

平均电流控制型移相全桥DC/DC变换器 设计方法的研究

丁 奇 杨海涛 刘 聪

(空军工程大学航空机务士官学校 信阳 464000)



丁 奇 男 1982年生, 讲师, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动。



杨海涛 男 1977年生, 副教授, 硕士, 研究方向为电气工程及其自动化。

摘要: 平均电流控制型移相全桥 DC/DC 变换器具有良好的动、静态性能, 但电路结构较复杂, 控制参数难整定。为此本文对 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器的原理和工作过程进行了深入分析, 建立了变换器主电路的小信号模型, 在此基础上, 建立了基于平均电流控制模式下变换器的小信号模型, 并由此得出系统的传递函数, 最终确定了控制参数。仿真和实验结果表明, 本文所提出的设计方案是切实可行的。

关键词: 移相全桥 DC/DC 变换器 平均电流控制 小信号模型 参数设计

中图分类号: TM56

Research on Design Method for Average Current Model Control Phase-Shift Full Bridge DC-DC Converter

Ding Qi Yang Haitao Liu Cong

(School of Aeronautical Maintenance NCO, Air Force Engineering University
Xinyang 464000 China)

Abstract: Average current control mode could make phase-shift full bridge dc-dc converter get superior dynamic and static characteristics, but it is difficult to design control parameters for its complicated circuit construction. In the paper, the principle and working process of PS-FB-ZVS converter is expounded in detail, and its small signal model is established, then the average current mode control system's small signal model is build and its transfer function is set up, finally the control parameters are designed. At the end of the paper, simulation and experimental results are given to verify the proposed analysis and design.

Keywords: Phase-shift full bridge DC/DC converter, average current mode control, small signal model, parameter design

1 引言

零电压 (ZVS) 移相全桥 DC/DC 变换器具有开关损耗小 (软开关)、转换效率高及电磁干扰噪声低等优点, 在中大功率变换器中得到了广泛的应用; 而采用平均电流模式的双闭环控制结构可以提高变换器的动、静态性能, 增强控制系统的鲁棒性, 是目前控制系统设计的主流^[1]。

在双闭环控制结构中, PI 调节器是实现输出电压稳定和软开关的关键, 而由于控制量较多, 控制结构较复杂, PI 调节器参数的整定比较困难。针对这种情况, 本文对 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器的原理和工作过程进行了深入分析, 建立了变换器主电路的小信号模型, 在此基础上, 建立了基于平均电流控制模式下变换器的小信号模型, 并由此得出系统的传递函数, 运用自控理论结合 Bode 图幅频分析, 最终确定了控制参数。

2 ZVS 移相控制全桥 DC/DC 变换器工作原理

ZVS 移相控制全桥 DC/DC 变换器的主电路结构如图 1 所示。其中, $VD_1 \sim VD_4$ 分别是 $VT_1 \sim VT_4$ 的内部寄生二极管, $C_1 \sim C_4$ 分别是 $VT_1 \sim VT_4$ 的寄生电容或外接电容。 L_f 是谐振电感, 它包括了变压器漏感。每个桥臂的两个功率开关管成 180° 互补导通, 两个桥臂的导通角相差一个相位, 即移相角, 通过调节移相角的大小来调节输出电压。 VT_1 和 VT_3 分别超前于 VT_2 和 VT_4 一个相位, 称 VT_1 和 VT_3 组成的桥臂为超前桥臂, VT_2 和 VT_4 组成的桥臂为滞后桥臂。

假设: ①所有的开关管、二极管均为理想器件。

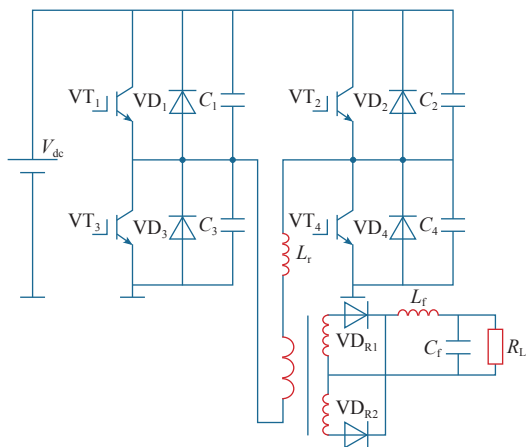


图 1 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器主电路结构

Fig.1 Circuit diagram of PS-FB-ZVS converter

②所有电感、电容和变压器均为理想元件。③ $C_1 = C_3 = C_{lead}$, $C_2 = C_4 = C_{lag}$ 。④ $L_f \geq L_l/k^2$, k 是变压器一、二次侧匝数比。在一个开关周期中 ZVS 移相控制全桥 DC/DC 变换器有 12 个开关模式^[2], 如图 2 所示。

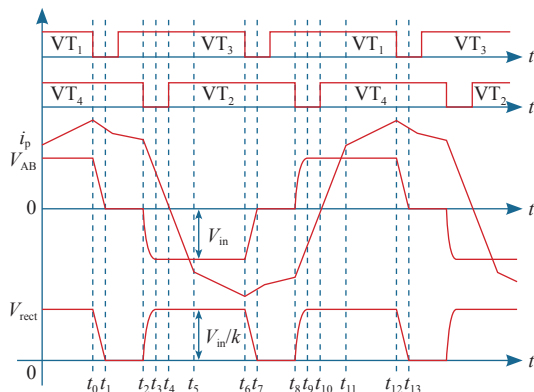


图 2 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器开关周期

Fig.2 Cycle switch of PS-FB-ZVS converter

前半个工作周期可划分为 7 个阶段。

- (1) 开关模式 0 $[t_0]$: 一次电流 i_p 正半周功率输出过程。
- (2) 开关模式 1 $[t_0, t_1]$: 超前臂谐振过程。
- (3) 开关模式 2 $[t_1, t_2]$: 正半周钳位续流过程。
- (4) 开关模式 3 $[t_2, t_3]$: VT_4 关断后滞后臂谐振过程。
- (5) 开关模式 4 $[t_3, t_4]$: 谐振结束时 VD_2 导通续流, 一次电感储能返回电网, i_p 下冲到零点。
- (6) 开关模式 5 $[t_4, t_5]$: 一次电流 i_p 由正方向过零, 并向负方向发展。
- (7) 开关模式 6 $[t_5, t_6]$: 电源给负载供电, 二次侧两整流二极管换流结束, 最后 VT_3 关断, 变换器开始另半个周期的工作。

3 移相控制全桥 DC/DC 变换器小信号模型

3.1 变换器主电路的小信号模型

移相控制全桥 DC/DC 变换器由 Buck 变换器演变而来, 其小信号模型同 Buck 电路的类似, 可由 Buck 电路的小信号模型推出^[3]。Buck 电路拓扑结构如图 3 所示。

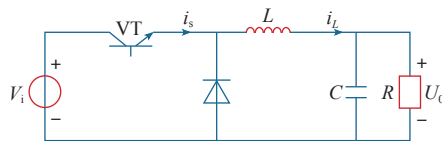


图 3 Buck 变换器电路拓扑结构图

Fig.3 Circuit diagram of Buck converter

其小信号等效电路图如图 4 所示。

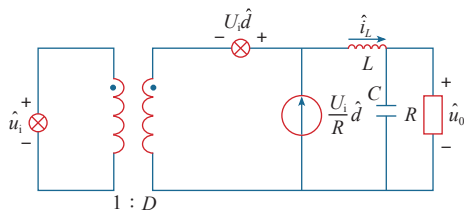


图 4 BUCK 变换器电路小信号模型

Fig.4 Small signal model of BUCK converter

图中, $\hat{u}_i$ 、 $\hat{d}$ 、 $\hat{i}_L$ 和 $\hat{u}_o$ 为输入电压 U_i 、占空比 D 、电感电流 i_L 和输出电压 U_o 的扰动量。由图 4 可得

$$\begin{cases} D\hat{u}_i(s) + U_i\hat{d}(s) - \hat{u}_o(s) - sL\hat{i}_L(s) = 0 \\ \hat{u}_o(s) = \frac{R}{1+RCs}\hat{i}_L(s) \end{cases} \quad (1)$$

令 $\hat{u}_i(s)=0$, 由式 (1) 推导出 Buck 变换器的控制-输出函数为

$$G_{ud}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_i}{LCs^2 + (L/R)s + 1} \quad (2)$$

ZVS 移相全桥变换器与 Buck 变换器的不同之处在于它存在占空比丢失, 设全桥变换器变压器一、二次侧匝数比为 $N:1$, 开关管的开关周期为 T , 二次侧占空比丢失可由下式计算

$$\Delta D = \frac{2L_r}{NU_iT} \left[2I_0 - \frac{U_0}{L_r}(1-D)\frac{T}{2} \right] \quad (3)$$

设有效占空比为 D_{eff} , 则有

$$D_{\text{eff}} = D - \frac{2L_r}{NU_iT} \left[2I_0 - \frac{U_0}{L_r}(1-D)\frac{T}{2} \right] \quad (4)$$

由上式可知, 有效占空比 D_{eff} 是一次侧占空比 D 、输入电压 U_i 和负载电流 I_0 的函数。 D 、 U_i 、 I_0 的扰动, 就会产生相应的有效占空比 D_{eff} 扰动。三种不同的扰动 $\hat{d}$ 、 $\hat{u}_i$ 、 $\hat{i}_0$ 是有效占空比 D_{eff} 产生相应的三种扰动 $\hat{d}_d$ 、 $\hat{d}_u$ 、 $\hat{d}_i$, 须明确 $\hat{d}$ 、 $\hat{u}_i$ 、 $\hat{i}_0$ 同 $\hat{d}_{\text{eff}}$ 的关系来建立 ZVS 移相全桥变换器的小信号模型。

记一次侧占空比 D 对 D_{eff} 的扰动为 $\hat{d}_d$, 对式 (4) 进行扰动处理可得

$$\hat{d}_d = \left(1 - \frac{L_r}{L_f N^2} D_{\text{eff}} \right) \hat{d} \quad (5)$$

考虑到, $L_r \ll L_f N^2$, 有 $\hat{d}_d \approx \hat{d}$ 。

记输入电压 U_i 对 D_{eff} 的扰动为 $\hat{d}_u$, 则有

$$\hat{d}_u = -\frac{4L_r I_0}{NU_i^0 T} \hat{u}_i \quad (6)$$

记负载电流 I_0 对 D_{eff} 的扰动为 $\hat{d}_i$, 则有

$$\hat{d}_i = -\frac{4L_r}{NU_i T} \hat{i}_L \quad (7)$$

由前面的推导可知

$$\hat{d}_{\text{eff}} = \hat{d}_d + \hat{d}_u + \hat{d}_i = \hat{d} - \frac{4L_r I_0}{NU_i^0 T} \hat{u}_i - \frac{4L_r}{NU_i T} \hat{i}_L \quad (8)$$

将 Buck 电路小信号模型中的 D 用 D_{eff} 来代替, $\hat{d}$ 用 $\hat{d}_{\text{eff}}$ 来代替, U_i 用 U_i/N 来代替, 得到 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器的小信号模型如图 5 所示。

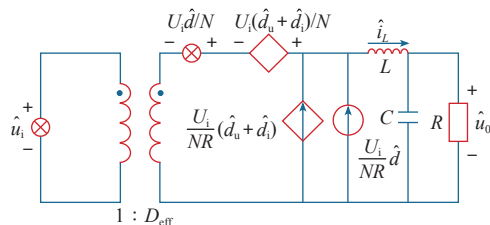


图 5 变换器主电路的小信号等效电路模型

Fig.5 Small signal model of PS-FB-ZVS converter

3.2 基于平均电流模式控制结构的系统小信号模型

ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器系统由主电路 (功率电路) 和控制电路两部分组成, 本文采用了基于平均电流模式^[4]的双环 (电压环和电流环) 控制系统, 以实现对输出电压 $\hat{u}_o$ 和输出滤波电感电流 $\hat{i}_L$ 的控制。控制的基本思想为: ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器输出电压 $\hat{u}_o$ 经采样后与指令电压值 $\hat{u}_g$ 相比较, 差值经过 PI 调节器后输出电流内环的指令电流值 $\hat{i}_g^*$, 同反馈回来的输出滤波电感电流 $\hat{i}_L$ 进行比较, 再经 PI 调节器, 输出移相占空比 $\hat{d}$ 并最终输出控制主电路开关管的 PWM 信号。系统如图 6 所示。

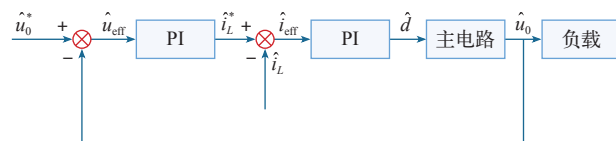


图 6 基于平均电流模式的双环控制系统框图

Fig.6 Average current mode control double loop control system

假设 U_i 保持稳定没有扰动, 则 $\hat{u}_i=0$, $\hat{d}_u=0$, 由式 (8) 得

$$\hat{d}_{\text{eff}} = \hat{d} + \hat{d}_i = \hat{d} - \frac{4L_r}{NU_i T} \hat{i}_L \quad (9)$$

由上式可推得整个系统的框图如图 7 所示。图中 K_{if} 、 K_{vf} 分别为电流和电压的采样系数。

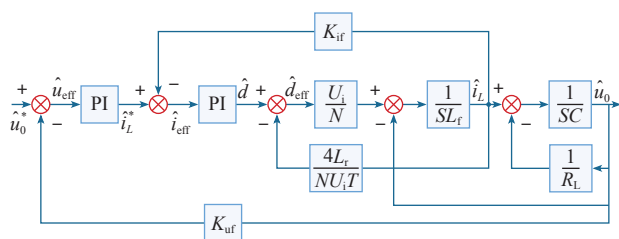


图 7 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器系统框图

Fig.7 Control block diagram of PS-FB-ZVS converter

由图 7 可以得到电感电流 $\hat{i}_L(s)$ 同给定扰动 $\hat{d}(s)$ 的关系为

$$\left(\hat{d} - \frac{4L_r}{NU_i T} \hat{i}_L \right) \frac{U_i}{N} - \hat{i}_L \frac{R_L}{R_L C s + 1} = \hat{i}_L \quad (10)$$

由式 (10) 可以推出电流环控制-输出函数为

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_i T (R_L C s + 1)}{N^2 T R_L L_r C s^2 + (N^2 T L_r + 4L_r R_L C) s + N^2 T R_L + 4L_r} \quad (11)$$

同理可以得到输出电压 $\hat{u}_0(s)$ 同给定扰动 $\hat{d}(s)$ 的关系为

$$\frac{\hat{u}_0(s)}{R_L / (R_L C s + 1)} = \hat{i}_L = G_{id}(s) \hat{d}(s) \quad (12)$$

由式 12 可以得到

$$G_{ud}(s) = \frac{\hat{u}_0(s)}{\hat{d}(s)} = G_{id}(s) \frac{R_L}{R_L C s + 1} = \frac{U_i T R_L}{N^2 T R_L L_r C s^2 + (N^2 T L_r + 4L_r R_L C) s + N^2 T R_L + 4L_r} \quad (13)$$

设电流环中的 PI 调节器的传递函数为 $G_i(s)$, 则由图 7 可以得到

$$(\hat{i}_L^* - K_{if} \hat{i}_L) G_i(s) = \hat{d}(s) \quad (14)$$

联立式 (12)、式 (13) 和式 (14) 可得电流内环闭环传递函数为

$$G_{ic}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{i}_L^*} = \frac{\hat{u}_0}{\hat{i}_L^*} \frac{\hat{i}_L}{\hat{u}_0} = \frac{G_{ud}(s) G_i(s)}{K_{if} G_{id}(s) G_i(s) + 1} \frac{R C s + 1}{R} \quad (15)$$

设电压环中的 PI 调节器传递函数为 $G_u(s)$, 已

知电流闭环传递函数 $G_{ic}(s)$, 则很容易得出整个系统的开环传递函数为

$$G_{uo} = K_{vf} G_u(s) G_{ic}(s) \frac{R_L}{R_L C s + 1} \quad (16)$$

本节在得出基于双环控制的 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器的小信号模型的基础上, 推导出电流环和整个系统的传递函数, 为下一步进行控制器参数设计打下了基础。

4 变换器控制系统参数整定

4.1 电流环控制器参数整定

本文所设计的 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器采用基于平均电流模式的双环控制系统。电压外环用于控制输出电压 U_o , 电流内环用来控制输出滤波电感电流 $\hat{i}_L$ 。一般先设计电流内环, 再设计电压外环。对于电流内环控制器来说, 可以采用 PI 调节或单纯的比例调节 (即 P 调节), 若采用 PI 控制器, 则会给系统带来新的极点, 增加了系统相角滞后, 同时它不具备恒定的平坦的增益特性, 增加了电压外环控制器设计的难度。因此本文中 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器控制系统中的电流内环采用比例调节。一般电流环的穿越频率设为开关频率的 $1/5 \sim 1/10$ ^[5], 本文所设计的 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器的开关频率为 40kHz, 为此电流内环比例调节器的比例系数 K_{pi} 取 0.1, 将相关参数代入电流内环闭环传递函数, 得到

$$G_{ic}(s) = \frac{0.135s + 15}{3.15 \times 10^{-6} s^2 + 11.15 \times 10^{-3} s + 16.2} \quad (17)$$

此时电流内环的截止频率为 6kHz, 符合控制目标要求, 如图 8 所示。

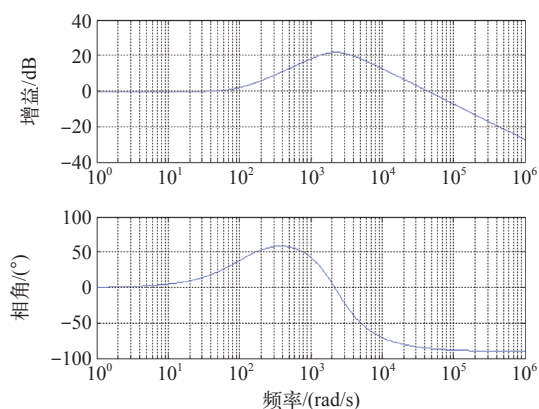


图 8 电流内环的幅频相频曲线

Fig.8 Bode diagram of current loop

4.2 电压环控制器参数整定

电压环控制器采用PI调节器，设其数学表达式为 $K_{pv}(\tau s + 1/\tau s)$ ，其中 τ 为积分环节。PI 调节器对于不同频率的谐波作用不同，对低频谐波可能无法处理，对高频谐波缺比较容易抑制。所以本系统的 PI 调节器设计目标是使 PI 调节器有足够的带宽，满足系统动态响应的要求，同时对高频分量又能起到抑制作用。在双环控制系统中，电压环的截止频率一般设为电流环截止频率的 $1/5 \sim 1/10$ ，相角裕度一般为 45° 左右^[6]。取电压环反馈系数 K_{vf} 为 $1.25/270$ ，积分系数 $\tau = 2 \times 10^{-3}$ ，比例系数 $K_{pv} = 54$ 则由式 (16) 和式 (17) 得电压环的开环系统传递函数为

$$G_{uo} = K_{vf} K_{pv} \left(\frac{\tau s + 1}{\tau s} \right) G_{ic}(s) = \frac{0.5s^2 + 309.4s + 28125}{2.8 \times 10^{-8} s^4 + 1 \times 10^{-3} s^3 + 1.6 \times 10^{-1} s^2 + 16.2s} \quad (18)$$

对其进行 Bode 图分析，如图 9 所示。

从图中可以看出，系统的截止频率为 600Hz，相角裕度为 46° ，符合设计要求。

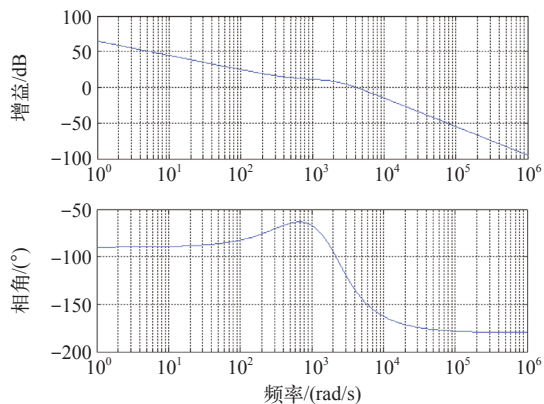


图 9 电压外环幅频相频曲线

Fig.9 Bode diagram of voltage loop

5 系统仿真

为验证本文所提出的设计方案，在 Matlab 中搭建了基于本文所提出的采用平均电流模式双闭环控制系统的 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器仿真模型。仿真参数如下： $V_{\text{输入}} = 600\text{V}$ ， $V_{\text{输出}} = 270\text{V}$ ， $P = 500\text{W}$ ， $f_{\text{开关}} = 40\text{kHz}$ ， $K = 2$ ， $L_r = 25\mu\text{H}$ ， $L_f = 350\mu\text{H}$ ， $C_f = 600\mu\text{F}$ 。

电流环电压环的 PI 调节器参数如前所述。仿真结果如图 10 所示。

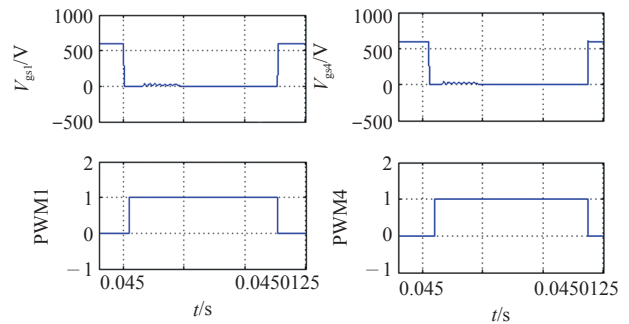


图 10 开关管 VT₁ 和 VT₄ 漏源极及驱动电压波形

Fig.10 Voltage waveform of the VT₁ and VT₄

图 10 是额定负载下开关管 VT₁ 和 VT₄ 漏源极及驱动电压波形，可以看出此时超前臂及滞后臂上的功率开关管均实现了零电压开通 (ZVS)。

为检验系统的抗干扰及在轻载条件下实现 ZVS 软开关的能力，在系统启动后 0.05s，将负载降为额定负载的 $1/3$ ，则输出电压波形如图 11 所示。

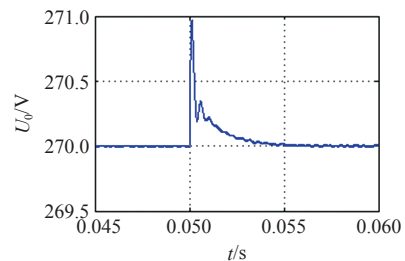


图 11 负载突变时输出电压波形

Fig.11 Waveforms of voltage and current when load decreasing

从图中可以看出在负载突降至额定值的 $1/3$ 时，系统输出直流电压上升 1V，恢复时间约为 0.005s。

图 12 是额定负载下开关管 VT₁ 和 VT₄ 漏源极及驱动电压波形，在负载降低至额定值的 $1/3$ 之后 (轻载条件)，滞后桥臂开关管漏源极电压与驱动信号的关系如图所示。可以看出在轻载条件下，由于变换器一次电流减小，致使滞后臂谐振过程时间延长，即开关管两端电压下降时间延长，实现 ZVS 的难度增大。而从图中可以看出，此时开关管仍实现

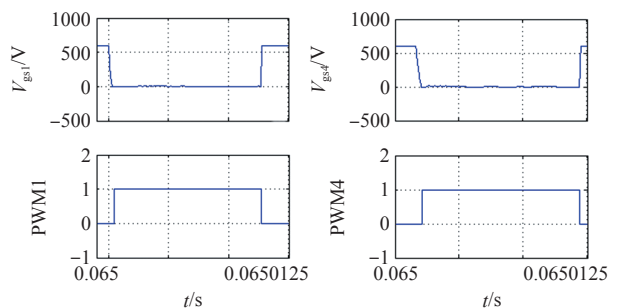


图 12 开关管 VT₁ 和 VT₄ 漏源极及驱动电压波形

Fig.12 Voltage waveform of the VT₁ and VT₄

了零电压开通。

从图 12 可以看出,系统在 1/3 额定负载即轻载的情况下超前臂和滞后臂上的开关管仍实现了 ZVS。

6 实验验证

搭建一台 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器样机进行实验验证。控制系统核心为 TI 的 TMS320F243 型 DSP,时钟频率 20MHz,实验参数同系统仿真参数,开关频率 40kHz。实验结果如图 13 和图 14 所示。

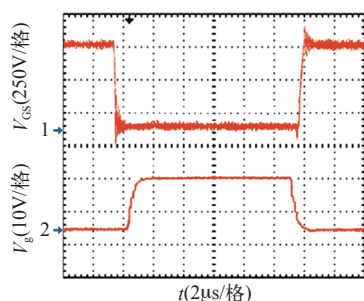


图 13 额定负载时 VT_4 漏源极电压及驱动电压波形图

Fig.13 Voltage waveform of the VT_4 in rated load

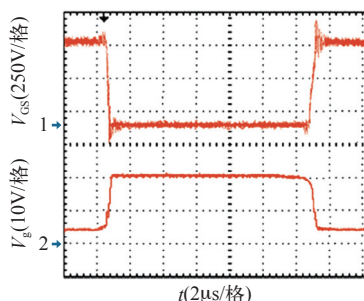


图 14 1/3 负载时 VT_4 漏源极电压及驱动电压波形图

Fig.14 Voltage waveform of the VT_4 in 1/3 rated load

可以看出,无论是在额定负载还是轻载的情况下,变换器均实现了 ZVS。

7 结论

由仿真和实验结果来看,变换器完成了电压变换,实现了功率开关管零电压开通 (ZVS) 的目标,且电压输出稳定,抗干扰能力强,轻载条件下也能实现 ZVS。验证了基于平均电流模式的双闭环控制

策略和对电流环、电压环 PI 调节器的设计方法。

参考文献

- [1] 陈轶涵, 韦微, 龚春英. 平均电流控制型移相全桥 DC-DC 变换器输出阻抗及控制环路优化设计 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 43-50.
Chen Yihan, Wei Zheng, Gong Chunying. Study of output impedance and control loop optimization for average current mode control phase-shift full bridge DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 43-50.
- [2] 张伟. ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器的设计与研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2007.
- [3] 翁传辉, 蔡逢煌. 移相全桥电路的小信号建模与仿真 [J]. 电气技术, 2016, 17(4): 63-66.
Weng Chuanhui, Cai Fenghuang. Small-signal modeling and simulation on phase-shift full-bridge converter[J]. Electrical Engineering, 2016, 17(4): 63-66.
- [4] 张先谋, 李耀华. 平均电流模式控制软开关移相 DC/DC 变换器 [J]. 电工电能新技术, 2003, 22(2): 20-22.
Zhang Xianmou, Li Yaohua. A phase-shifted soft-switch DC/DC converter with average-current mode control[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2003, 22(2): 20-22.
- [5] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用 [M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2002: 1-30.
- [6] 郝振宇, 王洪庆. 基于 DSP 的移相全桥变换器的研究 [J]. 电气传动, 2007, 37(1): 26-29.
Hao Zhenyu, Wang Hongqing. Research of the phase shift FB-PWM converter based on DSP[J]. Electric Drivel, 2007, 37(1): 26-29.
- [7] 吴必瑞, 裴素萍. 基于 DSP 的能量双向流动交直流电源变换器 [J]. 电气应用, 2016, 35(12): 54-57.
Wu Birui, Pei Suping. Energy two-way flow AC/DC power converter based on DSP[J]. Electrotechnical Application, 2016, 35(12): 54-57.