

DOI:10.19783/j.cnki.pspc.211433

双有源桥钳位变换器的简单 PWM 移相控制策略

孙玥¹, 程新功¹, 王鲁浩¹, 曹立霞², 丁广乾¹

(1. 济南大学自动化与电气工程学院, 山东 济南 250022; 2. 山东建筑大学信息与电气工程学院, 山东 济南 250101)

摘要: 针对传统移相控制方法下双有源桥变换器会产生较大电流应力和在宽电压范围下低效率运行的问题, 提出一种面向双有源桥钳位变换器的简单 PWM 移相控制策略。首先, 利用钳位开关的运行周期和占空比取代变换器内移相比, 以简化原边 H 桥工作过程并提高控制自由度。然后, 计算了副边 H 桥开关管的占空比。通过分析所提出的移相控制策略的工作原理和软开关特性, 推导出以传输功率标幺值为控制量的线性大信号模型。最后, 采用基于 TMS320F2808 为控制器的实验平台进行验证。实验结果展示了简单 PWM 移相控制降低了变换器的电压应力和电流应力, 显著提升了变换器的传输效率。

关键词: 双有源桥; 钳位变换器; 简单控制; 调制方法; 效率

Simple PWM phase shift control strategy for a dual active bridge clamp converter

SUN Yue¹, CHENG Xingong¹, WANG Luhao¹, CAO Lixia², DING Guangqian¹

(1. School of Electrical Engineering, University of Jinan, Jinan 250022, China;

2. School of Information and Electrical Engineering, Shandong Jianzhu University, Jinan 250101, China)

Abstract: A simple PWM phase shift control strategy for a dual active bridge clamp converter is proposed to address the problems of large current stress and low transmission efficiency over a wide voltage range in the conventional phase shift control method. First, the operational period and duty cycle of the clamp switch are used instead of the inter phase shift ratio of the converter to simplify the primary H-bridge operation and improve the degrees of control freedom. Then the duty cycle of the secondary H-bridge switches is calculated. By analyzing the working principle and soft switching characteristics of the proposed phase shift control strategy, a linear large-signal model is derived with the unified transmission power per-unit value as the control quantity. Finally, an experimental platform based on TMS320F2808 as the controller is used for verification. The results demonstrate that the simple PWM phase shift control reduces the voltage stress and current stress of the converter and significantly improves its transmission efficiency.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61803174).

Key words: dual active bridge; clamp converter; simple control; modulation method; efficiency

0 引言

电池储能可以平抑风力发电、光伏发电的功率波动, 提高并网风电场、光伏电站的电能质量, 促进电力系统稳定运行^[1-4]。搭建科学合理的能量传输系统是实现储能和新能源友好互动的关键所在。双有源桥(Dual Active Bridge, DAB)变换器具有能量双向流动、电气隔离、功率密度高以及易于实现软开关等特点^[5-8], 已在直流配电网、电动汽车、分布

式能源等领域广泛应用^[9-12]。

电池储能环节存在电压宽范围变化情况, 为提高其传输效率, 控制 DAB 变换器在宽电压下高效运行至关重要。一般情况下, DAB 的控制方式主要分为移相控制和直流变压控制。

单移相(Single Phase Shift, SPS)控制是 DAB 最简单的控制策略, 该控制操作简单、易于实现^[13], 但在输入输出电压幅值不匹配时, 电流应力和回流功率会大幅提升, 降低变换器的效率^[14]。扩展移相(Extended Phase Shift, EPS)控制相比 SPS 控制减小了回流功率并扩大了零电压开通(Zero Voltage Switching, ZVS)的操作范围, 提高了传输效率^[14]。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61803174); 山东省自然科学基金项目资助(ZR2019BF024, ZR2020ME198)

双重移相(Dual Phase Shift, DPS)控制相比 EPS 控制功率调节范围大, 传输功率方向改变时切换容易, 提高了调节的灵活性^[15-16]。随着控制自由度增加, 文献[17]提出三重移相(Triple Phase Shift, TPS)控制, TPS 控制的研究主要集中在优化运行领域。由于这种控制方式存在 3 个控制量, 增加了控制维度。但是, TPS 控制具有 12 种工作模态, 模态切换和优化问题求解困难^[18]。

此外, 文献[19]提出直流变压控制, 该控制由于 H 桥逆变器的输出交流电压必须低于直流侧电压, 变压器变比决定了其调压能力, 所以该方式限制了变换器的调压范围。文献[20]基于移相控制提出一种调制方法提高电压增益, 但该调制方法会产生较大的电压应力。在宽电压范围的应用中, DAB 的性能通常不能达到最大^[21]。

为提高变换器性能, 文献[22]根据文献[23]提出双有源桥钳位(Dual Active Bridge Clamp, DABC)变换器的拓扑结构, 由于变压器原边侧输出电压为五电平, 降低了高频变压器两端的电压应力。同时, 该拓扑结构在不同电压转换比下电流应力显著降低。但该控制方法复杂, 操作难度大。

为进一步探索简单实用的控制策略在 DABC 变换器效率优化中的应用, 同时提升 DABC 变换器在宽电压范围下的运行效率, 本文提出了简单 PWM 移相控制策略, 以钳位开关的运行周期和占空比为调节量, 简化 DABC 变换器原边 H 桥在 U_{h1} 为 0 时的操作复杂度, 取代变换器内移相比并提高控制自由度。然后通过钳位开关 S_0 的运行周期和占空比得到了副边 H 桥的占空比。最后基于 PI 控制器的简洁线性化大信号功率控制模型, 实现了输出电压精准控制和效率优化控制, 提高了 DABC 变换器控制的灵活性。

1 简单 PWM 控制的工作原理及模型分析

1.1 简单 PWM 控制策略的工作模态分析

图 1 为 DABC 变换器, 该变换器在原边 H 桥加入开关管 S_0 和二极管制 N_1 、 N_2 、 N_3 、 N_4 , 其中 n 为变压器变比, U_{h1} 和 U_{h2} 分别为 H 桥输出的交流方波电压, V_1 和 V_2 是 DABC 的输入和输出电压, L 是变压器漏感和串联在变压器 U_{h1} 侧的外部电感总和。

任意给定钳位开关 S_0 的运行周期和占空比, 利用占空比 $d = T_{ON} / T_0$, 定义 S_0 的关断比为

$$\lambda_1 = 1 - d \quad (1)$$

S_0 的运行周期 T_0 与 DABC 的运行周期 T_s 的比值定义为 S_0 的开关周期比:

$$\frac{T_0}{T_s} = \lambda_2 \quad (2)$$

本文提出的简单 PWM 移相控制原理的波形如图 2 所示。相比文献[22]提出的控制方法, 简单 PWM 移相控制利用开关 S_0 的运行周期比和占空比在 $t_0 - t_3$ 和 $t_6 - t_9$ 时简化开关管的导通降低操作的复杂度, 舍弃变换器内移相比的同时提高了控制自由度, 此时变压器原边电压为 0 即回流功率为 0, 进而减小了回流功率。通过改变 $Q_1 - Q_4$ 的占空比, 实现变换器在宽电压范围内运行。根据移相比 D 可以分为 3 种情况: $0 < D \leq \lambda_1 < \lambda_2 < 0.5$ 、 $0 < \lambda_1 < D < \lambda_2 < 0.5$ 和 $0 < \lambda_1 < \lambda_2 < D < 0.5$, 下文以 $0 < D \leq \lambda_1 < \lambda_2 < 0.5$ 为例进行详细的分析。为简化电路分析, 假设电感 L 为持续导通模式(Continuous Conduction Mode, CCM), 忽略开关管驱动信号的死区时间, 变换器的动态工作过程如图 3 所示。

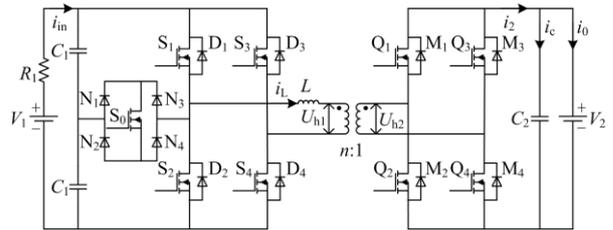


图 1 双有源桥钳位变换器

Fig. 1 Dual active bridge clamp converter

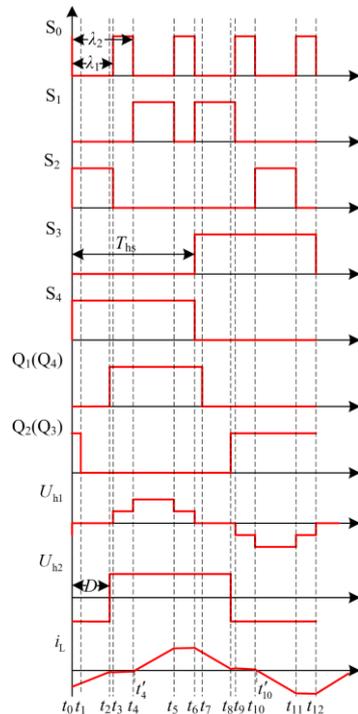


图 2 简单 PWM 移相控制原理波形图

Fig. 2 Waveform of simple PWM phase shift control strategy

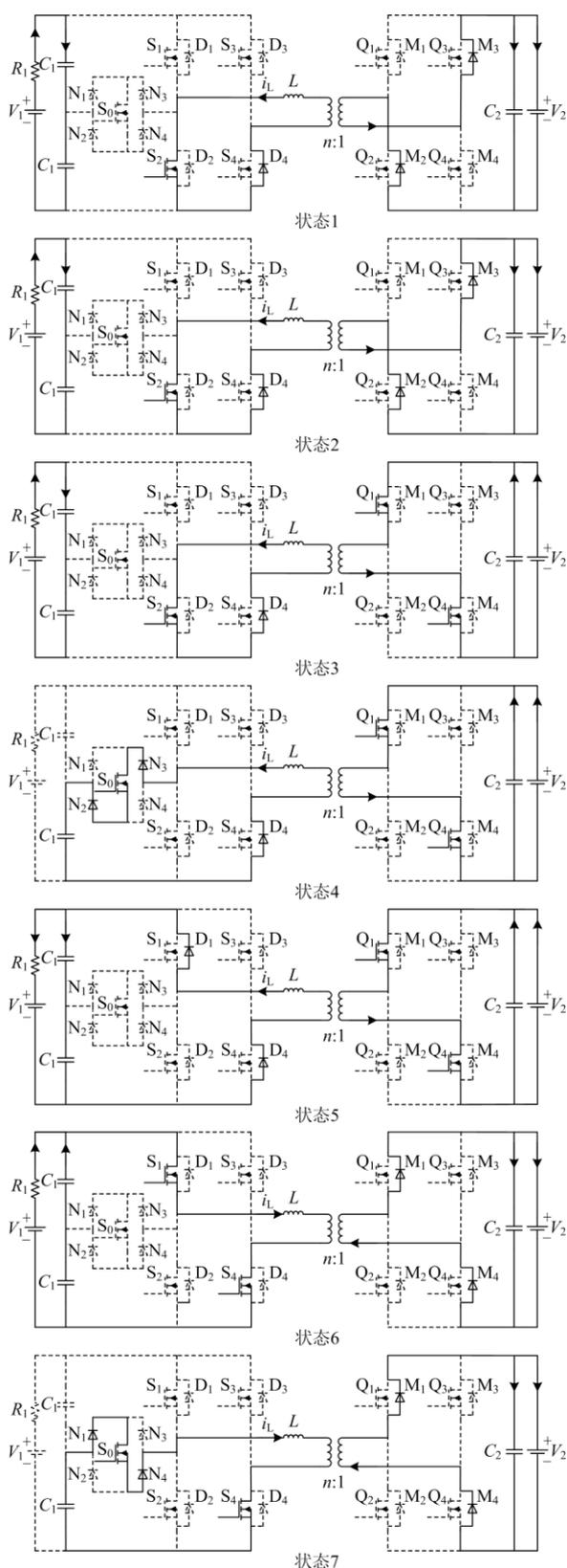


图 3 简单 PWM 移相控制策略半周期的工作状态

Fig. 3 Operation stages of simple PWM phase shift control strategy in half cycle

状态 1 $[t_0 - t_1]$: 在 t_0 时刻, S_0 关断, S_2 、 D_4 、 M_2 、 M_3 导通, 电感电流 i_L 方向为负, 电感 L 放电, i_L 开始减小, i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \left(\frac{nV_2}{L}\right)(t - t_0) \quad (3)$$

状态 2 $[t_1 - t_2]$: 在 t_1 时刻, Q_2 、 Q_3 关断, S_2 、 D_4 导通, 电感 L 中的能量通过 Q_2 、 Q_3 的反向二极管 M_2 、 M_3 释放到输出电容 C_2 , 电感 L 放电, i_L 的表达式与式(3)相同。

状态 3 $[t_2 - t_3]$: 在 t_2 时刻, S_2 、 D_4 、 Q_1 、 Q_4 导通, i_L 的电流表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_2) - \left(\frac{nV_2}{L}\right)(t - t_2) \quad (4)$$

状态 4 $[t_3 - t_4]$: 在 t_3 时刻, S_2 关断, S_0 、 D_4 、 Q_1 、 Q_4 导通, i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_3) + \left(\frac{V_1 - nV_2}{L}\right)(t - t_3) \quad (5)$$

状态 5 $[t_4 - t'_4]$: 在 t_4 时刻, S_0 关断, D_1 、 D_4 、 Q_1 、 Q_4 导通, i_L 减小, 在 t'_4 时 $i_L = 0$, i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_4) + \left(\frac{V_1 - nV_2}{L}\right)(t - t_4) \quad (6)$$

状态 6 $[t'_4 - t_5]$: 在 t'_4 时刻电感电流开始正向流动, S_1 、 S_4 、 M_1 、 M_4 导通, 电感 L 充电, 能量存储在电感 L 中, 电感电流 i_L 迅速增大, i_L 的表达式与式(6)相同。

状态 7 $[t_5 - t_6]$: 在 t_5 时刻, S_1 关断, S_0 、 S_4 、 M_1 、 M_4 导通, i_L 的表达式为

$$i_L(t) = i_L(t_5) + \left(\frac{V_1 - nV_2}{L}\right)(t - t_5) \quad (7)$$

由于电感电流前半周期和后半周期波形具有对称性, 后半周期的模态分析与前半周期类似。

1.2 简单 PWM 移相控制策略稳态特性推导

根据上述分析, 令 $t_0 = 0$, 则 $t_2 = DT_{\text{hs}}$, $t_3 = \lambda_1 T_{\text{hs}}$, $t_4 = \lambda_2 T_{\text{hs}}$, $t_5 = T_{\text{hs}} - (\lambda_2 T_{\text{hs}} - \lambda_1 T_{\text{hs}})$, $t_6 = T_{\text{hs}}$, 开关频率 $f_s = 1/(2T_{\text{hs}})$, 由对称性 $i_L(t_0) = -i_L(t_6)$, 根据式(3)一式(7)可以得到

$$i_L(t_0) = \frac{nV_2}{4f_s L} [k(\lambda_2 - 1) + 1 - 2D] \quad (8)$$

$$i_L(t_2) = \frac{nV_2}{4f_s L} [k(\lambda_2 - 1) + 1] \quad (9)$$

$$i_L(t_3) = \frac{nV_2}{4f_s L} [k(\lambda_2 - 1) + 1 + 2D - 2\lambda_1] \quad (10)$$

$$i_L(t_4) = \frac{nV_2}{4f_s L} [k(2\lambda_2 - 1 - \lambda_1) + 1 + 2D - 2\lambda_2] \quad (11)$$

$$i_L(t_5) = \frac{nV_2}{4f_s L} [k(1 + \lambda_1 - 2\lambda_2) - 1 + 2D + 2\lambda_2 - 2\lambda_1] \quad (12)$$

从图 2 可以看出, 存在 $k = V_1 / (nV_2)$, 通过峰值电流可以算出相应的电流应力为

$$|i_L|_{\max} = |i_L(t_6)| \quad (13)$$

SPS 控制的额定电流为^[24]

$$i_N = \frac{P_N}{V_1} = \frac{nV_2}{8f_s L} \quad (14)$$

根据式(8)、式(13)、式(14)得到简单 PWM 移相控制的电流应力标么值为

$$g = \frac{|i_L|_{\max}}{i_N} = 2[k(1 - \lambda_2) - 1 + 2D] \quad (15)$$

SPS 控制的额定传输功率为^[41]

$$P_N = \frac{nV_1 V_2}{8f_s L} \quad (16)$$

根据式(8)一式(12)得到简单 PWM 移相控制的传输功率为

$$P = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} U_{hi} i_L(t) dt = \frac{nV_1 V_2}{2f_s L} (1 - \lambda_2) (D + \frac{\lambda_1}{2}) \quad (17)$$

根据式(16)和式(17)对简单 PWM 移相控制的传输功率标么化, 则有

$$p = 4(1 - \lambda_2) (D + \frac{\lambda_1}{2}) \quad (18)$$

假定负载是固定电阻 R , 输出功率为

$$P_0 = \frac{V_2^2}{R} \quad (19)$$

忽略变压器和开关管损耗, $P = P_0$, 则有

$$V_2 = \frac{nV_1}{2f_s L} R_2 (1 - \lambda_2) (D + \frac{\lambda_1}{2}) \quad (20)$$

Buck 模式下的电压增益为

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n(1 - \lambda_2) (D + \frac{\lambda_1}{2}) R}{2f_s L} \quad (21)$$

根据传输功率的公式 $P = \frac{1}{T_{hs}} \int_0^{T_{hs}} U_{hi} i_L(t) dt$, 可

得在 $0 < \lambda_1 < D < \lambda_2 < 0.5$ 和 $0 < \lambda_1 < \lambda_2 < D < 0.5$ 情况下的传输功率标么值为

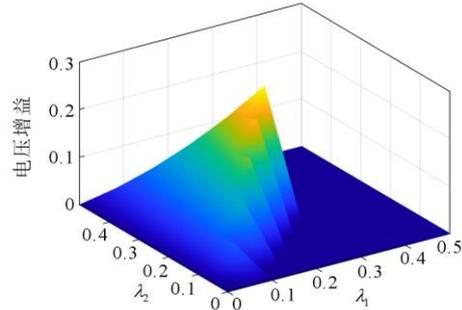
$$p = \begin{cases} 4(D - D\lambda_2 - D^2 - \frac{\lambda_1^2}{4}), & 0 < \lambda_1 < D < \lambda_2 < 0.5 \\ 4(D - D^2 - \frac{\lambda_1^2}{4} - \frac{\lambda_2^2}{4}), & 0 < \lambda_1 < \lambda_2 < D < 0.5 \end{cases} \quad (22)$$

根据公式 $|i_L|_{\max} = |i_L(t_0)|$ 可以得出相应的电流应力为

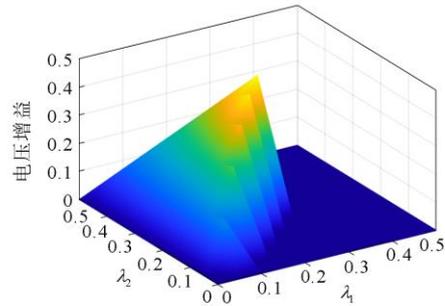
$$|i_L|_{\max} = \begin{cases} \frac{nV_2}{4f_s L} [k(\lambda_2 - 1) + 1 - 2\lambda_2], & 0 < \lambda_1 < D < \lambda_2 < 0.5 \\ \frac{nV_2}{4f_s L} [k(\lambda_2 - 1) + 1 - 2D], & 0 < \lambda_1 < \lambda_2 < D < 0.5 \end{cases} \quad (23)$$

2 简单 PWM 控制策略的调制方法

根据本文第 1 部分的分析对 $Q_1 - Q_4$ 的调制方式进行设计, 设 $0 < D \leq \lambda_1 < \lambda_2 < 0.5$, $\lambda_1 + \lambda_2$ 是 $Q_1 - Q_4$ 的占空比, 由图 4 可以看出: 相比文献[22]提出的控制策略, 简单 PWM 移相控制合理搭配 λ_1 和 λ_2 可以使变换器获得更宽的电压范围。由于 $Q_1 - Q_4$ 占空比相同, 选取占空比时必须满足 $\lambda_1 + \lambda_2 < 0.5$, 即开关管 $Q_1 - Q_4$ 的占空比范围是 $[0.25, 0.45]$, 简单 PWM 移相控制通过占空比和变压器匝数比结合, DABC 变换器可以等效为一个隔离型降压电路。



(a) 简单 PWM 移相控制策略电压范围



(b) 文献[22]提出的控制策略电压范围

图 4 简单 PWM 移相控制策略和文献[22]提出的控制策略宽电压范围对比

Fig. 4 Comparison of voltage gain between simple PWM phase shift control strategy and in [22]

DAB 变换器减小开关损耗的重要途径是开关管实现软开关控制^[25]。由于开关 S_0 在变换器中起到电压钳位的作用, 在整个负载范围内除开关 S_0 外, 所有开关的零电压开通都很容易获得, 它确保了最小的开关损耗和更高的传输效率, 如图 5 所示。

DABC 变换器输出功率随 λ_1 和 λ_2 变化, 固定 λ_1 和 λ_2 , 双有源桥钳位变换器可以看成是一个单移相控制的 DAB 变换器。传输功率随移相比 D 变化的关系曲线如图 6 所示, 在没有内移相比的情况下, 通过钳位开关 S_0 提高了传输功率的可控性和灵活性。

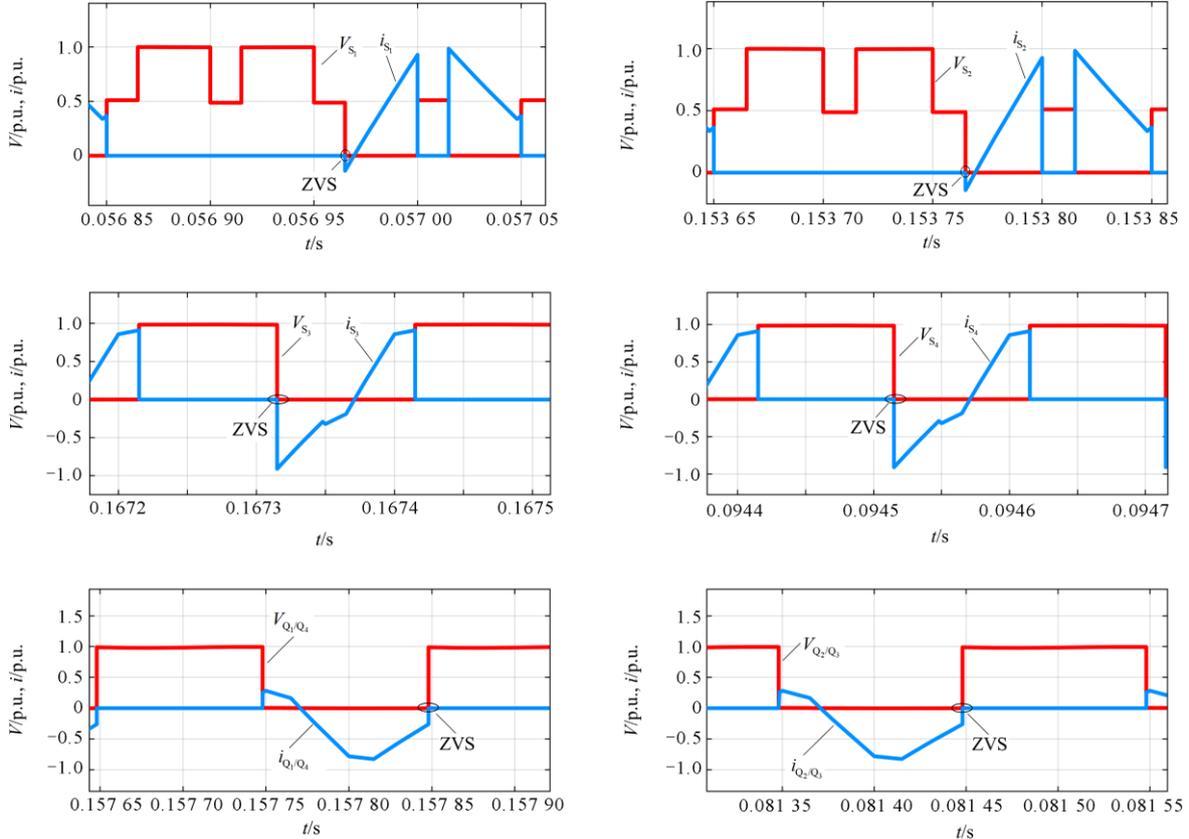


图 5 V_1 侧 H 桥和 V_2 侧 H 桥软开关特性

Fig. 5 Soft switch characteristics at the primary side H bridge and secondary side H bridge of transformers

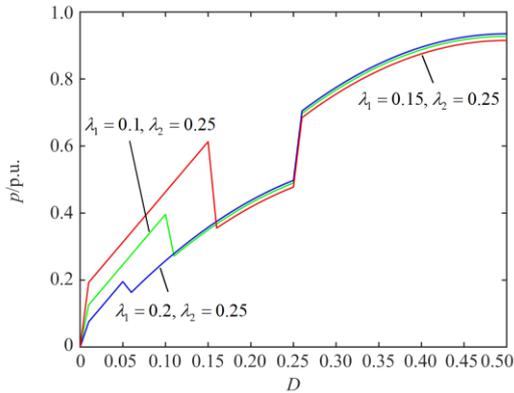


图 6 双有源桥钳位变换器传输功率随移相比变化的曲线

Fig. 6 Curve of transmission power with phase shift ratio for dual active bridge clamp converter

3 基于线性化功率模型的控制方案

DABC 变换器进行能量传输需要自身的开关来进行控制, 开关导通与关断的过程是一个非线性过程。常规模型以移相比作为输入变量, 所建立的大信号模型存在严重的非线性, 只能通过推导出相应的小信号模型来分析控制系统^[26], 而小信号模型阶数高, 耦合严重, 会大大增加分析的复杂性和控制器的设计难度^[18]。本文基于 PI 控制器构建一个线性化简洁的大信号模型, 通过控制归一化传输功率, DABC 运行状态变化时传输功率快速地转换成输出功率, 保证 DABC 在宽电压范围内能高效运行, 实现快速精准的动力学控制^[27]。

图 7(a)为 DABC 变换器的等效电路, i_2 是变换

器在电容 C_2 之前的电路输出的电流^[28], i_c 是流经电容的电流, i_0 是流经电阻的电流。通过一个比例系数 $k = nV_1/8f_sL$, 将电流 i_2 看作是受传输功率控制的一个电流源。

$$i_2 = \frac{P}{V_2} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T U_{in} i_L(t) dt \right) / V_2 = \frac{nV_1}{8f_sL} p \quad (24)$$

式中, p 为传输功率的标么值。受控电流源受控于 D 、 λ_1 和 λ_2 。固定 λ_1 和 λ_2 , 由图 7(a)所示的等效电路可得简单 PWM 移相控制标么化传输功率的等效线性大信号数学模型如图 7(b)所示。当传输功率发生变化时, 输出电流 i_2 会发生变化, 输出电压 V_2 也会发生变化, 因此输出电压 V_2 可以用电容 C_2 的电压来表示。运用基尔霍夫电流定律, 传输功率标么后输出电压进行拉氏变换得到的传递函数为

$$V_2(s) = \frac{1}{C_2 s} \left[\frac{nV_1}{8f_sL} p(s) - i_0(s) \right] \quad (25)$$

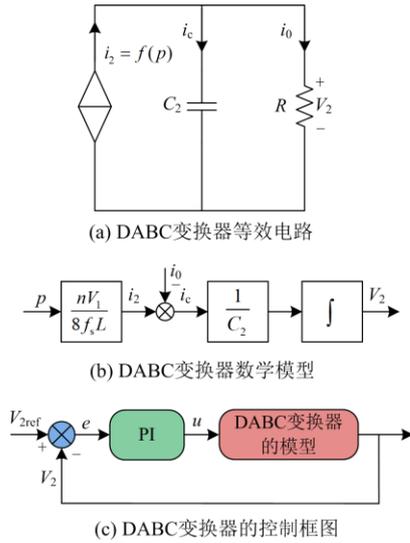


图 7 DABC 变换器的大信号模型

Fig. 7 Large signal model of DABC converter

在 DABC 变换器的闭环控制系统中采用 PI 控制器^[29], 其控制规律为

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (26)$$

式中, K_p 、 T_i 和 e 分别为比例系数、积分时间常数和偏差信号。整个系统的闭环传递函数为

$$V_2(s) = \frac{nV_1K_p s + nV_1K_i}{8f_sLC_2s^2 + nV_1K_p s + nV_1K_i} V_{2ref}(s) - \frac{8f_sLs}{8f_sLC_2s^2 + nV_1K_p s + nV_1K_i} I_0(s) = G_1(s)V_{2ref}(s) - W_d(s)I_0(s) \quad (27)$$

由此可将 DABC 变换器的闭环控制等效为图 7(c), 其中闭环传递函数的特征方程为

$$D(s) = 8f_sLC_2s^2 + nV_1K_p s + nV_1K_i \quad (28)$$

闭环系统特征方程有两个特征根, 其特征根为系统的闭环极点。整个系统的动态性能和稳定性取决于闭环极点的位置。 $s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$ 为闭环系统的主导极点, 其中: ξ 为阻尼比; ω_n 为自然频率。由此可得

$$D(s) = 8f_sLC_2s^2 + nV_1K_p s + nV_1K_i = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = (s - s_1)(s - s_2) \quad (29)$$

通过极点配置的方法可以得到

$$\begin{cases} K_p = \frac{16f_sLC_2}{nV_1} \xi\omega_n \\ K_i = \frac{8f_sLC_2}{nV_1} \omega_n^2 \end{cases} \quad (30)$$

式中, ξ 、 ω_n 的大小决定了过渡过程的响应时间以及系统的动态振荡。在 PI 控制器的设计过程中, 按期望的闭环极点的位置选取实际闭环极点的位置。因此选取的闭环极点需要满足过渡过程响应时间及系统的动态振荡性, 满足动态指标即可。

输出电压的变化即是对输出电容进行充放电, 引入 i_c 有利于提升动态性能。运用基尔霍夫电流定律, 由输出功率 $P_0 = V_2i_2$ 可得式(31)。

$$P_0 = V_2(i_c + i_0) \quad (31)$$

考虑变换器的变压器和开关管存在损耗, 为提高模型控制的准确性, 引入传输效率 η 使模型控制更加灵活^[10]。输出功率与传输功率的关系为

$$p = \frac{P_0}{\eta} = \frac{V_2(i_c + i_0)}{\eta} \quad (32)$$

η 与控制方式和电路自身相关, 对式(32)标么化得

$$p = \frac{P_0}{P_N\eta} = \frac{8f_sLV_{2ref}(i_c + i_0)}{nV_1V_2\eta} \quad (33)$$

通过式(32)和式(33)将输出功率与传输功率结合, 当运行状态发生变化时, 快速改变传输功率可加快响应速度。在控制时, 可根据 DABC 变换器的传输功率范围给出对应的参数 η , 给定 η 的值不会影响 DABC 的稳态性能。此时可以看作是一个单移相控制的变换器, 其移相比为

$$D = \frac{1 - \sqrt{1-p}}{2} \quad (34)$$

当运行状态发生变化, 利用 p 可以使动态响应变快。为使响应速度更快, 通过式(33)根据实际情况引入 η 并进行微调可以达到最佳性能, 引入 η 使

得该控制器模型更加准确。在实际应用中整定简单易于实现, 同时增加了控制的灵活性。

现有的控制策略通常采用 PI 控制器调节外移相比以达到给定功率, 再通过电压变比和传输功率确定内移相比^[30], 因此整定内外移相比必然存在耦合。本文由钳位开关 S_0 的运行周期和占空比取代 DABC 变换器的内移相比, PI 控制器整定外移相比, 两者之间是解耦的。通过构建模型把传输功率与输出功率连接起来, 得到传输功率 p 后通过计算可以求出最优的移相比。基于这种控制思想, 简单 PWM 移相控制原理图如图 8 所示, 利用钳位开关 S_0 的运行周期和占空比求出 λ_1 和 λ_2 , 闭环调节 D 保证输出的电压恒定。在开关频率保持不变的操作中, 控制电路是一个简单的移相控制。

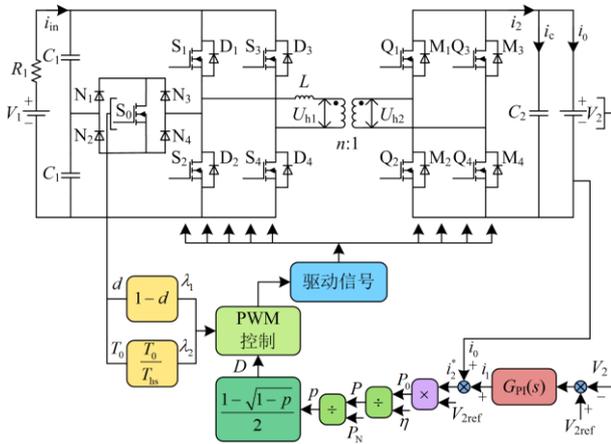


图 8 简单 PWM 移相控制原理图

Fig. 8 Schematic diagram of simple PWM phase shift control

4 实验分析

为验证所提出的控制策略的有效性, 以 TMS320F2808 为控制系统搭建了实验平台如图 9 所示, 其主要参数如表 1 所示, 详细的控制系统结构如图 10 所示。简单 PWM 移相控制和 DAB 变换器 SPS 控制、EPS 控制、DPS 控制的 H 桥逆变输出电压 U_{h1} 、 U_{h2} 和电感 L 电流 i_L 的波形如图 11 所示, 4 种控制的电流应力分别为 3.91 A、8.79 A、11.50 A、8.44 A, 简单 PWM 移相控制的电流应力最小。由图 11(a)可以看出, 简单 PWM 移相控制在 BUCK 模式下变压器原边侧 H 桥输出电压为五电平, 能有效降低电压应力。与此同时, 开关高速切换的状态下, 较小的电压应力和电流应力减小了对开关管的冲击, 延长了开关管的使用寿命。相比于文献[22]设计的 PWM 控制逻辑复杂且无法使用 TI 系列的数字信号处理器为主控芯片, 简单 PWM 移相控制利用钳位开关 S_0 的运行周期和占空比简化了开关 S_1

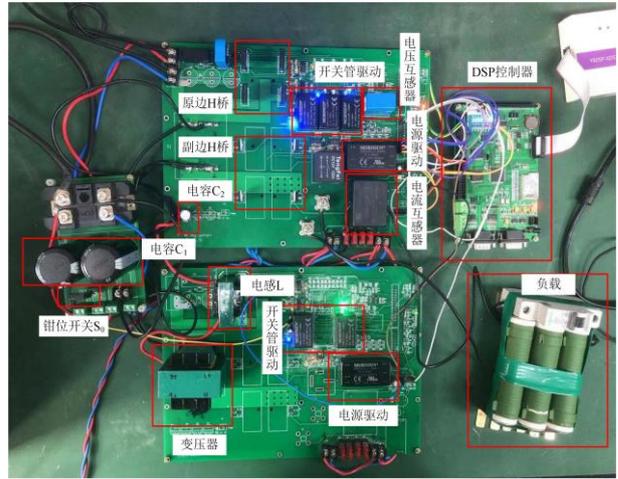


图 9 DABC 实验平台

Fig. 9 Experimental platform of DABC

表 1 实验平台参数

Table 1 Parameters of the experimental platform

参数	值
输入电压/V	65~110
输出电压/V	12~30
电容 $C_1/\mu\text{F}$	680
电容 $C_2/\mu\text{F}$	680
电阻 R/Ω	10
电感 L/mH	0.2
开关频率 f_s/kHz	5
变压器变比 n	2:1

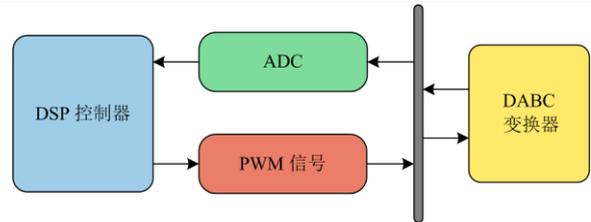
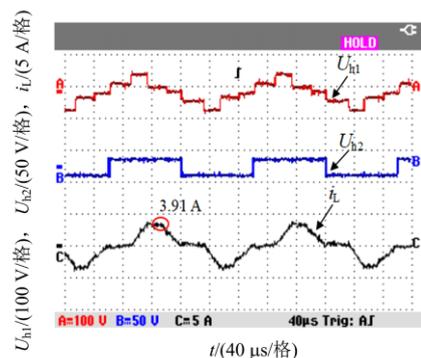


图 10 控制系统结构

Fig. 10 Control system structure



(a) DABC 简单 PWM 移相控制

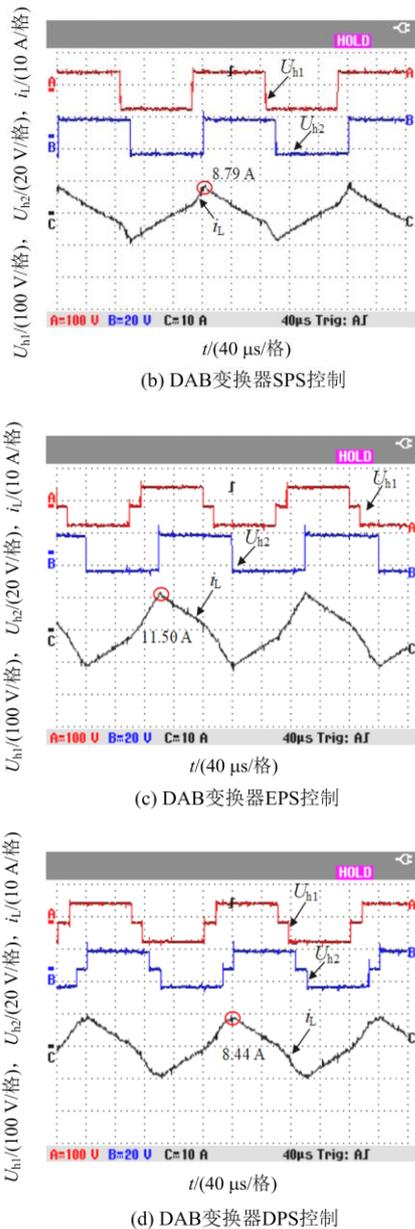


图 11 DABC 和 DAB 变换器 U_{h1} , U_{h2} 及 i_L 的实验波形
Fig. 11 Experimental waveform of U_{h1} , U_{h2} and i_L between DABC and DAB converter

和 S_2 在一个周期内的动作次数, 提高了控制器的可选择性, 降低了变换器的成本。

图 12 为闭环控制输出电压和输入输出电流随负载变化的波形。当负载 R 从 $10\ \Omega$ 变化到 $30\ \Omega$ 时, 由于电容 C_2 支持输出电压, 输出电压的变化稍微滞后于负载电流 i_0 。输出电压 V_2 开始上升, 然后调整到设定的参考值。由于输出电流可以立即改变标幺化传输功率的大小, 由此可以缩短调节时间, 输出电压最大波动为 $3.7\ V$, 调整时间为 $96.3\ ms$, 电压稳态纹波在 0.3% 以内, 该控制具有良好的调节能力

和稳态性能。

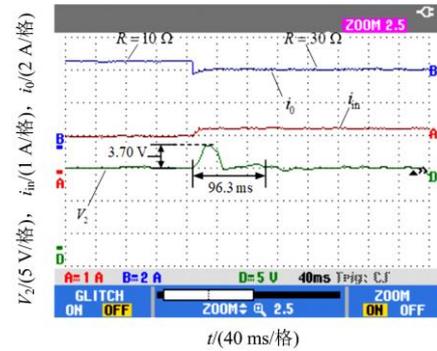


图 12 负载 R 变化时输出电压和输入、输出电流瞬态实验波形
Fig. 12 Transient experimental waveforms of output voltage and input/output current as load R changes

DABC 变换器与 DAB 变换器随传输功率变化的效率曲线对比如图 13 所示。简单 PWM 移相控制传输效率最高可达 93.3% , 其电压转换比为 5.2 , 传输效率最低为 90.64% , 其电压转换比为 6.2 。应用表 1 参数制作样机进行实验, DAB 变换器 SPS 控制传输效率最高为 88.99% , 其电压转换比为 4 ; EPS 控制传输效率最高为 89.73% , 其电压转换比为 3.3 ; DPS 控制传输效率最高为 90.58% , 其电压转换比为 3.7 。相比 DABC 变换器在 $200\ W$ 时传输效率为 89.89% ^[22], 其电压转换比为 2.7 , 简单 PWM 移相控制的效率在 90% 以上。参照文献[22]提出的控制方法, 应用表 1 参数进行实验。实验表明, 本文提出的控制方法与文献[22]的控制方法相比, 整体效率提高了 2% 左右。相比于 DAB 变换器的 SPS 控制、EPS 控制和 DPS 控制, 简单 PWM 移相控制的整体传输效率有明显提升。虽然增加了一个开关, 但相对于传统 DAB 变换器不仅提高了传输效率, 而且在 BUCK 模式下降低了变换器的电压应力和电流应力, 同时也减少了开关的损耗, 较小的电流应力

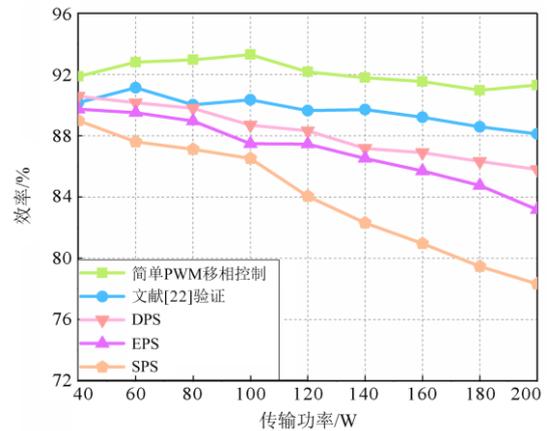


图 13 效率曲线对比

Fig. 13 Efficiency curve comparison of converter

可以延长开关的寿命。 λ_1 、 λ_2 不同, 简单 PWM 移相控制传输效率不同, 但在所有情况下简单 PWM 移相控制策略的传输效率都高于 DAB 变换器的移相控制。

5 结论

本文基于 DABC 变换器提出了一种简单 PWM 移相控制策略, 并对其进行了建模仿真分析和实验, 可以得出以下结论:

1) 利用 S_0 的占空比和开关周期实现变换器在一个移相比下拥有 3 个控制自由度, 提高了变换器传输功率的可控性, 增强了功率调节的灵活性。变压器原边电压为五电平, 降低了电压应力。

2) 在 U_{in} 为 0 时对 S_1 和 S_2 的控制进行简化, 极大地降低了控制的复杂度, 同时除 S_0 外都实现了 ZVS。该策略并没有因为过程简化而造成传输效率降低, 确保了最小的开关损耗和更高的传输效率, 扩展了 DABC 变换器的控制思路。

3) 通过占空比和变压器匝数比结合, DABC 变换器在 BUCK 模式下可以获得更宽的电压范围, 提高了变换效率; 在宽电压范围下, 该变换器电流应力较小, 较小的电流应力可以延长开关管的使用寿命, 并且可以选择较低等级的开关管, 从而降低开关管的成本。

参考文献

- [1] 杨汾艳, 李海波, 盛超, 等. 多端口级联式电力电子变压器可靠性评估模型及其应用[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(20): 41-49.
YANG Fenyang, LI Haibo, SHENG Chao, et al. Reliability evaluation model of cascaded multiport power electronic transformer and its application[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(20): 41-49.
- [2] 张国荣, 李智, 陆翌, 等. 三端口 DC/DC 变换器预测电流移相控制[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(13): 8-17.
ZHANG Guorong, LI Zhi, LU Yi, et al. Predictive current phase shift control of three-port DC/DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 8-17.
- [3] 焦皎, 孟润泉, 任春光, 等. 交直流微电网 AC/DC 双向功率变换器控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(16): 84-92.
JIAO Jiao, MENG Runquan, REN Chunguang, et al. Bidirectional AC/DC interlinking converter control strategy for an AC/DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(16): 85-92.
- [4] 吴济东, 汪可友, 黄鑫, 等. 孤立直流微电网多 DC-DC 变换器分布式协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(11): 76-83.
WU Jidong, WANG Keyou, HUANG Xin, et al. Distributed coordinated control scheme of parallel DC-DC converters in isolated DC microgrids[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(11): 76-83.
- [5] HAN Jiexiang, KONG Xiangping, LI Peng, et al. A novel low voltage ride through strategy for cascaded power electronic transformer[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(3): 227-238.
- [6] 涂春鸣, 管亮, 肖凡, 等. 双有源桥 DC-DC 变换器的模态分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5468-5479, 5595.
TU Chunming, GUAN Liang, XIAO Fan, et al. Modal analysis method of dual active bridge DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5468-5479, 5595.
- [7] 张光宗, 王春芳, 李厚基, 等. 基于三角电流模式的双有源桥变换器[J]. 广东电力, 2020, 33(5): 76-86.
ZHANG Guangzong, WANG Chunfang, LI Houji, et al. Research on double active bridge converter based on triangular current mode[J]. Guangdong Electric Power, 2020, 33(5): 76-86.
- [8] 宋平岗, 钟润金, 谭景辉. 基于微分平坦理论的双有源桥式变换器的单移相控制[J]. 电测与仪表, 2019, 56(11): 115-121.
SONG Pinggang, ZHONG Runjin, TAN Jinghui. Single-phase-shift control of dual active bridge converter based on differential flatness theory[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(11): 115-121.
- [9] 安峰, 宋文胜, 杨柯欣. 基于扩展相移的双有源全桥 DC-DC 变换器多目标优化控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(3): 822-831.
AN Feng, SONG Wensheng, YANG Kexin. Multi-objective optimization control scheme based on extended phase-shift of dual-active-bridge DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(3): 822-831.
- [10] 郭华越, 张兴, 赵文广, 等. 扩展移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器的优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3889-3899.
GUO Huayue, ZHANG Xing, ZHAO Wenguang, et al. Optimal control strategy of dual active bridge DC-DC converters with extended phase shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3889-3899.
- [11] 曾进辉, 孙志峰, 雷敏, 等. 双重移相控制的双主动全桥变换器全局电流应力分析及优化控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(12): 2507-2518.
ZENG Jinhui, SUN Zhifeng, LEI Min, et al. Global current stress analysis and optimal control strategy of dual-active full bridge converter based on dual phase shift control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2507-2518.
- [12] 金莉, 陈晨. 基于通用移相控制的 3L-DAB 变换器回流功率最小优化控制策略[J]. 广东电力, 2020, 33(12): 56-64.
JIN Li, CHEN Chen. Optimal control strategy for minimum reflux power of 3L-DAB converter based on general phase shift control[J]. Guangdong Electric Power, 2020, 33(12): 56-64.
- [13] MI C, BAI H, WANG C, et al. Operation, design and

- control of dual H-bridge-based isolated bidirectional DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2008, 1(4): 507-517.
- [14] ZHAO B, YU Q, SUN W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.
- [15] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Power characterization of isolated bidirectional dual active bridge DC-DC converter with dual phase shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4172-4176.
- [16] ZHAO B, SONG Q, LIU W, 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.
- [17] KRISMER F, KOLAR J W. Accurate small-signal model for the digital control of an automotive bidirectional dual active bridge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(12): 2756-2768.
- [18] 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(S1): 243-253.
- [19] CHUNG IL-Y, LIU W, ANDRUS M, et al. Integration of a bi-directional DC-DC converter model into a real-time system simulation of a shipboard medium voltage DC system[J]. Electric Power Systems Research, 2011, 81(4): 1051-1059.
- [20] LU J, WANG Y B, WANG H, et al. Modulation strategy for improving the voltage gain of the dual-active-bridge converter[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(8): 1630-1638.
- [21] ZHANG Y, ZHANG D, LI J, et al. Bidirectional LCLL resonant converter with wide output voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11813-11826.
- [22] DHARMENDRA Y. Analysis, design and performance characterisation of transistor clamped dual active bridge DC-DC converter in wide voltage range[J]. IET Power Electronics, 2020, 14(1): 63-77.
- [23] CEGLIA G, GRAU V, GUZMAN V, et al. A new multilevel inverter topology[C] // Proceedings of the Fifth IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, November 3-5, 2004, Punta Cana, Dominican Republic.
- [24] 卢林煜, 王鲁杨, 柏扬, 等. 面向能源互联网的固态变压器中双有源桥直流变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(6): 141-150.
- LU Linyu, WANG Luyang, BAI Yang, et al. Research on dual-active-bridge DC-DC converter in solid state transformer for energy internet[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(6): 141-150.
- [25] SHI H, WEN H, HU Y, et al. Reactive power minimization in bidirectional DC-DC converters using a unified-phasor based particle swarm optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10990-11006.
- [26] 王擎宇, 卢振坤, 李燕, 等. 双线性 DC/DC 变换器混杂建模与优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(19): 17-24.
- WANG Qingyu, LU Zhenkun, LI Yan, et al. Hybrid modeling and optimal control of bilinear DC/DC converters[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(19): 17-24.
- [27] 张伟晨, 熊永新, 李程昊, 等. 基于改进VDCOL的多馈入直流系统连续换相失败抑制及协调恢复[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(13): 63-72.
- ZHANG Weichen, XIONG Yongxin, LI Chenghao, et al. Continuous commutation failure suppression and coordinated recovery of multi-infeed DC system based on improved VDCOL[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(13): 63-72.
- [28] 胡燕, 张宇, 张天晖, 等. 考虑不同软开关模式的双有源桥变换器电流应力优化方法[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(23): 58-64.
- HU Yan, ZHANG Yu, ZHANG Tianhui, et al. Optimization method of current stress for dual active bridge converter considering different soft switching modes[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(23): 58-64.
- [29] TIAN Y, LOH P C, DENG F, et al. DC-link voltage coordinated-proportional control for cascaded converter with zero steady-state error and reduced system type[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(4): 3177-3188.
- [30] ZHAO B, SONG Q, LIU W, et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4458-4467.

收稿日期: 2021-10-25; 修回日期: 2022-01-19

作者简介:

孙玥(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为双有源桥DC-DC变换器控制技术与应用; E-mail: sunyue_996@163.com

程新功(1973—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为电力电子技术、新能源发电等; E-mail: cse_cxg@ujn.edu.cn

王鲁浩(1987—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为复杂能源系统建模优化、优化理论及应用。E-mail: cse_wanglh@ujn.edu.cn

(编辑 魏小丽)