性能。

5 结论

本文针对图腾柱 DAB AC-DC 变换器的特点,在传统 EPS 调制的基础上引入非对称调制,提出了具有三自由度的 AEPS 调制。为了解决 DAB AC-DC 变换器的建模时电感电流初值耦合造成的并网电流畸变问题,在 AEPS 调制中引入了电感电流初值约束,从而优化了开环 PFC 下的并网电流质量。同时,在 AEPS 调制下考虑电感电流峰峰值的优化,对所提出的优化调制策略进行了仿真和实验验证。在 AEPS 优化调制策略下的 800 W 实验样机实现了 93.5%的峰值效率和 2.63%的并网电流 THD,证明了所提出的 AEPS 优化调制策略实现了对变换器并网电流质量和效率的同步提升。说明了 AEPS 调制在图腾柱 DAB AC-DC 变换器上的优越性,这有助于推动该拓扑在 OBC 上的应用。

参考文献

[1] Yilmaz M, Krein P T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5):

2151-2169.

- [2] 晏益朋,余城洋,熊露婧,等.一种基于离散时域模型单相 PWM 整流器控制参数多目标优化设计方法[J].电工技术学报,2024,39(1):206-216.
Yan Yipeng, Yu Chengyang, Xiong Lujing, et al. A multi-objective controller parameter design optimization method of single-phase PWM rectifier with discrete-time domain model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 206-216.
- [3] Li Bin, Li Qiang, Lee F C, et al. A high-efficiency high-density wide-bandgap device-based bidirectional on-board charger[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1627-1636.
- [4] Wang Huai, Blaabjerg F. Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters—an overview[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3569-3578.
- [5] Jeong Y S, Lee S H, Jeong S G, et al. High-efficiency bidirectional grid-tied converter using single power conversion with high-quality grid current[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8504-8513.
- [6] Everts J, Krismer F, Van den Keybus J, et al. Optimal ZVS modulation of single-phase single-stage bidirectional DAB AC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 3954-3970.
- [7] Weise N D, Castelino G, Basu K, et al. A single-stage dual-active-bridge-based soft switched AC-DC converter with open-loop power factor correction and other advanced features[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4007-4016.
- [8] Zhang Yun, Yang Gen, Li Jing, et al. A modulation scheme with full range ZVS and natural power factor correction for bridgeless single-stage isolated AC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 195-205.
- [9] 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):2802-2814,28.
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):

- 2802-2814, 28.
- [10] 邓丹阳, 陈艳慧. 双有源桥直流变换器三电平扩展移相控制下电感电流有效值最优跟踪控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5800-5815.
- Deng Danyang, Chen Yanhui. Optimal tracking control strategy of inductive current RMS for dual active bridge dc converter with three-level extended phase-shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5800-5815.
- [11] Mou Di, Luo Quanming, Li Jia, et al. Five-degree-of-freedom modulation scheme for dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10584-10601.
- [12] 刘赞, 沙金, 邱高峰, 等. 多级离散扩展移相控制双有源桥 DC-DC 变换器的原理、参数设计与性能[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3761-3773.
- Liu Zhan, Sha Jin, Qiu Gaofeng, et al. Principle, parameter design and performance of multistage discrete extended-phase-shift control dual active bridge DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3761-3773.
- [13] Sha Deshang, Zhang Debin, Zhang Jiankun. 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.
- [14] Li Xiaoguang, Wu Fengjiang, Yang Guijie, 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.
- [15] Singh A, Yadav A K, Khaligh A. Steady-state modeling of a dual-active bridge AC-DC converter considering circuit nonidealities and intracycle transient effects[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11276-11287.

作者简介

余城洋 男, 1998 年生, 硕士研究生, 研究方向为高效双向 AC/DC 功率变换器的优化设计。

E-mail: 202111021094t@stu.cqu.edu.cn

罗全明 男, 1976 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子拓扑及控制、电力电子数字设计、宽禁带器件特性及应用等。

E-mail: lqm394@126.com (通信作者)

Asymmetric Extended Phase Shift Optimized Modulation Strategy for Totem Pole Dual Active Bridge AC-DC Converter

Yu Chengyang¹ Li Jia² Yan Yipeng¹ Mou Di¹ Luo Quanming¹

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment Technology School of Electrical Engineering
Chongqing University Chongqing 400044 China

2. School of Automation Chongqing University of Posts and Telecommunications
Chongqing China 400065)

Abstract The single-stage Totem pole dual active bridge (DAB) AC-DC converter has the advantages of low component count, high power density, and low cost, which has a broad application prospect in the field of on-board chargers (OBC). However, in the available research, the traditional single phase shift (SPS) and extended phase shift (EPS) modulation strategies are unable to optimize the quality of grid-connected current and efficiency of the Totem pole DAB AC-DC converter at the same time due to the problem of insufficient modulation degrees of freedom, limiting the further application in on-board chargers.

This paper introduces the asymmetric modulation based on the extended phase shift modulation strategy when the duty cycle of the secondary side switching tubes is no longer 50%. An asymmetric extended phase shift (AEPS) modulation strategy with three degrees of freedom is proposed. Accordingly, a multi-objective optimal modulation strategy is solved by considering the simultaneous optimization of the grid-connected current quality and efficiency of the Totem pole DAB AC-DC converter.

Firstly, the steady-state analytical model of AEPS modulation is established by using the time domain analysis method. The initial value decoupling constraint of the inductor current is considered to optimize the

quality of grid-connected current, and the peak-to-peak inductor current is taken as the optimization objective. According to the Lagrange algorithm and Karush Kuhn Tucker conditions, the above multi-objective optimization problem is transformed into mathematical equations to solve the optimization solution of modulation variables. Matlab simulations show that the inductor current's initial value decoupling and peak-to-peak value optimization are realized under the AEPS optimization modulation strategy. Compared with the SPS and EPS modulation, the proposed AEPS optimization modulation strategy reduces the peak-to-peak and RMS levels of the inductor current in the full power band, which reduces the conduction loss of the converter. Moreover, the optimized solutions in different operating modes under APES modulation are continuous, making seamless switching between different operating modes available.

An experimental prototype of a totem pole DAB AC-DC converter with a rated power of 800 W is constructed. Experimental results show that the converter achieves a peak efficiency of 93.5% under the proposed AEPS optimized modulation strategy, 5% and 14.7% higher than the SPS strategy at full load and light load, respectively; 1.5% and 14.7% higher than the EPS modulation strategy at full load and light load, respectively. The converter's grid-connected current THD is significantly reduced in the full power range, improving its grid-connected current quality. Simulation and experimental results verify the effectiveness of the proposed AEPS-optimized modulation strategy.

Keywords: Totem pole dual active bridge (DAB), AC-DC converter, asymmetric extended phase shift (EPS) modulation, power factor correction, modulation strategy optimization

(编辑 陈 诚)