

# 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

曾进辉<sup>1</sup>,张长威<sup>1</sup>,曹斌<sup>2</sup>,余雪萍<sup>1</sup>,兰征<sup>1</sup>,邹彬<sup>1</sup>,王婷<sup>3</sup>,曹洋<sup>3</sup>

(1. 湖南工业大学 电气与信息工程学院,湖南 株洲 412007;

2. 国网湖南省电力有限公司长沙供电分公司,湖南 长沙 410118;

3. 株洲变流技术国家工程研究中心有限公司,湖南 株洲 412007)

**摘要:**为充分利用双有源桥DC-DC变换器的容量,减小无功功率,提升工作效率,提出一种基于变换器移相控制统一模型的基波环流优化控制策略。通过引入基波移相比对变换器的所有移相控制方式进行统一描述,并采用傅里叶分解法建立全桥交流电压及电感电流的统一模型。该统一模型降低了多控制变量下变换器多模态分析的复杂性,适用于不同移相控制的所有工作模式,具有普适性。基于频域分析法和功率因数角,构建变换器传输功率及无功功率的统一数学模型。在此基础上,提出考虑无功基波分量的环流优化控制策略,并对传导损耗进行建模与分析。该策略简单有效,能够很好地减小变换器无功功率和改善系统效率,更有利于工程实际的应用。搭建了实验平台,对比了所提基波环流优化控制策略与传统移相控制方式下变换器的功率因数及变换效率,仿真和实验结果验证了理论分析的正确性和所提控制策略的可行性。

**关键词:**双有源桥;DC-DC变换器;统一模型;基波优化;功率因数;传输效率

**中图分类号:**TM46

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.202312008

## 0 引言

分布式电源及储能具有供电可靠性高、接入系统方便等优点,成为能源互联网建设的重点,但其需要通过功率转换系统才能接入电网<sup>[1-2]</sup>。双有源桥(dual active bridge, DAB)DC-DC变换器作为功率转换系统的关键单元<sup>[2]</sup>,因具有电气隔离、功率双向流、软开关易实现等优点,被广泛应用于车网互联(vehicle-to-grid, V2G)、分布式电源、不间断供电系统、能源互联网等技术领域<sup>[3-4]</sup>。

DAB变换器控制以移相控制方式为主。移相控制又包括单移相(single phase shift, SPS)、扩展移相(extended phase shift, EPS)、双移相(dual phase shift, DPS)、三移相(triple phase shift, TPS)控制<sup>[5]</sup>。针对上述4种移相控制方式,不少文献对变换器采用分段线性方法、瞬时功率积分等时域分析方法进行建模,并对相关目标进行分析和优化<sup>[6]</sup>。文献[7]分别建立SPS及EPS控制下DAB变换器传输功率的数学模型,分析回流功率产生机理,并提出模型预测

控制和梯度下降算法(model predictive control and gradient descent algorithm, MPC-GD)结合的控制策略对其优化;文献[8]使用时域建模方法分析了DPS控制下DAB变换器软开关约束及功率特性,分别对电流应力及回流功率进行优化;文献[9]针对DPS控制下变换器的电流应力和回流功率问题,建立二者的时域权重优化函数,并提出动态矩阵控制的电压预测控制方法来改善动态响应;文献[10]通过建立DAB变换器统一的三移相控制模型,采用KKT(Karush-Kuhn-Tucker)条件对电流应力进行优化,提高变换器效率;文献[11]给出TPS控制下DAB变换器无功电流及功率和功率因数的统一时域定义,提出全局功率因数优化移相调制策略,但模型较为复杂。

上述文献的建模或优化均在时域内进行分段分析,分别讨论负载、电压转换比等不同条件下的详细运行模式。随着控制自由度的提高,模型的时域分段较多且表达式复杂,加大了最优运行点确定及控制器数字化实现的难度<sup>[12]</sup>。针对这类问题,构建适用于不同移相控制方式的统一模型尤为必要。傅里叶分解方法可将复杂的时域分析问题转化为频域分析问题,极大地简化了时域分析的计算过程。文献[13]采用广义傅里叶分解方法建立DAB变换器全阶连续时间平均模型进行动态分析,准确预测小信号频率响应;文献[14]采用傅里叶分解方法将DAB变换器的动态方程转换为稳态相量形式,推导出适用3种移相控制的统一复功率模型,得到变换器功率分区。上述文献只是给出开关函数的傅里叶级

收稿日期:2023-03-25;修回日期:2023-08-18

在线出版日期:2023-12-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52377185);湖南省自然科学基金资助项目(2021JJ50059);湖南省教育厅科学研究项目(22C0322)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (52377185), the Natural Science Foundation of Hunan Province (2021JJ50059) and the Scientific Research Projects of Hunan Provincial Department of Education (22C0322)

数,分别建立广义平均模型和统一相量模型,但未建立电压、电流及功率的统一模型,没有对无功功率进行优化。无功功率的存在会增大DAB变换器的容量,产生功率损耗,降低工作效率<sup>[15]</sup>。

为解决DAB变换器在不同移相控制下,在时域中采用分段线性等传统分析方法建立的数学模型复杂的问题,本文基于傅里叶分解方法建立了变换器的移相控制统一模型<sup>[16]</sup>,给出电压及电流统一表达式。在此基础上,基于频域分析法和功率因数角,构建了变换器的传输功率及无功功率统一数学模型,并提出了基波环流优化控制策略,然后对传导损耗进行了建模与分析。相比而言,本文是通过引入交流电压基波移相比构建的统一模型,物理意义明确,降低了多控制变量下变换器多模态分析的复杂性,具有普适性;所提控制策略简单有效,能够有效地减小变换器无功功率和提高效率,有利于工程实际的应用。最后通过实验验证了理论分析的正确性和所提控制策略的可行性。

## 1 DAB变换器移相控制统一模型

图1为DAB变换器典型主电路拓扑结构,主要由一个变比为 $n:1$ 的高频隔离变压器T和两侧的全桥( $H_1$ 和 $H_2$ )组成, $H_1$ 桥通过串联辅助电感 $L$ 接到变压器一次侧。图中: $S_1$ — $S_4$ 、 $Q_1$ — $Q_4$ 分别为 $H_1$ 、 $H_2$ 桥的功率开关管; $VD_1$ — $VD_8$ 为续流二极管; $V_{in}$ 、 $V_o$ 分别为一次侧输入电压、二次侧输出电压; $C_{in}$ 、 $C_o$ 分别为一、二次侧支撑电容; $v_L(t)$ 、 $i_L(t)$ 分别为辅助电感的电压和电流,并以图1中箭头所示方向为 $i_L(t)$ 的正方向; $v_{H1}(t)$ 、 $v_{H2}(t)$ 分别为 $H_1$ 、 $H_2$ 桥交流侧电压, $v'_{H2}(t)=nv_{H2}(t)$ ; $R_L$ 为负载等效电阻; $I_o$ 为流经负载电阻的电流。由于变压器两侧为两电平或三电平方波交流电压,可用2个方波交流电源 $v_{H1}(t)$ 、 $v'_{H2}(t)$ 与电感的串联将DAB变换器主电路简化为附录A图A1(a)所示的等效电路,又由傅里叶分解及叠加原理可将图A1(a)简化结构的 $k$ 阶分量等效为图A1(b)所示的电路结构。

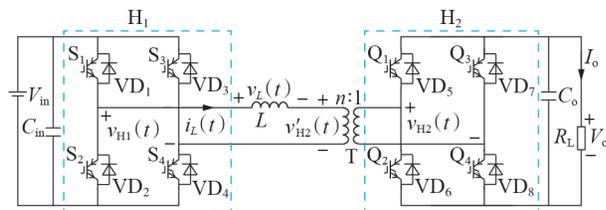


图1 DAB变换器典型拓扑

Fig.1 Typical topology of DAB converter

### 1.1 移相控制统一描述

移相控制是让H桥的上下桥臂开关管触发脉冲反相,各自导通 $180^\circ$ ,而对角桥臂开关管之间引入一

个内移相角, $H_1$ 桥和 $H_2$ 桥对应位置开关管之间引入一个外移相角。如附录A图A2所示,本文定义 $H_1$ 桥超前 $H_2$ 桥为功率传输的正方向,以开关管 $S_1$ 的触发脉冲为参考零相位,定义 $D_1$ 、 $D_{12}$ 、 $D_2$ 分别为开关管 $S_3$ 、 $Q_1$ 、 $Q_3$ 相对于 $S_1$ 之间的移相比,对应的范围分别为 $0 \leq D_1 \leq 1$ 、 $0 \leq D_2 \leq 1$ 、 $-1 \leq D_{12} \leq 1$ 。由附录A图A2可知, $D_1$ 、 $D_2$ 分别为交流电压 $v_{H1}(t)$ 、 $v_{H2}(t)$ 的占空比,因此SPS、EPS、DPS、TPS控制均可采用电压占空比进行统一描述,此处引入方波交流电压的基波分量 $v_{H1(1)}(t)$ 、 $v_{H2(1)}(t)$ 的移相比 $D_f$ ,其范围为 $-1 \leq D_f \leq 1$ 。定义DAB变换器的电压变换比 $q=(nV_o)/V_{in}$ ,当 $q>1$ 时变换器工作在Boost模式,当 $q=1$ 时变换器工作在Match模式,当 $0 < q < 1$ 时变换器工作在Buck模式。本文对DAB变换器工作在Buck模式、正向功率传输的情况(即 $0 < q < 1$ 且 $0 < D_{12} \leq 1$ )进行分析,其他工作情况的分析类似。

在各种移相控制方式下, $D_1$ 、 $D_2$ 及 $D_{12}$ 的大小关系如下:

1)SPS控制时, $D_1=1$ 、 $D_2=1$ 、 $0 < D_{12} \leq 1$ 。

2)EPS控制时, $0 \leq D_1 < 1$ 、 $D_2=1$ 、 $0 < D_{12} \leq 1$ 或 $D_1=1$ 、 $0 \leq D_2 < 1$ 、 $0 < D_{12} \leq 1$ 。

3)DPS控制时, $0 \leq D_1 < 1$ 、 $D_1=D_2$ 、 $0 < D_{12} \leq 1$ 。

4)TPS控制时, $0 \leq D_1 < 1$ 、 $0 \leq D_2 < 1$ 、 $D_1 \neq D_2$ 、 $0 < D_{12} \leq 1$ 。

在上述4种移相控制方式下, $D_f$ 与 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_{12}$ 之间的关系为:

$$D_f = D_{12} + \frac{D_2 - D_1}{2} \quad (1)$$

### 1.2 H桥交流侧电压及电感电流统一模型

针对DAB变换器开关管开通和关断顺序,定义 $H_1$ 桥的开关函数 $s_1(t)$ 、 $H_2$ 桥的开关函数 $s_2(t)$ 如下:

$$s_1(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, D_1 T_{hs}) \\ 0 & t \in [D_1 T_{hs}, T_{hs}) \cup [(1+D_1)T_{hs}, T_s) \\ -1 & t \in [T_{hs}, (1+D_1)T_{hs}) \end{cases} \quad (2)$$

$$s_2(t) = \begin{cases} 1 & t \in [D_{12} T_{hs}, (D_2 + D_{12})T_{hs}) \\ 0 & t \in [0, D_{12} T_{hs}) \cup [(D_2 + D_{12})T_{hs}, (1+D_{12})T_{hs}) \cup [(1+D_2 + D_{12})T_{hs}, T_s) \\ -1 & t \in [(1+D_{12})T_{hs}, (1+D_2 + D_{12})T_{hs}) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $T_s$ 为开关周期; $T_{hs}=T_s/2$ 。

由式(2)、(3)可得 $v_{H1}(t)$ 、 $v'_{H2}(t)$ 为:

$$\begin{cases} v_{H1}(t) = V_{in} s_1(t) \\ v'_{H2}(t) = nV_o s_2(t) \end{cases} \quad (4)$$

根据傅里叶级数,任何周期函数都可以转化为正弦和余弦函数的和,周期为 $T_s$ 的函数展开为傅里叶级数的一般表达式见附录A式(A1)。由式(A1)、(A2), $v_{H1}(t)$ 、 $v'_{H2}(t)$ 经过傅里叶分解可得交流电压统一表达式为:

$$\begin{cases} v_{H1}(t) = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4V_{in} \sin \alpha_k \cos(k\omega_s t - \alpha_k)}{k\pi} \\ v'_{H2}(t) = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{4nV_o \sin \beta_k \cos(k\omega_s t - \alpha_k - \delta_k)}{k\pi} \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $\alpha_k = kD_1\pi/2$ ,  $\beta_k = kD_2\pi/2$ ,  $\delta_k = kD_f\pi$ ;  $\omega_s = 2\pi/T_s$  为交流电压基波分量角频率。

串联辅助电感  $L$  两端电压  $v_L(t)$  的表达式见附录 A 式(A3), 电感电流  $i_L(t)$  的表达式见附录 A 式(A4), 由于 DAB 变换器电感电流具有周期对称性, 并且稳态下电感在周期  $T_s$  内的平均电流为 0, 有:

$$i_L\left(\frac{\pi}{\omega_s}\right) + i_L(0) = 0 \quad (6)$$

结合式(5)、(6)、(A4)可得电感电流  $i_L(t)$  为:

$$i_L(t) = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{2V_{in}T_s}{k^2\pi^2L} [\sin \alpha_k \sin(k\omega_s t - \alpha_k) - q \sin \beta_k \sin(k\omega_s t - \alpha_k - \delta_k)] \quad (7)$$

由式(5)、(7)可知,  $v_{H1}(t)$ 、 $v'_{H2}(t)$  和  $i_L(t)$  只有奇数次倍频分量, 其有效值  $V_{H1rms}$ 、 $V'_{H2rms}$  和  $I_{Lrms}$  的表达式见附录 A 式(A5)。

根据上述分析, 附录 A 图 A3 给出了 TPS 控制下 DAB 的  $H_1$  桥交流侧电压  $v_{H1}(t)$  及电感电流  $i_L(t)$  部分分量随时间变化的情况。由图可知, 各频次分量叠加在一起组成的电压和电流波形与传统分段分析方法得到的波形基本一致, 显然, 基波分量幅值大于其他各次分量。

## 2 DAB 变换器传输功率及无功功率特性

在交流环节, 电感电流与  $H_1$  桥交流侧电压相位相同时, 功率会由输入侧传递至输出侧, 即为传输功率。但也存相位不同的情况, 此时功率会由输出侧传递至输入侧, 这部分能量被称为无功功率或环流功率。根据上述统一模型, DAB 变换器 H 桥交流侧电压及电感电流经过傅里叶分解可等效为无数个正弦交流电源之和的形式, 同频交流电源产生有功功率的同时, 会因为负载性质、电源频率不同等产生无功功率。

### 2.1 传输功率统一表达式

根据三角函数的正交性, H 桥交流侧电压和电感电流相同频率的正弦分量作用才会产生有功功率, 则 DAB 变换器在一个开关周期内的平均传输功率为各同阶电压与电流分量作用产生的有功功率之和。

有功功率  $P$  与电压  $U$ 、电流  $I$  及相位  $\varphi$  的关系为:

$$P = UI \cos \varphi \quad (8)$$

通过三角函数辅助角公式可得附录 B 式(B1), 结合式(7), 可将电感电流  $i_L(t)$  改写为:

$$i_L(t) = \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{2V_{in}T_s}{k^2\pi^2L} \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \sin(k\omega_s t - \alpha_k + \varphi_k) \quad (9)$$

式中:  $\varphi_k = \arctan(b_k/a_k)$ ,  $a_k$  与  $b_k$  如附录 B 式(B2)所示。

由式(8)、(9)可得  $H_1$  桥交流侧电压和电感电流的  $k$  阶分量产生的有功功率  $P_k$  为:

$$P_k = \frac{4V_{in}^2 T_s \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \sin \alpha_k \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_k\right)}{k^3 \pi^3 L} = \frac{4qV_{in}^2 T_s \sin \alpha_k \sin \beta_k \sin \delta_k}{k^3 \pi^3 L} \quad (10)$$

则 DAB 变换器的平均传输功率表达式为附录 B 式(B3)。

为方便分析, 功率基准  $P_B$  取为附录 B 式(B4)。图 2 给出了 SPS 控制下有功功率的部分分量随着基波移相角  $\delta_1$  的变化情况, 各分量均基于式(B4)标么化。图中:  $P^*$  为总的有功功率;  $P_{(1)}^*$ 、 $P_{(3)}^*$ 、 $P_{(5)}^*$ 、 $P_{(7)}^*$  分别为有功功率的基波、3 阶、5 阶、7 阶分量。由图可知, 有功功率基波分量与总的有功功率基本保持一致, 其幅值远大于其他各阶分量的幅值, 并且所有有功分量均关于  $\delta_1 = \pi/2$  对称, 这与有功功率的传统时段分段分析结果一致。因此, 可用基波分量来表示有功功率, 误差可以忽略不计。

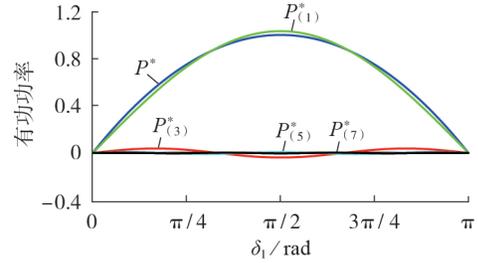


图 2 SPS 控制下有功功率分解

Fig.2 Active power decomposition under SPS control

### 2.2 无功功率统一表达式

$H_1$  桥交流侧电压和电感电流都是由基波正弦分量与无限阶正弦分量合成的非正弦波, 其中电压和电流的同频正弦分量会因为相位差而产生无功功率, 不同频率正弦分量仅产生无功功率。

无功功率  $Q$  与电压  $U$ 、电流  $I$  及相位  $\varphi$  的关系为:

$$Q = UI \sin \varphi \quad (11)$$

由式(5)、(9)、(11), 可得  $H_1$  桥交流侧电压和电感电流的  $k$  阶分量产生的无功功率  $Q_k$  为:

$$Q_k = \frac{4V_{in}^2 T_s \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \sin \alpha_k \sin\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_k\right)}{k^3 \pi^3 L} = \frac{4V_{in}^2 T_s \sin \alpha_k (\sin \alpha_k - q \sin \beta_k \cos \delta_k)}{k^3 \pi^3 L} \quad (12)$$

$H_1$  桥交流侧电压和电感电流不同频率的正弦分量作用仅产生无功功率, 大小为二者有效值之积, 有:

$$Q_{m \neq k} = V_{H1rms(m)} I_{Lrms(k)} = \frac{4V_{in}^2 T_s \sin \alpha_m}{mk^2 \pi^3 L} [\sin^2 \alpha_k + (q \sin \beta_k)^2 - 2q \sin \alpha_k \sin \beta_k \cos \delta_k]^{1/2} \quad (13)$$

式中: $Q_{m \neq k}$ 为H<sub>1</sub>桥交流侧电压的 $m$ 阶分量和电感电流的 $k$ 阶分量产生的无功功率; $V_{H1rms(m)}$ 为H<sub>1</sub>桥交流侧电压 $m$ 阶分量的有效值; $I_{Lrms(k)}$ 为电感电流 $k$ 阶分量的有效值。

DAB变换器的视在功率 $S$ 表达式见附录B式(B5)。可知,当DAB变换器传输的平均功率一定时,无功功率会导致视在功率和电流有效值的增加,进而导致设备和线路容量增大,损耗也将增大,进而降低系统效率。 $Q$ 可定义为附录B式(B6)。

图3给出了SPS控制下无功功率部分分量随基波移相角 $\delta_1$ 的变化曲线,各分量均基于式(B4)标幺化。图中: $Q^*$ 为总的无功功率; $Q_{(1)}^*$ 、 $Q_{(3)}^*$ 分别为无功功率的基波、3阶分量; $Q_{(31)}^*$ 、 $Q_{(51)}^*$ 分别为基波电流与3阶、5阶电压结合产生的无功分量; $Q_{(13)}^*$ 为基波电压与3阶电流结合产生的无功分量。由图可知,在 $[0, \pi]$ 范围内, $Q_{(1)}^*$ 、 $Q_{(4r+1,1)}^*$ 等基波电流引起的无功分量随着 $\delta_1$ 的增大而增大,而 $Q_{(31)}^*$ 、 $Q_{(4r+3,1)}^*$ 等基波电流引起的无功分量随着 $\delta_1$ 的增大而反向增大,其中 $r=1, 2, \dots$ 。基波无功功率与总的无功功率基本保持一致,基波分量的幅值远大于其他各阶分量幅值。

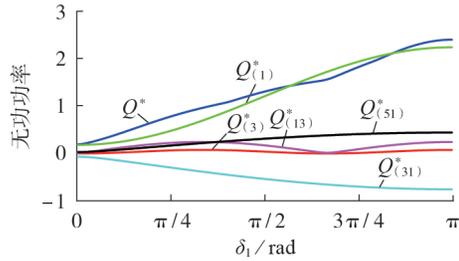


图3 SPS控制下无功功率分解

Fig.3 Reactive power decomposition under SPS control

### 2.3 环流特性统一描述

根据2.2节对DAB变换器无功功率的分析,引入全局功率因数 $\lambda$ 对环流特性进行表达,即:

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (14)$$

由式(14)可知,DAB变换器传输恒定的有功功率,功率因数越大,则无功功率越小,变换器全局功率因数越大,传输效率越高。附录B图B1给出了在4种移相控制下变换器功率因数随着基波移相角 $\delta_1$ 以及 $\alpha_1$ ( $\beta_1$ )的变化曲线,其中 $\delta_1 \in [0, \pi/2]$ 。由图可知:功率因数随着 $\delta_1$ 的增加先增大后减小;多重移相控制下变换器功率因数随移相角 $\alpha_1$ ( $\beta_1$ )按正弦规律变化。

DAB变换器在SPS控制下,基波移相角 $\delta_1$ 只能控制传输功率的大小,一旦 $\delta_1$ 确定,变换器功率因数随之确定,无法用其寻找最优功率运行点( $\delta_1, \alpha_1$ ( $\beta_1$ ),  $\lambda_{\max}$ ),其中 $\lambda_{\max}$ 为全局功率因数最大值。而EPS、DPS或TPS控制增加了1~2个内移相角,控制自由度增加, $\delta_1$ 用来调节变换器传输功率,将增加的

移相角 $\alpha_1$ 或 $\beta_1$ 用来减小无功功率,从而提高功率因数和效率。由附录B图B1可知,相比SPS控制,在一定范围内,对于相同的 $\delta_1$ ,多重移相控制的功率因数更高,且各自存在1个最优运行点,因此在多重移相控制中如何调节 $\alpha_1$ 或 $\beta_1$ 使得变换器功率因数达到最大成为研究目标。

## 3 基波环流优化控制策略

相比SPS控制,另外3种移相控制可以减小DAB变换器的无功功率,进而提高变换器的功率因数和效率。但由式(10)、(12)、(13)可知,有功功率 $P$ 和视在功率 $S$ 均包含无限阶分量,很难对其进行全面解析求解。虽然采用传统分段线性化方法可以建立变换器全局优化模型来获得最优解,但因控制变量太多,所建立的模型复杂,不便于实际工程应用。根据图2、3,有功功率和无功功率的基波分量幅值最大,分别与总有功功率和无功功率保持一致,因此本章以消除环流基波分量为目标提出一种适用于工程实际的基波无功最优控制策略。

### 3.1 基波环流优化模型

由式(10)、(B5)可得,有功功率基波分量 $P_1$ 及视在功率基波分量 $S_1$ 分别为:

$$\begin{cases} P_1 = \frac{4qV_{in}^2 T_s \sin \alpha_1 \sin \beta_1 \sin \delta_1}{\pi^3 L} \\ S_1 = V_{H1(1)} I_{L(1)} = \frac{4V_{in}^2 T_s}{\pi^3 L} [(\sin \alpha_1 - q \sin \beta_1 \cos \delta_1)^2 + (q \sin \beta_1 \sin \delta_1)^2]^{\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (15)$$

则定义基波功率因数 $\lambda_1$ 为:

$$\lambda_1 = \frac{P_1}{S_1} = \frac{q \sin \beta_1 \sin \delta_1}{\sqrt{(\sin \alpha_1 - q \sin \beta_1 \cos \delta_1)^2 + (q \sin \beta_1 \sin \delta_1)^2}} \quad (16)$$

当基波功率因数最大值 $\lambda_{1\max}=1$ 时,由式(16)可得:

$$\sin \alpha_1 - q \sin \beta_1 \cos \delta_1 = 0 \quad (17)$$

将式(17)代入式(12)可得 $Q_1=0$ ,无功功率基波分量得以消除。基波移相角 $\delta_1$ 的大小取决于变换器传输的有功功率,由于图B1功率因数峰值处的 $\delta_1$ 通常较小,因此变换器额定工况下的 $\delta_1$ 通常设计得较小,则 $\cos \delta_1 \approx 1$ ,式(17)可近似为:

$$\sin \alpha_1 - q \sin \beta_1 \approx 0 \quad (18)$$

由式(12)可知,无功功率基波分量 $Q_1$ 与电压基波幅值差有关。根据式(10),有功功率基波分量 $P_1$ 可表示为:

$$P_1 = \begin{cases} \frac{4q^2 V_{in}^2 T_s \sin^2 \beta_1 \sin \delta_1}{\pi^3 L} \leq \frac{4q^2 V_{in}^2 T_s \sin \delta_1}{\pi^3 L} & 0 < q \leq 1 \\ \frac{4V_{in}^2 T_s \sin^2 \alpha_1 \sin \delta_1}{\pi^3 L} \leq \frac{4V_{in}^2 T_s \sin \delta_1}{\pi^3 L} & q > 1 \end{cases} \quad (19)$$

根据式(19),在DAB变换器传输功率恒定时,为减小基波移相角 $\delta_1$ ,应使 $\sin \alpha_1$ 和 $\sin \beta_1$ 尽可能大,则有:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \arcsin q, \beta_1 = \frac{\pi}{2} & 0 < q \leq 1 \\ \alpha_1 = \frac{\pi}{2}, \beta_1 = \arcsin \frac{1}{q} & q > 1 \end{cases} \quad (20)$$

由式(1)、(20)可以得到基波环流优化控制策略(fundamental-wave optimization control strategy, FOCS)为:

$$\begin{cases} D_1 = \frac{2 \arcsin q}{\pi}, D_2 = 1 & 0 < q \leq 1 \\ D_1 = 1, D_2 = \frac{2 \arcsin(1/q)}{\pi} & q > 1 \\ D_{12} = D_1 + \frac{D_2 - D_1}{2} \end{cases} \quad (21)$$

根据上述分析,图4给出了FOCS与SPS、EPS、DPS、TPS控制的功率因数对比。由图可知,在所有控制方式中, $\delta_1 \in [0, \pi/2] \cup [\pi/2, \pi]$ 时,FOCS下DAB变换器具有最大的功率因数。

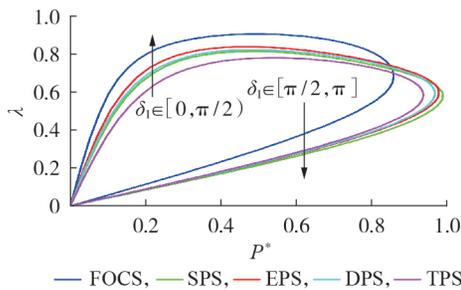


图4 不同控制方式下功率因数随有功功率变化曲线

Fig.4 Variation curve of power factor with active power under different control methods

由图4可知,在所提FOCS下DAB变换器的环流优于大部分情况下的环流,但该基波环流的优化方法毕竟不是针对全局环流进行优化,所以并不是全局最优解,附录C图C1给出了一种FOCS下环流并非最小的情况。尽管如此,由于全局无功功率包含无限阶分量,模型复杂,在单片机上的数字化实现困难,FOCS是变换器在实际运行中的一种简单有效的工程优化方法。

### 3.2 功率损耗分析

DAB变换器的功率损耗主要由功率开关管和反并联二极管的功率损耗以及高频变压器的功率损耗组成。开关管的功率损耗包括暂态损耗和稳态损耗。暂态损耗包括导通损耗和关断损耗;稳态损耗包括通态损耗和阻态损耗。为方便分析,因开关管及二极管的暂态损耗较小而忽略不计,本文只考虑DAB变换器开关管和二极管的通态损耗。定义 $I_s$ 、 $I_Q$ 分别为流经 $H_1$ 、 $H_2$ 桥开关管的电流有效值, $I_s$ 、 $I_Q$ 和 $I_{Lms}$

的关系见附录C式(C1)。由于开关管和二极管之间的差异不明显,为此假设开关管和二极管的通态电阻近似相等,一个开关周期内所有开关的传导损耗 $P_c$ 为:

$$P_c = 4R_{on1}I_s^2 + 4R_{on2}I_Q^2 = 2I_{Lms}^2(R_{on1} + n^2R_{on2}) \quad (22)$$

式中: $R_{on1}$ 、 $R_{on2}$ 分别为 $H_1$ 、 $H_2$ 桥开关管的通态电阻。

高频变压器的损耗主要包括绕组铜耗和铁心损耗两部分。由于辅助电感和变压器串联,二者的铜损耗可以作为一个整体进行计算。根据式(A5)计算出的各谐波电流的有效值,利用叠加原理和焦耳定律,可以计算出总的铜损耗 $P_{Cu}$ 如下:

$$P_{Cu} = (R_{CuL} + R_{CuT})I_{Lms}^2 \quad (23)$$

式中: $R_{CuT}$ 和 $R_{CuL}$ 分别为变压器的绕组电阻和辅助电感内阻。

高频变压器的铁心损耗非常复杂,与铁心材料、工作频率、铁心磁通量等有关。本文采用修正的斯坦梅茨方程(modified Steinmetz equation, MSE)方法计算变压器铁心损耗。若变压器绕组电阻及其漏电感很小,则变压器内部的感应电动势近似等于变压器副边绕组的端电压,即图1中的 $v_{12}(t)$ 。为了方便分析,将图A2的时间轴坐标的原点移至时间 $t = D_{12}T_{hs}$ 处,输出直流电压 $V_o$ 可近似表示为附录C式(C2),铁心磁通密度在一个开关周期中的变化率 $dB/dt$ 表达式见附录C式(C3),磁通密度的峰值 $B_m$ 和峰峰值 $\Delta B$ 表达式见附录C式(C4)。由式(C3)、(C4)可得MSE方法中的等效频率 $f_{eq}$ 表达式见附录C式(C5)。由式(C5)可得变压器的铁心损耗 $P_i$ 为:

$$P_i = P_v V_T = (K f_{eq}^{\alpha-1} B_m^\beta) f_s V_T \quad (24)$$

式中: $P_v = (K f_{eq}^{\alpha-1} B_m^\beta) f_s$ 为变压器单位体积的铁心损耗; $V_T$ 为变压器的体积; $K$ 、 $\alpha$ 和 $\beta$ 为取决于材料性能的常数。根据式(C3)、(C4)及式(24), $P_i$ 与 $D_2$ 、 $V_o$ 有关,与电感电流无关。当 $V_o$ 保持不变且 $D_2$ 确定时,铁心损耗保持不变。基于式(22)—(24),DAB变换器总的功率损耗 $P_\Sigma$ 可以写成:

$$P_\Sigma = P_c + P_{Cu} + P_i \quad (25)$$

从式(25)可以看出,当 $V_o$ 为常数时,DAB变换器总的功率损耗由 $I_{Lms}$ 和 $D_2$ 决定。 $I_{Lms}$ 可以通过附录C式(C6)计算得到。

所提出的FOCS可以消除无功功率基波分量 $Q_1$ 。由式(C6)可知,当DAB变换器的平均传输功率 $P$ 恒定时,总无功功率 $Q$ 的减小将使得电感电流有效值 $I_{Lms}$ 减小,结合式(25)可知变换器的传导损耗相应减小。附录C图C2为不同控制方式下 $I_{Lms}$ 随 $P$ 的变化情况,可知所提FOCS有效地降低了开关和变压器的通态损耗。

对于软开关分析,实现全零电压开通(zero voltage switching, ZVS)又将导致电流应力的显著增加。虽然功率开关管的导通损耗会降低到0,但关断损

耗、通态损耗、磁滞损耗等都会显著增加。因此,本文选择让开关管工作在自适应软开关模式下,即软开关模式不受约束。

### 3.3 基波环流优化控制策略

基于FOCS的控制框图见附录C图C3。控制模型由电压控制器、电流控制器、基波环流优化控制器以及低通滤波器组成。电压控制器的输出为虚拟电流参考值;电流控制器的输出为虚拟方波交流电压的基波分量移相比 $D_i$ ;基波环流优化控制器根据电压变换比 $q$ ,经过计算得到优化控制下一个周期的内移相比( $D_1, D_2$ ),用于调节无功功率; $D_i$ 与基波环流优化控制器输出的控制变量进行线性运算,得到下一个开关周期的外移相比 $D_{i2}$ ,用于调节传输功率。

## 4 实验验证

### 4.1 仿真对比

为了验证理论分析的正确性,本节在MATLAB/Simulink平台搭建DAB变换器的SPS、EPS、DPS、TPS控制及FOCS下的仿真模型进行对比分析,主要电路参数见附录D表D1。

DAB变换器在不同控制方式下高频隔离变压器两侧交流电压及电感电流仿真的理论波形见附录D图D1。5种控制方式下 $V_{in}=260\text{ V}$ ,  $V_o=150\text{ V}$ ,则 $v_{H1}$ 、 $v_{H2}$ 波形分别是幅值为260、150V的两电平或者三电平的方波, $i_L$ 波形为多段折线。由图D1可知,变换器在SPS控制下的电感电流峰值最大,在FOCS下的电感电流峰值最小。

### 4.2 实验分析

为进一步验证所提控制策略的有效性,本节根据仿真模型,采用型号为TMS320F28335的数字信号处理器作为主控制器,搭建了实验样机,实物照片如附录D图D2所示。

图5给出了不同控制方式下仿真模型对应的实验波形。结合图D1及图5可知,5种控制方式下,仿真的理论波形与实验波形基本一致,表明DAB变换器移相控制统一模型具有很好的通用性。由实验波形可知,变换器在SPS控制下的电感电流峰值最大,达到8.58A;在FOCS下的电感电流峰值最小,为6.45A,这说明所提FOCS可以有效减小电感电流应力及其有效值。变换器传输功率一定时,电流有效值的减小表明无功功率的减小,从而减小了功率损耗,提高了系统效率,验证了所提FOCS的有效性。

不同控制方式下电感电流有效值部分分量理论与实验值对比见附录D图D3。由图可知,电流的理论值与实验值基本一致,主要有由奇数次分量组成,且基波分量具有最大的幅值。此外,所提FOCS

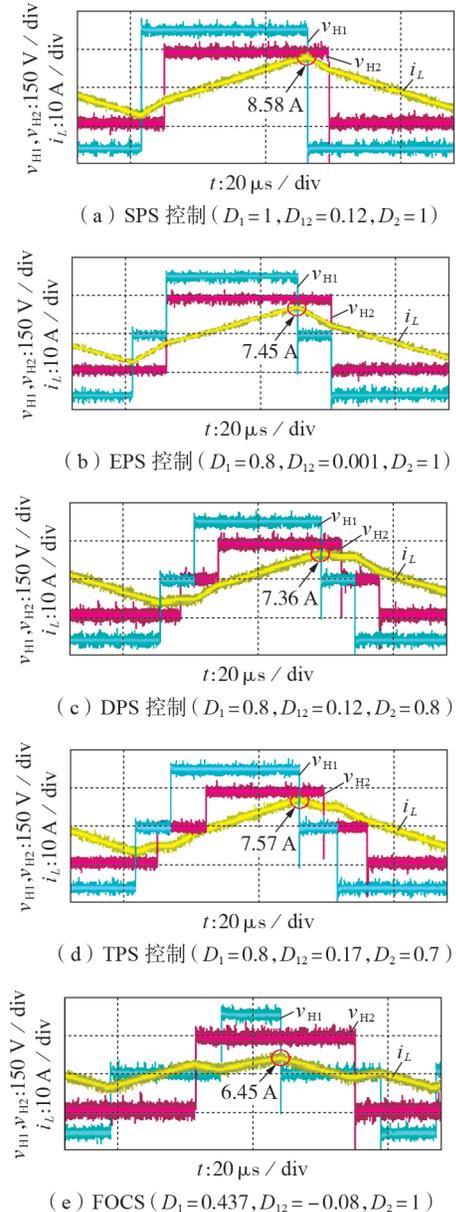


图5 不同控制方式下交流电压及电感电流的实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of AC voltage and inductance current under different control methods

下电流有效值明显小于其他4种传统移相控制,根据附录C式(C6)可知,FOCS可以有效减小DAB变换器的无功功率。

不同控制方式下电气量的理论值与实验值对比见附录D表D2。理论计算时,阶数 $k$ 取得足够大。由表可知,理论值与实验值基本一致,最大误差小于5%,验证了所建立的变换器移相控制统一模型可以满足实际工程分析需要的精度。

图6给出了不同控制方式下功率因数 $\lambda$ 和效率 $\eta$ 随传输功率变化的实验结果。从图6(b)可以看出,在轻载条件下,采用SPS控制的效率从91.2%提高到92.5%,随着传输功率的增加,在 $P=650\text{ W}$ 工况下,采用FOCS的效率高达95%。对于不同的传输

功率,FOCS均具有最高功率因数和效率,明显改善了DAB运行状况,实验结果与理论分析具有良好一致性。

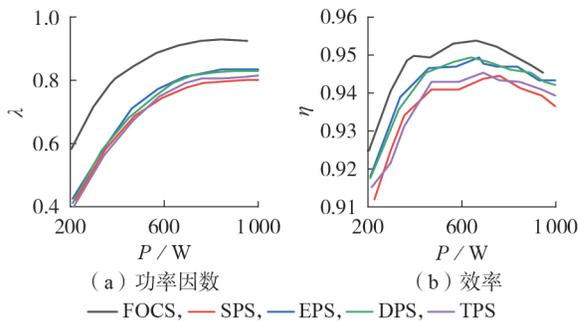


图6 不同控制方式下变换器功率因数和效率的实验结果

Fig.6 Experimental results of power factor and efficiency of converter under different control modes

## 5 结论

本文针对DAB变换器工作在Buck模式、正向功率传输的情况,对SPS、EPS、DPS、TPS这4种移相控制方式进行统一描述,建立了基于傅里叶分解的变换器移相控制下电压、电流及功率统一模型。在此基础上,提出了适用于工程实际的FOCS,并分析了其对DAB变换器功率损耗的影响。理论分析和实验结果表明:

1)通过引入基波移相比,基于傅里叶分解方法构建的移相控制统一模型适用于变换器的不同控制方式及各种工作模式,物理意义明确,避免了传统时域分析方法的复杂性,便于控制策略在单片机上的数字化实现;

2)DAB变换器传输恒定的有功功率时,FOCS可以消除环流的基波分量,这将减小电感电流有效值,从而减小变换器的通态损耗;

3)相比4种传统移相控制方式,所提FOCS适用于变换器的升压、降压及匹配模式,可有效提高功率因数和效率,虽仅考虑基波,但考虑全局模型复杂,该策略为一种简单有效的工程优化方法。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

[1] 裴忠晨,宋晓民,刘闯,等. 适用于双极性低压直流微电网的自平衡隔离型DC-DC变换器[J]. 电力自动化设备,2022,42(5):47-53.  
PEI Zhongchen, SONG Xiaomin, LIU Chuang, et al. Self-balancing isolated DC-DC converter for bipolar low voltage DC microgrid [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(5):47-53.

[2] 马腾峰,谢运祥,关远鹏,等. 考虑寄生参数的隔离型双向有源桥DC-DC变换器的开关开路故障分析与容错控制策略[J]. 电力自动化设备,2021,41(8):149-155.  
MA Tengfeng, XIE Yunxiang, GUAN Yuanpeng, et al. Open-circuit switching fault analysis and fault-tolerant control strategy for isolated dual active bridge DC-DC converter considering parasitic parameters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(8):149-155.

gy for isolated dual active bridge DC-DC converter considering parasitic parameters [J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(8):149-155.

[3] 赵莹莹,何怡刚,邢致恺,等. 基于信息融合与深度残差收缩网络的DAB变换器开路故障诊断方法[J]. 电力自动化设备,2023,43(2):112-118.  
ZHAO Yingying, HE Yigang, XING Zhikai, et al. Open-circuit fault diagnosis method of DAB converter based on information fusion and DRSN [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 43(2):112-118.

[4] 罗登,舒泽亮,林宏健,等. 一种双向隔离三电平DC-DC变换器电流有效值最小控制方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(7):200-206.  
LUO Deng, SHU Zeliang, LIN Hongjian, et al. Minimizing leakage inductor current RMS control strategy of bidirectional three-level DC-DC converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(7):200-206.

[5] 谷庆,袁立强,赵争鸣,等. 基于三重移相控制的双有源桥DC-DC变换器性能综合优化[J]. 清华大学学报(自然科学版),2019,59(10):785-795.  
GU Qing, YUAN Liqiang, ZHAO Zhengming, et al. Performance comprehensive optimization of dual active bridge DC-DC converter based on triple phase shift control [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2019, 59(10):785-795.

[6] SHAO S, CHEN L L, SHAN Z Y, et al. Modeling and advanced control of dual-active-bridge DC-DC converter: a review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2):1524-1547.

[7] 周兵凯,杨晓峰,张智,等. 能量路由器中双向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 for dual active bridge DC converters in energy routers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(14):3030-3040.

[8] 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. An optimized strategy based on backflow power of bi-directional dual-active-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(4):100-106.

[9] 杨向真,孔令浩,杜燕,等. 基于动态矩阵控制的DAB变换器电流应力与回流功率优化方法[J]. 电力系统自动化,2021,45(17):153-160.  
YANG Xiangzhen, KONG Linghao, DU Yan, et al. Optimization method of current stress and backflow power of DAB converter based on dynamic matrix control [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17):153-160.

[10] HUANG J, WANG Y, LI Z, 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.

[11] WANG S, HENG Z, LI C, et al. Time domain analysis of reactive components and optimal modulation for isolated dual active bridge DC/DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8):7143-7146.

[12] SHI H, WEN H, CHEN J, et al. Minimum-reactive-power scheme of dual-active-bridge DC-DC converter with three-level modulated phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(6):5573-5586.

- [13] QIN H,KIMBALL J W. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(4):2078-2084
- [14] 沙广林,王聪,程红,等. 移相控制的双有源桥DC-DC变换器统一相量分析法[J]. 电工技术学报,2017,32(18):175-185.  
SHA Guanglin,WANG Cong,CHENG Hong,et al. Unified phasor analytical method for bi-directional dual active-bridge DC-DC converter under phase-shift control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(18):175-185.
- [15] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge DC-DC converter under PWM plus phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,30(12):6488-6494.
- [16] 程红,马志鹏,王聪,等. 基于傅里叶级数建模的双有源桥DC-DC变换器电流有效值分析[J]. 电力自动化设备,2017,37(5):14-20.  
CHENG Hong,MA Zhipeng,WANG Cong,et al. Effective current analysis based on Fourier series modeling for dual-active-bridge DC-DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(5):14-20.

#### 作者简介:

曾进辉(1981—),男,教授,博士,主要研究方向为直流配电网、电能变换等(**E-mail**:zjh@hut.edu.cn);

张长威(1998—),男,硕士研究生,通信作者,主要研究方向为电力电子变换、电能质量控制等(**E-mail**:2109764344@qq.com)。

(编辑 李莉)

## Fundamental-wave optimal control strategy of circulation of DAB DC-DC converter based on unified model of phase shift control

ZENG Jinhui<sup>1</sup>,ZHANG Changwei<sup>1</sup>,CAO Bin<sup>2</sup>,YU Xueping<sup>1</sup>,LAN Zheng<sup>1</sup>,ZOU Bin<sup>1</sup>,  
WANG Ting<sup>3</sup>,CAO Yang<sup>3</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering,Hunan University of Technology,Zhuzhou 412007,China;

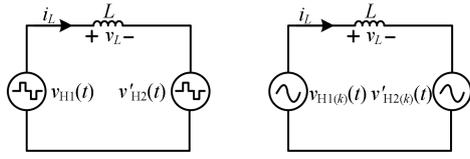
2. State Grid Changsha Power Supply Company,Changsha 410118,China;

3. Zhuzhou National Engineering Research Center of Converters Co.,Ltd.,Zhuzhou 412007,China)

**Abstract:**For making full use of the capacity of dual active bridge(DAB) DC-DC converters, reducing reactive power and improving working efficiency, a fundamental-wave optimal control strategy of circulation based on the unified model of phase shift control for the converter is proposed. All phase shift control modes of the converter are described uniformly by introducing fundamental phase shift ratio, and the unified model of AC voltage of full bridges and inductance current is established by using Fourier decomposition. The unified model reduces the complexity of multi-mode analysis of converters under multivariate control, and is suitable for all operating modes under different phase shift control with the universality. Based on frequency domain analysis and power factor angle, a unified mathematical model of converter transmission power and reactive power is built. On this basis, an optimal control strategy considering the fundamental-wave component of reactive power is proposed, and the conduction loss is modeled and analyzed. This strategy is simple and effective to reduce reactive power of the converter and improve system efficiency commendably, which is more conducive to the practical application of the project. An experimental platform is built to compare the power factor and conversion efficiency of the converter under the proposed fundamental-wave optimal control strategy and the conventional phase shift control modes. The simulative and experimental results verify the correctness of the theoretical analysis and the feasibility of the proposed control strategy.

**Key words:**dual active bridge;DC-DC converters;unified model;fundamental-wave optimization;power factor;transmission efficiency

附录 A



(a) 方波交流电源等效电路 (b) 正弦交流电源等效电路

图 A1 DAB 变换器等效电路

Fig.A1 Equivalent circuit of DAB converter

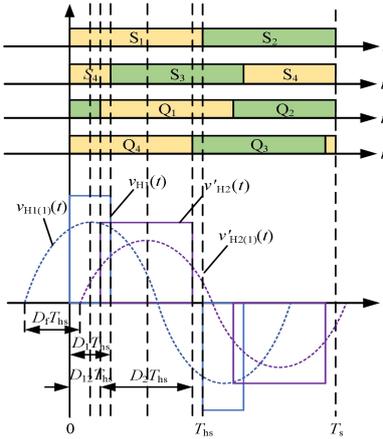
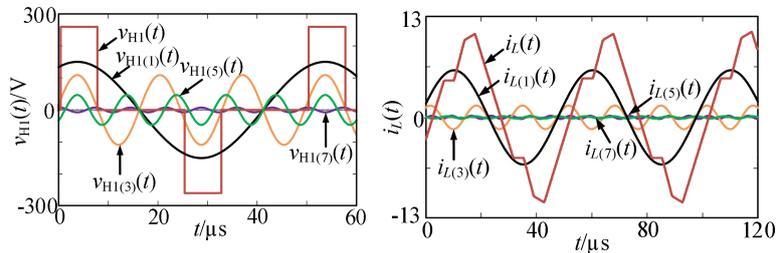


图 A2 移相控制的统一运行波形

Fig.A2 Unified operating waveforms of phase shift control



(a) H<sub>1</sub> 桥交流电压分解 (b) 电感电流分解

图 A3 TPS 控制下电气量的分解

Fig.A3 Decomposition of electrical quantities under TPS control

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos\left(\frac{n\pi}{T_{hs}}t\right) + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n \sin\left(\frac{n\pi}{T_{hs}}t\right) \quad (A1)$$

其中傅里叶系数  $a_0$ 、 $a_n$ 、 $b_n$  分别为:

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} f(t) dt \\ a_n = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} f(t) \cos\left(\frac{n\pi}{T_{hs}}t\right) dt \\ b_n = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} f(t) \sin\left(\frac{n\pi}{T_{hs}}t\right) dt \end{cases} \quad (A2)$$

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{H1}(t) - v'_{H2}(t) \quad (A3)$$

$$i_L(t) - i_L(0) = \int_0^t \frac{v_{H1}(t) - v'_{H2}(t)}{L} dt \quad (A4)$$

$$\begin{cases} V_{H1rms} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots} V_{H1k}^2} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots} \left( \frac{2\sqrt{2}V_{in}}{k\pi} \sin \alpha_k \right)^2} \\ V'_{H2rms} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots} V_{H2k}'^2} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots} \left( \frac{2\sqrt{2}nV_o}{k\pi} \sin \beta_k \right)^2} \\ I_{Lrms} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots} I_{Lk}^2} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots} \left( \frac{\sqrt{2}V_{in}T_s}{k^2\pi^2L} \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \right)^2} \end{cases} \quad (A5)$$

### 附录 B

$$\sin \alpha_k \sin(k\omega_s t - \alpha_k) - q \sin \beta_k \sin(k\omega_s t - \alpha_k - \delta_k) = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \sin(k\omega_s t - \alpha_k + \varphi_k) \quad (B1)$$

$$\begin{cases} a_k = \sin \alpha_k - q \sin \beta_k \cos \delta_k \\ b_k = q \sin \beta_k \sin \delta_k \end{cases} \quad (B2)$$

$$P = \sum_{k=1,3,5,\dots} P_k \quad (B3)$$

$$P_B = \frac{qV_{in}^2}{8f_s L} \quad (B4)$$

$$S = V_{H1rms} I_{Lrms} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5,\dots} P_k^2 + \sum_{k=1,3,5,\dots} Q_k^2 + \sum_{m \neq k=1,3,5,\dots} Q_{m \neq k}^2} \quad (B5)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (B6)$$

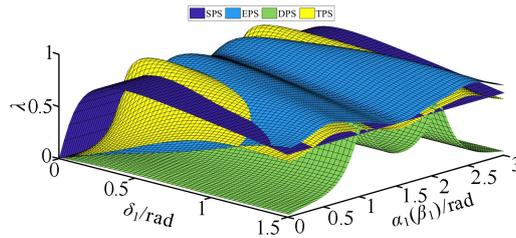


图 B1 不同控制方式下功率因数随 $\delta_1$ 及 $\alpha_1(\beta_1)$ 的变化特性

Fig.B1 Variation characteristics of power factor with  $\delta_1$  and  $\alpha_1(\beta_1)$  under different control modes

### 附录 C

$$I_s = \frac{I_Q}{n} = \frac{I_{Lrms}}{\sqrt{2}} \quad (C1)$$

$$V_o \approx v_{H2}(t) = N_2 \frac{d\phi}{dt} = N_2 A_c \frac{dB}{dt} \quad (C2)$$

式中： $N_2$ 为变压器副边绕组匝数； $A_c$ 为铁心的有效截面积； $B$ 为铁心磁通密度。



附录 D

表 D1 DAB 变换器实验参数

Table D1 Experimental parameters of DAB converter

参数	数值
输入电压 $V_{in}/V$	260
输出电压 $V_o/V$	150
输入侧支撑电容 $C_{in}/\mu F$	4400
输出侧支撑电容 $C_o/\mu F$	500
串联电感 $L/\mu H$	200
开关频率 $f_s/kHz$	20
变压器变比 $n$	1.1
负载等效电阻 $R_L/\Omega$	50
电压控制器	$k_{Pv}=0.002, k_{Iv}=0.5$
电流控制器	$k_{Pc}=10^{-5}, k_{Ic}=10^3$

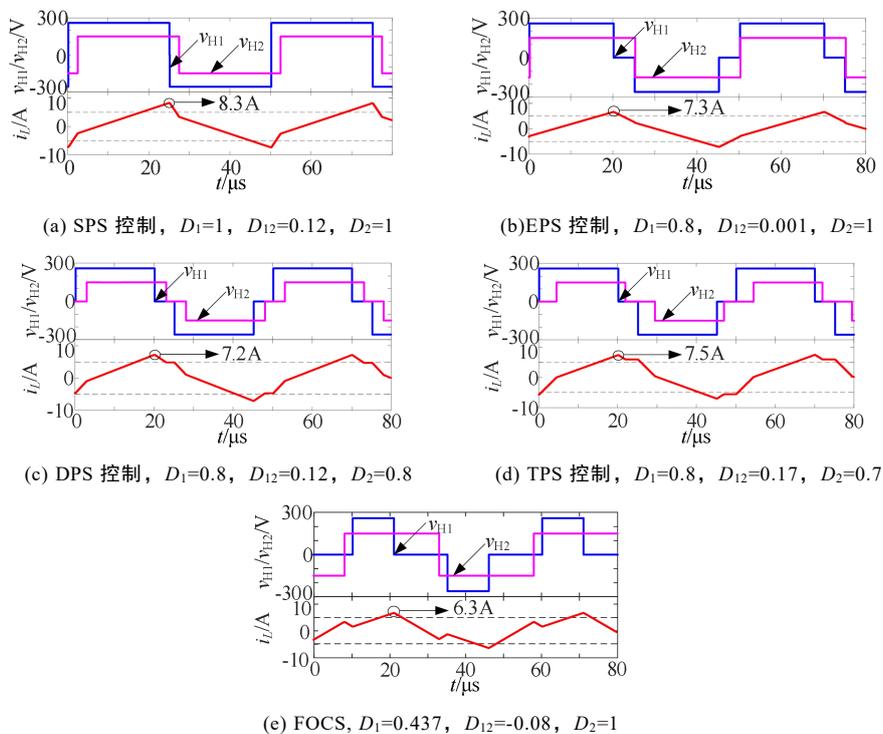


图 D1 不同控制方式下交流电压及电感电流的仿真波形

Fig.D1 Simulative waveforms of AC voltage and inductor current under different control modes

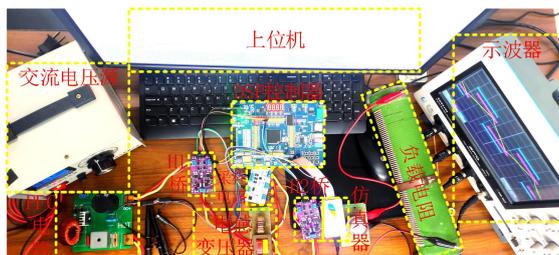


图 D2 实验样机

Fig.D2 Experimental prototype

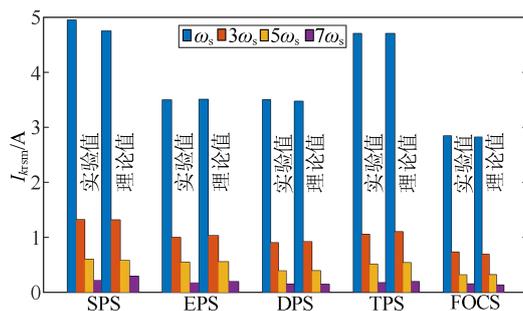


图 D3 不同控制方式下电流有效值部分分量幅值频谱对比

Fig.D3 Spectrum comparison of partial component amplitude of current RSM under different control modes

表 D2 不同控制方式电气量理论值与实验值对比

Table D2 Comparison between theoretical and experimental values of electrical quantities under different control modes

控制方式	理论值				实验值				最大误差/%
	SPS	EPS	DPS	TPS	SPS	EPS	DPS	TPS	
$V_{H1rms}/V$	260	260	247	247	260	260	247	247	0
$I_{Lrms}/A$	4.72	3.6	3.47	4.7	4.75	3.73	3.62	4.83	3.61
$P/W$	990.8	730.6	697.6	894.6	996.8	754.9	719.2	919.3	2.76
$S/(V \cdot A)$	1 227.2	936	857.1	1 160.9	1 235	969.8	894.1	1 193	4.32