

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.5.161

中图分类号: TM464

文献标志码: A

三有源桥 DC-DC 变换器广义状态空间平均模型及控制策略研究

申 科¹, 汪万兴², 赵 丹¹

(1. 西北工业大学自动化学院, 西安 710072; 2. 西安交通大学电气工程学院, 西安 710049)

摘要: 基于移相加占空比控制策略的三有源桥 TAB(triple active bridge)DC-DC 变换器具有效率高和软开关范围可扩展等优点,但其小信号建模过程复杂、闭环控制环路参数整定困难。针对该问题,提出1种TAB工作在移相加占空比控制下的全阶连续广义状态平均建模和PI控制器设计方法。首先,分析TAB的运行原理和Y型等效结构;然后,结合移相加占空比控制的特点和交流方波源等效方法,推导出TAB的广义状态空间平均模型;接着,在推得模型的基础上求得输入到输出的传递函数,设计出PI控制器参数。最后,结合数字仿真及样机实验验证了所提方法的正确性及有效性。

关键词: 广义状态空间平均模型; 隔离式 DC-DC 变换器; 移相加占空比控制

Research on Generalized State Space Average Model and Control Strategy for Triple Active Bridge DC-DC Converter

SHEN Ke¹, WANG Wanxing², ZHAO Dan¹

(1. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China; 2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The triple active bridge(TAB) DC-DC converter based on the phase-shifting plus duty cycle control strategy has advantages such as a high efficiency and an expandable soft switching range. However, its small signal modeling process is complex, and the parameter setting of closed-loop control loop is difficult. To solve these problems, a full-order continuous generalized state space average modeling and PI controller design method for TAB converter under phase-shifting plus duty cycle control is proposed. First, the operation principle and Y-type equivalent structure of the TAB converter are analyzed. Second, combined with the characteristics of phase-shifting plus duty cycle control and the equivalent method of AC square wave source, the generalized state space average model of the TAB converter is derived. Third, based on the derived model, the transfer function from input to output is obtained, and the parameters of PI controller are designed. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed method were verified by digital simulations and prototype tests.

Keywords: Generalized state space average model; isolated DC-DC converter; phase-shifting plus duty cycle control

三有源桥 TAB(triple active bridge)变换器是由双有源桥 DAB(dual active bridge)变换器演化而

来,其3个端口之间完全隔离,具有控制灵活和可靠性高等优点^[1]。TAB作为分布式可再生能源接入直流配电系统的一种尝试,已成为新能源发电技术的热点研究内容^[2]。

收稿日期:2021-10-21; 修回日期:2021-12-14; 录用日期:2022-01-18; 网络首发日期:2022-03-03

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52277199);陕西省重点研发计划资助项目(2023-YBGY-377)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52277199; Key Research and Development Program of Shaanxi Province of China under the grant 2023-YBGY-377

目前已有较多文献对TAB的拓扑结构改进^[3-5]、软开关特性^[6-8]、控制策略^[6,9-12]和建模方法^[11-13]等问题进行了研究。当前,DAB的主流控制有单移相控制、扩展移相控制、双重移相控制及三重移相控制^[14-16]。而在TAB中,则以单移相控制^[1]和移相加

占空比控制^[6,9]为主。单移相控制虽然方法简单,但回流功率显著,且电压波动时零电压开关 ZVS(zero voltage switching)不能保证。移相加占空比控制在单移相控制基础上增加占空比调节,尽管控制变化量增多,但是其可以扩展电压不匹配时 TAB 的 ZVS 导通范围,从而减小开关损耗,提高变换器系统效率^[9]。

TAB 及 DAB 的数学模型主要分为降阶模型、离散模型和广义状态空间平均模型。对于降阶模型,由于忽略了变压器绕组电流的动态特性,在低频段会出现一定的偏差,尽管离散化技术可为低频段的模型精度改善提供可能,但是计算过程尤为复杂^[9,11]。全阶连续的广义状态空间平均模型更适合 TAB 的控制器设计^[17],文献[18]首次提出对 DAB 在单移相控制下进行广义状态空间平均建模;文献[13,17]对 TAB 在单移相控制下进行广义状态空间平均建模,对于其他的控制策略建模并未考虑,而且如何利用所建数学模型设计变换器的控制器参数也未见分析和讨论;文献[19]利用广义状态平均状态空间模型获得传递函数,进而分析 DAB 与 DC-AC 逆变器级联时直流母线的二次谐波问题;文献[12]提出了 TAB 简化分析模型,指出在一般场合下可以采用基波模型对 TAB 进行简化。

综上,关于 TAB 在移相加占空比控制下的广义状态空间平均建模,以上文献并未涉及,同时也未见文献有利用广义状态空间平均模型进行 TAB 的控制器设计。由于加入了占空比这一变量,使得开关函数更为复杂,本文提出将占空比变化的交流方波电压等效为 2 个占空比为 50% 的交流方波电压叠加,降低开关函数傅里叶展开的难度。通过广义状态空间平均模型获得输出量关于控制量的传递函数,用于指导闭环 PI 控制器的参数设计。由于在建模过程中考虑了电感电流的动态特性,获得的模型较为精确,利用此模型设计出的控制参数设计更为实用。最后,通过仿真验证了建立的模型的正确性,并完成了移相加占空比控制的实验验证。

1 TAB 变换器工作原理

图 1 为 TAB 变换器拓扑结构,其中 1 个高频三

绕组变压器连接 3 个电压源型 H 桥模块,变压器的匝数比为 $1:n_2:n_3$,各 H 桥交流输出电压分别为 v_{h1} 、 v_{h2} 和 v_{h3} ,各绕组的漏感分别为 L_1 、 L_2 和 L_3 ,漏感包括变压器的自身漏感与外串电感之和,3 个绕组的串联等效电阻分别为 R_{s1} 、 R_{s2} 、 R_{s3} ,各端口的开关管分别用 S_{ix} 表示($i=1,2,3;x=1,2,3,4$), v_1 为端口 1 的电源侧直流电压, v_2 和 v_3 分别为端口 2 和端口 3 负载侧的直流电压。

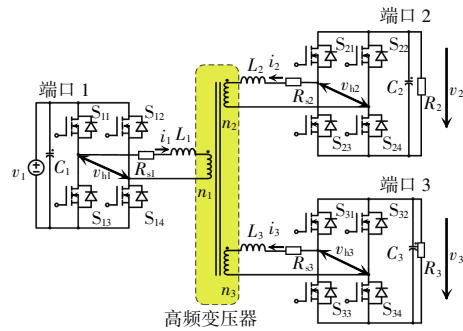


图 1 TAB 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of TAB converter

图 2 为 TAB 折算到端口 1 的 Y 形等效电路,假定中性点对参考地电压为 v_w 。当 TAB 使用移相加占空比控制时,各 H 桥交流输出电压波形如图 3 所示。其中, φ_{12} 、 φ_{13} 为端口 1 与端口 2、端口 3 之间的移相角, v_{h1} 、 v_{h2} 、 v_{h3} 为 3 个桥臂间电压折算到端口 1 的电压, $v'_{h2}=v_{h2}/n_2$ 、 $v'_{h3}=v_{h3}/n_3$,其电压幅值折算为 $v'_2=v_2/n_2$ 、 $v'_3=v_3/n_3$ 。 D_1 、 D_2 、 D_3 和 δ_1 、 δ_2 、 δ_3 表示 3 个端口电压方波的占空比,二者之间的关系为 $\delta_i=(\pi-D_i\pi)/2(i=1,2,3)$ 。

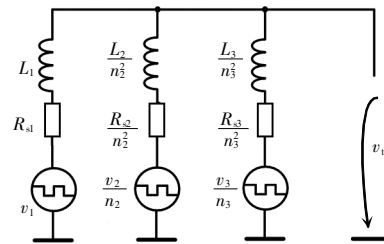


图 2 Y 型等效电路

Fig. 2 Y-type equivalent circuit

通过改变移相角和占空比大小可以改变 2 个端口之间传输功率的大小。因此,移相加占空比控制策略具有 5 个控制自由度,分别为 φ_{12} 、 φ_{13} 、 δ_1 、 δ_2 、 δ_3 ,其中占空比 δ_2 、 δ_3 与移相角 φ_{12} 、 φ_{13} 之间的大小关系不确定。

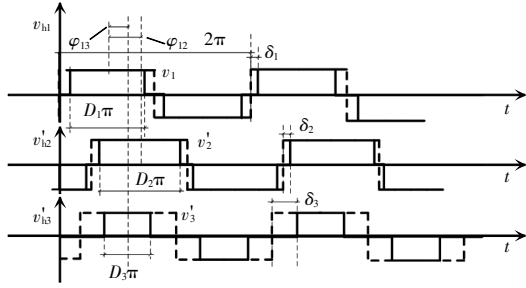


图 3 移相加占空比控制典型工作波形

Fig. 3 Typical working waveforms under phase-shifting plus duty cycle control

使用移相加占空比控制策略,端口 1 交流输出电压有 3 个状态:① $+V_i, S_{11}, S_{14}$ 导通;②0, 4 个开关管均不导通;③ $-V_i, S_{12}, S_{13}$ 导通。则有 $v_{h1}(\tau)=s_1(\tau)v_1(\tau)$ 。其中开关函数 $s_1(\tau)$ 可以表示为

$$s_1(\tau) = \begin{cases} 1 & \frac{\delta_1}{2\pi} T \leq \tau < \frac{\pi - \delta_1}{2\pi} T \\ 0 & \begin{cases} 0 \leq \tau < \frac{\delta_1}{2\pi} T \\ \frac{\pi - \delta_1}{2\pi} T \leq \tau < \frac{\pi + \delta_1}{2\pi} T \\ \frac{2\pi - \delta_1}{2\pi} T \leq \tau < T \end{cases} \\ -1 & \frac{\pi + \delta_1}{2\pi} T \leq \tau < \frac{2\pi - \delta_1}{2\pi} T \end{cases} \quad (1)$$

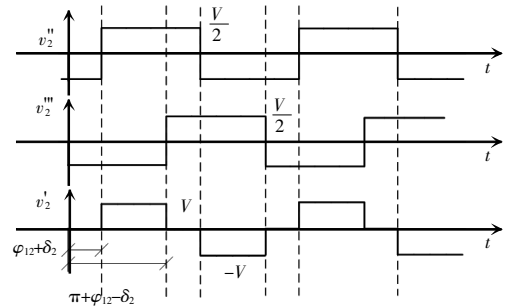
式中: T 为 1 个开关周期; τ 为时间变量。

同样,端口 2 和端口 3 交流输出电压可以表示为 $v_{h2}(\tau)=s_2(\tau)v_2(\tau), v_{h3}(\tau)=s_3(\tau)v_3(\tau)$ 。根据图 3 所示的移相加占空比控制原理,考虑占空比 δ_2 与移相角 φ_{12} 之间的大小关系,开关函数 $s_2(\tau)$ 具体值并不确定,表示为

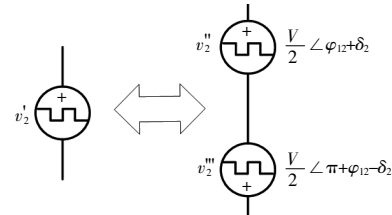
$$s_2(\tau) = \begin{cases} 1 & \frac{\varphi_{12} + \delta_2}{2\pi} T \leq \tau < \frac{\pi + \varphi_{12} - \delta_2}{2\pi} T \\ 0 & \begin{cases} \frac{\varphi_{12} - \delta_2}{2\pi} T \leq \tau < \frac{\varphi_{12} + \delta_2}{2\pi} T & (\varphi_{12} > \delta_2) \\ \frac{\pi + \varphi_{12} - \delta_2}{2\pi} T \leq \tau < \frac{\pi + \varphi_{12} + \delta_2}{2\pi} T & (\varphi_{12} > \delta_2) \\ 0 \leq \tau < \frac{\varphi_{12} + \delta_2}{2\pi} T & (\varphi_{12} < \delta_2) \\ \frac{\pi + \varphi_{12} - \delta_2}{2\pi} T \leq \tau < \frac{\pi + \varphi_{12} + \delta_2}{2\pi} T & (\varphi_{12} < \delta_2) \end{cases} \\ -1 & \begin{cases} 0 \leq \tau < \frac{\varphi_{12} - \delta_2}{2\pi} T & (\varphi_{12} > \delta_2) \\ \frac{\pi + \varphi_{12} - \delta_2}{2\pi} T \leq \tau < T & (\varphi_{12} > \delta_2) \\ \frac{\pi + \varphi_{12} + \delta_2}{2\pi} T \leq \tau < T & (\varphi_{12} < \delta_2) \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

同理,开关函数 $s_3(\tau)$ 形式也不确定,不再赘述。由于 $s_2(\tau)$ 和 $s_3(\tau)$ 的零阶段起始值不能确定,不利于开关函数的傅里叶级数展开,将极大地增加变换器频域建模的难度。为了解决这一问题,本文提出 1 种交流方波源等效思想。以端口 2 电压为例,可将端口 2 等效后的电压视为 2 个方波电压的组合,如图 4 所示。

将电压 v_2 看成是电压 v_2'' 和 v_2''' 组合而成,表示为 $v_2 = v_2'' - v_2'''$,则加入占空比调节之后的开关函数可表示为 $s_2 = 0.5s_2'' - 0.5s_2'''$,其中 s_2'' 可看成是滞后端口 1 $\varphi_{12} + \delta_2$ 角度, s_2''' 可看成是滞后端口 1 $\varphi_{12} - \delta_2 + \pi$ 角度。经过交流方波源等效处理后, TAB 3 个端口的桥臂间电压开关函数均可以唯一地等效为 2 个零阶段起始值确定的方波函数的叠加,这有利于后文开关函数傅里叶级数展开运算。



(a) 工作波形



(b) 拆分示意

图 4 交流方波源拆分示意

Fig. 4 Schematic of AC square wave source splitting

2 TAB 变换器广义状态空间平均建模

广义状态空间平均模型可以根据选择的状态变量和输出变量进行分析,对时域模型进行频域展开,通过频域分解处理系统的非线性动态特性,以获得时域不变的扩展状态空间模型,进而利用线性系统方法实现控制系统设计。

任意周期函数 $f(t)$ 傅里叶展开式的时域表达式和频域表达式为

$$\begin{cases} f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \\ f(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n - j b_n) e^{jn\omega t} \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad (3)$$

式中: a_0 为常数项; a_n 为余弦项系数; b_n 为正弦项系数; ω 为基频的角频率。

其微分一阶系数表示为 $\langle di_1(\tau)/d\tau \rangle_1(t) = \langle di_1 \rangle_1(t)/dt + j\omega_s \langle i_1 \rangle_1(t)$

2 个相乘变量的零阶项系数和一阶项系数(一阶项系数分为实数项和虚数项)分别表示为

$$\begin{cases} \langle xy \rangle_0 = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_0 + 2(\langle x_{IR} \rangle \langle y_{IR} \rangle + \langle x_{II} \rangle \langle y_{II} \rangle) \\ \langle xy \rangle_{IR} = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{IR} + \langle x \rangle_{IR} \langle y \rangle_0 \\ \langle xy \rangle_{II} = \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_{II} + \langle x \rangle_{II} \langle y \rangle_0 \end{cases} \quad (4)$$

依据开关函数, 可将 Y 形等效电路变为图 5 所示形式, 每条支路的阻抗可分别表示为

$$\begin{cases} Z_{k,1} = R_{s1} + jk\omega_s L_1 \\ Z_{k,2} = R_{s2}/n + jk\omega_s L_2/n \\ Z_{k,3} = R_{s3}/n + jk\omega_s L_3/n \end{cases} \quad (5)$$

式中, ω_s 为开关角频率。

为方便计算, 定义新的常量字符 $l_{1R}, l_{2R}, l_{3R}, l_{1I}, l_{2I}$ 和 l_{3I} 为

$$\begin{cases} \frac{Z_{1,1}Z_{1,2}}{Z_{1,1}Z_{1,2} + Z_{1,2}Z_{1,3} + Z_{1,3}Z_{1,1}} = l_{1R} + j l_{1I} \\ \frac{Z_{1,2}Z_{1,3}}{Z_{1,1}Z_{1,2} + Z_{1,2}Z_{1,3} + Z_{1,3}Z_{1,1}} = l_{2R} + j l_{2I} \\ \frac{Z_{1,3}Z_{1,1}}{Z_{1,1}Z_{1,2} + Z_{1,2}Z_{1,3} + Z_{1,3}Z_{1,1}} = l_{3R} + j l_{3I} \end{cases} \quad (6)$$

故 Y 形等效结构的中性点电压表示为

$$\begin{aligned} \langle v_u \rangle_k &= \frac{Z_{k,2}Z_{k,3}}{Z_{k,1}Z_{k,2} + Z_{k,2}Z_{k,3} + Z_{k,3}Z_{k,1}} \langle s_1 \rangle_k v_1 + \\ &\frac{Z_{k,3}Z_{k,1}}{Z_{k,1}Z_{k,2} + Z_{k,2}Z_{k,3} + Z_{k,3}Z_{k,1}} \frac{\langle s_2 v_2 \rangle_k}{n_2} + \\ &\frac{Z_{k,1}Z_{k,2}}{Z_{k,1}Z_{k,2} + Z_{k,2}Z_{k,3} + Z_{k,3}Z_{k,1}} \frac{\langle s_3 v_3 \rangle_k}{n_3} \end{aligned} \quad (7)$$

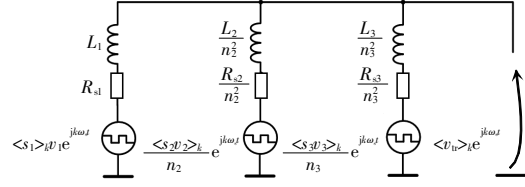


图 5 频域 Y 形等效电路

Fig. 5 Y-type equivalent circuit in frequency domain

重点关注 $\langle v_u \rangle_k$ 的傅里叶一次展开项得

$$\begin{aligned} \langle v_u \rangle_{1R} &= \frac{2l_{2I}}{\pi} V_1 \cos \delta_1 + \frac{2}{\pi} (l_{3I} \cos \varphi_2 \cos \delta_2 - \\ &l_{3R} \sin \varphi_2 \cos \delta_2) \frac{\langle v_2 \rangle_0}{n_2} + \frac{2}{\pi} \cdot \\ &(l_{1I} \cos \varphi_3 \cos \delta_3 - l_{1R} \sin \varphi_3 \cos \delta_3) \frac{\langle v_3 \rangle_0}{n_3} \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \langle v_u \rangle_{1I} &= -\frac{2l_{2R}}{\pi} V_1 \cos \delta_1 - \frac{2}{\pi} (l_{3R} \cos \varphi_2 \cos \delta_2 + \\ &l_{3I} \sin \varphi_2 \cos \delta_2) \frac{\langle v_2 \rangle_0}{n_2} - \frac{2}{\pi} \cdot \\ &(l_{1R} \cos \varphi_3 \cos \delta_3 + l_{1I} \sin \varphi_3 \cos \delta_3) \frac{\langle v_3 \rangle_0}{n_3} \end{aligned} \quad (9)$$

对端口 2 和端口 3 运用基尔霍夫电流、电压定律可得

$$\begin{cases} \frac{dv_2(\tau)}{d\tau} = -\frac{1}{C_2 R_2} v_2(\tau) - \frac{s_2(\tau)}{C_2} i_2(\tau) \\ \frac{di_2(\tau)}{d\tau} = -\frac{R_{s2}}{L_2} i_2(\tau) + \frac{s_2(\tau)}{L_2} v_2(\tau) - \frac{n_2}{L_2} v_u(\tau) \\ \frac{dv_3(\tau)}{d\tau} = -\frac{1}{C_3 R_3} v_3(\tau) - \frac{s_3(\tau)}{C_3} i_3(\tau) \\ \frac{di_3(\tau)}{d\tau} = -\frac{R_{s3}}{L_3} i_3(\tau) + \frac{s_3(\tau)}{L_3} v_3(\tau) - \frac{n_3}{L_3} v_u(\tau) \end{cases} \quad (10)$$

对式(10)左、右项均进行傅里叶展开, 然后对直流量取零次项, 对交流量取一次项, 可得

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \langle v_2 \rangle_0 = -\frac{1}{C_2 R_2} \langle v_2 \rangle_0 - \frac{2}{C_2} \langle s_2 \rangle_{IR} \langle i_2 \rangle_{IR} - \frac{2}{C_2} \langle s_2 \rangle_{II} \langle i_2 \rangle_{II} \\ \frac{d}{dt} \langle i_2 \rangle_{IR} = -\frac{R_{s2}}{L_2} \langle i_2 \rangle_{IR} + \omega_s \langle i_2 \rangle_{II} + \frac{\langle s_2 \rangle_{IR}}{L_2} \langle v_2 \rangle_0 - \frac{n_2}{L_2} \langle v_u \rangle_{IR} \\ \frac{d}{dt} \langle i_2 \rangle_{II} = -\frac{R_{s2}}{L_2} \langle i_2 \rangle_{II} - \omega_s \langle i_2 \rangle_{IR} + \frac{\langle s_2 \rangle_{II}}{L_2} \langle v_2 \rangle_0 - \frac{n_2}{L_2} \langle v_u \rangle_{II} \\ \frac{d}{dt} \langle v_3 \rangle_0 = -\frac{1}{C_3 R_3} \langle v_3 \rangle_0 - \frac{2}{C_3} \langle s_3 \rangle_{IR} \langle i_3 \rangle_{IR} - \frac{2}{C_3} \langle s_3 \rangle_{II} \langle i_3 \rangle_{II} \\ \frac{d}{dt} \langle i_3 \rangle_{IR} = -\frac{R_{s3}}{L_3} \langle i_3 \rangle_{IR} + \omega_s \langle i_3 \rangle_{II} + \frac{\langle s_3 \rangle_{IR}}{L_3} \langle v_3 \rangle_0 - \frac{n_3}{L_3} \langle v_u \rangle_{IR} \\ \frac{d}{dt} \langle i_3 \rangle_{II} = -\frac{R_{s3}}{L_3} \langle i_3 \rangle_{II} - \omega_s \langle i_3 \rangle_{IR} + \frac{\langle s_3 \rangle_{II}}{L_3} \langle v_3 \rangle_0 - \frac{n_3}{L_3} \langle v_u \rangle_{II} \end{cases} \quad (11)$$

本文中, TAB 端口 1 和端口 2 的开关函数经过交流方波源等效处理, 其傅里叶展开式一阶项系数推导过程分别如表 1 和表 2 所示。端口 3 与端口 2 的情形相似, 此处不再赘述。如此, 获得 3 个端口的开关函数傅里叶级数展开式一次项系数为 $\langle s_1 \rangle_{1R} =$

$$0, \langle s_1 \rangle_{1I} = -\frac{2}{\pi} \cos \delta_1, \langle s_2 \rangle_{1R} = -\frac{2 \sin \varphi_2 \cos \delta_2}{\pi}, \langle s_2 \rangle_{1I} = -\frac{2 \cos \varphi_2 \cos \delta_2}{\pi}, \langle s_3 \rangle_{1R} = -\frac{2 \sin \varphi_3 \cos \delta_3}{\pi}, \langle s_3 \rangle_{1I} = -\frac{2 \cos \varphi_3 \cos \delta_3}{\pi}。$$

表 1 端口 1 傅里叶一次项系数的推导

Tab. 1 Derivation of Fourier first-order coefficients for port 1

波形	傅里叶展开一次项系数	
	$\langle s_1 \rangle_{1R} = -\frac{\sin \delta_1}{\pi}$	$\langle s_1 \rangle_{1I} = -\frac{\cos \delta_1}{\pi}$
	$\langle s_1'' \rangle_{1R} = -\frac{\sin(\pi - \delta_1)}{\pi}$	$\langle s_1'' \rangle_{1I} = -\frac{\cos(\pi - \delta_1)}{\pi}$
	$\langle s_1 \rangle_{1R} = -\frac{\sin \delta_1}{\pi} + \frac{\sin(\pi - \delta_1)}{\pi} = 0$	
	$\langle s_1 \rangle_{1I} = -\frac{\cos \delta_1}{\pi} + \frac{\cos(\pi - \delta_1)}{\pi} = -\frac{2 \cos \delta_1}{\pi}$	

表 2 端口 2 傅里叶一次项系数的推导

Tab. 2 Derivation of Fourier first-order coefficients for port 2

波形	傅里叶展开一次项系数	
	$\langle s_2 \rangle_{2R} = -\frac{\sin(\delta_2 + \varphi_{12})}{\pi}$	$\langle s_2 \rangle_{2I} = -\frac{\cos(\delta_2 + \varphi_{12})}{\pi}$
	$\langle s_2'' \rangle_{2R} = -\frac{\sin(\pi + \varphi_{12} - \delta_2)}{\pi}$	$\langle s_2'' \rangle_{2I} = -\frac{\cos(\pi + \varphi_{12} - \delta_2)}{\pi}$
	$\langle s_2 \rangle_{2R} = -\frac{\sin(\delta_2 + \varphi_{12})}{\pi} + \frac{\sin(\pi + \varphi_{12} - \delta_2)}{\pi} = -\frac{2 \sin \varphi_{12} \cos \delta_2}{\pi}$	
	$\langle s_2 \rangle_{2I} = -\frac{\cos(\delta_2 + \varphi_{12})}{\pi} + \frac{\cos(\pi + \varphi_{12} - \delta_2)}{\pi} = -\frac{2 \cos \varphi_{12} \cos \delta_2}{\pi}$	

将傅里叶级数展开式一次项系数、式(8)、式(9)代入式(11)得 TAB 变换器的大信号模型为

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X} = \frac{d}{dt} [\Delta v_{20} \ \Delta i_{21R} \ \Delta i_{21I} \ \Delta v_{30} \ \Delta i_{31R} \ \Delta i_{31I}]^T = \mathbf{A} [\Delta v_{20} \ \Delta i_{21R} \ \Delta i_{21I} \ \Delta v_{30} \ \Delta i_{31R} \ \Delta i_{31I}]^T + \mathbf{B} V_1 \quad (12)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/C_2 R_2 & 4 \sin \varphi_2 \cos \delta_2 / \pi C_2 & 4 \cos \varphi_2 \cos \delta_2 / \pi C_2 & 0 & 0 & 0 \\ m_1 & -R_{s2} / L_2 & \omega_s & m_2 & 0 & 0 \\ m_3 & -\omega_s & -R_{s2} / L_2 & m_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/C_3 R_3 & 4 \sin \varphi_3 \cos \delta_3 / \pi C_3 & 4 \cos \varphi_3 \cos \delta_3 / \pi C_3 \\ m_5 & 0 & 0 & m_6 & -R_{s3} / L_3 & \omega_s \\ m_7 & 0 & 0 & m_8 & -\omega_s & -R_{s3} / L_3 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 2n_2 l_{21} \cos \delta_1 / \pi L_2 \\ 2n_2 l_{2R} \cos \delta_1 / \pi L_2 \\ 0 \\ -2n_3 l_{21} \cos \delta_1 / \pi L_3 \\ 2n_3 l_{2R} \cos \delta_1 / \pi L_3 \end{bmatrix}; \begin{cases} m_1 = \frac{2 \cos \delta_2}{\pi L_2} [(l_{3R} - 1) \sin \varphi_2 - l_{31} \cos \varphi_2] & m_2 = \frac{2n_2 \cos \delta_3}{\pi L_2 n_3} (l_{1R} \sin \varphi_3 - l_{11} \cos \varphi_3) \\ m_3 = \frac{2 \cos \delta_2}{\pi L_2} [(l_{31} \sin \varphi_2 + (l_{3R} - 1) \cos \varphi_2] & m_4 = \frac{2n_2 \cos \delta_3}{\pi L_2 n_3} (l_{11} \sin \varphi_3 + l_{1R} \cos \varphi_3) \\ m_5 = \frac{2n_3 \cos \delta_2}{\pi L_3 n_2} (l_{3R} \sin \varphi_2 - l_{31} \cos \varphi_2) & m_6 = \frac{2 \cos \delta_3}{\pi L_3} [(l_{1R} - 1) \sin \varphi_3 - l_{11} \cos \varphi_3] \\ m_7 = \frac{2n_3 \cos \delta_2}{\pi L_3 n_2} (l_3 \sin \varphi_2 + l_{3R} \cos \varphi_2) & m_8 = \frac{2 \cos \delta_3}{\pi L_3} [l_1 \sin \varphi_3 + (l_{1R} - 1) \cos \varphi_3] \end{cases}。$$

对上述大信号模型加入小信号扰动, 即

$$\begin{cases} \Delta \varphi_2 = \varphi_2 - \phi_2, \Delta v_{20} = v_{20} - V_{20}, \Delta i_{21R} = i_{21R} - I_{21R}, \Delta i_{21I} = i_{21I} - I_{21I} \\ \Delta \varphi_3 = \varphi_3 - \phi_3, \Delta v_{30} = v_{30} - V_{30}, \Delta i_{31R} = i_{31R} - I_{31R}, \Delta i_{31I} = i_{31I} - I_{31I} \end{cases} \quad (13)$$

同时对 sin 和 cos 函数做估计

$$\begin{cases} \sin(\phi_i + \Delta\phi_i) = \sin\phi_i + \cos\phi_i \Delta\phi_i \\ \cos(\phi_i + \Delta\phi_i) = \cos\phi_i - \sin\phi_i \Delta\phi_i \end{cases} \quad (14)$$

最终, 获得 TAB 变换器工作在移相加占空比

控制策略下的小信号模型表达式, 即

$$C = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 \\ \beta_2 & \beta_3 \\ \beta_4 & \beta_5 \\ 0 & \beta_6 \\ \beta_7 & \beta_8 \\ \beta_9 & \beta_{10} \end{bmatrix}; \begin{cases} \beta_1 = \frac{4}{\pi C_2} (I_{21R} \cos\phi_2 \cos\delta_2 - I_{21H} \sin\phi_2 \cos\delta_2) \\ \beta_2 = \frac{2n_2 V_{30}}{\pi L_2 n_3} (l_{1R} \cos\phi_3 \cos\delta_3 + l_{1H} \sin\phi_3 \cos\delta_3) \\ \beta_3 = \frac{2n_2 V_{30}}{\pi L_2 n_3} (l_{1R} \cos\phi_3 \cos\delta_3 - l_{1H} \sin\phi_3 \cos\delta_3) \\ \beta_4 = \frac{2n_3 V_{20}}{\pi L_3 n_2} (l_{3R} \cos\phi_2 \cos\delta_2 + l_{3H} \sin\phi_2 \cos\delta_2) \\ \beta_5 = \frac{2n_3 V_{20}}{\pi L_3 n_2} (l_{3R} \cos\phi_2 \cos\delta_2 - l_{3H} \sin\phi_2 \cos\delta_2) \\ \beta_6 = \frac{4}{\pi C_3} (I_{31R} \cos\phi_3 \cos\delta_3 - I_{31H} \sin\phi_3 \cos\delta_3) \\ \beta_7 = \frac{2n_3 V_{20}}{\pi L_3 n_2} (l_{3R} \cos\phi_2 \cos\delta_2 + l_{3H} \sin\phi_2 \cos\delta_2) \\ \beta_8 = \frac{2n_3 V_{20}}{\pi L_3 n_2} (l_{3R} \cos\phi_2 \cos\delta_2 - l_{3H} \sin\phi_2 \cos\delta_2) \\ \beta_9 = \frac{2n_3 V_{20}}{\pi L_3 n_2} (l_{3H} \cos\phi_3 \cos\delta_3 + (1-l_{1R}) \sin\phi_3 \cos\delta_3) \\ \beta_{10} = \frac{2n_3 V_{20}}{\pi L_3 n_2} (l_{3H} \cos\phi_3 \cos\delta_3 - (1-l_{1R}) \sin\phi_3 \cos\delta_3) \end{cases}$$

$$\frac{d}{dt} \Delta X = \frac{d}{dt} [\Delta v_{20} \ \Delta i_{21R} \ \Delta i_{21H} \ \Delta v_{30} \ \Delta i_{31R} \ \Delta i_{31H}]^T = A[\Delta v_{20} \ \Delta i_{21R} \ \Delta i_{21H} \ \Delta v_{30} \ \Delta i_{31R} \ \Delta i_{31H}]^T + C[\Delta\varphi_2 \ \Delta\Delta\varphi_2]^T \quad (15)$$

式中:

3 传递函数推导与控制参数设计

TAB 变换器工作于稳态时需要满足关系式 $dX/dt=0$, 则可通过大信号模型获得各个变量的稳态值, 用 V_{20} 、 I_{21R} 、 I_{21H} 、 V_{30} 、 I_{31R} 、 I_{31H} 表示, 将移相角 δ_1 、 δ_2 、 δ_3 看作为固定值, 仅将移相角 φ_{12} 、 φ_{13} 看成是控制自由度。稳态时其余电路的参数如表 3 所示, 求解 $dX/dt=0$, 得

$$\begin{cases} v_{20} = 68.646 \ 7 \\ i_{21R} = 0.052 \ 3 \\ i_{21H} = 1.208 \ 9 \\ v_{30} = 81.384 \ 1 \\ i_{31R} = -0.540 \ 7 \\ i_{31H} = 0.918 \ 2 \end{cases} \quad (16)$$

对式(15)左、右两端进行拉式变换, 获得端口 2 和端口 3 电压关于移相角的传递函数为

$$\frac{u_2(s)}{\varphi_2(s)} = \frac{-1.267 \times 10^{60} s^5 - 2.251 \times 10^{64} s^4 + 1.314 \times 10^{71} s^3 + 2.908 \times 10^{74} s^2 + 2.396 \times 10^{81} s + 6.17 \times 10^{82}}{1.077 \times 10^{57} s^6 + 7.978 \times 10^{60} s^5 + 3.407 \times 10^{67} s^4 + 1.274 \times 10^{71} s^3 + 2.692 \times 10^{77} s^2 + 2.031 \times 10^{79} s + 3.476 \times 10^{80}} \quad (17)$$

$$\frac{u_2(s)}{\varphi_3(s)} = \frac{1.104 \times 10^{64} s^4 - 3.154 \times 10^{70} s^3 + 5.528 \times 10^{73} s^2 - 4.988 \times 10^{80} s - 9.651 \times 10^{81}}{1.007 \times 10^{57} s^6 + 7.978 \times 10^{60} s^5 + 3.407 \times 10^{67} s^4 + 1.274 \times 10^{71} s^3 + 2.692 \times 10^{77} s^2 + 2.031 \times 10^{79} s + 3.476 \times 10^{80}} \quad (18)$$

$$\frac{u_3(s)}{\varphi_2(s)} = \frac{-3.314 \times 10^{64} s^4 - 2.653 \times 10^{70} s^3 - 6.2 \times 10^{74} s^2 - 4.172 \times 10^{80} s - 2.838 \times 10^{82}}{1.077 \times 10^{57} s^6 + 7.978 \times 10^{60} s^5 + 3.407 \times 10^{67} s^4 + 1.274 \times 10^{71} s^3 + 2.692 \times 10^{77} s^2 + 2.031 \times 10^{79} s + 3.476 \times 10^{80}} \quad (19)$$

$$\frac{u_3(s)}{\varphi_3(s)} = \frac{-2.213 \times 10^{60} s^5 - 2.968 \times 10^{64} s^4 + 1.047 \times 10^{71} s^3 + 1.646 \times 10^{74} s^2 + 2.211 \times 10^{81} s + 1.109 \times 10^{83}}{1.007 \times 10^{57} s^6 + 7.978 \times 10^{60} s^5 + 3.407 \times 10^{67} s^4 + 1.274 \times 10^{71} s^3 + 2.692 \times 10^{77} s^2 + 2.031 \times 10^{79} s + 3.476 \times 10^{80}} \quad (20)$$

式中, s 为拉氏变换得到传递函数的 s 算子, 是复变量, 代表复频率。

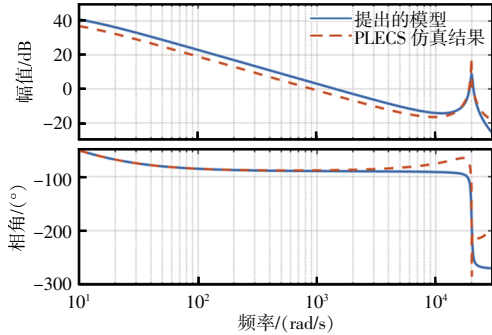
为验证理论推导出的传递函数的正确性, 采用 PLECS 软件进行频率响应验证, 结果如图 6 所示。由图 6 可以看出, 仿真软件的扫频结果与理论推导所得传递函数的伯德图在低频段十分契合, 在高频段的相角有些许差异, 可以证明理论推导模型的正确性, 故能够利用推导的传递函数设计闭环 PI 控制器参数。本文采用 PI 控制器对端口 2 和端口 3 的输出电压进行闭环调节, 其控制框图如图 7 所示。由于

表 3 稳态时 TAB 变换器电路参数

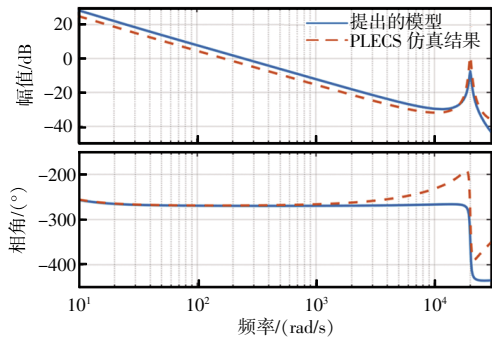
Tab. 3 Circuit parameters of TAB converter in steady state

参数	数值
开关频率 f/kHz	20
端口 1 输入电压 U_1/V	50
端口 1、2、3 电阻 R_{s1} 、 R_{s2} 、 R_{s3}/Ω	0.13、0.14、0.15
端口 2、3 负载电阻 R_2 、 R_3/Ω	50、100
端口 2、3 稳压电容 C_2 、 $C_3/\mu\text{F}$	435、435
3 个端口间移相角 φ_{12A} 、 $\varphi_{13A}/(^{\circ})$	22.92、17.19
各端口的移相角 δ_1 、 δ_2 、 $\delta_3/(^{\circ})$	0、18、27

推导的传递函数阶数高,不易手动计算控制器的 PI 参数,选择在 MATLAB 软件中使用 PID tuner 和 SISOtool 工具进行控制器参数设计,如图 8 所示。最



(a) $\Delta\varphi_2$ 到 Δv_2 的频率响应



(b) $\Delta\varphi_2$ 到 Δv_3 的频率响应

图 6 PLECS 仿真和理论频率响应比较

Fig. 6 Comparison of frequency response between PLECS simulation and theoretical results

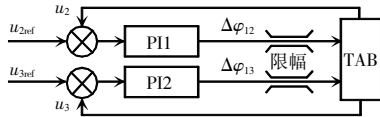
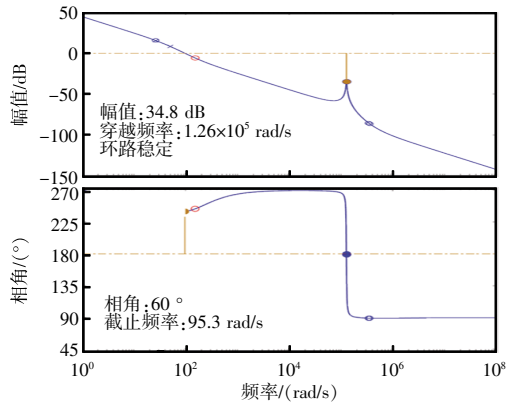
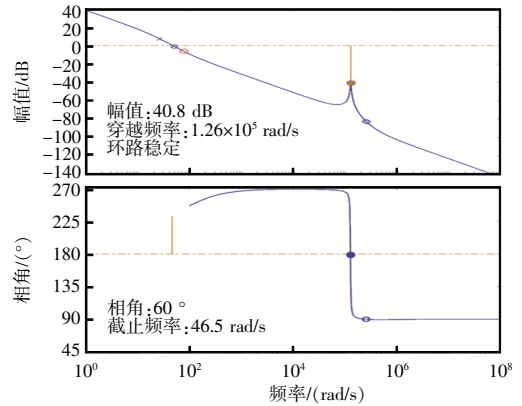


图 7 TAB 变换器电压闭环调节示意

Fig. 7 Schematic of closed-loop voltage regulation of TAB converter



(a) $u_2(s)/\varphi_2(s)$ 加入 PI 调节后的伯德图



(b) $u_3(s)/\varphi_3(s)$ 加入 PI 调节后的伯德图

图 8 SISO tool 控制器设计示意

Fig. 8 Schematic of controller design using SISO tool

终设计出的 PI 参数: $PI1=0.970\ 54(1+0.006\ 7\ s)/s$ 、 $PI2=0.256\ 26(1+0.013\ s)/s$ 。

4 实验验证

为进一步验证以上理论分析和参数设计的正确性,本文搭建了基于 TMS320F28379D DSP 控制器的 TAB 变换器实验样机,主电路开关管选用 IMZA65R048M1H 碳化硅 MOSFET,驱动芯片选用 UCC5310,高频变压器磁芯选用纳米晶磁环 HJ5020。实验样机如图 9 所示,实验参数见表 3,实验波形如图 10 所示。图 10(a)为 3 个端口桥臂的交流电压波形,其中 $\delta_1=0, \delta_2=0.1\pi, \delta_3=0.15\pi$ 。3 个端口桥臂电压与电感电流的波形分别如图 10(b)~(d)所示,其中电流正方向规定如图 1 所示。需要指出的是,图 10(b)中端口 1 的电流有明显的尖峰,原因可

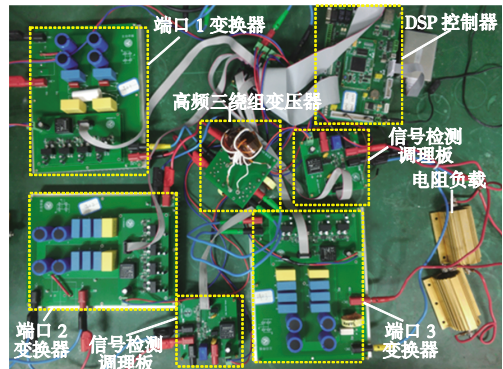


图 9 实验样机

Fig. 9 Experimental prototype

能是实验样机中端口 1 处高频变压器线圈的分布电容偏大,当端口电压突变时,会有电流尖峰出现。暂态条件下端口 2 和端口 3 输出电压波形如图 10(e)所示,其中端口 2 输出电压给定值为 50 V,端口 3 输出电压给定值在 60~80 V 反复切换,由图 10(e)可见,端口 3 输出电压能够跟随电压给定值变化,验证了本文设计 PI 控制参数的正确性。

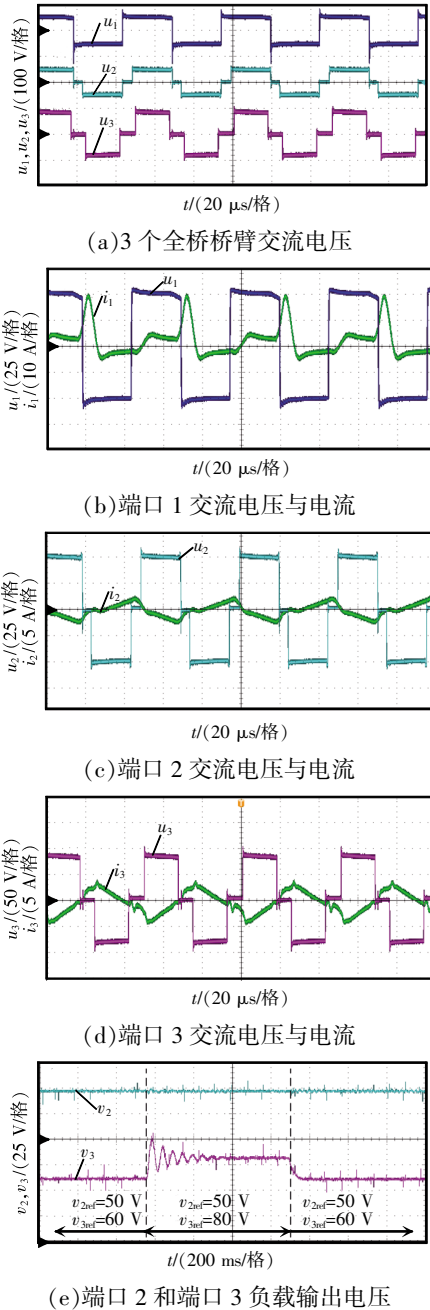


图 10 稳态和暂态条件下的实验结果

Fig. 10 Experimental results under steady-state and transient conditions

5 结语

本文分析了移相加占空比控制策略的工作原理,推导了 TAB 变换器工作在移相加占空比控制策略下的广义状态空间平均模型,利用建立的小信号模型状态空间方程给出输出电压有关于移相角的传递函数,借助传递函数设计闭环的控制参数。最后,结合数字仿真及样机实验验证了所提方法的正确性及有效性。

参考文献:

- [1] Duarte J L, Hendrix M, Simoes M G. Three-port bidirectional converter for hybrid fuel cell systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 480-487.
- [2] 余雪萍,涂春鸣,肖凡,等. 三端口隔离 DC-DC 变换器的暂态直流偏置机理及抑制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(9): 1962-1972.
- [3] Yu Xueping, Tu Chunming, Xiao Fan, et al. Transient DC bias mechanism and suppression strategy of three-port isolated DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(9): 1962-1972 (in Chinese).
- [4] Krishnaswami H, Mohan N. Three-port series-resonant DC-DC converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(10): 2289-2297.
- [5] 李微,周雪松,马幼捷,等. 三端口直流微网母线电压控制器及多目标控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(1): 92-102.
- [6] Li Wei, Zhou Xuesong, Ma Youjie, et al. Three-port DC microgrid bus voltage controller and multi-objective control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1): 92-102 (in Chinese).
- [7] 李微,王议锋,韩富强,等. 一种隔离型三端口双向 LCLC 多谐振直流变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(14): 3231-3244.
- [8] Li Wei, Wang Yifeng, Han Fuqiang, et al. An isolated three-port bidirectional LCLC multi-resonant DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(14): 3231-3244 (in Chinese).
- [9] Tao Haimin, Kotsopoulos A, Duarte J L, et al. Transformer-

- coupled multiport ZVS bidirectional DC-DC converter with wide input range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 771-781.
- [7] Purgat P, Bandyopadhyay S, Qin Zian, et al. Zero voltage switching criteria of triple active bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5425-5439.
- [8] 余雪萍,涂春鸣,肖凡,等.三端口隔离 DC-DC 变换器软开关特性[J].电工技术学报,2021,36(23):5014-5026.
Yu Xueping, Tu Chunming, Xiao Fan, et al. Soft switching characteristics of the three-port isolated DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(23): 5014-5026 (in Chinese).
- [9] Zhao Chuanhong, Round S D, Kolar J W. An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2443-2453.
- [10] Wang Panbao, Lu Xiaonan, Wang Wei, et al. Hardware decoupling and autonomous control of series-resonance-based three-port converters in DC microgrids [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 3901-3914.
- [11] Haque M M, Wolfs P, Alahakoon S. Three-port converter with decoupled power control strategies for residential PV-battery system [C]// 2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES). Hamilton, New Zealand, 2018: 180-185.
- [12] 刘贝,帅智康,肖凡,等.三有源桥变换器简化分析模型及优化控制策略[J].电工技术学报,2021,36(11):2394-2407.
Liu Bei, Shuai Zhikang, Xiao Fan, et al. Simplified analysis model and optimal control strategy of triple active bridge converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(11): 2394-2407 (in Chinese).
- [13] Purgat P, Bandyopadhyay S, Qin Zian, et al. Continuous full order model of triple active bridge converter [C]// 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe). Genova, Italy, 2019: 1-9.
- [14] Bai Hua, Mi C. Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2905-2914.
- [15] Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin. 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.
- [16] Wang Peng, Chen Xianzhong, Tong Chaonan, et al. Large- and small-signal average-value modeling of dual-active-bridge DC-DC converter with triple-phase-shift control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9237-9250.
- [17] Okutani S, Huang Pinyu, Kado Y. Generalized average model of triple active bridge converter [C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA, 2019: 5554-5560.
- [18] Qin Hengsi, Kimball J W. Generalized average modeling of dual active bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 2078-2084.
- [19] Qin Hengsi, Kimball J W. Closed-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(2): 1006-1017.

作者简介:

申科(1984—),男,博士,副教授。研究方向:电力电子变换器及控制技术。E-mail:kshen@nwpu.edu.cn。

汪万兴(1999—),男,通信作者,硕士研究生。研究方向:直流功率变换技术。E-mail:wxxwang@stu.xjtu.edu.cn。

赵丹(1986—),女,博士研究生。研究方向:电力电子系统电磁兼容。E-mail:dzhao@mail.nwpu.edu.cn。



申科