

推挽正激移相式双向 DC-DC 变换器

张方华 严仰光

(南京航空航天大学自动化学院 南京 210016)

摘要 移相式双向 DC-DC 变换器 (Bi-directional DC-DC Converter, BDC) 是 BDC 的基本拓扑之一。文章研究了移相式 BDC 的调压工作原理和输入输出电压变比、移相角对其环流能量的影响, 并进行了仿真验证, 指出移相式 BDC 方案不适于宽调压范围应用。结合移相式 BDC 的工作原理, 把推挽正激电路应用在移相式 BDC 场合, 并进行了试验验证。

关键词: 双向 移相 变换器 电力电子

中图分类号: TM46

Research on Push-Pull Forward Phase-Shifted Bi-Directional DC-DC Converter

Zhang Fanghua Yan Yangguang

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract The phase-shifted Bi-directional DC-DC Converter (BDC) is one of the elementary topologies BDC. The freewheeling energy from output to input is very large, which is the main drawback in the phase-shifted BDC. The phase shifted angle and the voltage ratio of input and output is the main effected facts. The effected facts of the freewheeling energy are proposed in the paper, and the simulation verified the analysis. The push-pull forward topology is applied in the phase-shifted situation. A prototype is proposed.

Keywords: Bi-directional, phase-shifted, converter, power electronics

1 引言

移相式双向 DC-DC 变换器 (Phase-shifted Bi-directional DC-DC Converter, PSBDC) 是 BDC 基本拓扑之一, 具有容易实现 ZVS 开关、响应速度快等优点, 自文献[1,2]提出以来获得了广泛研究。文献[2~5]侧重于基本工作原理和电路拓扑方面的研究; 针对 PSBDC 环流能量大的缺陷, 文献[6~7]研究了两种解决方案。但上述文献没有对 PSBDC 的环流能量进行定量分析, 本文首先分析了 PSBDC 的调压工作原理, 然后研究了 PSBDC 的输入输出电压变比和移相角对环流能量的影响, 指出 PSBDC 不适用于宽调压范围的缺陷。

推挽正激变换器 (Push-Pull Forward, PPF) 有开关管电压有效钳位的优点^[8,9], 本文结合 PSBDC

的思想, 采用推挽正激电路构造了 PSBDC, 分析了其工作原理, 并进行了试验验证。

2 环流能量表达式

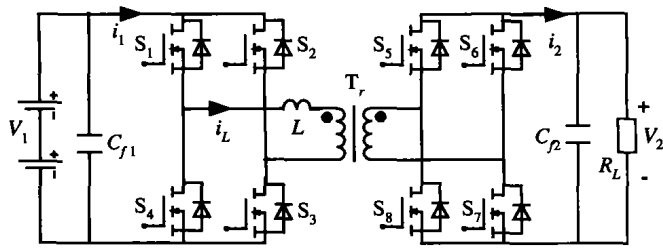
2.1 全桥移相式 BDC 工作原理

图 1a 为全桥移相式 BDC 电路拓扑。它两端皆为电压源, $S_1 \sim S_8$ 为功率开关, 电感 L (变压器等效漏电感和少量串联电感) 串联在桥臂和高频变压器中间。图 1b 为其开关管驱动电压信号, 当 $S_1 \sim S_8$ 高频开关工作时, 串联电感两端被斩波成高频脉冲, 图 1c 为其等效分析模型, 电感 L 两侧是幅值分别为 V_1 和 NV_2 的高频脉冲, N 为变压器变比, 图 1d 为原理波形。由文献[2]可知, PSBDC 输出功率表达式为

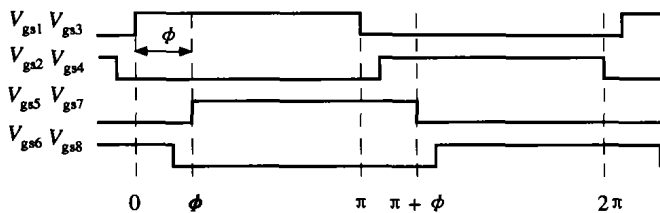
$$P_o = \frac{NV_1V_2}{2\pi^2 Lf_s} \phi(\pi - |\phi|) \quad (1)$$

式中 ϕ 为移相角, $\pm V_1$ 超前于 $\pm NV_2$ 时, ϕ 为正, 反

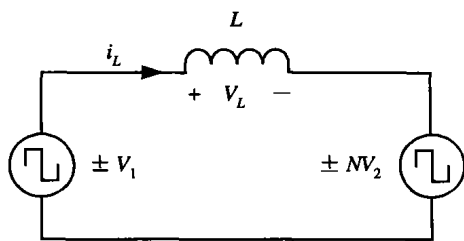
之为负。移相角 $|\phi|=\pi/2$ 时, PSBDC 可以传输最大功率, 因此实际变换器中取 $|\phi|\leq\pi/2$ 。



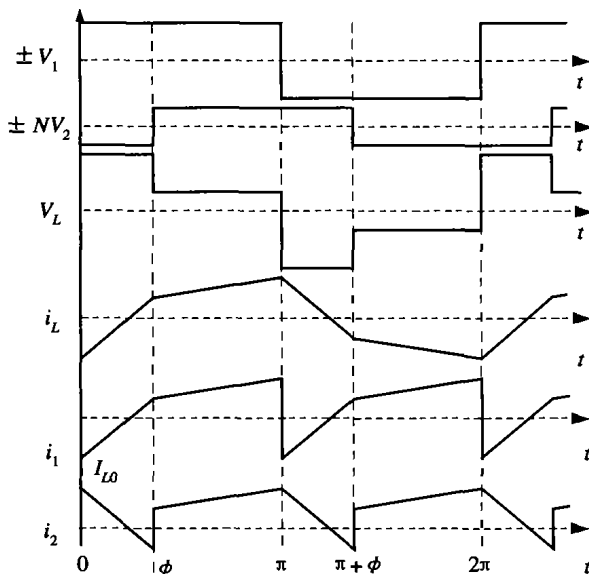
(a) 全桥 PSBDC 原理图



(b) 全桥 PSBDC 的开关时序



(c) 全桥 PSBDC 的等效分析模型



(d) PSBDC 工作原理波形

图 1 全桥 PSBDC 工作原理分析

Fig.1 Operation principles of full-bridge phase-shifted BDC

变换器的调压工作是指在变换器的输入电压或负载扰动时, 通过闭环控制可以保持输出电压的稳定。由式(1)可得移相角和输入电压的关系

$$\phi = \frac{\pi}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{8Lf_s}{N} \times \frac{I_2}{V_1}} \right) \quad (2)$$

由式(2)可见, 固定电路参数(串联电感 L , 开关频率 f_s , 变压器匝比 N), 当负载电流不变时, 输入电压和移相角有一一对应关系。这说明, 当输入电压扰动时, 调整 ϕ 可使输出电压稳定。同样地, V_1 保持不变的情况下, 负载电流扰动时, 调整移相角也可以稳定输出电压。

2.2 环流能量分析

根据电路的对称性, 脉冲源 $\pm V_1$ 在正半周期和负半周期向负载传递的能量相等。由图 1d 知, 根据施加在电感 L 上的电压波形, 可以得到电感电流 i_L 的表达式

$$i_L(\theta) = \begin{cases} I_{L0} + \frac{V_1 + NV_2}{\omega L} \theta & \theta \in [0, \phi] \\ I_{L0} + \frac{V_1 + NV_2}{\omega L} \phi + \frac{V_1 - NV_2}{\omega L} (\theta - \phi) & \theta \in [\phi, \pi] \end{cases} \quad (3)$$

式中 I_{L0} ——电感电流初始值

$$I_{L0} = -\frac{1}{2} \left[\frac{V_1 + NV_2}{\omega L} \phi + \frac{V_1 - NV_2}{\omega L} (\pi - \phi) \right]$$

由此可得串联电感电流和电压的均方根值

$$I_{Lrms} = \frac{NV_2}{\sqrt{12\pi\omega L}} \times \sqrt{(1+d)^2\phi^2(3\pi-2\phi) + (1-d)^2(\pi-\phi)^2(\pi+2\phi)} \quad (4)$$

$$V_{Lrms} = \frac{NV_2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{4d\phi + \pi(1-d)^2} \quad (5)$$

式中, 设输入输出电压变比 $d=V_1/NV_2$ 。定义串联电感无功功率和输出功率的比值 $m=Q_L/P_2$ 为功率传输系数。在同样的输出功率下, m 越小, 电感 L 中的无功环流能量占的比例越小, 功率传输越有效。由式(1)、式(4)、式(5)可得

$$m = \frac{\sqrt{(1+d)^2\phi^2(3\pi-2\phi) + (1-d)^2(\pi-\phi)^2(\pi+2\phi)} \times \sqrt{4d\phi + \pi(1-d)^2}}{2\sqrt{3}d\phi(\pi-\phi)} \quad (6)$$

根据式(6)用 MathCAD 绘制功率传输系数 m 和电压变比 d 的关系曲线如图 2 所示。六条曲线 ϕ 分别为 $\pi/20$ 、 $\pi/10$ 、 $\pi/6$ 、 $\pi/4$ 、 $\pi/3$ 、 $\pi/2$ 弧度。

由式(6)和图 2 可见, 功率传输系数 m 与输入输出电压变比 d 和移相角 ϕ 都有关系。输入输出电压变比 d 在 1 为中心的小范围变化时, 无功环流较小。输入输出电压变比越大, 电感 L 的无功环流越大, 因此 PSBDC 不适于宽调压范围的应用。在 $d=1$,

$\phi = \pi/2$ 时, 可传输最大功率, 此时 $m=2.31$ 。若以此时功率传输系数 (即 $m_b=2.31$) 作为功率是否有效传输的分界点, 则 $m > m_b$ 时, 无功环流能量较大, 功率不能有效传输; $m < m_b$ 时, 无功环流小, 功率可以有效传输。同时可以看到在 $d=1$ 附近, ϕ 越小, m 越小, 功率传输越有效。

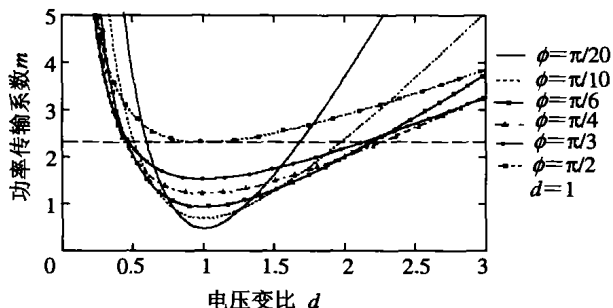


图 2 功率传输系数 m 和输入输出电压变比 d 关系曲线族

Fig.2 Relationship between power transfer's coefficient m and input/output voltage ratio d

3 推挽正激 PSBDC 工作原理

3.1 工作模式

推挽正激变换器有开关管电压有效钳位的优点, PSBDC 的思想可以应用到推挽正激电路中构成推挽正激 PSBDC。图 3 为推挽正激 PSBDC 主电路, 与开关管 $S_1 \sim S_4$ 漏源极并联的二极管和电容对应标号分别为 $VD_{s1} \sim VD_{s4}$ 和 $C_{ds1} \sim C_{ds4}$ 。 C_1 、 C_2 为钳位电容, N_{p1} 、 N_{p2} 为变压器一次绕组, 和变压器二次绕组 N_{s1} 、 N_{s2} 耦合在一起构成变压器 T, 变压器匝比 $N=N_{p1}/N_{s1}$, $L_1 \sim L_4$ 为变压器等效漏电感和串联电感。电路稳态工作时有 14 个模式。分析前假设: ① 变压器励磁电感足够大。② 钳位电容足够大, 稳态工作时可视为电压源。③ 电感 $L_1=L_2$, $L_3=L_4$ 。

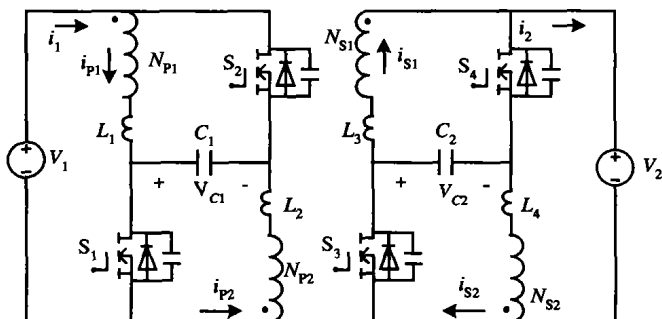


图 3 推挽正激 PSBDC 主电路拓扑

Fig.3 Topology of push-pull forward phase-shifted BDC

(1) 模式 1 [$t_0 \sim t_1$] t_0 时刻以前, VD_{s1} 续流导

通。 t_0 时刻, S_1 零电压导通, 电感 L_1 和 L_4 中的电流减小, 同时电感 L_2 和 L_3 中的电流也减小; t_1 时刻 L_1 和 L_4 中的电流减小到零。 $L_1 \sim L_4$ 中电流变化的斜率为 $(V_1 + NV_2) / (L_1 + N^2 L_4)$ 。

(2) 模式 2 [$t_1 \sim t_2$] 在此模式中, 电感 $L_1 \sim L_4$ 中的电流继续以同样的斜率增大。

(3) 模式 3 [$t_2 \sim t_3$] t_2 时刻, S_4 在 C_{ds4} 的缓冲下 ZVS 关断, L_4 中的电流给 C_{ds4} 充电, 同时 L_3 中的电流给 C_{ds3} 放电; t_3 时刻, C_{ds3} 上的电荷放电到零, VD_{s3} 开始导通。

(4) 模式 4 [$t_3 \sim t_4$] t_3 时刻, VD_{s3} 自然导通后, 电感电流在 $V_1 \sim NV_2$ 的作用下增大, 此后可 ZVS 开通 S_3 。

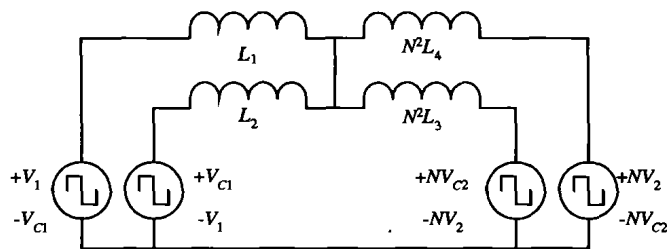
(5) 模式 5 [$t_4 \sim t_5$] t_4 时刻, S_3 ZVS 导通, L_1 和 L_3 中的电流以 $(V_1 - NV_2) / (L_1 + N^2 L_3)$ 的斜率增大, 能量由电源 V_1 流向电源 (直流有源负载) V_2 。

(6) 模式 6 [$t_5 \sim t_6$] t_5 时刻, S_1 在 C_{ds1} 的缓冲下关断。 L_1 中的电流给 C_{ds1} 充电, 同时 L_2 中的电流给 S_2 的结电容 C_{ds2} 放电; t_6 时刻, C_{ds2} 电荷放电到零, VD_{s2} 开始导通。

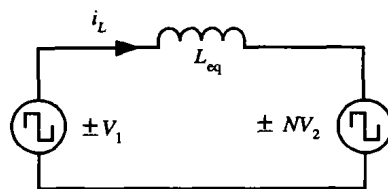
(7) 模式 7 [$t_6 \sim t_7$] t_6 时刻, VD_{s2} 导通, 串联电感 $L_1 \sim L_4$ 中电流在 $(-V_1 - NV_2)$ 的作用下减小, 此后可 ZVS 开通 S_2 ; t_7 时刻, S_2 ZVS 开通, 开始下半周期。

3.2 输出功率表达式

当图 3 中 $S_1 \sim S_4$ 工作在高频开关状态时, 可得其等效分析模型如图 4a 所示。由于稳态工作时, 钳位电容 C_1 和 C_2 上的电压基本不变, 幅值分别约等于 V_1 和 V_2 。因此其等效分析模型可简化为图 4b,



(a) 推挽正激 BDC 等效分析模型



(b) 简化形式

图 4 推挽正激 PSBDC 的等效分析模型

Fig.4 The analyzed model of push-pull forward PSBDC

和全桥拓扑一致。等效串联电感 $L_{eq}=(L_1//L_2)+N^2(L_4//L_3)$, 因此推挽正激 PSBDC 输出功率为

$$P_o = \frac{NV_1V_2}{2\pi^2L_{eq}f_s} \phi(\pi-|\phi|) \quad (7)$$

3.3 串联电感和钳位电容的选取

由图 2 可见, 在同样的输入输出电压变比下, 移相角越小, 功率传输越有效。结合式 (2) 可见, 从有效传输功率的角度, 应该设计较小的串联电感 L 。但另一方面, 串联电感越小, 电感电流的峰峰值 I_{Lpp} 越大, 因此从器件电流应力的角度, 应考虑设计尽量大的串联电感 L 。由式 (2)、式 (7) 和图 4b 可得 L_{eq} 的最大值

$$L_{eqmax} = \frac{NV_{1min}}{8I_{2max}f_s} \quad (8)$$

设钳位电容电压基本不变, 则钳位电容向负载传输的功率约等于输入电源向负载传输的功率, 由此得

$$C_1 = \frac{P_2}{8f_sV_1\Delta V_{c1}} \quad (9)$$

式中设电容纹波 $\Delta V_{c1}=10\%V_1$, 同样可得二次侧钳位电容的取值。

4 仿真分析

利用 Saber 软件, 固定移相角 $\phi=\pi/20$, 监测仿真波形中的 I_{Lmax} 、 V_{Lmax} 、 V_1 、 V_2 , 则可以得出 m 值和 d 值, 进而绘制出 $\phi=\pi/20$ 情况下的 $m-d$ 关系曲线。应用同样的方法, 改变移相角 ϕ (分别取 $\phi=\pi/10$, $\phi=\pi/4$, $\phi=\pi/2$), 则可以绘制以 ϕ 为参变量的 $m-d$ 关系曲线族。图 5 为 Saber 仿真 $m-d$ 关系曲线族。对比图 2 可见, 仿真结果和理论分析一致。该曲线族说明在电压变比 $d=1$ 时, 功率传输系数为同样移相角下的最小值, 电压变比偏离 1 较远时, 电感 L 中的无功功率和输出功率的比值大, 环流能量大, 因此 PSBDC 不适于宽调压范围的应用。

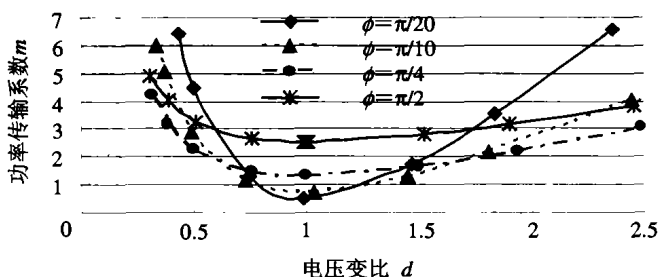


图 5 Saber 仿真 $m-d$ 关系曲线族

Fig.5 Simulation $m-d$ curves with Saber

5 试验结果

5.1 电路参数设计

样机规格: $V_1=48V$ (30~60V), $V_2=24V$ (15~30V), 满载输出功率为 240W, $f_s=100kHz$, $N=2$ 。

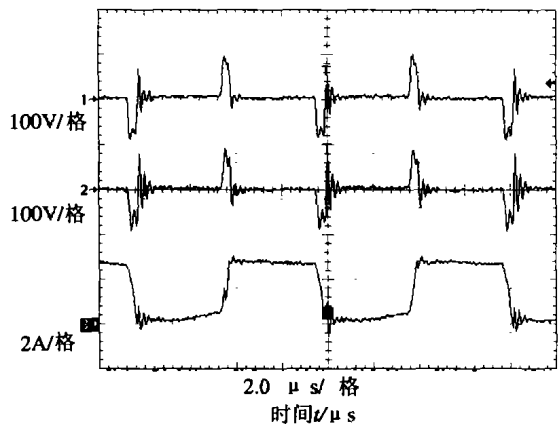
由式 (8) 可得等效电感的最大值 $L_{eqmax}=7.5\mu H$, 考虑功率传输系数、线路压降、过载、电路参数差异性等因素, 取 $L_{eq}=5\mu H$ 。为使电路简洁, 变压器二次侧串联电感采用变压器漏电感, $L_3=L_4=0.3\mu H$; 因此取一次侧串联电感 $L_1=L_2=8.8\mu H$ 。由式 (11) 可得一次侧钳位电容 $C_1=1.9\mu F$, 为减小电容电压脉动实际电路中 C_1 采用 3.3 $\mu F/63V$ 的 CBB 电容。同样可得 $C_2=7.5\mu F$, 实际取 10 $\mu F/50V$ 的 CBB 电容。

5.2 试验波形

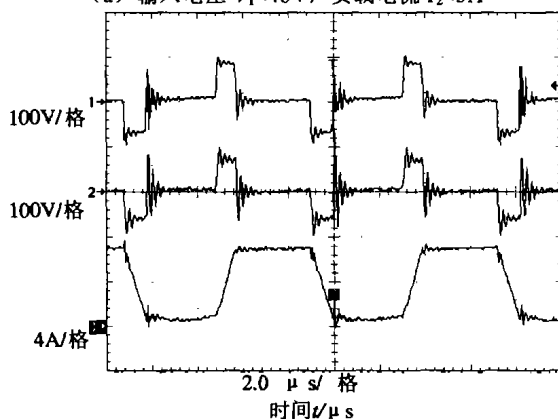
图 6 为调压试验波形 ($V_2=24V$), 图中三个通道依次为: L_1 上的电压、 L_2 上的电压、 L_1 中的电流。其中 a、b 为 48V 输入 24V 输出, I_2 分别为 5A 和 10A 时的波形。移相角随负载调整, 输出电压稳定; c、d 为 24V/7.2A 输出, V_1 分别为 30V 和 60V 时的波形, 移相角随输入电压调整, 以保证稳压输出。

图 7a 为 $V_1=54V$, $I_2=10A$ 时电感 L_1 电压、串联电感 L_1 电流和串联电感 L_2 电流。两个串联电感 L_1 和 L_2 上的电流波形斜率一致, 同时传输能量。图 7b 为 $V_1=48V$, $I_2=10A$ 情况下开关管 S_3 驱动电压、 S_1 驱动电压和 S_1 漏源电压波形。由波形可见, 开关管漏源电压被钳位电容 C_1 良好钳位, 电压尖峰小。图 7c 为 $V_1=54V$, $I_2=10A$ 情况下开关管 S_3 驱动电压、 S_1 驱动电压、 S_3 漏源电压和串联电感 L_3 (此处为变压器漏电感) 电流波形。图 7d 为能量由 V_2 向 V_1 传输, $V_2=24V$ 、 $V_1=48V$, $-I_1=5A$ 时开关管 S_3 驱动电压、 S_1 驱动电压、串联电感 L_4 (此处为变压器漏电感) 电流和 S_3 漏源电压波形。

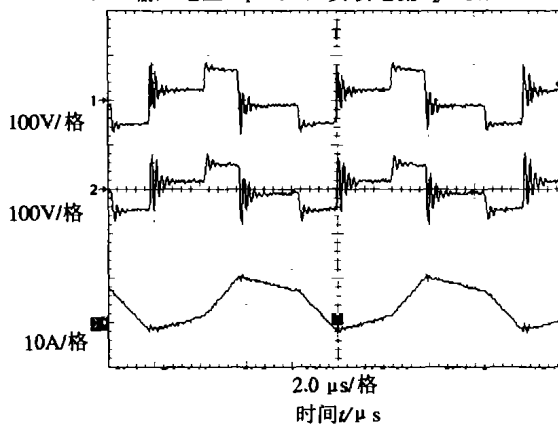
图 8 为能量由 V_1 流向 V_2 时不同输入电压满载输出情况下的变换器效率曲线, 其中实线为 $L_{eq}=5\mu H$ 时的效率曲线, 虚线为 $L_{eq}=3.6\mu H$ 时的效率曲线。效率曲线说明 PSBDC 适用于输入电压变化范围不大的应用场合。电压变比 d 在 1 附近时, 变换效率较高, 本变换器 $d=0.625\sim 1.25$, 在输入电压较低时, 由于回馈能量大、输入电流大等因素, 变换效率低。



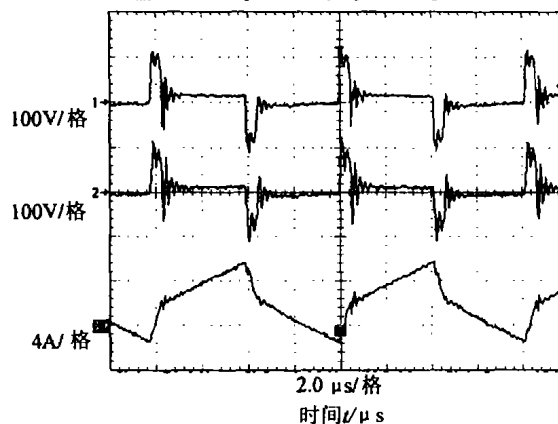
(a) 输入电压 $V_1=48V$, 负载电流 $I_2=5A$



(b) 输入电压 $V_1=48V$, 负载电流 $I_2=10A$



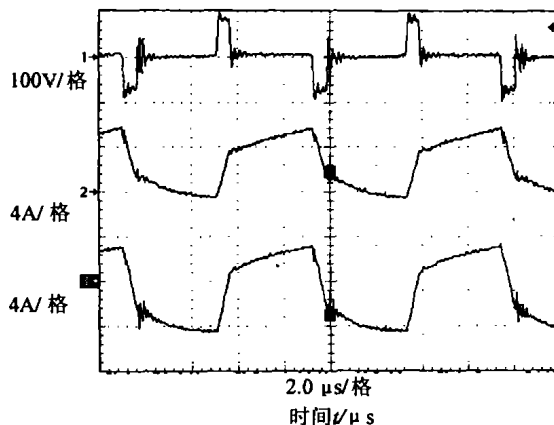
(c) 输入电压 $V_1=30V$, 负载电流 $I_2=7.2A$



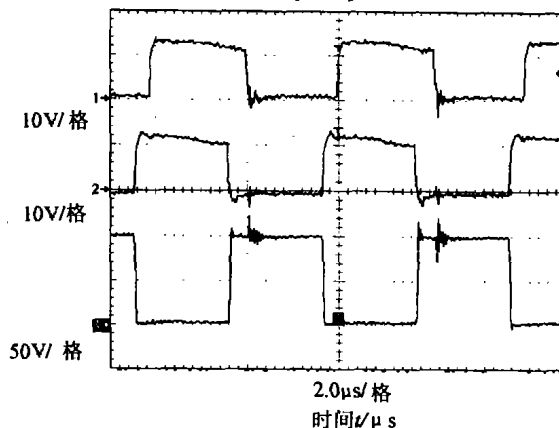
(d) 输入电压 $V_1=60V$, 负载电流 $I_2=7.2A$

图 6 推挽正激 PSBDC 调压试验波形

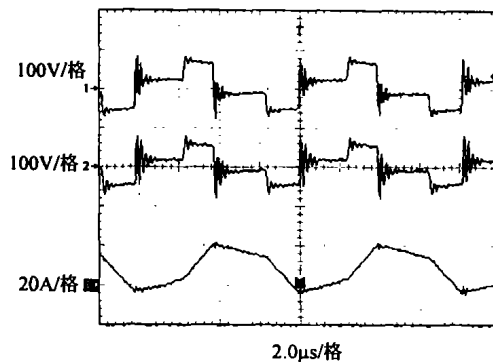
Fig.6 The experimental waveforms of PPF PSBDC on output voltage regulation



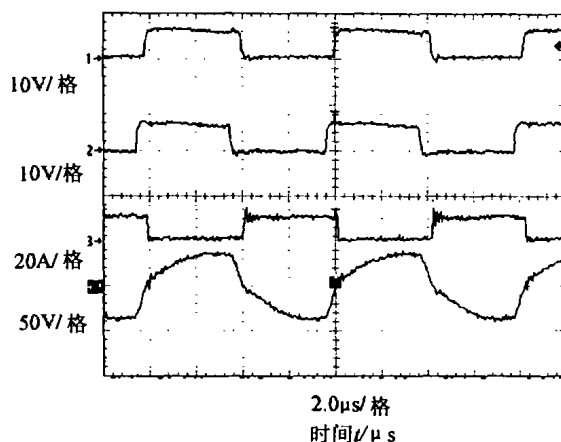
(a) 串联电感 L_1 和 L_2 中的电流



(b) 移相驱动和开关管 S_1 漏源电压波形



(c) 移相驱动、 S_3 漏源电压和 L_3 电流波形



(d) 能量反向流动时的移相驱动、 L_4 电流和 V_{ds3}

图 7 推挽正激 PSBDC 试验波形

Fig.7 The experimental waveforms of PPF PSBDC

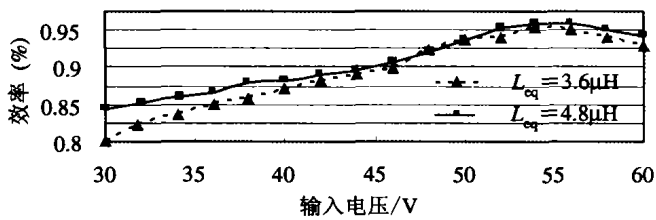


图8 推挽正激 PSBDC 效率曲线

Fig.8 The efficiency curves of PPF PSBDC

6 结论

本文研究了 PSBDC 的输入输出电压变比 d 和移相角 ϕ 对环流能量的影响, 并做了仿真验证。PSBDC 的输入输出电压变比在 1 附近时, 环流能量较小; 偏离 1 较远时, 环流能量大; PSBDC 不适用于宽调压范围应用。

推挽正激 PSBDC 是 PSBDC 的新颖拓扑结构, 相对于桥式 BDC 电路结构简单, 保持了 PSBDC 容易实现 ZVS 开关、动态响应快等优点, 同时可以实现主功率开关管的有效电压钳位, 适用于中等功率的应用。

参考文献

- 1 Svardsjo Claes. Double ended isolated DC/DC converter. U.S. Patent, 1992, No.5, 907,481
- 2 Kheraluwala M H, Gascoigne R W, et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter. IEEE Trans. on IA, 1992,28(6): 1294~1301
- 3 Eun Soo Kim, Kee Yeon Joe. An improved soft switching bi-directional PSPWM FB DC/DC converter. Proc. of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998: 740~743
- 4 Chan H L, Cheng K W E, Sutanto D. A novel square-wave converter with bi-directional power flow. PEDS'99, 1999: 969~971
- 5 陈刚. 软开关双向 DC-DC 变换器的研究: [博士学位论文]. 杭州: 浙江大学, 2001
- 6 Zhang J M, Xu David M, Qian Zhaoming. An improved dual active bridge DC/DC converter. PESC'01, USA, 2001:232~236
- 7 范海峰, 赵川红, 徐德鸿. 双向 DC/DC 变换器的改进相移控制设计. 电力电子技术, 2003,37(3):12~14
- 8 Zhang Fanghua, Qin Haihong, Wang Huizhen, et al. Freewheeling current in psh-pull forward converter. PESC 2003. MÉXICO, 2003: 353~358
- 9 Zhou Xunwei, Yang Bo, Luca Amoroso, et al. A novel high-input-voltage, high efficiency and fast transient voltage regulator module—push-pull forward converter. APEC '99, Dallas, USA, 1999: 279~283

作者简介

张方华 男, 1976年生, 工学博士, 研究方向为功率电子变换技术。
 严仰光 男, 1935年生, 教授, 博士生导师, 研究领域为航空电源系统。