

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.181034

三端口 DC/DC 变换器预测电流移相控制

张国荣¹, 李智¹, 陆翌², 王朝亮², 许烽²

(1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009;

2. 国网浙江省电力有限公司电力科学研究院, 浙江 杭州 310014)

摘要: 针对微电网储能系统中三端口 DC/DC 变换器, 研究了基于半开关周期采样和全开关周期采样的预测电流移相控制。分析了变换器的工作状态和开关模态, 采用 Y- Δ 等效变换得到电感电流斜率, 在每个开关周期驱动信号的中点时刻采样电感电流, 计算不同阶段变换器的电感电流增量。基于电流采样值和电流参考值预测变换器下一个开关周期上升沿和下降沿移相比, 更新该移相比使电感电流达到参考值。然后分析了两种采样模式下电感电流中直流分量消除机理, 并给出三端口 DC/DC 变换器闭环控制策略。仿真结果验证了该控制方法的有效性, 较好地解决了三端口 DC/DC 变换器直流偏置问题, 提高了系统的动态响应和鲁棒性能。

关键词: 三端口变换器; 预测控制; 移相比; 直流分量

Predictive current phase shift control of three-port DC/DC converter

ZHANG Guorong¹, LI Zhi¹, LU Yi², WANG Chaoliang², XU Feng²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. State Grid Zhejiang Electric Power Research Institute, Hangzhou 310014, China)

Abstract: For the three-port DC/DC converter in the microgrid energy storage system, the predictive current phase shift control based on half switching cycle sampling and full switching cycle sampling is studied. The working state and switching mode of the converter are analyzed. The slope of the inductor current is obtained by Y- Δ equivalent transformation. The inductor current is sampled at the midpoint of the driving signal of each switching cycle, and the inductor current increment of the converter at different stages is calculated. Based on the current sampling value and the current reference value, the phase shift ratios of rising edge and falling edge for the next switching cycle of the converter are predicted. By updating the phase shift ratios, the inductor current can reach the reference value. Then the elimination mechanism of DC component in the inductor current in two sampling modes is analyzed, and the closed-loop control strategy of three-port DC/DC converter is given. The simulation results verify the effectiveness of the proposed control method and solve the DC bias problem of the three-port DC/DC converter, which improves the dynamic response and robust performance of the system.

This work is supported by National Key Research and Development Program of China (No. 2017YFB0903100) Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (No. 521104170043).

Key words: three-port converter; predictive control; phase shift ratio; DC component

0 引言

可再生能源的开发与利用是当前的研究热点^[1-4]。通过可再生能源发电设备与储能装置结合, 建立可靠稳定的微电网储能系统是目前主要的解决

方式。微电网储能系统的构成分为分布式发电系统、储能系统与接口装置三大部分^[5-7]。双向 DC-DC 变换器作为微电网储能系统中重要的电力电子接口装置, 方便有效地实现能量在发电系统、储能系统及负载间的流动和分配, 架起了微电网甚至电网与储能元件之间实现能量双向流动的桥梁^[8-11]。

传统多输入端口 DC-DC 变换器^[12-14]将各种分布式发电单元和储能装置通过同一条直流母线连结

基金项目: 国家重点研发计划资助 (2017YFB0903100); 国家电网公司科技项目资助 (521104170043)

起来, 不仅增加了供电系统的控制复杂程度和安装成本, 也降低了系统的安全性。

新型多端口 DC-DC 变换器^[15-17]将储能单元、分布式发电系统及负载通过一个功率单元进行集中控制, 避免了各端口控制电路间通信, 简化了主体电路结构和控制电路, 有效提高了变换器功率密度、供电可靠性以及暂态响应速度, 在以光伏电池、燃料电池等为代表的新能源供电系统中具有很好的应用前景, 逐渐被广泛应用于混合动力系统、不间断供电系统中^[18,20-21]。

隔离型三端口变换器通过高频变压器磁链耦合的形式连接全部或部分的输入端口, 不仅能够实现系统高低压直流母线间的电气隔离, 提升系统的安全性, 而且可以通过设置变压器匝比实现不同电压等级间的端口互联, 在分布式发电系统、微电网储能系统等场合中应用广泛^[19,22,25]。

文献[19]针对三端口变换器的功率环流问题, 利用移相角加占空比控制方法引入的三个额外的控制自由度, 实现了变换器工作点的优化, 减少了环流功率引起的系统损耗。文献[20]提出了移相角加占空比调节的控制方式, 引入额外的控制自由度实现端口前端电压的调节和系统环流功率的抑制, 从而减小了系统的功率损耗。文献[21]在全桥隔离型三端口变换器中利用占空比加移相角控制方式实现了端口的宽输入电压特性, 减小了变压器工作时的电流峰值, 扩大了零电压软开关的工作范围。文献[22]针对三端口隔离型双向直流变换器在端口输入电压不匹配时部分开关器件不能实现软开关的问题, 研究了基于伏秒积相等的移相加占空比的控制策略。

文献[23-24]提出了基于双有源桥 DC-DC 变换器的预测电流移相控制方法, 但该方法电感电流采样时刻位于开关管的动作时刻, 开关管动作时刻产生的高频电流会干扰采样过程, 导致采样到的电感电流存在误差。文献[25]将预测电流移相控制应用到三端口 DC-DC 变换器中, 但未考虑变压器中直流偏磁影响, 导致输出电感电流可能存在直流分量。

本文针对微电网储能系统中三端口 DC/DC 变换器, 研究了基于半开关周期采样(Half Switching Cycle Sampling, HSCS)和全开关周期采样(Full Switching Cycle Sampling, FSCS)的预测电流移相控制。分析了三端口 DC/DC 变换器的工作状态和开关模态, 对三绕组变压器和电感组成的网络结构进行等效变换, 得出电感电流斜率表达式, 在每个开关周期驱动信号的中点时刻采样电感电流, 基于电流纹波法, 计算不同阶段变换器的电感电流增量,

得到两种采样模式下移相比预测递推表达式, 并分析了变换器电感电流中直流分量消除机理, 给出了变换器闭环控制策略, 最后通过仿真验证了两种预测电流移相控制方法的有效性。

1 三端口 DC/DC 变换器

1.1 电路拓扑结构

三端口 DC/DC 变换器电路拓扑结构如图 1 所示, 端口 1 为可再生能源, 端口 2 为能量存储装置, 端口 3 为直流母线, 连接负载, 其中负载为广义负载, 可以为具有阻容感性结构负载, 也可三相交流电网或直流微网。

变换器三个端口均为全桥电路, 通过三绕组高频变压器耦合连接, 全桥电路之间采用移相控制实现能量流动, C_1 、 C_2 、 C_3 分别为端口 1、2、3 的直流侧滤波电容, V_{L1} 、 V_{L2} 、 V_{L3} 为端口 1、2、3 全桥输出电压, i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 为端口 1、2、3 的电感电流, L_{L1} 、 L_{L2} 、 L_{L3} 分别为端口 1、2、3 绕组的电感, 变压器为理想变压器, 将端口 3 绕组匝数归一化为 1, 则三绕组变压器的变比为 $N_1:N_2:1$ 。

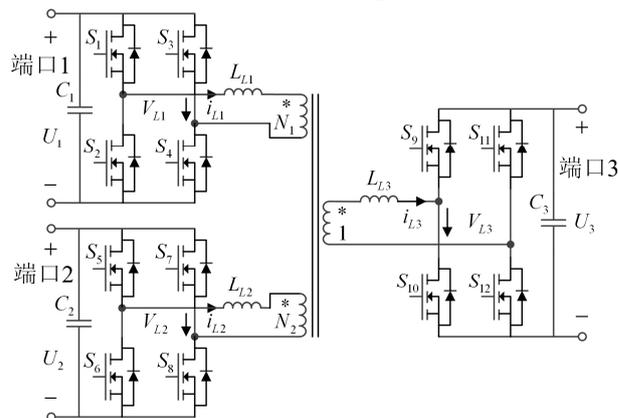


图 1 三端口 DC/DC 变换器拓扑结构

Fig. 1 Three-port DC/DC converter topology

1.2 等效电路模型

三绕组变压器和电感组成的等效网络结构如图 2(a)所示, 忽略变压器励磁电感, 将端口 1、2 全部参数归算到端口 3 一侧, 可得图 2(b)所示 Y 型等效电路, L_1 、 L_2 、 L_3 分别为各个端口折算至端口 3 的电感, $L_1=L_{L1}/N_1^2$, $L_2=L_{L2}/N_2^2$, $L_3=L_{L3}$, V_1 、 V_2 、 V_3 为折算至端口 3 的电压, $V_1=V_{L1}/N_1$, $V_2=V_{L2}/N_2$, $V_3=V_{L3}$, i_1 、 i_2 、 i_3 为折算至端口 3 的电感电流, $i_1=N_1i_{L1}$, $i_2=N_2i_{L2}$, $i_3=i_{L3}$, L_{12} 、 L_{13} 、 L_{23} 分别为 Δ 型变换后的等效电感, $L_{12}=L_p/L_3$, $L_{13}=L_p/L_2$, $L_{23}=L_p/L_1$, $L_p=L_1L_2+L_1L_3+L_2L_3$, i_{12} 、 i_{13} 、 i_{23} 为 Δ 型变换后的等效电流。

由 Y 型-Δ型等效变换知:

$$\begin{cases} i_1 = i_{12} + i_{13} \\ i_2 = i_{23} - i_{12} \\ i_3 = i_{13} + i_{23} \end{cases} \quad (1)$$

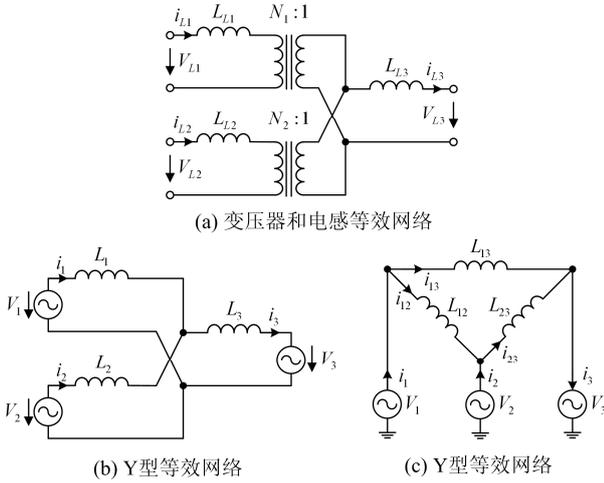


图 2 三端口 DC/DC 变换器等效变换

Fig. 2 Three-port DC/DC converter equivalent transformation

1.3 电感电流斜率

理想情况下三端口 DC/DC 变换器的工作波形如图 3 所示, T_s 为开关周期, $T_s=2T_{hs}$, $f_s=1/T_s$ 。

端口 3 的驱动信号为开关频率 f_s 、占空比 50% 的方波, 以端口 3 的驱动信号作为参考, 端口 1 和端口 3 之间的移相比为 d_1 , 端口 2 和端口 3 之间的移相比为 d_2 , 记端口 1、2 驱动信号超前端口 3 时移相比为正值, 滞后端口 3 时移相比为负值, 其中 $-0.5 < d_1 < 0.5$, $-0.5 < d_2 < 0.5$ 。

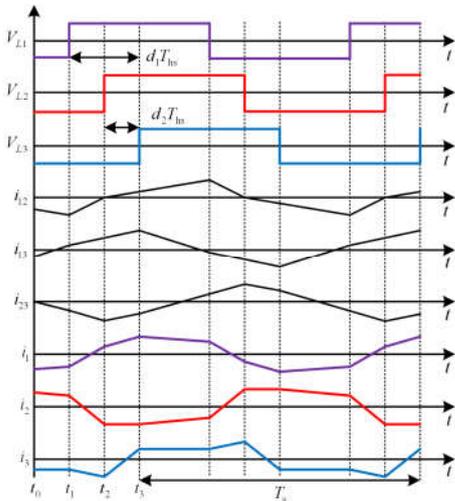


图 3 三端口 DC/DC 变换器工作波形

Fig. 3 Three-port DC/DC converter operating waveform

由 Δ 型等效电路知, 任意两端口间电感电流斜率可以按照双有源桥公式进行计算^[8-9], 由式(1)叠加并折算后可得各端口电感电流斜率表达式。令一个开关周期内端口 1 和端口 3 的电感电流斜率分别 m_x 和 $n_x(x=1,2,3,4,5,6)$ 。由于三端口变换器结构对称, 一个周期内电感电流对称, 因此仅给出前半周期电感电流斜率表达式。

模态 1: t_0-t_1 阶段, $V_{L1}<0$, $V_{L2}<0$, $V_{L3}<0$

$$\begin{cases} m_1 = \frac{V_2 - V_1}{L_{12}N_1} + \frac{V_3 - V_1}{L_{13}N_1} \\ n_1 = \frac{V_3 - V_1}{L_{13}} + \frac{V_3 - V_2}{L_{23}} \end{cases} \quad (2)$$

模态 2: t_1-t_2 阶段, $V_{L1}>0$, $V_{L2}<0$, $V_{L3}<0$

$$\begin{cases} m_2 = \frac{V_1 + V_2}{L_{12}N_1} + \frac{V_1 + V_3}{L_{13}N_1} \\ n_2 = \frac{V_1 + V_3}{L_{13}} + \frac{V_3 - V_2}{L_{23}} \end{cases} \quad (3)$$

模态 3: t_2-t_3 阶段, $V_{L1}>0$, $V_{L2}>0$, $V_{L3}<0$

$$\begin{cases} m_3 = \frac{V_1 - V_2}{L_{12}N_1} + \frac{V_1 + V_3}{L_{13}N_1} \\ n_3 = \frac{V_1 + V_3}{L_{13}} + \frac{V_2 + V_3}{L_{23}} \end{cases} \quad (4)$$

2 预测电流移相控制

2.1 HSCS 模式分析

半开关周期采样模式中, 一个开关周期内采样电感电流 2 次, 更新移相比 2 次。电感电流采样和移相比更新发生在三角载波的零值时刻和中值时刻, 图中虚线表示更新后的移相比。

在每个三角载波的中值时刻采样获得端口 1 和端口 3 电感电流 i_{samp} , 设定下一个三角载波中值时刻端口 1 和端口 3 电感电流达到电感电流参考值 i_{ref} , 采用电流纹波法计算一个载波周期内电感电流增量, 获得下一个上升沿移相比预测值 d^{1f} 、 d^{2r} , 在半个载波周期内计算完成, 在下一个三角载波零值时刻更新上升沿移相比。

在每个三角载波的零值时刻采样获得端口 1 和端口 3 电感电流 i_{sampv} , 设定下一个三角载波零值时刻端口 1 和端口 3 电感电流达到电感电流参考值的负值 $-i_{\text{ref}}$, 采用电流纹波法计算一个载波周期内电感电流增量, 获得下一个下降沿移相比预测值 d^{1f} 、 d^{2f} , 在半个载波周期内计算完成, 在此三角载波中值时刻更新下降沿移相比。

半开关周期采样模式原理图如图 4 所示, 假设

在第 $n-1$ 个三角载波的中值时刻检测到电感电流采样发生扰动, 在第 n 个三角载波的零值时刻更新上升沿移相比预测值, 使电感电流采样值在第 n 个三角载波的中值时刻达到电流参考值。

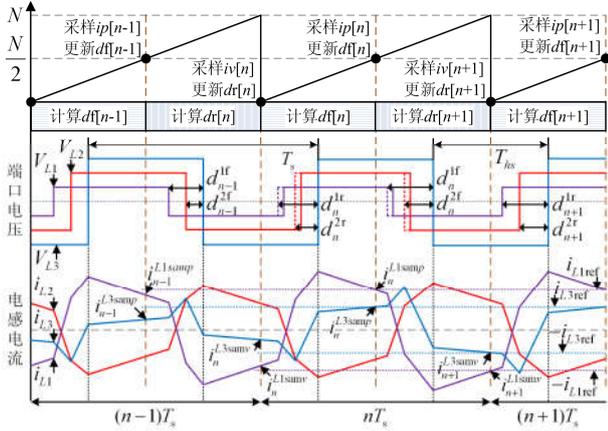


图 4 半开关周期采样模式原理图

Fig. 4 Half switching cycle sampling mode schematic

$$i_{L1ref} = i_{n-1}^{L1samp} - m_1(1/2 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - m_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - m_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + m_1(1 - d_n^{1r})T_{hs} + m_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1/2)T_{hs} \quad (5)$$

$$i_{L3ref} = i_{n-1}^{L3samp} - n_1(1/2 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - n_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - n_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + n_1(1 - d_n^{1r})T_{hs} + n_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + n_3d_n^{2r}T_{hs} - n_1(1/2)T_{hs} \quad (6)$$

整理式(5)和式(6)可得:

$$\begin{bmatrix} m_2 - m_1 & m_3 - m_2 \\ n_2 - n_1 & n_3 - n_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_n^{1r} \\ d_n^{2r} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{hs}} \begin{bmatrix} \Delta i_{n-1}^{L1sam} \\ \Delta i_{n-1}^{L3sam} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_2 - m_1 & m_3 - m_2 \\ n_2 - n_1 & n_3 - n_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{n-1}^{1f} \\ d_{n-1}^{2f} \end{bmatrix} \quad (7)$$

由式(7)可得 HSCS 模式下上升沿移相比预测递推表达式:

$$\begin{cases} d_n^{1r} = d_{n-1}^{1f} + \frac{(n_3 - n_2)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L1samp} + \frac{(m_2 - m_3)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L3samp} \\ d_n^{2r} = d_{n-1}^{2f} + \frac{(n_1 - n_2)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L1samp} + \frac{(m_2 - m_1)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L3samp} \end{cases} \quad (8)$$

其中:

$$\begin{cases} m_2 - m_1 = \frac{2V_{L1}}{L_{12}N_1^2} + \frac{2V_{L1}}{L_{13}N_1^2}, n_2 - n_1 = \frac{2V_{L1}}{L_{13}N_1} \\ m_3 - m_2 = -\frac{2V_{L2}}{L_{12}N_1N_2}, n_3 - n_2 = \frac{2V_{L2}}{L_{23}N_2} \end{cases} \quad (9)$$

$$\det = (m_2 - m_1)(n_3 - n_2) + (m_2 - m_3)(n_2 - n_1) \quad (10)$$

$$\begin{cases} \Delta i_{n-1}^{L1samp} = i_{L1ref} - i_{n-1}^{L1samp} \\ \Delta i_{n-1}^{L3samp} = i_{L3ref} - i_{n-1}^{L3samp} \end{cases} \quad (11)$$

在第 n 个三角载波的零值时刻检测到电流采样仍存在扰动, 在第 n 个三角载波的中值时刻更新下降沿移相比预测值, 使电流采样值在第 $n+1$ 个三角载波的零值时刻达到参考值。

$$-i_{L1ref} = i_n^{L1samp} + m_1(1/2 - d_n^{1r})T_{hs} + m_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1 - d_{n+1}^{1r})T_{hs} - m_2(d_{n+1}^{1r} - d_{n+1}^{2r})T_{hs} - m_3d_{n+1}^{2r}T_{hs} + m_1(1/2)T_{hs} \quad (12)$$

$$-i_{L3ref} = i_n^{L3samp} + n_1(1/2 - d_n^{1r})T_{hs} + n_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + n_3d_n^{2r}T_{hs} - n_1(1 - d_{n+1}^{1r})T_{hs} - n_2(d_{n+1}^{1r} - d_{n+1}^{2r})T_{hs} - n_3d_{n+1}^{2r}T_{hs} + n_1(1/2)T_{hs} \quad (13)$$

整理式(12)和式(13)可得 HSCS 模式下下降沿移相比预测递推表达式:

$$\begin{cases} d_n^{1f} = d_n^{1r} + \frac{(n_3 - n_2)}{\det T_{hs}} \Delta i_n^{L1samp} + \frac{(m_2 - m_3)}{\det T_{hs}} \Delta i_n^{L3samp} \\ d_n^{2f} = d_n^{2r} + \frac{(n_1 - n_2)}{\det T_{hs}} \Delta i_n^{L1samp} + \frac{(m_2 - m_1)}{\det T_{hs}} \Delta i_n^{L3samp} \end{cases} \quad (14)$$

其中:

$$\begin{cases} \Delta i_n^{L1samp} = i_{L1ref} + i_n^{L1samp} \\ \Delta i_n^{L3samp} = i_{L3ref} + i_n^{L3samp} \end{cases} \quad (15)$$

式(8)和式(14)分别为半开关周期采样模式下上升沿和下降沿移相比预测递推表达式, m 和 n 均为变换器电路参数, 移相比的变化量仅与参考值和采样值有关。当检测到电流采样值发生扰动, 在半个载波周期内完成预测移相比计算, 在一个载波周期内完成调整, 使电感电流恢复参考值。

2.2 FSCS 模式分析

全开关周期采样模式中, 一个开关周期内采样电感电流 1 次, 更新移相比 1 次。电感电流采样和移相比更新发生在三角载波的零值时刻或中值时刻, 本文基于零值时刻进行分析, 图中虚线表示更新后的移相比。

在每个三角载波的零值时刻采样获得端口 1 和端口 3 电感电流 i_{samy} , 设定下一个三角载波中值时刻端口 1 和端口 3 电感电流达到电感电流参考值 i_{ref} , 采用电流纹波法计算一个半载波周期内电感电流增量, 获得下一个上升沿移相比预测值 d^{1r} 、 d^{2r} , 设定下一个三角载波终值时刻端口 1 和端口 3 电感电流达到电感电流参考值的负值 $-i_{ref}$, 采用电流纹波法

计算两个载波周期内电感电流增量, 获得下一个下降沿移相比预测值 d^{1f} 、 d^{2f} , 在一个载波周期内计算完成, 在下一个三角载波零值时刻更新上升沿移相比和下降沿移相比;

全开关周期采样模式原理图如图 5 所示, 假设在第 $n-1$ 个三角载波的零值时刻检测到电感电流采样发生扰动, 在第 n 个三角载波的零值时刻更新上升沿移相比预测值, 使电感电流采样值在第 n 个三角载波的中值时刻达到电流参考值。

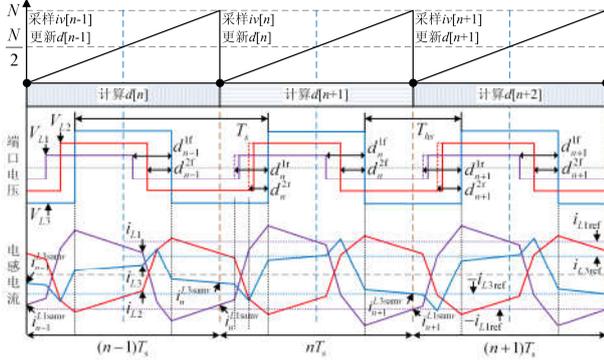


图 5 全开关周期采样模式原理图

Fig. 5 Full switching cycle sampling mode schematic

$$i_{L1ref} = i_{n-1}^{L1samv} + m_1(1/2 - d_{n-1}^{1r})T_{hs} + m_2(d_{n-1}^{1r} - d_{n-1}^{2r})T_{hs} + m_3d_{n-1}^{2r}T_{hs} - m_1(1 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - m_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - m_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + m_1(1 - d_n^{1r})T_{hs} + m_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1/2)T_{hs} +$$

(16)

$$i_{L3ref} = i_{n-1}^{L3samv} + n_1(1/2 - d_{n-1}^{1r})T_{hs} + n_2(d_{n-1}^{1r} - d_{n-1}^{2r})T_{hs} + n_3d_{n-1}^{2r}T_{hs} - n_1(1 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - n_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - n_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + n_1(1 - d_n^{1r})T_{hs} + n_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + n_3d_n^{2r}T_{hs} - n_1(1/2)T_{hs}$$

(17)

由式(16)一式(17)可得到:

$$\begin{bmatrix} m_2 - m_1 & m_3 - m_2 \\ n_2 - n_1 & n_3 - n_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_n^{1r} \\ d_n^{2r} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{hs}} \begin{bmatrix} \Delta i_{n-1}^{L1samv} \\ \Delta i_{n-1}^{L3samv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_2 - m_1 & m_3 - m_2 \\ n_2 - n_1 & n_3 - n_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{1r} \\ d_{n-1}^{2f} - d_{n-1}^{2r} \end{bmatrix}$$

(18)

由式(10)、式(18)可得 FSCS 模式下上升沿移相比预测递推表达式:

$$\begin{cases} d_n^{1r} = d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{1r} + \frac{(n_3 - n_2)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L1samv} + \frac{(m_2 - m_3)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L3samv} \\ d_n^{2r} = d_{n-1}^{2f} - d_{n-1}^{2r} + \frac{(n_1 - n_2)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L1samv} + \frac{(m_2 - m_1)}{\det T_{hs}} \Delta i_{n-1}^{L3samv} \end{cases}$$

(19)

其中:

$$\begin{cases} \Delta i_{n-1}^{L1samv} = i_{L1ref} - i_{n-1}^{L1samv} \\ \Delta i_{n-1}^{L3samv} = i_{L3ref} - i_{n-1}^{L3samv} \end{cases} \quad (20)$$

在第 n 个三角载波的零值时刻同时更新下降沿移相比预测值, 使电感电流采样值在第 $n+1$ 个三角载波的零值时刻达到电流参考值的负值。

$$\begin{aligned} -i_{L1ref} = & i_{n-1}^{L1samv} + m_1(1/2 - d_{n-1}^{1r})T_{hs} + \\ & m_2(d_{n-1}^{1r} - d_{n-1}^{2r})T_{hs} + m_3d_{n-1}^{2r}T_{hs} - m_1(1 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - \\ & m_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - m_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + m_1(1 - d_n^{1r})T_{hs} + \\ & m_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1 - d_n^{1f})T_{hs} - \\ & m_2(d_n^{1f} - d_n^{2f})T_{hs} - m_3d_n^{2f}T_{hs} + m_1(1/2)T_{hs} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} -i_{L3ref} = & i_{n-1}^{L3samv} + n_1(1/2 - d_{n-1}^{1r})T_{hs} + \\ & n_2(d_{n-1}^{1r} - d_{n-1}^{2r})T_{hs} + n_3d_{n-1}^{2r}T_{hs} - n_1(1 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - \\ & n_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - n_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + n_1(1 - d_n^{1r})T_{hs} + \\ & n_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + n_3d_n^{2r}T_{hs} - n_1(1 - d_n^{1f})T_{hs} - \\ & n_2(d_n^{1f} - d_n^{2f})T_{hs} - n_3d_n^{2f}T_{hs} + n_1(1/2)T_{hs} \end{aligned} \quad (22)$$

由式(19)、式(21)一式(22)可得:

$$\begin{bmatrix} m_2 - m_1 & m_3 - m_2 \\ n_2 - n_1 & n_3 - n_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_n^{1f} \\ d_n^{2f} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{hs}} \begin{bmatrix} 2i_{L1ref} \\ 2i_{L3ref} \end{bmatrix} \quad (23)$$

由式(10)、式(23)可得 FSCS 模式下下降沿移相比预测递推表达式:

$$\begin{cases} d_n^{1f} = \frac{(n_3 - n_2)}{\det T_{hs}} 2i_{L1ref} + \frac{(m_2 - m_3)}{\det T_{hs}} 2i_{L3ref} \\ d_n^{2f} = \frac{(n_1 - n_2)}{\det T_{hs}} 2i_{L1ref} + \frac{(m_2 - m_1)}{\det T_{hs}} 2i_{L3ref} \end{cases} \quad (24)$$

式(19)和式(24)分别为全开关周期采样模式下上升沿和下降沿移相比递推表达式, 当检测到电流采样值发生扰动, 在一个载波周期内完成预测移相比计算, 在两个载波周期内完成调整, 使得电感电流恢复参考值。

3 变换器直流偏置分析

三端口 DC/DC 变换器的开关管驱动电路参数不对称或开关管参数不一致、瞬态过电压的不对称等导致变换器在一个开关周期内开关管导通和关断的时间不同^[26], 正负半周期伏秒不平衡会在电感电流中引入一直流分量, 导致开关管中产生冲击电流, 而开关管电流应力过大会影响变换器安全稳定运行。传统的闭环控制方法中, 均采用 PI 控制器生成

移相比, 原副边信号均为 50% 的方波, 无法有效消除电感电流中的直流分量。

采用半开关周期采样或全开关周期采样预测电流移相控制时, 可以独立控制上升沿移相比 d^{1r} 、 d^{2r} 和下降沿移相比 d^{1f} 、 d^{2f} , 为变换器提供相反的伏秒特性, 抵消直流偏置的伏秒不平衡。

由基尔霍夫电流定律知, $i_{L1}+i_{L2}=i_{L3}$, 当端口 1 和端口 3 电感电流处于平衡态时, 端口 2 电感电流中直流分量也已被消除, 变换器实现稳定运行。本文仅分析了端口 1 电感电流直流分量消除机理, 端口 3 电感电流直流分量消除机理与之相同, 在此不再描述。

3.1 HSCS 模式直流偏置机理分析

基于半开关周期采样的预测电流移相控制消除直流偏置机理如图 6 所示。实线表示稳态时电感电流波形, 虚线表示电感电流叠加直流分量后的波形。为简化分析, 假设第 $n-1$ 个三角载波的中值时刻电感电流出现一负的直流分量, 在 t_0 时刻采样电感电流, 在 t_1 时刻更新上升沿移相比预测值, 计算 t_2 时刻电流:

$$\begin{aligned} i_{L1ref} &= i_{n-1}^{L1samp} + \Delta i_{n-1}^{L1samp} = i_n^{L1samp} + \Delta i_n^{L1samp} \\ i_n^{L1samp} &= i_{n-1}^{L1samp} - m_1(1/2 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - \\ & m_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - m_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + m_1(1 - d_{n-1}^{1r})T_{hs} + \\ & m_2(d_{n-1}^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1/2)T_{hs} \end{aligned} \quad (25)$$

由式(25)一式(26), 结合上升沿移相比预测递推表达式(8), 通过计算可以得到: $\Delta i_n^{L1samp}=0$, 即 t_0 时刻出现的直流分量在 t_2 时刻已被消除, 电感电流恢复到参考值。

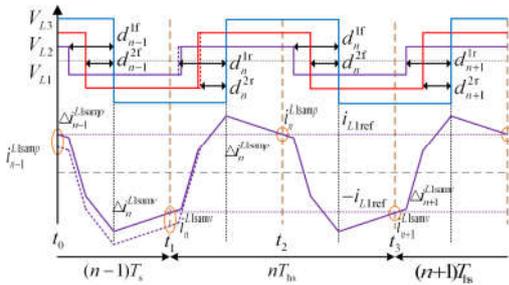


图 6 HSCS 模式消除直流偏置机理

Fig. 6 Mechanism of HSCS mode eliminating DC bias

由于移相比每半个载波周期更新一次, 变换器在 t_1 时刻电感电流仍然存在直流分量, 在 t_2 时刻更新下降沿移相比预测值, 计算 t_3 时刻电流:

$$-i_{L1ref} = i_n^{L1samv} - \Delta i_n^{L1samv} = i_{n+1}^{L1samv} - \Delta i_{n+1}^{L1samv} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} i_{n+1}^{L1samv} &= i_n^{L1samv} + m_1(1/2 - d_n^{1r})T_{hs} + \\ & m_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1 - d_n^{1f})T_{hs} - \\ & m_2(d_n^{1f} - d_n^{2f})T_{hs} - m_3d_n^{2f}T_{hs} + m_1(1/2)T_{hs} \end{aligned} \quad (28)$$

由式(27)一式(28), 结合下降沿移相比预测递推表达式(14), 通过计算可以得到: $\Delta i_{n+1}^{L1samv}=0$, 即 t_1 时刻出现的直流分量在 t_3 时刻已被消除, 电感电流恢复到参考值。

通过理论分析可知, 基于半开关周期采样的预测移相电流控制可在一个开关周期内消除电感电流中的直流分量。

3.2 FSCS 模式直流偏置机理分析

基于全开关周期采样的预测电流移相控制消除直流偏置机理如图 7 所示。实线表示稳态时电感电流波形, 虚线表示电感电流叠加直流分量后的波形。

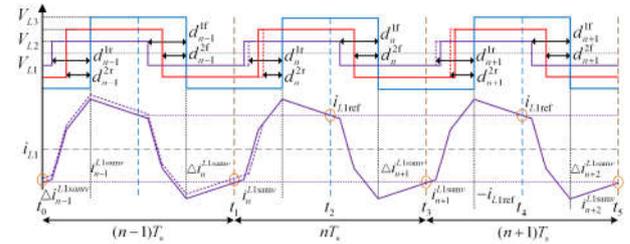


图 7 FSCS 模式消除直流偏置机理

Fig. 7 Mechanism of FSCS mode eliminating DC bias

为简化分析, 假设第 $n-1$ 个三角载波的零值时刻电感电流出现一正的直流分量, 在 t_0 时刻采样电感电流, 在 t_1 时刻更新上升沿和下降沿移相比预测值, 计算 t_2 时刻、 t_3 时刻电流。

$$i_{L1ref} = i_{n-1}^{L1samv} + \Delta i_{n-1}^{L1samv} = i_n^{L1samv} + \Delta i_n^{L1samv} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} i_n^{L1samv} &= i_{n-1}^{L1samv} + m_1(1/2 - d_{n-1}^{1r})T_{hs} + \\ & m_2(d_{n-1}^{1r} - d_{n-1}^{2r})T_{hs} + m_3d_{n-1}^{2r}T_{hs} - m_1(1 - d_{n-1}^{1f})T_{hs} - \\ & m_2(d_{n-1}^{1f} - d_{n-1}^{2f})T_{hs} - m_3d_{n-1}^{2f}T_{hs} + m_1(1/2)T_{hs} \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} i_{L1}[t_2] &= i_n^{L1samv} + m_1(1/2 - d_n^{1r})T_{hs} + \\ & m_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1/2)T_{hs} \end{aligned} \quad (31)$$

由式(29)一式(31), 结合上升沿移相比预测递推表达式(19), 通过计算可以得到: $i_{L1}[t_2]=i_{L1ref}$, 即 t_0 时刻出现的直流分量在 t_2 时刻已被消除, 电感电流恢复到参考值。

$$i_{L1ref} = i_{n+1}^{L1samv} + \Delta i_{n+1}^{L1samv} \quad (32)$$

$$\begin{aligned}
 i_{n+1}^{L1samv} &= i_n^{L1samv} + m_1(1/2 - d_n^{1r})T_{hs} + \\
 & m_2(d_n^{1r} - d_n^{2r})T_{hs} + m_3d_n^{2r}T_{hs} - m_1(1 - d_n^{1r})T_{hs} - \\
 & m_2(d_n^{1f} - d_n^{2f})T_{hs} - m_3d_n^{2f}T_{hs} + m_1(1/2)T_{hs}
 \end{aligned}
 \tag{33}$$

由式(30)、式(32)一式(33)，结合下降沿移相比预测递推表达式(24)，通过计算可以得到： $\Delta i_{n+1}^{L1samv} = 0$ ，即 t_0 时刻出现的直流分量在 t_3 时刻已被消除，电感电流恢复到参考值。

由于移相比每一个载波周期更新一次，变换器在 t_1 时刻电感电流仍然存在直流分量，在 t_3 时刻更新上升沿和下降沿移相比预测值，计算可得 t_4 时刻电流 $i_{L1}[t_4] = i_{L1ref}$ ， t_5 时刻 $\Delta i_{n+2}^{L1samv} = 0$ ，即直流分量已被消除，电感电流恢复到参考值。

通过理论分析可知，基于全开关周期采样的预测移相电流控制可在两个载波周期内消除电感电流中的直流分量。

3.3 闭环控制策略

三端口变换器预测电流移相控制策略如图 8 所示^[22,24]，端口 1 为恒功率输出，检测端口 1 输出电流 i_1 ，经低通滤波器滤除高频分量后与端口 1 输出电压 U_1 相乘得端口 1 实际输出功率 P_1 ，根据端口 1 功率参考值 P_{1ref} 和实际功率 P_1 生成功率误差信号 ΔP ，将误差信号 ΔP 经过 PI 控制器和限幅环节生成端口 1 电感电流参考值 i_{L1ref} ；端口 3 为恒电压输出，检测端口 3 输出电压 V_{L3} ，根据端口 3 电压参考值 V_{L3ref} 和实际电压 V_{L3} 生成电压误差信号 ΔV_{L3} ，将电压误差信号 ΔV_{L3} 经过 PI 控制器和限幅环节生成端口 3 电感电流参考值 i_{L3ref} ；将电感电流参考值和采

样值送入图 8(a)或(b)所示的移相比预测控制器中，生成预测移相比，经过脉宽发生器生成 PWM 信号，送入三端口变换器中，实现闭环控制。

4 仿真分析

在 Matlab/Simulink 仿真环境下搭建三端口 DC/DC 变换器仿真模型，通过变换器负载端电压和不同端口功率输出情况，对三端口 DC/DC 变换器闭环控制方案进行验证。同时根据变换器参考值突变工况下不同模式的对比仿真，验证了控制方法的有效性。根据参考文献[25]，设计了三端口 DC/DC 变换器主要参数如表 1 所示。

表 1 三端口 DC/DC 变换器主要参数

Table 1 Main parameters of three-port DC/DC converter

参数	数值	参数	数值
端口 1 电压 U_1	200 V	电感 L_{L1}	80 μ H
端口 2 电压 U_2	200 V	电感 L_{L2}	110 μ H
端口 3 电压 U_3	300 V	电感 L_{L3}	150 μ H
变压器变比	2:2:3	开关频率 f_s	25 kHz

4.1 三端口 DC/DC 变换器闭环控制仿真

设定端口 1 输出功率为 600 W，端口 3 输出电压为 300 V，FSCS 模式下变换器输出电压和功率波形如图 9(a)所示，由图中可以看出，端口 1 功率在 0.4 s 达到 600 W，之后维持 600 W 输出不变；端口 3 电压在 0.5 s 达到 300 V，之后保持电压恒定；端口 2 负责实时调节端口 1 和端口 3 之间的功率差值。变换器在暂态过程中具有良好的电压和功率响应，验证了闭环控制策略的有效性。

稳态时 FSCS 模式下变换器各端口电压和电感电流波形如图 9(b)所示，由图中可以看出，端口 1 电感电流 i_{L1} 很好地跟踪到电流参考值 i_{L1ref} ，端口 3 电感电流 i_{L3} 很好地跟踪到电流参考值 i_{L3ref} ，且各端口电感电流中无直流分量存在，验证了本文所提出的预测电流移相控制的正确性。

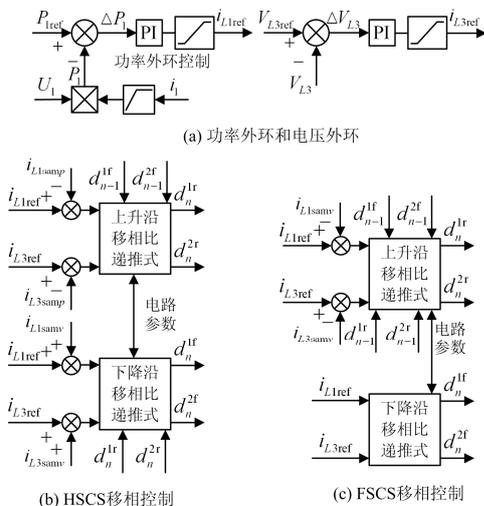
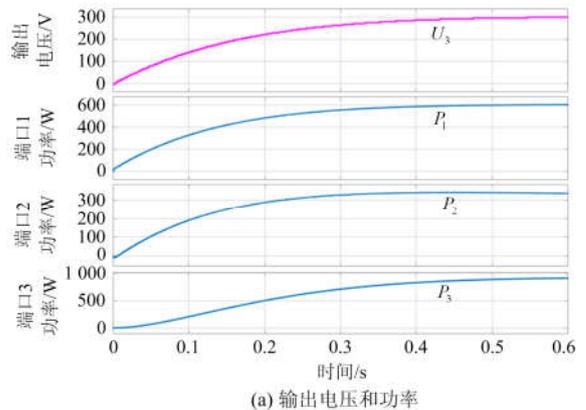


图 8 闭环控制策略

Fig. 8 Closed-loop control strategy



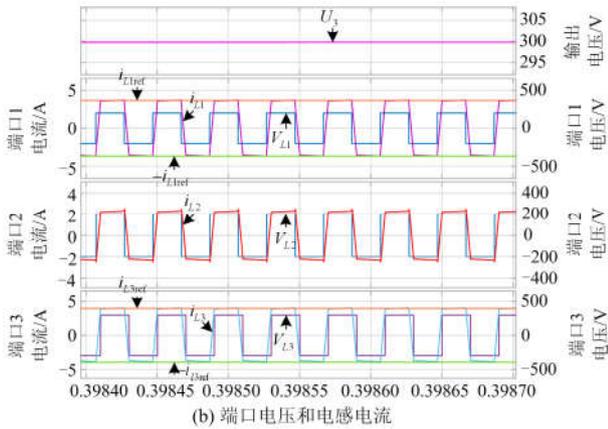


图 9 FSCS 模式闭环控制波形图

Fig. 9 FSCS mode closed-loop control waveforms

4.2 参考值突变仿真

为验证变换器的动态性能, 设置了参考值突变仿真, 对比两种采样模式下变换器输出特性。

设置工况 1 为 $t=0.585$ s 时, 端口 1 电感电流参考值突增, 端口 3 电感电流参考值突减。图 10(a) 和(b)分别为工况 1 下 HSCS 模式和 FSCS 模式仿真波形。

设置工况 2 为 $t=0.59$ s 时, 端口 1 电感电流参考值突减, 端口 3 电感电流参考值突增。图 11(a) 和 (b)分别为工况 2 下 HSCS 模式和 FSCS 模式仿真波形。

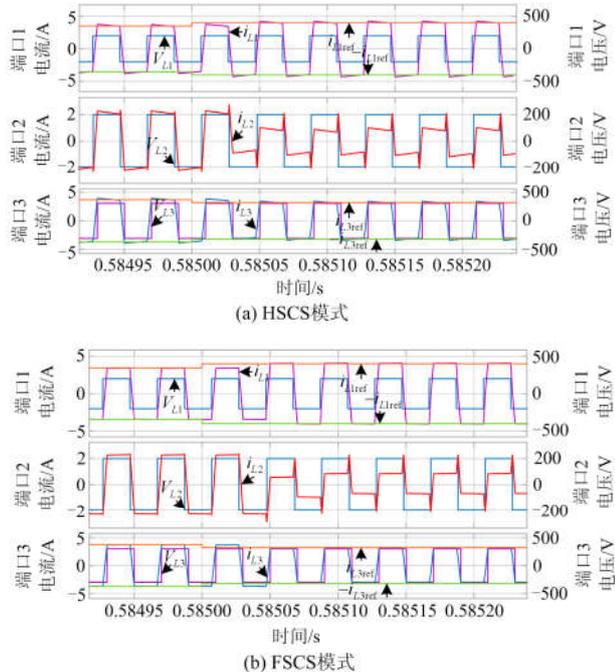


图 10 工况 1 下参考值突变仿真

Fig. 10 Simulations of the reference value mutation under working condition 1

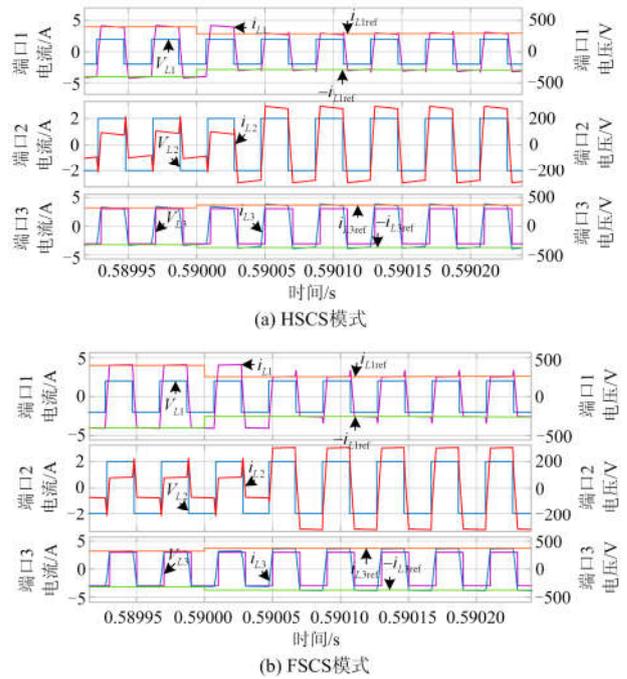


图 11 工况 2 下参考值突变仿真

Fig. 11 Simulations of the reference value mutation under working condition 2

从图 10(a)和图 11(a)可以发现, 在 HSCS 模式下, 变换器在参考值突变后的半个开关周期更新移相比预测值, 电感电流只需 1 个开关周期即可完成调整, 之后电感电流跟踪到新参考值。

从图 10(b)和图 11(b)可以发现, 在 FSCS 模式下, 变换器在参考值突变后的一个周期后才更新移相比预测值, 电感电流需 2 个开关周期才能完成调整, 之后电感电流跟踪到新参考值。

两种预测电流移相控制方法在参考值突变的过程中, 无冲击电流存在, 各端口电感电流均无直流分量产生, 验证了本文所提出的两种预测电流移相控制消除直流分量的有效性, 变换器具有良好的暂态响应和抗扰动性能。

5 结论

本文基于三端口 DC/DC 变换器等效电路变换, 采用电流纹波法, 研究了基于半开关周期采样和全开关周期采样的预测电流移相控制, 分析了电感电流直流分量的消除机理, 给出了变换器闭环控制策略, 搭建了仿真模型对控制策略进行了验证。该控制策略具有以下优点:

(1) 电感电流采样时刻位于驱动信号的中点时刻, 避免了电感电流在采样过程产生额外误差, 减小开关管动作时刻高频电流对采样造成干扰, 有效

提高了电感电流的采样精度。

(2) 采用移相比预测控制器, 根据电感电流参考值和采样值预测变换器上升沿移相比和下降沿移相比, 可在数周期内消除电感电流的直流分量, 具有快速的动态响应性能和鲁棒性能。

仿真结果显示, 两种预测电流移相控制方法均可快速跟踪电感电流参考值, 并有效消除电感电流中的直流分量, 验证了理论分析的正确性和有效性。下一步将针对预测电流移相控制的鲁棒性等问题展开进一步的研究。

参考文献

- [1] 白建华, 辛颂旭, 刘俊, 等. 中国实现高比例可再生能源发展路径研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(14): 3699-3705.
BAI Jianhua, XIN Songxu, LIU Jun, et al. Roadmap of realizing the high penetration renewable energy in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(14): 3699-3705.
- [2] 李建林, 马会萌, 惠东. 储能技术融合分布式可再生能源的现状与发展趋势[J]. 电工技术学报, 2016, 31(14): 1-10.
LI Jianlin, MA Huimeng, HUI Dong. Present development condition and trends of energy storage technology in the integration of distributed renewable energy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(14): 1-10.
- [3] CHENG Y, ZHANG C. Configuration and operation combined optimization for EV battery swapping station considering PV consumption bundling[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 276-293. DOI: 10.1186/s41601-017-0056-y.
- [4] 肖湘宁, 陈征, 刘念. 可再生能源与电动汽车充放电设施在微电网中的集成模式与关键问题[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 1-14.
XIAO Xiangning, CHEN Zheng, LIU Nian. Integrated mode and key issues of renewable energy sources and electric vehicles' charging and discharging facilities in microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 1-14.
- [5] 周林, 黄勇, 郭珂, 等. 微电网储能技术研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(7): 147-152.
ZHOU Lin, HUANG Yong, GUO Ke, et al. A survey of energy storage technology for micro grid[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(7): 147-152.
- [6] 王皓界, 韩民晓, 孔启祥. 交直流混合微电网储能DC/DC及接口换流器协调控制[J]. 电力建设, 2016, 37(5): 50-56.
WANG Haojie, HAN Minxiao, KONG Qixiang. Coordinated control of energy storage DC/DC and interface converter in AC/DC hybrid microgrid[J]. Electric Power Construction, 2016, 37(5): 50-56.
- [7] 李江, 张永利, 刘强, 等. 分布式光储微电网系统并网控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(23): 90-97.
LI Jiang, ZHANG Yongli, LIU Qiang, et al. Research on grid-connected control strategy of distributed PV-storage microgrid system[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(23): 90-97.
- [8] 晏坤, 王辉, 漆文龙, 等. 微电网储能系统中基于PWM加双重移相控制的双向DC/DC变换器研究[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(4): 44-52.
YAN Kun, WANG Hui, QI Wenlong, et al. Bidirectional DC/DC converter based on PWM plus dual phase-shift control for microgrid storage system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(4): 44-52.
- [9] 王盼宝, 王卫, 刘鸿鹏, 等. 移相全桥变换器在直流微电网储能单元中的应用[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(3): 67-72.
WANG Panbao, WANG Wei, LIU Hongpeng, et al. Application of phase-shifting full-bridge converter in energy storage unit of DC microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(3): 67-72.
- [10] 米阳, 吴彦伟, 符杨, 等. 独立光储直流微电网分层协调控制[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 37-45.
MI Yang, WU Yanwei, FU Yang, et al. Hierarchical coordinated control of island DC microgrid with photovoltaic and storage system[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 37-45.
- [11] 马益平. 考虑电动汽车调度的微电网混合储能容量优化配置[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(23): 98-107.
MA Yiping. Hybrid energy storage capacity optimization configuration for micro-grid considering EV scheduling[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(23): 98-107.
- [12] DOBBS B G, CHAPMAN P L. A multiple-input DC-DC converter topology[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1(1): 6-9.
- [13] LIU Y C, CHEN Y M. A systematic approach to synthesizing multi-input DC/DC converters[C] //2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 17-21, 2007, Orlando, FL, USA: 2626-2632.
- [14] KHALIGH A, CAO J, LEE Y J. A multiple-input DC-DC converter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 862-868.
- [15] MATSUO H, LIN W, KUROKAWA F, et al. Characteristics of the multiple-input DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1993, 51(3):

- 625-631.
- [16] ZHANG N, SUTANTO D, MUTTAQI K M. A review of topologies of three-port DC-DC converters for the integration of renewable energy and energy storage system[J]. *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, 2016, 56(2): 388-401.
- [17] 宫金武, 查晓明, 王盼, 等. 大容量多端口变换器拓扑研究综述[J]. *电源学报*, 2017, 15(5): 1-9.
GONG Jinwu, ZHA Xiaoming, WANG Pan, et al. Review of topology research on high-power multi ports converter[J]. *Journal of Power Supply*, 2017, 15(5): 1-9.
- [18] 谢军, 张崇巍, 刘胜永, 等. 用于新能源发电系统ZVS多端口DC/DC变流器[J]. *电力电子技术*, 2012, 46(8): 23-25.
XIE Jun, ZHANG Chongwei, LIU Shengyong, et al. A ZVS multi-port DC/DC converter for new energy electricity generation system[J]. *Power Electronics*, 2012, 46(8): 23-25.
- [19] ZHAO C, 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.
- [20] WANG L, WANG Z, LI H. Asymmetrical duty cycle control and decoupled power flow design of a three-port bidirectional DC-DC converter for fuel cell vehicle application[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(2): 891-904.
- [21] 宋鑫, 肖建国, 牛洁茹, 等. 一种用于新能源混合发电的移相控制三端口DC-DC变流器[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(17): 36-44.
SONG Xin, XIAO Jianguo, NIU Jieru, et al. A three-port DC-DC converter with phase shift control for the hybrid renewable energy generation system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(17): 36-44.
- [22] 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]. *Electric Machines and Control*, 2015, 19(7): 81-87.
- [23] HUANG J, WANG Y, LI Z, et al. Predictive valley-peak current control of isolated bidirectional dual active bridge DC-DC converter[C] // *Energy Conversion Congress and Exposition*, September 20-24, 2015, Montreal, QC, Canada: 1467-1472.
- [24] DUTTA S, HAZRA S, BHATTACHARYA S. A digital predictive current-mode controller for a single-phase high-frequency transformer-isolated dual-active bridge DC-to-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(9): 5943-5952.
- [25] CHATTOPADHYAY R, ACHARYA S, GOHIL G, et al. One switching cycle current control strategy for triple active bridge phase-shifted DC-DC converter[C] // *Industry Applications Society Meeting*, October 1-5, 2017, Cincinnati, OH, USA: 1-8.
- [26] TAN N M L, ABE T, AKAGI H. Design and performance of a bidirectional isolated DC-DC converter for a battery energy storage system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(3): 1237-1248.

收稿日期: 2018-08-13; 修回日期: 2018-12-28

作者简介:

张国荣(1963—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电能质量控制技术、电力电子中的计算机控制技术;
E-mail: zhanggrcao@163.com

李智(1994—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为三端口DC/DC变换器。E-mail: 826711352@qq.com

(编辑 张爱琴)