

洪君,程红,沙广林,等. 基于广义状态空间平均法的串联谐振三端口 DC/DC 变换器建模与控制[J]. 矿业科学学报,2020,5(5):546-555. DOI:10.19606/j.cnki.jmst.2020.05.009

Hong Jun, Cheng Hong, Sha Guanglin, et al. Modeling and control of series resonant three-port DC/DC converter based on generalized state space averaging method [J]. Journal of Mining Science and Technology, 2020, 5(5): 546-555. DOI: 10.19606/j.cnki.jmst.2020.05.009

基于广义状态空间平均法的串联谐振三端口 DC/DC 变换器建模与控制

洪君¹, 程红¹, 沙广林^{1,2}, 田昕¹, 王聪¹

1. 中国矿业大学(北京)机电与信息工程学院, 北京 100083;
2. 中国电力科学研究院, 北京 100192

摘要:三端口双向 DC/DC 变换器的建模方法主要对谐振槽为单一电感或每个端口建模进行研究, 缺少对谐振槽为 LC 谐振的拓扑建模。本文采用一种广义状态空间平均法对串联谐振三端口 DC/DC 变换器进行建模, 并对系统的工作模式、动态建模过程和控制策略进行了研究。通过在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型, 对不同工作模式下功率流动进行仿真验证。结果表明, 该建模方法设计的控制策略能够获得良好的系统动态响应特性。

关键词: 串联谐振三端口 DC/DC 变换器; 广义状态空间平均法; 动态建模

中图分类号: TM 46

文献标志码: A

文章编号: 2096-2193(2020)05-0546-10

Modeling and control of series resonant three-port DC/DC converter based on generalized state space averaging method

Hong Jun¹, Cheng Hong¹, Sha Guanglin^{1,2}, Tian Xin¹, Wang Cong¹

1. School of Mechanical Electronic & Information Engineering, China University of Mining & Technology-Beijing, Beijing 100083, China;
2. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China

Abstract: The modeling method of the three-port bidirectional DC/DC converter is mainly for the circuit structure in which the resonant tank is a single inductor, and the topology modeling of the resonant tank for the LC resonance is in lack. This paper uses a generalized state space averaging method to model the series resonant three-port DC/DC converter, and studies the system's working mode, dynamic modeling process and control strategy. By building the simulation model in MATLAB/Simulink, the power flow in different working modes is simulated and verified. The results show that the control strategy designed by the modeling method can achieve good system dynamic response characteristics.

Key words: series resonant three-port DC/DC converter; generalized state space averaging method; dynamic modeling

随着新能源发电技术的快速发展,多端口 DC/DC 变换器^[1-3]作为一种新型的电力电子变化装置,可实现多个端口之间的功率传输与控制,具有

功率密度高、变换效率高、体积小和成本低等优点,在电动汽车、微电网及“光伏+蓄电池”的新能源混合供电系统^[4-5]中具有广阔的应用前景。

收稿日期: 2019-06-19 修回日期: 2020-03-13

基金项目: 国家自然科学基金(51577187)

作者简介: 洪君(1995—), 女, 安徽池州人, 硕士研究生, 主要从事电力电子与电力传动方面的研究工作。Tel: 13051810906, E-mail: 821374633@qq.com

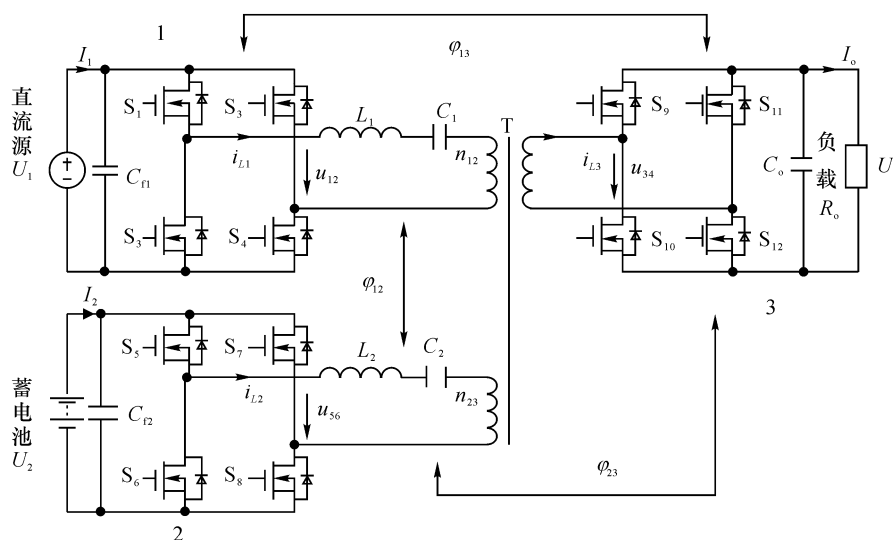
目前,国内外专家和学者对多端口 DC/DC 变换器进行了大量的研究与分析。李艳等^[6]提出一种 Buck、Boost、Buck-Boost 三输入直流变换器拓扑结构,分析 3 种工作模式,并采用状态空间法进行小信号建模,设计了不同工作模式下的控制策略,但该电路输入端没有电气隔离,能量只能单向流动。张君君和 Ling 等^[7-8]选用半桥式三端口变换器作为研究对象,通过状态空间平均法对端口电流进行建模,并设计了带有电压解耦的双电压环控制策略,所用的解耦控制方法简单,不需要复杂的数学运算和推导,但环路中的耦合并没有完全消除,且半桥拓扑中开关管的电流应力是全桥的 1 倍。谢军等^[9]采用了两个输入端为电流型全桥、输出端为半桥结构的三端口直流变换器,通过空间状态平均法对端口电流和输出端电压建模,设计了 1 个电压外环和 2 个电流内环的控制器。王政等^[10]提出了电压全桥型多端口隔离变换器的拓扑结构,并根据功率流动设计了移相加占空比控制的闭环控制器,在较宽的输入电压范围内均能实现软开关,但控制自由度增多,控制程度复杂。宋家康等^[11]针对双向隔离型三端口有源全桥 DC/DC 变换器,提出了一种基于神经网络的解耦控制策略,有效地解决了因解耦参数过大或无法获得高频交流电流的问题,但数据量过大。杨旭和 Wang 等^[12-13]提出引进一个谐振电容,利用其容性电抗和隔直作用,

使未引入谐振电容的两个端口间的功率传输近似为 0,从而实现硬件解耦。但以上文献中多端口 DC/DC 变换器谐振槽都是单 L 形,建模方法均采用状态空间平均法。Lin、Salem 和张航等^[14-16]采用广义状态空间法仅对两端口 DC/DC 变换器进行建模,在直流分量的基础上保留一阶基波分量,结果更加精确。状态空间平均法是对端口电感电流的直流量进行平均,无法建立高频环节的电流传递函数;广义状态空间平均法是在状态空间平均法的基础上增加模型阶数,可分析直流量和交流量,且一次分量就可得到电流的传递函数。

笔者基于以上研究,提出了串联谐振三端口 DC/DC 变换器的拓扑结构,采用广义状态空间平均法建立数学模型。通过分析串联谐振三端口 DC/DC 变换器工作原理以及工作模式,阐述基于傅里叶变换的广义状态平均建模方法,对谐振变换器进行时域状态描述;采用广义状态空间平均法分析串联谐振三端口 DC/DC 变换器的稳态特性,建立动态小信号模型,设计闭环控制器;通过仿真实验验证串联谐振三端口 DC/DC 变换器的数学模型具有良好的动态性能。

1 三端口 DC/DC 变换器工作原理

串联谐振三端口 DC/DC 变换器电路由 3 个高频开关桥和 1 个三绕组变压器组成,3 个开关桥通过高频变压器耦合,其拓扑如图 1 所示。



1—端口 1;2—端口 2;3—端口 3;

L_1 、 C_1 、 L_2 、 C_2 —两输入侧及输出侧谐振槽的谐振电感和电容;

T—三绕组变压器; n_{13} 、 n_{23} —变压比;

C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} —输入端和输出端的滤波电容

图 1 串联谐振三端口 DC/DC 变换器拓扑

Fig. 1 Series resonant three-port DC/DC converter topology

每个开关桥的工作频率是固定的,分别产生方波电压 u_{12} 、 u_{34} 和 u_{56} , φ_{12} 、 φ_{13} 和 φ_{23} 分别为端口 1 和端口 2、端口 1 和端口 3 以及端口 2 和端口 3 全桥输出电压方波之间的移相角。设端口 1 超前端口 2、端口 1 超前端口 3、端口 2 超前端口 3 时, φ_{12} 、 φ_{13} 和 φ_{23} 为正值($\varphi_{23} = \varphi_{12} - \varphi_{13}$)。通过控制 φ_{12} 和 φ_{13} , 可改变 3 个端口输出功率的大小和方向, 实现 U_1 单独向负载供电、 U_1 和 U_2 同时向负载供电, 以及 U_1 向负载供电的同时又给 U_2 充电。

根据三端口 DC/DC 变换器的输入输出功率关系, 其工作模式有 3 种: 单电源模式是直流源单独给负载供电, 蓄电池不供电; 双电源模式是直流源和蓄电池共同给负载供电; 储能模式是直流电给负载供电, 同时向蓄电池充电。如图 2 所示。

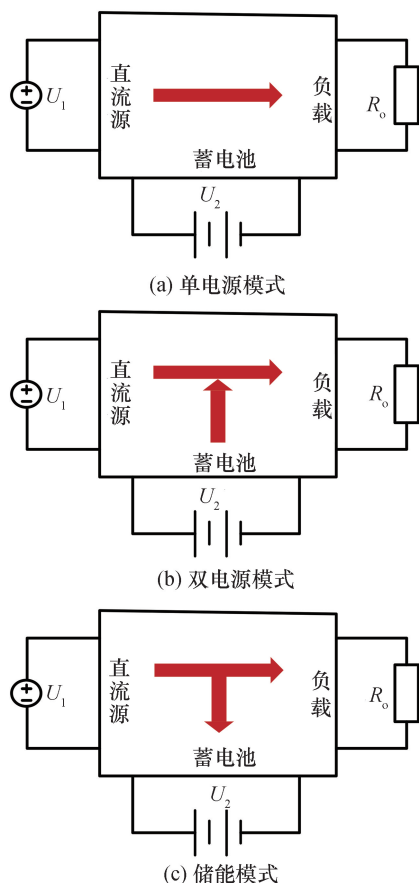


图 2 三端口 DC/DC 变换器工作模式

Fig. 2 Diagram of three-port DC/DC converter operation mode

2 三端口 DC/DC 变换器动态建模

2.1 广义状态空间平均法

广义状态空间平均法是以傅里叶变换为基础^[17-18], 若时域周期信号 $x(\tau)$ 满足 $\int_0^T |x(\tau)|^2 d\tau <$

∞ , 则在时间区间 $(t-T, t)$, $x(\tau)$ 的傅里叶变换可表示为

$$x(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega\tau} \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (1)$$

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (2)$$

式中, ω 为信号的基波角频率, $\omega = 2\pi/T$; $\langle x \rangle_k(t)$ 为信号 $x(t)$ 的 k 阶傅里叶变换系数。

广义状态空间平均法 2 个重要的傅里叶系数特性^[16]:

(1) 微分特性

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \quad (3)$$

(2) 卷积特性

$$\langle f[x(t), y(t)] \rangle_k = \langle x(t)y(t) \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{k-i}(t) \langle y \rangle_i(t) \quad (4)$$

2.2 动态建模

对于端口 1 的交流方波电压 $u_{12}(t)$ 有

$$u_{12}(t) = s_1(t) U_1(t) \quad (5)$$

$$s_1(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ -1 & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \quad (6)$$

式中, U_1 为端口 1 的端电压; $s_1(t)$ 为符号函数; T 为开关周期; f 为开关频率。

类似地, 端口 2 和端口 3 的交流方波电压 $u_{56}(t)$ 和 $u_{34}(t)$ 有

$$u_{56}(t) = s_2(t) U_2(t) \quad (7)$$

$$s_2(t) = \begin{cases} 1 & \frac{\varphi_{12}T}{2\pi} \leq t < \frac{T}{2} + \frac{\varphi_{12}T}{2\pi} \\ -1 & \frac{T}{2} + \frac{\varphi_{12}T}{2\pi} \leq t < T + \frac{\varphi_{12}T}{2\pi} \end{cases} \quad (8)$$

$$u_{34}(t) = s_3(t) u_o(t) \quad (9)$$

$$s_3(t) = \begin{cases} 1 & \frac{\varphi_{13}T}{2\pi} \leq t < \frac{T}{2} + \frac{\varphi_{13}T}{2\pi} \\ -1 & \frac{T}{2} + \frac{\varphi_{13}T}{2\pi} \leq t < T + \frac{\varphi_{13}T}{2\pi} \end{cases} \quad (10)$$

式中, $s_2(t)$ 和 $s_3(t)$ 为符号函数; U_2 、 u_o 为端口 2 和端口 3 的端电压; φ_{12} 、 φ_{13} 为端口 1 和端口 2、端口 1 和端口 3 方波电压的移相角。

由于开关管的开关过程较短, 为便于分析, 假设开关瞬时完成。选择谐振电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} , 谐振电容电压 u_{C1} 、 u_{C2} , 输出电压 u_o 为状态变量, 则一个开关周期内的电路状态方程为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = s_1(t)U_1(t) - u_{C1}(t) - n_{13}s_3(t)u_o(t) \\ C_1 \frac{du_{C1}(t)}{dt} = i_{L1}(t) \\ L_2 \frac{di_{L2}(t)}{dt} = s_2(t)U_2(t) - u_{C2}(t) - n_{23}s_3(t)u_o(t) \\ C_2 \frac{du_{C2}(t)}{dt} = i_{L2}(t) \\ C_o \frac{du_o(t)}{dt} = n_{13}s_3(t)i_{L1}(t) + n_{23}s_3(t)i_{L2}(t) - \frac{u_o(t)}{R} \end{cases} \quad (11)$$

三端口 DC/DC 变换器工作在稳态时,谐振电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 、谐振电容电压 u_{C1} 和 u_{C2} 为交流量,而输出电压 u_o 为脉动直流分量。因此,采用广义状态空间平均法建立的模型,包含谐振电感电流

i_{L1} 和 i_{L2} 、谐振电容电压 u_{C1} 和 u_{C2} 的一次傅里叶系数和输出电压 u_o 的零次傅里叶系数。由式(11)得到广义状态空间平均法三端口 DC/DC 变换器动态模型表达式为

$$\begin{cases} \left\langle \frac{di_{L1}(t)}{dt} \right\rangle_1 = \frac{\langle s_1(t)U_1(t) \rangle_1}{L_1} - \frac{\langle u_{C1}(t) \rangle_1}{L_1} - \frac{\langle n_{13}s_3(t)u_o(t) \rangle_1}{L_1} - j\omega \langle i_{L1}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{du_{C1}(t)}{dt} \right\rangle_1 = \frac{\langle i_{L1}(t) \rangle_1}{C_1} - j\omega \langle u_{C1}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{di_{L2}(t)}{dt} \right\rangle_1 = \frac{\langle s_2(t)U_2(t) \rangle_1}{L_2} - \frac{\langle u_{C2}(t) \rangle_1}{L_2} - \frac{\langle n_{23}s_3(t)u_o(t) \rangle_1}{L_2} - j\omega \langle i_{L2}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{du_{C2}(t)}{dt} \right\rangle_1 = \frac{\langle i_{L2}(t) \rangle_1}{C_2} - j\omega \langle u_{C2}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{du_o(t)}{dt} \right\rangle_0 = \frac{n_{13}\langle s_3(t)i_{L1}(t) \rangle_0}{C_o} + \frac{n_{23}\langle s_3(t)i_{L2}(t) \rangle_0}{C_o} - \frac{\langle u_o(t) \rangle_0}{C_o R} \end{cases} \quad (12)$$

式中, $\langle \cdot \rangle_1$ 为变换器原变量的一次傅里叶系数;
 $\langle \cdot \rangle_0$ 为变换器原变量的零次傅里叶系数。

根据傅里叶变换系数的卷积特性和傅里叶反变换可推导出:

$$\begin{cases} \left\langle \frac{di_{L1}(t)}{dt} \right\rangle_1 = -j \frac{2\langle U_1 \rangle_0}{\pi L_1} - \frac{\langle u_{C1}(t) \rangle_1}{L_1} + \frac{n_{13}}{L_1} j \frac{2}{\pi} e^{-j\varphi_{13}} \langle u_o(t) \rangle_0 - j\omega \langle i_{L1}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{du_{C1}(t)}{dt} \right\rangle_1 = \frac{\langle i_{L1}(t) \rangle_1}{C_1} - j\omega \langle u_{C1}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{di_{L2}(t)}{dt} \right\rangle_1 = -j \frac{2\langle U_2 \rangle_0}{\pi L_2} e^{-j\varphi_{12}} - \frac{\langle u_{C2}(t) \rangle_1}{L_2} + \frac{n_{23}}{L_1} j \frac{2}{\pi} e^{-j\varphi_{13}} \langle u_o(t) \rangle_0 - j\omega \langle i_{L2}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{du_{C2}(t)}{dt} \right\rangle_1 = \frac{\langle i_{L2}(t) \rangle_1}{C_2} - j\omega \langle u_{C2}(t) \rangle_1 \\ \left\langle \frac{du_o(t)}{dt} \right\rangle_0 = \frac{n_{13} \left(-j \frac{2}{\pi} e^{-j\varphi_{13}} \langle i_{L1}(t) \rangle_1^* + j \frac{2}{\pi} e^{j\varphi_{13}} \langle i_{L1}(t) \rangle_1 \right) + n_{23} \left(-j \frac{2}{\pi} e^{-j\varphi_{13}} \langle i_{L2}(t) \rangle_1^* + j \frac{2}{\pi} e^{j\varphi_{13}} \langle i_{L2}(t) \rangle_1 \right)}{C_o} - \frac{\langle u_o(t) \rangle_0}{C_o R} \end{cases} \quad (13)$$

式中, * 为共轭。

考虑到变换器的状态变量和输入量的瞬时值

等于静态工作点的稳态值+小信号扰动量,因此在静态工作点加上小信号的扰动,将非线性系统的大

信号模型转换为线性小信号模型。

变换器各个状态变量和输入量的表达形式为

$$\begin{cases} u_o = U_o + \hat{u}_o \\ i_{L1} = I_{L1} + \hat{i}_{L1} \\ i_{L2} = I_{L2} + \hat{i}_{L2} \\ u_{C1} = U_{C1} + \hat{u}_{C1} \\ u_{C2} = U_{C2} + \hat{u}_{C2} \\ \varphi_{12} = \psi_{12} + \hat{\varphi}_{12} \\ \varphi_{13} = \psi_{13} + \hat{\varphi}_{13} \end{cases} \quad (14)$$

式中, U_o 、 I_{L1} 、 I_{L2} 、 U_{C1} 、 U_{C2} 、 ψ_{12} 、 ψ_{13} 为稳态值; u_o 、 i_{L1} 、 i_{L2} 、 u_{C1} 、 u_{C2} 、 φ_{12} 、 φ_{13} 为大信号状态量; $\hat{u}_o$ 、 $\hat{i}_{L1}$ 、 $\hat{i}_{L2}$ 、 $\hat{u}_{C1}$ 、 $\hat{u}_{C2}$ 、 $\hat{\varphi}_{12}$ 、 $\hat{\varphi}_{13}$ 为小信号扰动量。

将式(14)代入式(13), 对小信号扰动的乘积项、稳态分量和小信号分量作进一步处理, 写成标准形式:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}' = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}} \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (15)$$

选择 $\langle i_{L1} \rangle_1$ 、 $\langle i_{L2} \rangle_1$ 、 $\langle u_{C1} \rangle_1$ 、 $\langle u_{C2} \rangle_1$ 、 $\langle u_o \rangle_0$ 为状态变量, 并将其定义为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}} = [\langle \hat{i}_{L1} \rangle_1 \quad \langle \hat{i}_{L2} \rangle_1 \quad \langle \hat{u}_{C1} \rangle_1 \quad \langle \hat{u}_{C2} \rangle_1 \quad \langle \hat{u}_o \rangle_0]^T \\ \hat{\mathbf{u}} = [\hat{\varphi}_{12} \quad \hat{\varphi}_{13}] \\ \hat{\mathbf{y}} = [\hat{u}_o] \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} \langle \hat{i}_{L1} \rangle_1 = x_1 + jx_2 \\ \langle \hat{i}_{L2} \rangle_1 = x_3 + jx_4 \\ \langle \hat{u}_{C1} \rangle_1 = x_5 + jx_6 \\ \langle \hat{u}_{C2} \rangle_1 = x_7 + jx_8 \\ \langle \hat{u}_o \rangle_0 = x_9 \end{cases} \quad (17)$$

式中, $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 和 $\mathbf{C}$ 为状态矩阵、输入矩阵和输出矩阵; $\hat{\mathbf{x}}$ 、 $\hat{\mathbf{u}}$ 和 $\hat{\mathbf{y}}$ 为状态变量、输入变量和输出变量矩阵; $x_1 \sim x_9$ 为各状态变量的实部与虚部。

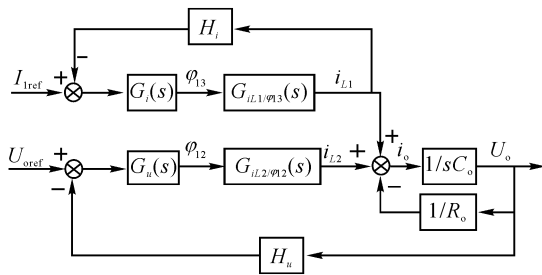
将式(13)加入扰动后的模型进行实部和虚部分离, 得到广义状态空间平均模型状态矩阵 $\mathbf{A}$ 、输入矩阵 $\mathbf{B}$ 和输出矩阵 $\mathbf{C}$, 即

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{2n_{13}\sin\psi_{13}}{\pi L_1} \\ -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{2n_{13}\cos\psi_{13}}{\pi L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 & \frac{2n_{23}\sin\psi_{13}}{\pi L_2} \\ 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & \frac{2n_{23}\cos\psi_{13}}{\pi L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & -\omega & 0 & 0 \\ -\frac{4n_{13}\sin\psi_{13}}{\pi C_o} & -\frac{4n_{13}\cos\psi_{13}}{\pi C_o} & -\frac{4n_{23}\sin\psi_{13}}{\pi C_o} & -\frac{4n_{23}\cos\psi_{13}}{\pi C_o} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o R} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2n_{13}\cos\psi_{13}\langle U_o \rangle_0}{\pi L_1} \\ 0 & -\frac{2n_{13}\sin\psi_{13}\langle U_o \rangle_0}{\pi L_1} \\ \frac{2\cos\psi_{12}[U_2]_0}{\pi L_2} & -\frac{2n_{23}\cos\psi_{13}\langle U_o \rangle_0}{\pi L_2} \\ -\frac{2\sin\psi_{12}[U_2]_0}{\pi L_2} & \frac{2n_{23}\sin\psi_{13}\langle U_o \rangle_0}{\pi L_2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{4n_{13}}{\pi C_o}(\cos\psi_{13}X_1 - \sin\psi_{13}X_2) + \frac{4n_{23}}{\pi C_o}(\cos\psi_{13}X_3 - \sin\psi_{13}X_4) \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

通过上述建模分析,设计的三端口 DC/DC 变换器总体控制框图,如图 3 所示。



$G_i(s)$ 、 $G_u(s)$ —电流、电压补偿器;
 $G_{IL1/\varphi_{13}}(s)$ —电感电流 i_{L1} 对移相角 φ_{13} 的传递函数;
 $G_{IL2/\varphi_{12}}(s)$ —电感电流 i_{L2} 对移相角 φ_{12} 的传递函数;
 H_i 、 H_u —相应的比例反馈系数

图 3 三端口 DC/DC 变换器总体控制框图

Fig. 3 Diagram of three-port DC/DC converter control overall block

3 三端口 DC/DC 变换器的控制策略

图 4 为三端口 DC/DC 变换器系统总控制框图。直流源端的电感电流和负载端的输出电压为单闭环控制,该控制策略的主要目标是控制直流源的输出功率和负载输出电压的稳定;蓄电池端作为自由端口,根据负载功率变化自动调整功率,使得各端口功率平衡。本文假设直流源端电压为稳定值,因此控制直流源的输出功率转化为控制直流源的电流。由图 4 可知,输出给定电压值 U_{oref} 与输出电压值相减,得到输出电压变化量,再经过电压补偿器得到移相角 φ_{12} ;同样,电感给定电流值 I_{1ref} 与电感采样电流值 i_{L1} 相减,得到电流变化量,再经

过电流补偿器得到移相角 φ_{13} 。对两个移相角进行 $0 \sim \pi/2$ 限幅,经过移相调制器得到的调制信号控制各个开关管的通断,进而控制三端口 DC/DC 变换器。

当直流源端功率等于负载功率时,蓄电池不许充电,控制移相角 φ_{13} 和 φ_{12} 使系统工作在单电源模式,直流源向负载传输功率,蓄电池不传输功率;当输出端负载增大、直流源端功率小于负载所需功率时,控制移相角 φ_{13} 和 φ_{12} 使系统工作在双电源模式,直流源端和蓄电池端同时向负载传输功率;当输出负载降低、直流源端功率大于负载所需功率时,控制移相角 φ_{13} 和 φ_{12} 使系统工作在储能模式,直流源端向负载传输功率,同时给蓄电池充电。因此,该控制系统可以实现直流源端和负载变化时各个端口的功率平衡,有效地利用了各端口能量。

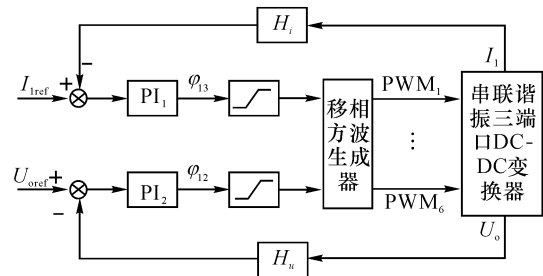


图 4 三端口 DC/DC 变换器系统总控制

Fig. 4 Total control diagram of three-port DC/DC converter system

选取不同的开关频率与谐振频率的比和直流源与输出端的移相角进行仿真,结果见表 1。由表 1 可知,随着频率比的增加,两输入端口的功率随着频率比的增加而减小,直流源与输出端电流随移

相角的增大(移相角 $20^{\circ} \sim 60^{\circ}$)也增大。因此,可通过选择合适的频率比,使得直流源端和蓄电池端的功率传输较小,从而有效抑制直流源端和蓄电池端因输出绕组漏感引起的功率耦合,实现通过控制移相角控制直流源端和蓄电池端的有功功率和电流。

表 1 不同频率比和移相角下电压、电流和有功功率比较
Tab. 1 Comparison of voltage, current and active power at different frequency ratios and phase shift angles

频率比	1.05	1.10	1.15	1.20	1.25
移相角/($^{\circ}$)	10	20	30	45	60
电压 U_o/V	100	100	100	100	100
有功功率 P_{12}/W	19.0	8.3	6.4	5.2	3.4
电流 I_{L1}/A	7.2	6.5	6.7	6.9	7.2

4 仿真结果分析

本文通过 MATLAB/Simulink 仿真验证广义状态空间平均模型的准确性,其电路参数见表 2。

表 2 三端口 DC/DC 变换器电路参数
Tab. 2 Three-port DC/DC converter circuit parameters

端口	参数	数值
端口 1	输入电压 U_1/V	50
	开关频 f_s/kHz	20
	滤波电容 $C_{f1}/\mu F$	2 200
	谐振电感 $L_1/\mu H$	200
	谐振电容 $C_1/\mu F$	7
	变压比 n_{13}	0.5
端口 2	输入电压 U_2/V	24
	滤波电容 $C_{f2}/\mu F$	2 200
	谐振电感 $L_2/\mu H$	140
	谐振电容 $C_2/\mu F$	10
	变压比 n_{23}	0.24
端口 3	输出电压 U_o/V	100
	滤波电容 $C_o/\mu F$	2 200
	电阻 R_o/Ω	50

为验证广义状态空间平均建模法设计的控制系统可行性,分别对输出给定电压和负载变化进行仿真验证。

4.1 输出给定电压变化的仿真实证

如图 5 所示,在 0.05 s 时输出端给定电压从 100 V 突降至 95 V,经过微小波动各端口电压、电流都达到稳定。此时,由单电源供电模式切换成储能模式。直流源端功率保持 200 W 不变,输出功

率从 200 W 降至 180.5 W。直流源开始给蓄电池充电(功率从 0 变为 19.5 W),电池电流从 0 变为 -0.8 A。

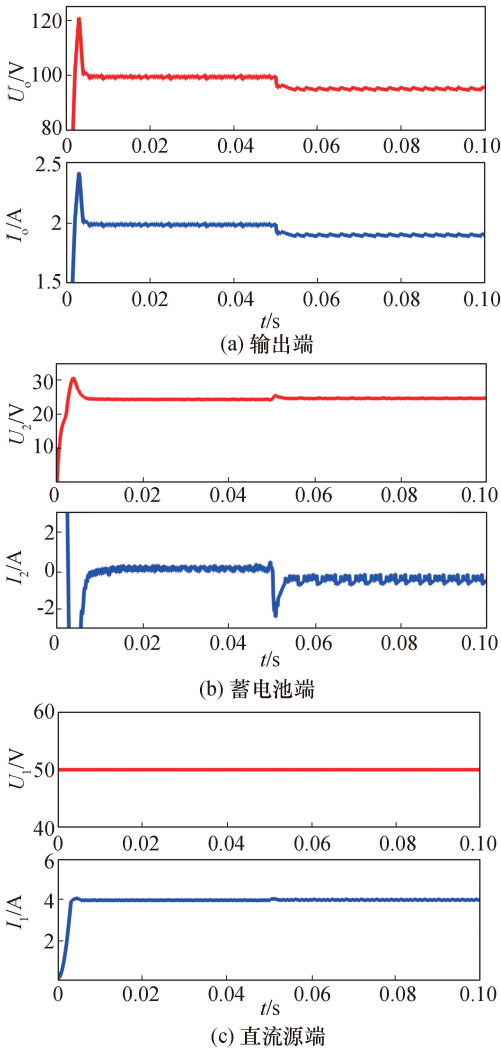


图 5 输出端给定电压突降时各端口电压和电流波形
Fig. 5 Voltage and current waveforms of each port when the output voltage drops suddenly

4.2 输出端负载变化的仿真实证

如图 6 所示,在 0.05 s 时负载电流突降,输出端和蓄电池端电压和电流经过微小波动后恢复稳定。负载由 2 A 变为 1 A,输出电压保持在 100 V,输出功率从 200 W 降至 100 W;直流端功率维持在 200 W。此时,系统由单电源供电模式切换成储能模式,直流源端给蓄电池充电。蓄电池端功率从 0 变成 -100 W,电压从 24 V 变为 26 V,蓄电池电流从 0 变为 -3.8 A。

如图 7 所示,在 0.05 s 时负载电流突增,输出端和蓄电池端电压和电流经过微小波动后恢复稳定。负载由 1 A 变为 2 A,输出电压保持在 100 V,输出功率从 100 W 降至 200 W;直流端功率维持在

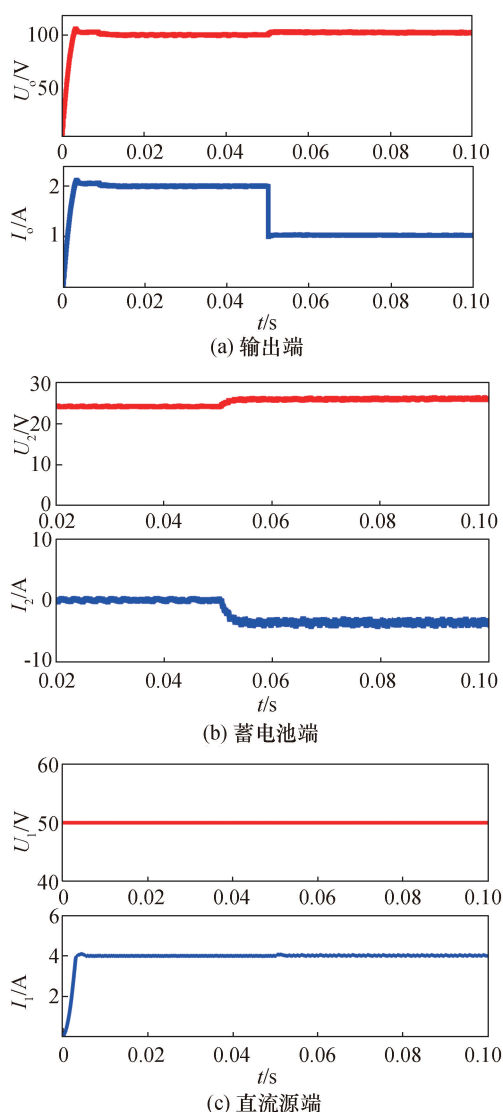


图6 输出端负载突降时各端口电压和电流波形
Fig. 6 Voltage and current waveforms of each port when the output load drops suddenly

200 W。此时,系统由储能模式切换成单电源供电模式。蓄电池端功率从-100 W 变成 0,电压从 26 V 变为 24 V,蓄电池电流从-3.8 A 变为 0。

综上可知,当输出给定电压和负载发生变化时,各端口电压和电流都可以快速跟随其变化,表明控制系统具有良好的动态特性。

5 结 论

(1) 本文提出了一种应用于串联谐振三端口 DC/DC 变换器建立动态小信号模型的方法,解决了其他建模方式无法分析谐振槽的问题。根据小信号模型,设计了以移相角为控制对象的闭环控制器,实现多个电压等级的直流电压变换、能量交换与电气隔离以及功率的多向流动。

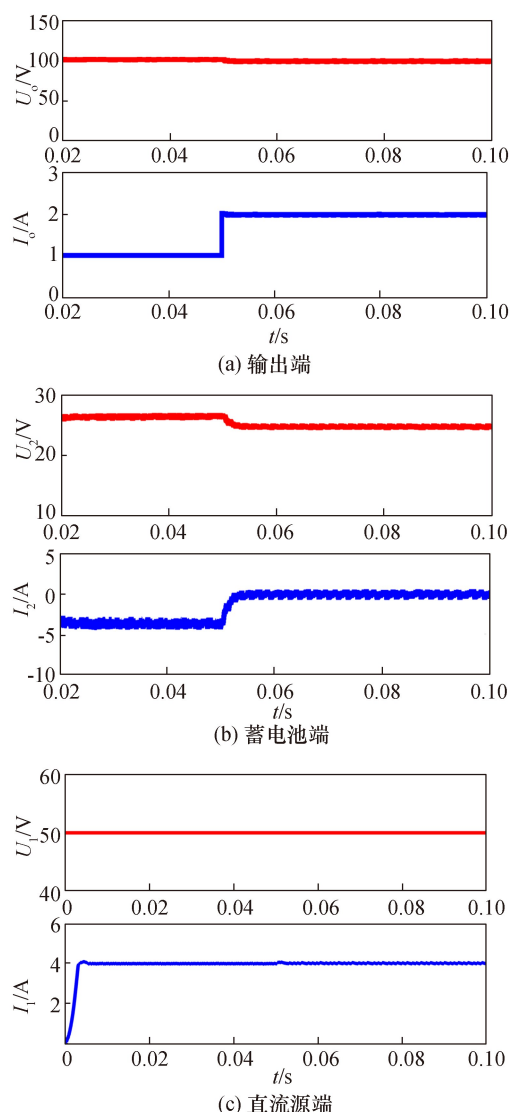


图7 输出端负载突增时各端口电压和电流波形
Fig. 7 Voltage and current waveforms of each port when the output load increases suddenly

(2) 根据输入输出功率关系,三端口 DC/DC 变换器存在 3 种工作模式:单电源工作模式、双电源工作模式和储能模式。设计了各种模式下功率切换的控制策略,利用闭环实现不同工作模式下的控制目标。

(3) 对输出端给定电压和负载变化进行仿真验证,结果表明系统具有良好的动态特性,验证了广义状态空间平均法对串联谐振三端口直流变换器建模的可行性。

参考文献

- [1] 陈言峰,程红,王喜华,等. 功率单向传输的多绕组共铁芯磁集成高频隔离变换器[J]. 矿业科学学报, 2018,3(3):277-283.

- Chen Yanfeng, Cheng Hong, Wang Xihua, et al. Power unidirectional transmission of multi-winding common iron core integrated high-frequency isolation converter [J]. Journal of Mining Science and Technology, 2018, 3 (3): 277-283.
- [2] Savitha K P, Kanakasabapathy P. Multi-port DC-DC converter for DC microgrid applications [C]//2016 IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS). New Delhi: ICPS, 2016: 1-6.
- [3] Chen J, Hou S, Deng F, et al. A bidirectional multi-port DC-DC converter integrating voltage equalizer [C]//2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Aachen: PEDG, 2015: 1-6.
- [4] Kanhav K A, Chaudhari M A. A bidirectional multiport DC-DC converter topology for hybrid energy system [C]//2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS). Chennai: ICECDS, 2017: 3427-3432.
- [5] Nakul Narayanan K, Prakash Reddy S R, Umanand L. Multi-Port bidirectional high gain converter system for hybrid electric vehicle applications [C]//IECON 2018-44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Washington: IES, 2018: 5050-5054.
- [6] 李艳, 郑琼林, 陈嘉垚, 等. 带解耦控制的三输入直流变换器建模及调节器设计 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 109-118.
- Li Yan, Zheng Qionglin, Chen Jiayao, et al. Modeling and regulator design for three-input DC/DC converter with decoupling control [J]. Transactions of China Electrical Society, 2013, 28(4): 109-118.
- [7] 张君君, 吴红飞, 曹锋, 等. 半桥式三端口变换器建模与解耦控制 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(3): 671-678.
- Zhang Junjun, Wu Hongfei, Cao Feng, et al. Modeling and decoupling control of three-port half-bridge converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(3): 671-678.
- [8] Ling Zhixiang, Wang Hui, Yan Kun, et al. A new three-port bidirectional DC/DC converter for hybrid energy storage [C]//2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Taipei: IFEEC, 2015: 1-5.
- [9] 谢军, 张崇巍, 刘胜永, 等. 一种三有源桥变流器的建模和控制 [J]. 电力电子技术, 2012, 46(11): 69-71.
- Xie Jun, Zhang Chongwei, Liu Shengyong, et al. Modeling and control of a triple active bridge converter [J]. Power Electronics, 2012, 46(11): 69-71.
- [10] 王政, 储凯, 张兵, 等. 移相占空比控制的三端口双向直流变换器 [J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 81-87.
- Wang Zheng, Chu Kai, Zhang Bing, et al. Three-port bidirectional DC/DC converter with duty cycle and phase-shifting control [J]. Journal of Electric Machines and Control, 2015, 19(7): 81-87.
- [11] 宋家康, 彭勇刚, 王晓明, 等. 基于神经网络的三端口 DC-DC 变换器解耦控制策略 [J]. 电工电能新技术, 2019, 38(2): 20-26.
- Song Jiakang, Peng Yonggang, Wang Xiaoming, et al. Decoupling control strategy of three-port DC-DC converter based on neural network [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(2): 20-26.
- [12] 杨旭, 王卫, 王盼宝, 等. 基于串联谐振网络的三端口 DC/DC 变换器解耦方法 [J]. 电网技术, 2017, 41(2): 478-485.
- Yang Xu, Wang Wei, Wang Pangbao, et al. Decoupling method of series resonance based three-port DC/DC converter [J]. Power System Technology, 2017, 41(2): 478-485.
- [13] Wang Panbao, Wang Wei, Xu Dianguo, et al. A hardware decoupling method for series-resonance-based isolated three-port DC/DC converters [C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio: APEC, 2018: 1585-1590.
- [14] Lin Zhao, Ma Hao. Modeling and analysis of three-phase inverter based on generalized state space averaging method [C]//IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna: IES, 2013: 1007-1012.
- [15] Salem M, Jusoh A, Idris N R N, et al. Modeling and simulation of generalized state space averaging for series resonant converter [C]//2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC). Perth: AUPEC, 2014: 1-5.
- [16] 张航, 李耀华, 高范强, 等. 单相电力电子变压器中串联谐振型双有源桥电流特性分析 [J]. 电工电能新技术, 2019, 38(2): 11-19.
- Zhang Hang, Li Yaohua, Gao Fanqiang, et al. Advanced technology of electrical engineering and energy [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(2): 11-19.
- [17] 宋胜利, 李卓强, 姚志, 等. 三相双有源桥式直流变换器建模与控制方法 [J]. 电工技术学报, 2019, (6): 1-13.
- Song Shengli, Li Zhuoqiang, Yao Zhi, et al. Modeling and closed loop control of three phase double active bridge DC transformer [J]. Transactions of China Elec-

- tronical Society, 2019, (6): 1-13.
- [18] 杨占刚, 吴惠东, 屈俊超, 等. 基于广义状态空间平均的独立电力系统建模方法[J]. 电工电能新技术, 2016, 35(12): 12-19.
- Yang Zhangang, Wu Huidong, Qu Junchao, et al. Modeling method of isolated power system based on generalized state space averaging[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2016, 35(12): 12-19.
- [19] 程红, 王聪, 王俊. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [20] 杨克虎, 张建军, 王誉博, 等. 基于特定谐波消除的多电平变换器最优基频调制[J]. 矿业科学学报, 2017, 2(3): 274-280.
- Yang Kehu, Zhang Jianjun, Wang Yubo, et al. The selective harmonic elimination based optimal fundamental frequency modulation for multilevel converter[J]. Journal of Mining Science and Technology, 2017, 2(3): 274-280.
- [21] 王彦文, 赵永梅, 孙梦雅, 等. 一种矿井高压电缆绝缘监测新方法[J]. 矿业科学学报, 2017, 2(6): 582-587.
- Wang Yanwen, Zhao Yongmei, Sun Mengya, et al. A new method of high voltage cable insulation monitoring in coal mine[J]. Journal of Mining Science and Technology, 2017, 2(6): 582-587.

(责任编辑: 高专)