

混合式隔离双向 DC-DC 变换器建模与控制

王归新¹, 杨 斌¹, 陈海东²

(1. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002;

2. 国网安徽省电力有限公司肥东县供电公司, 安徽 合肥 231600)

摘要:为了解决变换器在单移相调制下回流功率较大的问题,分析了双重移相控制变换器的工作原理,研究了在双重移相控制下变换器的功率特性以及最小回流功率的控制方法;对内、外移相比最优参数进行设计,建立了双重移相控制下混合式隔离双向 DC-DC 变换器的动态小信号模型。最后搭建实验样机,实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词:混合式隔离双向 DC-DC 变换器; 双重移相控制; 最优移相比; 回流功率

DOI: 10.12067/ATEEE1801048

文章编号: 1003-3076(2018)11-0048-10

中图分类号: TM46

1 引言

近年来,双向 DC-DC 变换器已应用在众多工业领域中,如电动汽车、不间断系统(UPS)、储能系统以及智能微电网系统等。由于该类变换器具有高功率密度、高效率、零电压开关与模块化等优点,因此备受关注^[1-5]。

本文以变换器在高压大功率场合中的运用为背景,对其中的混合隔离三电平双向 DC-DC 变换器进行研究。与传统的半桥和全桥结构的变换器相比,三电平结构的变换器具有和传统变换器相同的输出特性与功率传输特性,其开关管只需要承受输入或输出电压的一半,因此,变换器可以采用低耐压开关管代替高耐压开关管。采用低耐压管不仅减少了开关损耗,提高了效率,同时还大大降低了成本^[6]。为进一步提高变换器的传输效率,本文采用移相控制策略对变换器进行控制。文献[7]采用单移相对变换器进行控制,其优点是控制简单,但整个变换器会产生由输入输出电压不匹配造成的较大的电流应力和回流功率,进而增大功率器件和磁性元器件损耗,降低变换器的传输功率。对此,文献[8]提出一种 PWM 加移相控制的控制策略,该策略虽然可以整体实现软开关,但采用这种方法时,变换器的最大移相角被制约,导致功率密度受到限制。文献[9]

提出一种双重移相控制策略,该策略虽然可以消除输入输出电压不匹配时产生的回流功率,但不能消除回路中的循环电流。文献[10,11]分析了变换器在重载和轻载情况下的工作原理和变换器设计等问题,但针对回路环流和死区影响等问题没有给出相应的解决方案。文献[12]提出一种改进 PWM 加移相调制的混合调制方法,虽然增加了功率的传输范围,但并没有整体提升效率,且控制较为复杂,不具有通用性。

本文以混合式隔离双向 DC-DC 变换器为研究对象,分析了变换器基于双重移相控制下的工作原理和回流功率,并建立了变换器基于双重移相控制下的小信号模型;根据系统的开环传递函数特性,设计 PI 控制器参数,并得出闭环控制系统框图。最后,通过搭建实验样机,对本文提出的基于最小回流功率的双重移相控制策略进行验证。实验结果表明,当采用基于最小回流功率的双重移相控制时,变换器的传输效率有所提高。

2 双重移相控制下变换器的稳态特性分析

2.1 变换器工作模态分析

图 1 为本文所研究的变换器拓扑。变换器由半桥电路、全桥电路和高频变压器组成。 V_1 、 V_2 分别为变换器的输入和输出电压, V_{AB} 和 V_{CD} 分别为变换

收稿日期: 2018-01-17

基金项目: 湖北省微电网工程技术研究中心开放基金项目(2015KDW03)

作者简介: 王归新(1961-),男,湖北籍,副教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动;

杨 斌(1994-),男,湖北籍,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

器左桥臂和右桥臂的输出电压; L 为变压器一次侧和二次侧折算到一次侧漏感的总和; i_L 为变换器电感电流。

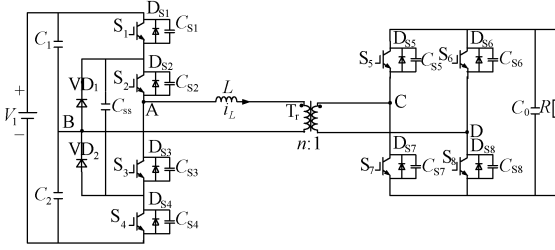


图1 混合式隔离双向 DC-DC 变换器拓扑

Fig.1 Topology of hybrid isolated bi-directional DC-DC converter

图2 为变换器选用双重移相调制方式下,正向传输模式的开关管脉冲信号和工作波形。 D_1 为半个开关周期内,半桥三电平电路桥臂内移相比; D_2 为半个开关周期内,半桥三电平和全桥电路外移相比,并且变换器需要满足 $0 < D_1 < D_2 < 1$ 的条件; T_s 表示开关周期的一半; f_s 为变换器工作的开关频率。

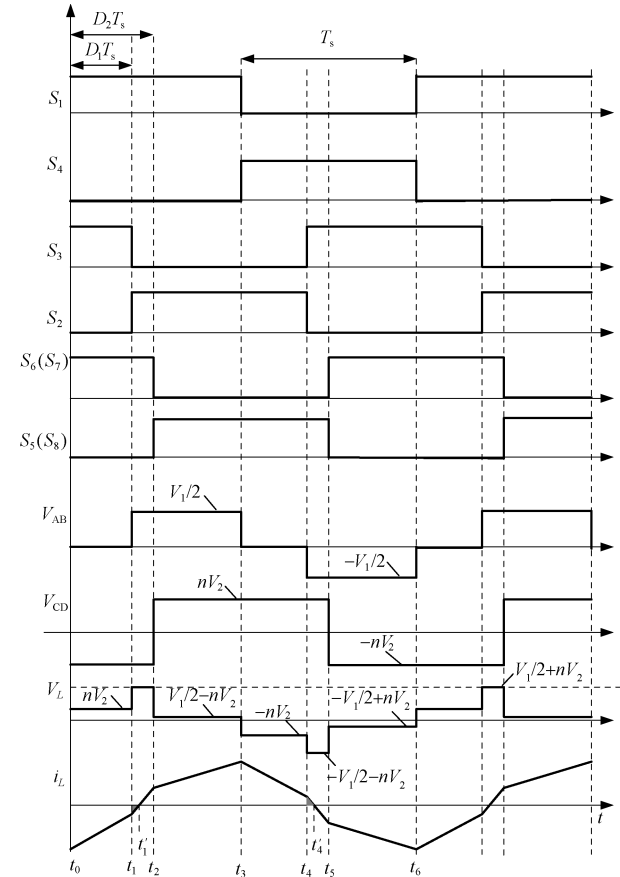


图2 双重移相调制工作原理波形

Fig.2 Waveforms of converter with dual phase-shift modulation strategy

为了简化变换器分析过程,对电路进行简化,简化后的模型如图3所示。假设变换器已经达到稳定状态, T_r 为理想变压器,且不考虑寄生参数的影响。令 $V'_1 = V_1/2, V'_2 = nV_2$, 电容值 $C_1 = C_2$ 。电感电流由 A 流向 C 为参考正方向。根据图2,一个周期内将变换器分为8个工作模式,各个模式的等值电路如图4所示。

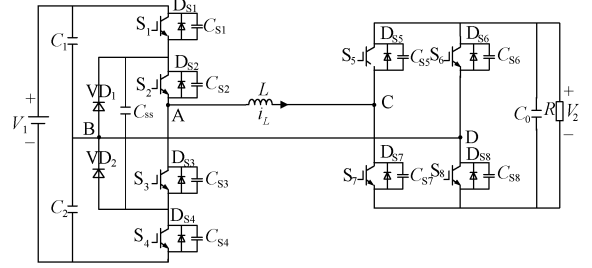


图3 混合式隔离型双向 DC-DC 变换器简化电路结构图

Fig.3 Simplified circuit structure diagram of hybrid isolated bi-directional DC-DC converter

(1)模式1 (t_0, t_1): 工作状态如图4(a)所示。开关管 S_3, VD_2, S_5, S_8 开通,电感电流 $i_L < 0$,原边桥臂输出电压 $V_{AB} = 0$,副边桥臂输出电压 $V_{CD} = V'_2$,电感电压 $V_L = -V'_2$,电感电流线性减小。

(2)模式2 (t_1, t'_1): 工作状态如图4(b)所示。开关管 S_1, S_2, D_{S6}, D_{S7} 开通,电感电流 $i_L < 0$,原边桥臂输出电压 $V_{AB} = V'_1$,副边桥臂输出电压 $V_{CD} = -V'_2$,电感电压 $V_L = V'_1 + V'_2$,电感电流线性减小。

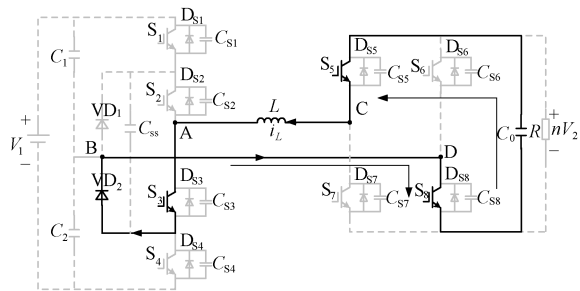
(3)模式3 (t'_1, t_2): 工作状态如图4(c)所示。开关管 S_1, S_2, D_{S6}, D_{S7} 开通,在 t'_1 时刻电感电流 $i_L(t'_1) = 0$,原边桥臂输出电压 $V_{AB} = V'_1$,副边桥臂输出电压 $V_{CD} = -V'_2$,电感电压 $V_L = V'_1 + V'_2$,电感电流开始正向充电并且线性增加。

(4)模式4 (t_2, t_3): 工作状态如图4(d)所示。开关管 S_1, S_2, D_{S5}, D_{S8} 开通,电感电流 $i_L > 0$,原边桥臂输出电压 $V_{AB} = V'_1$,副边桥臂输出电压 $V_{CD} = -V'_2$,电感电压 $V_L = V'_1 - V'_2$,设 $V'_1 > V'_2$,电感电流线性增加。

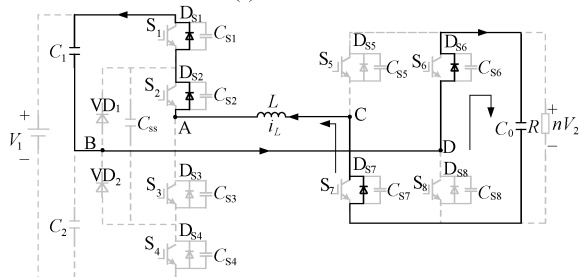
(5)模式5 (t_3, t_4): 工作状态如图4(e)所示。开关管 $VD_1, S_2, D_{S5}, D_{S8}$ 开通,电感电流 $i_L > 0$,原边桥臂输出电压 $V_{AB} = 0$,副边桥臂输出电压 $V_{CD} = V'_2$,电感电压 $V_L = -V'_2$,电感电流线性下降。

(6)模式6 (t_4, t'_4): 工作状态如图4(f)所示。开关管 $D_{S3}, D_{S4}, D_{S5}, D_{S8}$ 开通,电感电流 $i_L > 0$,原边桥臂输出电压 $V_{AB} = -V'_1$,副边桥臂输出电压 $V_{CD} =$

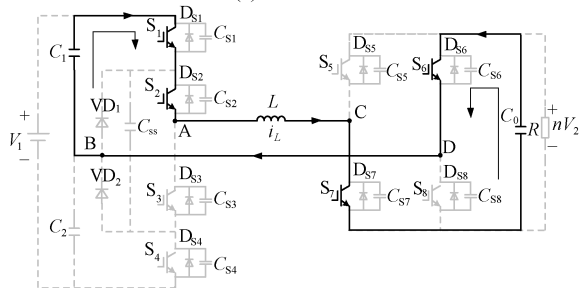
V'_2 , 电感电压 $V_L = -V'_1 - V'_2$, 电感电流线性下降。



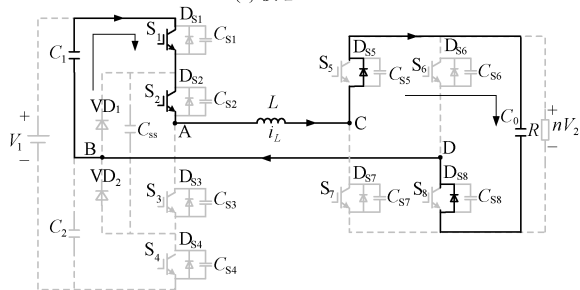
(a) 模式1



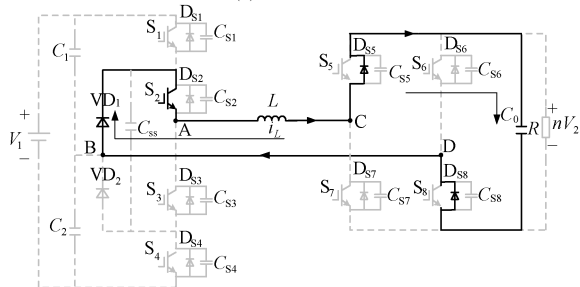
(b) 模式2



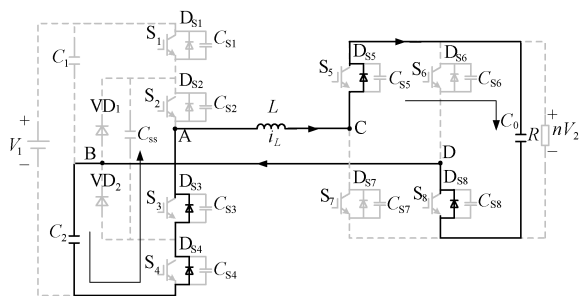
(c) 模式3



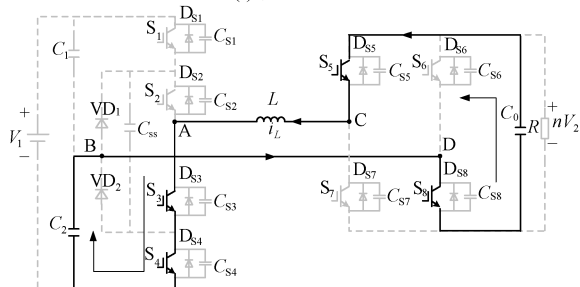
(d) 模式4



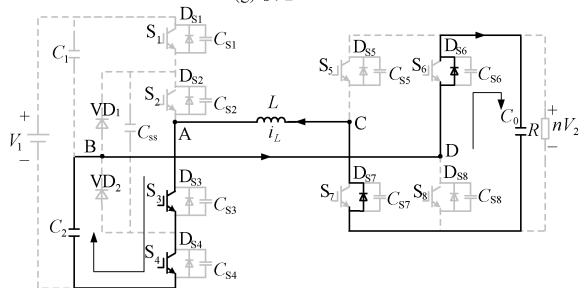
(e) 模式5



(f) 模式6



(g) 模式7



(h) 模式8

图4 8个工作模式等值电路

Fig. 4 Equivalent circuit of eight operating modes

(7) 模式7 (t'_4, t_5): 工作状态如图4(g)所示。开关管 D_{S3} 、 D_{S4} 、 D_{S5} 、 D_{S8} 开通, 在 t'_4 时刻电感电流 $i_L(t'_4) = 0$, 原边桥臂输出电压 $V_{AB} = -V'_1$, 副边桥臂输出电压 $V_{CD} = V'_2$, 电感电压 $V_L = -V'_1 - V'_2$, 电感电流反向充电, 并且线性上升。

(8) 模式8 (t_5, t_6): 工作状态如图4(h)所示。开关管 D_{S3} 、 D_{S4} 、 D_{S6} 、 D_{S7} 开通, 原边桥臂输出电压 $V_{AB} = -V'_1$, 副边桥臂输出电压 $V_{CD} = -V'_2$, 电感电压 $V_L = -V'_1 + V'_2$, 电感电流线性下降。

根据图2, 在一个周期内, 当变换器稳态运行时, 电感电流 i_L 波形对称, 并且电流平均值为零。由图2可知, $D_1 T_s = t_1$, $D_2 T_s = t_2$, $T_s = t_3$, 开关频率 $f_s = 1/(2T_s)$, 设电压增益比 $k = V'_1/V'_2$, 可得各个时刻电感电流值为:

$$\begin{cases} i_L(t_0) = \frac{V'_2(kD_1 - 2D_2 - k + 1)}{8f_s L} \\ i_L(t_1) = \frac{V'_2[(k+2)D_1 - 2D_2 + k - 1]}{8f_s L} \\ i_L(t_2) = \frac{V'_2(-kD_1 + 2kD_2 - k + 1)}{8f_s L} \end{cases} \quad (1)$$

2.2 双重移相下变换器软开关的范围

通过 2.1 节对变换器工作状态的分析可知,在模态 1 中, t_0 时刻关断 S_4 , 由于变压器漏感的存在, 变换器回路中的电流 i_L 不会发生突变, 仍从 B 流向 A, 且 VD_2 处于正向偏置状态, 因此, 原边电流 i_L 从 S_4 中转移到 VD_2 中, 故 S_4 实现零电压关断。 t_1 时刻关断 S_3 , 变换器原边电流转移到 C_{S3} 中, 由于 C_{S3} 的作用, 故 S_3 实现零电压关断。同时, 由于 D_{S2} 、 D_{S1} 处于正向导通, 此时原边电流流经 D_{S2} 、 D_{S1} 给电容 C_1 充电, 开关管 S_2 实现 ZVS 导通。由电感电流的对称性可知, 其他的开关管同样满足软开关条件。软开关约束条件为:

$$i_L(t_1) < 0 \quad (2)$$

$$i_L(t_2) > 0 \quad (3)$$

将式(2)和式(3)代入式(1)中, 可以分别得到基于双重移相时变换器实现软开关的约束条件为:

$$D_1 < \frac{4kD_2 - (2k - 1)}{4k + 1} \quad (4)$$

$$D_1 < \frac{2kD_2 - k + 1}{k} \quad (5)$$

综上所述, 当 $V_1 = V_2$ 时, 基于双重移相控制时变换器实现软开关的约束条件为式(4)。

2.3 双重移相下变换器功率特性分析

设 P_{DPS} 、 Q_{DPS} 分别为双重移相(DPS)调制下变换器的传输功率和回流功率, 通过计算可得:

$$\begin{aligned} P_{DPS} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{AB} i_L(t) dt \\ &= \frac{V'_1 V'_2 (-D_1^2 + 2D_1 D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2)}{8f_s L} \end{aligned} \quad (6)$$

$$Q_{DPS} = \frac{V'_1 V'_2 (-2k - D_1 + 4kD_2 - 4kD_1 + 1)^2}{64f_s L k (2k + 1)} \quad (7)$$

式中, $k \geq 1$; $0 < D_1 < D_2 < 1$ 。

当 $D_1 = 0$ 时, 即为传统单移相(SPS)调制, 设 P_{SPS} 、 Q_{SPS} 为 SPS 控制下的传输功率和回流功率, 将 $D_1 = 0$ 代入式(6)和式(7)可得:

$$P_{SPS} = \frac{V'_1 V'_2 (D_2 - D_2^2)}{4f_s L} \quad (8)$$

$$Q_{SPS} = \frac{V'_1 V'_2 (-2k + 4kD_2 + 1)^2}{64f_s L k (2k + 1)} \quad (9)$$

为了方便分析, 变换器传输功率采用标么值, 取 SPS 调制下的最大传输功率 P_N 为基准值 ($D_2 = 0.5$ 时), 即

$$P_N = \frac{V'_1 V'_2}{16f_s L} \quad (10)$$

设 p_{DPS} 、 q_{DPS} 为 DPS 控制下变换器的传输功率和回流功率标么值, 根据计算可得:

$$\begin{cases} p_{DPS} = 2(-D_1^2 + 2D_1 D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) \\ q_{DPS} = \frac{(-2k - D_1 + 4kD_2 - 4kD_1 + 1)^2}{4k(2k + 1)} \end{cases} \quad (11)$$

设 p_{SPS} 、 q_{SPS} 为 SPS 控制下变换器的传输功率和回流功率标么值, 根据计算可得:

$$\begin{cases} p_{SPS} = 4D_2(1 - D_2) \\ q_{SPS} = \frac{(-2k + 4kD_2 + 1)^2}{4k(2k + 1)} \end{cases} \quad (12)$$

根据式(11)和式(12)得到 SPS、DPS 控制方式下 p_{DPS} 、 p_{SPS} 随 D_1 、 D_2 变化的三维曲线图 ($0 < D_1 < D_2 < 1$), 如图 5 所示。由图 5 可知, 采用 SPS 控制策略对变换器进行控制, 当移相比小时, 此时变换器中的回流功率较大, 随着移相比 D_2 的增大, 变换器的回流功率逐渐减小; 采用 DPS 控制策略控制时, 变换器中的回流功率总是小于 SPS 控制时的回流功率, 因此, 在传输相同功率时, 总存在 $p_{DPS} > p_{SPS}$ 。不同 k 值增益下回流功率 q_{DPS} 和 q_{SPS} 随 D_1 、 D_2 变化的三维曲线图如图 6 所示。

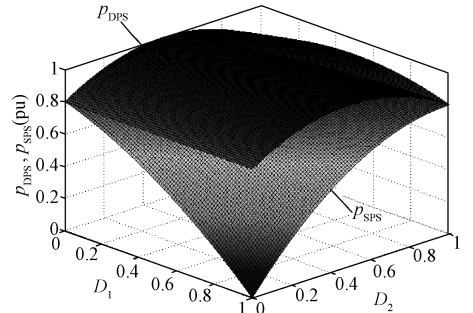


图 5 传输功率 p_{DPS} 和 p_{SPS} 随 D_1 、 D_2 变化的三维曲线图

Fig. 5 3-D curves of transmission power p_{DPS} and p_{SPS} varied with D_1 and D_2

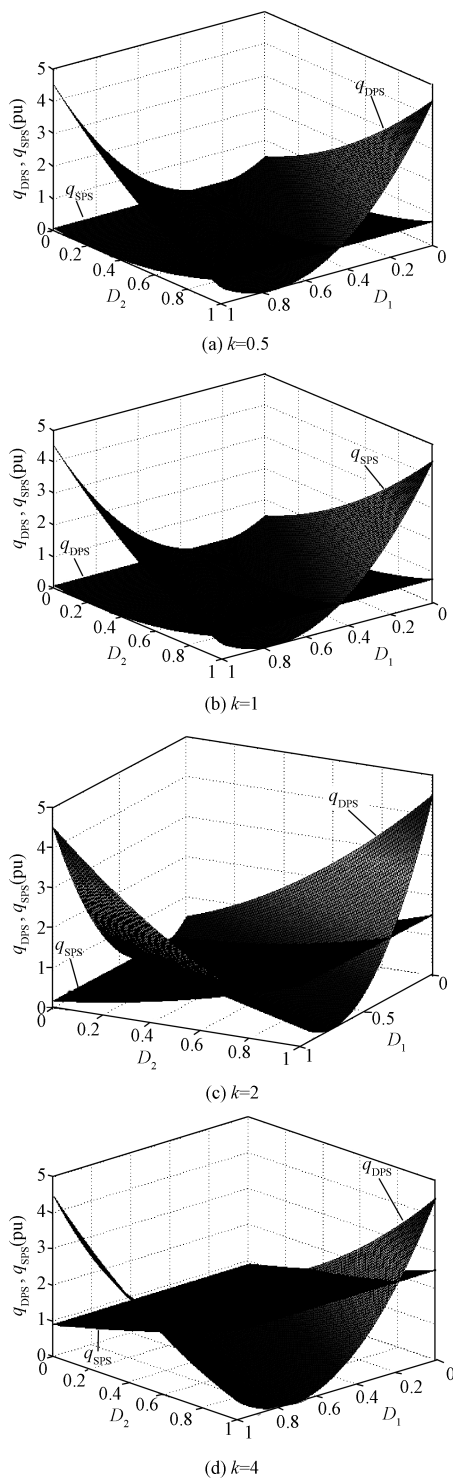


图6 不同 k 值增益下回流功率 q_{DPS} 和 q_{SPS} 随 D_1 、 D_2 变化的三维曲线图

Fig. 6 3-D curves of backflow power q_{DPS} and q_{SPS} varied with D_1 and D_2 under different k value gain

图6(a)为 $k=0.5$ 时 q_{DPS} 和 q_{SPS} 曲线图,在 $0 < D_2 < 1, 0 < D_1 < 1$ 范围内DPS控制存在回流功率最优

参数, q_{DPS} 的曲线图表明, q_{DPS} 存在极小值等高线,通过计算选取最优曲线^[13,14],DPS控制下变换器功率回流明显小于SPS控制方式,所以为了发挥双重移相的作用必须对移相比 D_1 、 D_2 参数进行最优设计。

由图6可知,在不同电压增益下,随着 k 值上升传统单移相控制回流功率明显增大,而双重移相始终存在最优参数,使得回流功率始终保持在较低水平。

根据上述分析可知,当变换器传输功率一定的情况下,双重移相调制的移相比 D_1 、 D_2 有无穷组参数能够满足传输功率要求,并且必然存在 D_{1_min} 、 D_{2_min} 使得回流功率最小的同时,变换器还能实现软开关。因此联立变换器双重移相控制下标么化传输功率 p_{DPS} 式(11)和软开关约束条件式(4)得:

$$\begin{cases} p_{DPS} = 2(-D_1^2 + 2D_1D_2 - D_1 - 2D_2^2 + 2D_2) \\ D_2 = \frac{(4k+1)D_1 + 2k - 1}{4k} \end{cases} \quad (13)$$

根据回流功率的定义,为了保证 q_{DPS} 最小或者为零,变换器中电感电流必须满足 $i_L(t_0) < 0$,且同时变换器能实现软开关。因此在式(13)中选择的最小回流功率点是软开关中至关重要的点。而在实际应用中,考虑到变压器励磁电感和开关管自身寄生电容时,实际上软开关的范围将会更小。因此,可以选取接近临界的点作为最小回流功率点^[15]。根据图5,结合式(11)可以求出在给定传输功率 p 的情况下变换器回流功率最小的移相比 D_{1_min} 、 D_{2_min} 的表达式,即

$$\begin{cases} D_{1_min} = (1+2k) \sqrt{\frac{1-p}{8k^2+4k+1}} \\ D_{2_min} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{1-p}{8k^2+4k+1}} \right) \end{cases}$$

3 双重移相控制下变换器的动态建模与控制策略

假设变换器稳态工作时开关管均可实现ZVS,根据混合式隔离型双向DC-DC变换器双重移相调制电路工作原理可知,变换器电路工作模式2、模式6为电感电流极性变化过程,而其电路状态方程分别与模式3、模式7电路状态方程相同,可统一在一个模式内。

由于电感电流在系统稳态时,其波形对称正负极性的电流变化过程相同,所以本文只采用电感电流为正极性时电路模式,即模式1~模式3。利用开

关周期平均模型建模, 推导出电感电流和电容电压 的开关周期平均值状态方程:

$$\begin{cases} L \frac{d \langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [1 - d_1(t)] \langle V'_1(t) \rangle_{T_s} + [1 - 2d_2(t)] \langle V'_2(t) \rangle_{T_s} \\ C_0 \frac{d \langle V'_2(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [1 - 2d_2(t)] \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle V'_2(t) \rangle_{T_s}}{R} \\ C_1 \frac{d \langle V'_1(t) \rangle_{T_s}}{dt} = [d_1(t) - 1] \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \end{cases} \quad (14)$$

对式(14)引入小信号扰动, 并进行线性化处理, 消去方程两侧的直流项, 同时忽略二阶扰动项, 得到电感电流和电容电压的小信号交流模型方程:

$$\begin{cases} L \frac{d \hat{i}_L(t)}{dt} = (1 - D_1) \hat{v}'_1(t) - V'_1 \hat{d}_1(t) + (2D_2 - 1) \hat{v}'_2(t) + 2V'_2 \hat{d}_2(t) \\ C_0 \frac{d \hat{v}'_2(t)}{dt} = (1 - 2D_2) \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}'_2(t)}{R} \\ C_1 \frac{d \hat{d}_1(t)}{dt} = (D_1 - 1) \hat{i}_L(t) \end{cases} \quad (15)$$

$$v'_2(s) = \frac{(1 - 2D_2)(1 - D_1)v'_1(s) - (1 - 2D_2)V'_1 d_1(s) + 2(1 - 2D_2)V'_2 d_2(s)}{LC_0 s^2 + (L/R)s + (1 - 2D_2)^2} \quad (16)$$

$$v'_1(s) = \frac{(1 - D_1)V'_1 d_1(s) + (1 - 2D_2)(1 - D_1)v'_2(s) + 2(D_1 - 1)V'_2 d_2(s)}{LC_1 s^2 + (L/R)s + (1 - D_1)^2} \quad (17)$$

变换器正向传输模式时, 输出电压 V'_2 为控制变量, $v'_2(s)$ 状态方程即为变换器正向传输的表达式。由式(16)可知 $v'_2(s)$ 与变量 $v'_1(s)$ 、移相比 $d_1(s)$ 、 $d_2(s)$ 有关。变换器反向传输模式时, 输出电压 V'_1 为控制变量, $v'_1(s)$ 状态方程即为变换器正向传输的表达式。由式(17)可知 $v'_1(s)$ 与变量 $v'_2(s)$ 、移相比 $d_1(s)$ 、 $d_2(s)$ 有关。

由式(16)和式(17)可知, 系统传递函数为二阶传递函数, 由于变换器控制变量为直流量, 因此可以采用 PI 控制器实现控制目标, 且结构简单。外移相比 D_2 采用 PI 控制器调节控制输出电压, 内移相比 D_1 通过最优控制器给定, 使系统回流功率最小。

当变换器正向传输时, $V'_1 = V_1/2$, $V'_2 = nV_2$, 通过式(16)可得出变换器的各传递函数为:

$$\begin{cases} G_{v_2 v_1}(s) = \left. \frac{v'_2(s)}{v'_1(s)} \right|_{\substack{d_1(s)=0 \\ d_2(s)=0}} = \frac{(1 - 2D_2)(1 - D_1)}{LC_0 s^2 + (L/R)s + (1 - 2D_2)^2} \\ G_{v_2 d_1}(s) = \left. \frac{v'_2(s)}{d_1(s)} \right|_{\substack{v'_1(s)=0 \\ d_2(s)=0}} = \frac{-(1 - 2D_2)V_1/2}{LC_0 s^2 + (L/R)s + (1 - 2D_2)^2} \\ G_{v_2 d_2}(s) = \left. \frac{v'_2(s)}{d_2(s)} \right|_{\substack{v'_1(s)=0 \\ d_1(s)=0}} = \frac{2(1 - 2D_2)nV_2}{LC_0 s^2 + (L/R)s + (1 - 2D_2)^2} \end{cases} \quad (18)$$

式(15)为状态平均方程组在 $[0 T_s]$ 半个开关周期的表达式, 其中 D_1 、 D_2 为稳定值, $\hat{d}_1(t)$ 、 $\hat{d}_2(t)$ 为扰动值。电感电流 i_L 为交流信号, 其稳态平均值 I_L 为零。双向 DC-DC 变换器交流信号很难作为变量用于系统控制。

本文选择变量 V'_1 、 V'_2 为控制信号, 根据式(15)取拉氏变换得到电容电压 $v'_2(s)$ 和 $v'_1(s)$ 的表达式:

由于内移相比 D_1 通过最优控制器给定, 且 D_1 必须在系统稳态运行时计算得出, 变换器未达到稳态运行点时, 令 $d_1(s) = 0$, 则变换器输出电压 V_2 的传递函数为 $G_{v_2 d_2}(s)$ 。图 7 为变换器正向传输系统控制框图。这里近似认为 V_1 电压扰动为零, 忽略 $v'_1(s)$ 对输出电压 V_2 控制干扰。

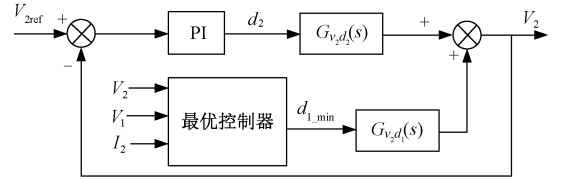


图 7 变换器正向传输系统控制框图

Fig. 7 Control block diagram of converter forward transmission system

4 仿真分析与实验验证

4.1 仿真分析

在 Matlab/Simulink 仿真平台搭建仿真模型, 仿真参数如下: 输出电压 $V_2 = 400\text{V}$, 输入电压 $V_1 = 1000\text{V}$, 变压器变比 $n = 1$, 负载 $R = 20\Omega$, 变压器漏感加外串电感 $L = 50\mu\text{H}$, $f_s = 20\text{kHz}$, 输出电容 $C_0 = 470\mu\text{F}$, 得到 $V'_1 = 500\text{V}$, $V'_2 = 400\text{V}$ 。

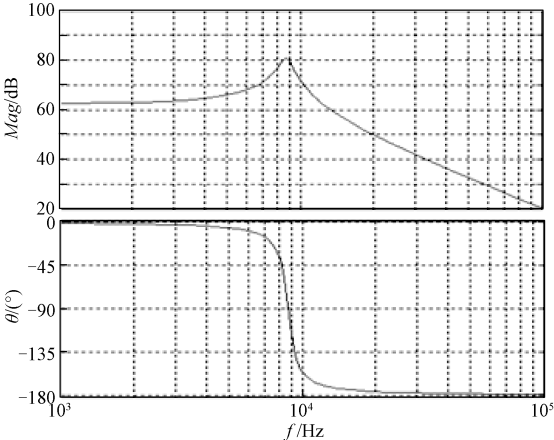
当负载一定时, 即 $R = 20\Omega$, 此时可以得到变换

器的传输功率 $P=8\text{kW}$,为使变换器回流功率最小,将传输功率 P 代入式(8),可得 $D_2=0.8$ 。将其代入式(18)可得系统开环传递函数为:

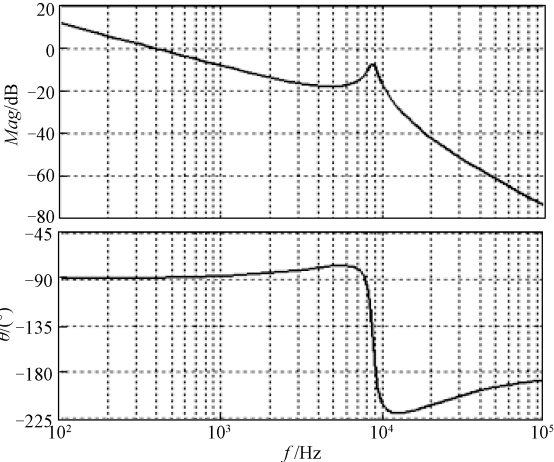
$$G_{v_2d_2}(s) = \frac{480}{4.7 \times 10^{-9}s^2 + 5 \times 10^{-6}s + 0.36}$$

(19)

根据式(19)可得变换器正向传输系统伯德图,如图 8(a)所示。其中, θ 表示相位, Mag 表示幅值。可知系统的转折频率 $f_n=2323\text{Hz}$,穿越频率 $f_c=232\text{Hz}$ 。本文采用 PI 控制器调节输出电压 V_2 ,通过计算可得 PI 参数值: $K_p=2.041 \times 10^{-5}$, $K_i=0.2997$ 。图 8(b)为系统补偿后开环伯德图。其中补偿后系统的穿越频率为 400Hz ,补偿裕度角为 88.7° 。



(a) 正向传输系统伯德图

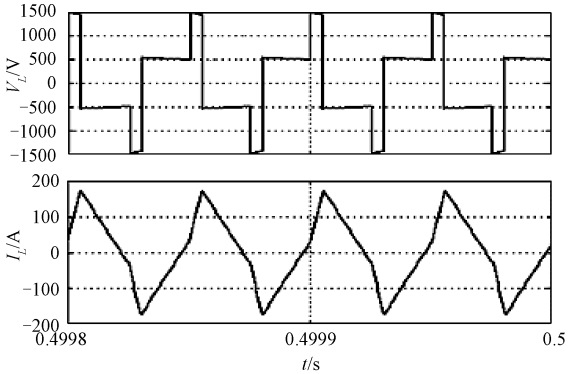


(b) 系统补偿后的伯德图

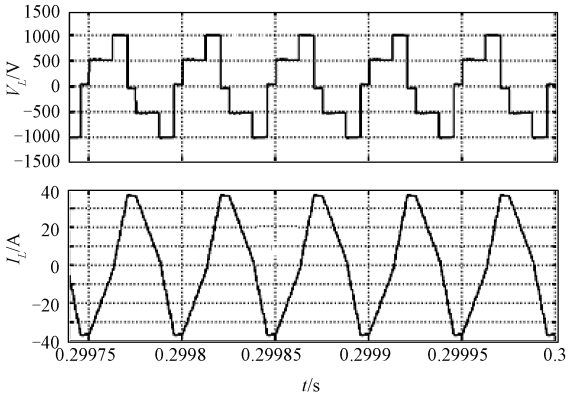
图 8 系统伯德图

Fig. 8 Bode diagram of system

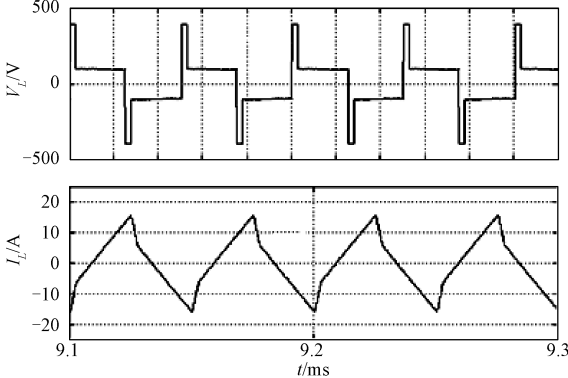
当输入电压 $V_1=1000\text{V}$,闭环控制输出电压为 400V ,相同输出功率下,得出变换器电感电压 V_L 及电感电流 i_L 波形,如图 9 所示。



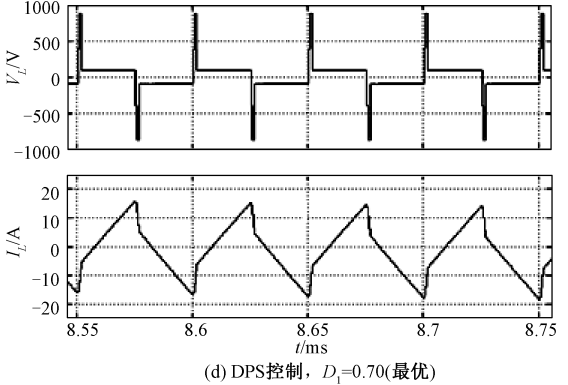
(a) SPS控制, $D_1=0$



(b) DPS控制, $D_1=0.3$ (非最优)



(c) DPS控制, $D_1=0.5$ (非最优)



(d) DPS控制, $D_1=0.70$ (最优)

图 9 两种控制方式下 V_L 和 i_L 的仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of V_L and i_L in both control methods

可以看出,采用 PI 控制器调节变压器副边输出电压,当 $D_1 = 0.3$ (非最优参数) 时,图 9(b) 中电感电流峰值为 34A,此时不能很好地限制回流功率。 $D_1 = 0.70$,即为最优参数时,此时回路中电流峰值为 15A,电感电流明显减小。因此,在最优 DPS 控制下,变换器电感电流应力减小的同时,变换器的回流功率也大大减小,从而提高了变换器的传输效率。

4.2 实验验证

为了进一步验证理论分析的正确性,本文以 STM32F103ZET6 为控制系统搭建了一台 180W 实验样机,分别对单移相调制和双重移相调制控制策略进行实验,该样机的实验参数为输出电压 $V_2 = 50V$,输入电压 $V_1 = 120V$,变压器变比 $n = 1$, $L = 130\mu H$, $f_s = 20kHz$,输出功率 $P_o = 180W$,实验样机如图 10 所示。



图 10 实验样机
Fig. 10 Experimental prototype

当输入电压 100V 时,通过闭环控制输出电压 50V,在相同输出功率时,变换器原副边电压 V_{AB} 、 V_{CD} 及电感电流 i_L 波形如图 11 所示。

图 11(a) 为单移相调制时变换器的波形图,图 11(b) ~ 图 11(d) 为采用双重移相调制时变换器的波形,其中黑色部分表示半周期内变换器的回流功率 p_{cir} 。可以看出,采用单移相控制时,变换器电感电流峰值为 4A,此时系统回流功率最大;采用双重移相控制且内移相比 D_1 为非最优时,变换器的回流功率相比单移相调制时较小,但回流功率降低幅值较小,变换器双重移相调制对回流功率抑制作用不明显;采用双重移相控制且内移相比 D_1 为最优时,变换器的回流功率为零,且电感电流应力从 4A 降低到 3.2A。因此,在最优 DPS 控制下,变换器电流应力减小的同时,变换器的回流功率也减小到零,从而大大提高了变换器的工作效率。

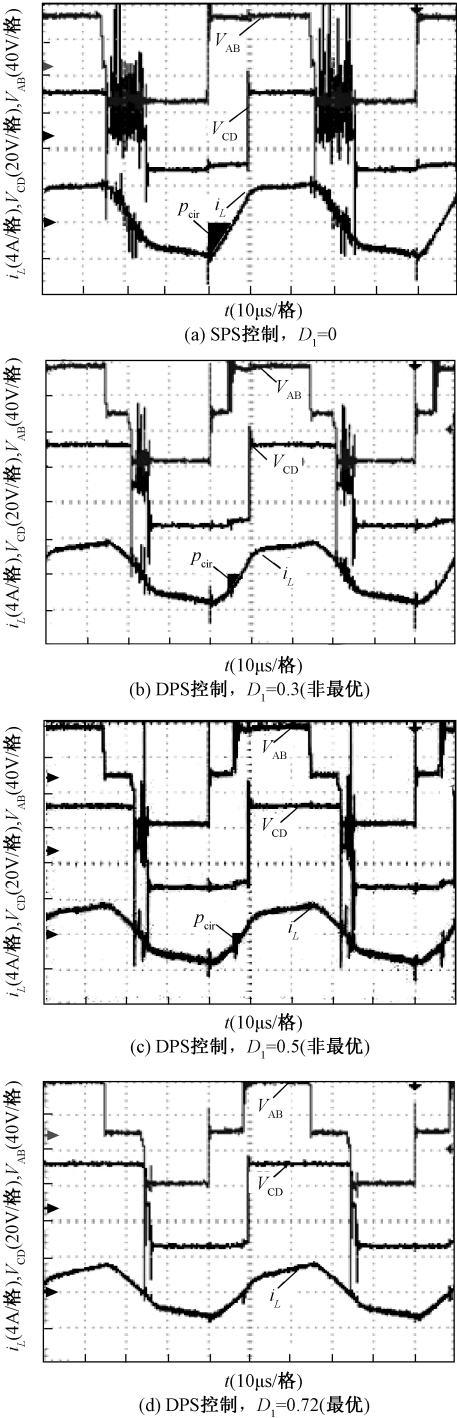


图 11 两种控制方式下 V_{AB} 、 V_{CD} 及 i_L 的实验波形
Fig. 11 Experimental waveforms of V_{AB} , V_{CD} and i_L in both control methods

5 结论

本文针对混合式隔离双向 DC-DC 变换器,详细分析了变换器基于双重移相控制下的工作模式,以

及不同电压调节比下变换器传输功率和内、外移相比三者之间的变化关系;建立了基于双重移相控制下混合式隔离双向 DC-DC 变换器的动态模型,在此基础上提出了一种基于最小回流功率的控制策略。仿真和实验表明实验结果与理论分析基本一致。因此,在给定相同传输功率时,采用最小回流功率控制策略可以有效减小变换器中的回流功率和电流应力,从而减小变换器的损耗。

参考文献 (References):

- [1] 武琳, 刘志刚, 洪祥 (Wu Lin, Liu Zhigang, Hong Xiang). 隔离式双向全桥 DC-DC 变换器的功率控制特性比较与分析 (Comparison and analysis of power control characteristics of isolated bi-directional full-bridge DC-DC converters) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (10): 179-187.
- [2] Mohsenian-Rad H, Davoudi A. Towards building an optimal demand response framework for DC distribution networks [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 5 (5): 2626-2634.
- [3] 张勋 (Zhang Xun). 双向隔离式 DC/DC 变换器 (Bi-directional isolated DC/DC converter) [D]. 济南: 山东大学 (Jinan: Shandong University), 2015.
- [4] Zhao F, Wang C, Dong R, et al. Performance analysis of half bridge three-level full bridge bi-directional DC-DC converters [A]. 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition [C]. 2014. 1503-1508.
- [5] 王优, 郑泽东, 李永东 (Wang You, Zheng Zhedong, Li Yongdong). 中高压电力电子变压器拓扑与控制应用综述 (Review of topology and control application of medium and high voltage power electronic transformer) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (5): 1-10.
- [6] Deng F, Chen Z. Control of improved full-bridge three-level DC/DC converter for wind turbines in a DC grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (1): 314-324.
- [7] 赵彪, 于庆广, 孙伟欣 (Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin). 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析 (Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (12): 43-50.
- [8] 晏坤, 王辉, 漆文龙, 等 (Yan Kun, Wang Hui, Qi Wenlong, et al.). 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 (Research on bi-directional DC/DC converter based on PWM and dual phase shift control in micro-grid energy storage system) [J]. 电力自动化设备 (Electric Power Automation Equipment), 2015, 35 (4): 44-52.
- [9] Yazdani F, Zolghadri M. Design of dual active bridge isolated bi-directional DC converter based on current stress optimization [A]. 2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference [C]. 2017. 247-252.
- [10] 化泽强, 韩肖清 (Hua Zeqiang, Han Xiaoqing). 改进 PWM 调制法在双向 DC-DC 变换器的应用 (Improvement of PWM modulation in bi-directional DC-DC converter) [J]. 中国科技论文 (China Sciencepaper), 2013, 8 (7): 683-687.
- [11] 王跃, 郭海平, 高远 (Wang Yue, Guo Haiping, Gao Yuan). 双向全桥直流变换器的全功率范围软开关控制技术研究 (Research on full power range soft-switching control technology of dual active bridge DC-DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (1): 7-12.
- [12] 吴俊娟, 孟德越, 申彦峰, 等 (Wu Junjuan, Meng Deyue, Shen Yanfeng, et al.). 双重移相控制与传统移相控制相结合的双有源桥式 DC-DC 变换器优化控制策略 (Dual active bridge DC-DC converter optimal control strategy combined with dual phase shift control and traditional phase shift control) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (19): 97-105.
- [13] 程红, 高巧梅, 朱锦标, 等 (Cheng Hong, Gao Qiaomei, Zhu Jinbiao, et al.). 基于双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器动态建模与最小回流功率控制 (Dynamic modeling and minimum backflow power controlling of the bi-directional full-bridge DC-DC converters based on dual-phase-shifting control) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2014, 29 (3): 245-253.
- [14] Guo Z, Sun K, Wu T F, et al. An improved modulation scheme of current-fed bidirectional DC-DC converters for loss reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (5): 4441-4457.
- [15] Liu D, Deng F, Gong Z, et al. A double phase-shift control strategy for a full-bridge three-level DC/DC converter [A]. IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. 2016. 1202-1207.

Modeling and control of hybrid isolated bi-directional DC-DC converter

WANG Gui-xin¹, YANG Bin¹, CHEN Hai-dong²

(1. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. Feidong Electric Power Company, State Grid Anhui Electric Power Co. Ltd., Hefei 231600, China)

Abstract: In order to solve the problems that the backflow of converter's power is too large under the circumstance of single-phase-shifting control strategy, this paper discussed the converter's working theory based on the dual-phase-shifting control strategy, and mainly analyzed the characteristics of converter's power and reflow power under the control of the dual-shift control strategy theory. With the target of acquiring the minimum reflow power, an optimal internal and external shift ratio has been designed. Meanwhile, it also established the small dynamic signal model of hybrid isolated bi-directional DC-DC converter. Finally, we have built an experimental prototype, and the results of the experiment show that the correctness of theoretical analysis.

Key words: hybrid isolated bi-directional DC-DC converter; dual-phase-shifting control; optimal shift ratio; reflow power