

文章编号:1000-582X(2004)01-0053-05

带饱和电感的移相全桥 PWM 变换器软开关分析*

杜军¹, 周雄维², 陆治国²

(1. 重庆交通学院机电学院, 重庆 400067; 2. 重庆大学电气工程学院, 重庆 400030)

摘要:带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器与传统的移相全桥零电压开关 PWM 变换器相比, 具有较宽的零电压开关负载范围, 较小的循环能量和较小的占空比损失。在详细分析其工作原理的基础上, 着重对参数设计和滞后桥臂的死区时间设置进行了讨论, 给出了设计方法, 仿真结果证实了理论分析的正确性。

关键词:零电压开关; 谐振参数; 死区时间; 仿真; 饱和电感; 变换器

中图分类号: TM13

文献标识码: A

传统的移相控制全桥零电压开关 PWM 直流一直流变换器结合了零电压开关准谐振技术和传统 PWM 技术两者的优点, 工作频率固定, 在高频大容量直流变换领域很有竞争力。但它的零电压开关实现是利用谐振电感的能量对功率开关的输出电容进行放电, 实现零电压开关的负载范围很大程度上依赖谐振电感值。在对轻载效率敏感的应用情况下, 必须采用很大的谐振电感以实现轻载时功率开关的零电压开关。但谐振电感值越大, 变换器运行时的循环能量越大, 这就加大了接触损耗和开关的电流、电压应力。另外, 谐振电感与二极管结电容作用产生严重的寄生振荡, 增大了开关损耗和开关噪声。文献[1]提出了用饱和电感代替线性电感作谐振电感, 电路其它部分保持不变, 控制方式还是移相控制, 这样该带饱和电感的变换器具有更宽的零电压开关负载范围, 更小的循环能量和更小的占空比损失, 特别适用对轻载效率敏感的应用场合, 其原理电路如图 1 所示。文献[1]只是通过与传统型的对比, 说明了该变换器的优点。为了深入研究, 笔者对带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器的零电压开关实现参数设计及各桥臂死区时间设置进行了详细分析。

1 带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 直流一直流变换器的工作原理

为了完成对零电压开关实现参数的最佳设计及死

区时间设置, 有必要对带饱和电感的移相控制全桥零电压开关变换器的暂态工作过程进行详细分析, 变换器的电路原理如图 1 所示。

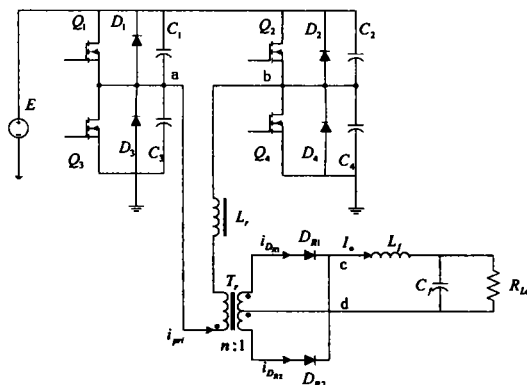


图 1 带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器的电路原理

图中, $D_1 \sim D_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的内部寄生二极管, $C_1 \sim C_4$ 分别是 $Q_1 \sim Q_4$ 的寄生电容或外接电容, L_r 为饱和电流值为 I_c 的可饱和电感。每个桥臂的 2 个功率管互补导通, 2 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。 Q_2 、 Q_4 分别超前于 Q_3 、 Q_1 一个相位, 称 Q_2 、 Q_4 组成的桥臂为超前桥臂, Q_3 、 Q_1 组成的桥臂为滞后桥臂。

变换器的工作波形如图 2 所示, 在每半个周期中有 7 种工作模式, 为便于分析作如下假设: 当变压器一次侧电流 i_{pri} 小于 I_c , 饱和电感 L_r 未饱和时, 其电感量

* 收稿日期: 2003-09-15

作者简介: 杜军(1968-), 女, 重庆人, 重庆交通学院讲师, 硕士。从事电力电子与电力传动方向的研究。

为 L_{r0} , 所储存的能量为 $\frac{1}{2}L_{r0}i_{pri}^2$; 当电流 i_{pri} 大于 I_c , L_r 进入饱和状态, 电感量为零, 所储存的能量为 $\frac{1}{2}L_{r0}I_c^2$ 。输出滤波电感 L_f 足够大, 可视为恒流源 I_o 输出, 且 $\frac{I_o}{n} > I_c$; 高频变压器初次级匝比为 n ; 忽略高频变压器漏感和电容。所有器件均为理想器件。

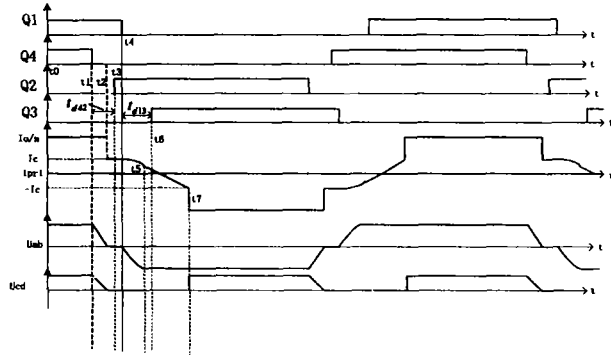


图2 带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器的典型波形

1) 模式1 ($t_0 \sim t_1$): Q_1 和 Q_4 导通, D_{R1} 流过负载电流 I_o 。由于 $(I_o/n) > I_c$ 时, L_r 饱和, 输入功率经过高频变压器向负载传送, $i_{pri} = I_o/n$ 。

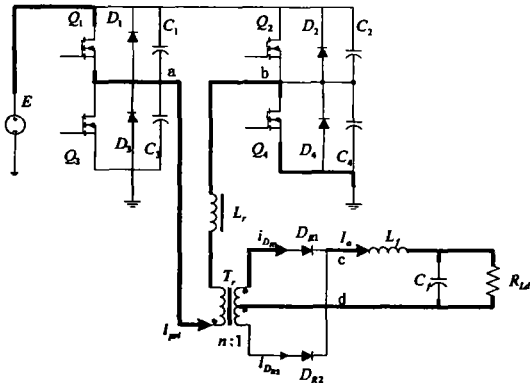


图3 模式1 ($t_0 \sim t_1$)

2) 模式2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻 Q_4 关断, 电容 C_4 使 Q_4 零电压关断。由于死区时间 t_{d42} (即从 Q_4 关断到 Q_2 导通的时间) 的存在, Q_2 还未开通。此时, 初级等效电感为 n^2L_f , 电感量相当大, 饱和电感仍处于饱和状态, 初级电流仍近似为 I_o/n 。该电流给 C_4 充电, C_2 放电, C_4 、 C_2 两端电压为 $u_{C2}(t) = V_{in} - \frac{I_o}{n(C_2 + C_4)}t, u_{C4}(t) = \frac{I_o}{n(C_2 + C_4)}t$ 。

$$u_{C2}(t) = V_{in} - \frac{I_o}{n(C_2 + C_4)}t, u_{C4}(t) = \frac{I_o}{n(C_2 + C_4)}t$$

3) 模式3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻 $u_{C2}(t)$ 下降为零, D_2 导通续流。由于 L_r 处于饱和状态, 初级电流在器件压降

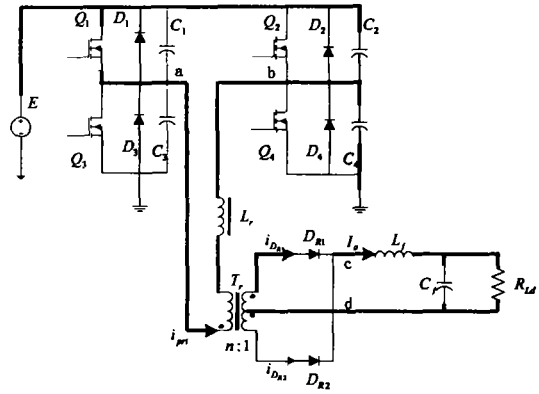


图4 模式2 ($t_1 \sim t_2$)

和变压器阻抗的作用下从 I_o/n 迅速减小到 I_c , 饱和电感 L_r 退出饱和状态。电感量 L_{r0} 较大, 又有 $u_{ab} = 0$, 从而把初级电流钳位在 I_c , 次级二极管的电流变为 $i_{D_{R1}} = \frac{1}{2}(I_o + nI_c), i_{D_{R2}} = \frac{1}{2}(I_o - nI_c)$ 。此时次级的2个二极管同时导通, 变压器初级电压 u_{pri} 和次级电压均被钳位至零。初级进入环流阶段, 与传统电路相比环流能量大为减少。

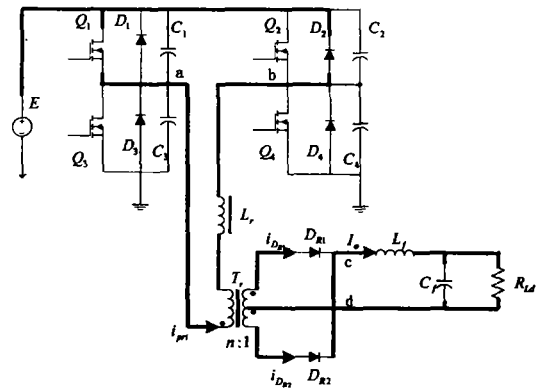


图5 模式3 ($t_2 \sim t_3$) 和模式4 ($t_3 \sim t_4$)

4) 模式4 ($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻 Q_2 开通, 由于 D_2 导通续流, Q_2 两端电压被钳位至零, 故 Q_2 为零电压开通, 开通损耗为零。 Q_2 开通后并没有电流流过, 初级电流仍由 D_2 导通续流。

5) 模式5 ($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻 Q_1 关断, 电容 C_1 的作用使 Q_1 的关断损耗同样显著减小。由于死区时间 t_{d13} (即从 Q_1 关断到 Q_3 导通的时间) 的存在, Q_3 还未开通, 电容 C_1 、 C_3 与 L_{r0} 谐振。此时

$$\begin{aligned} u_{C3}(t) &= -I_c Z_r \sin(\omega t) + E & u_{C1}(t) &= I_c Z_r \sin(\omega t) \\ i_{pri}(t) &= I_c \cos(\omega t) & u_{ab} &= -I_c Z_r \sin(\omega t) \\ i_{D_{R1}} &= \frac{1}{2}(I_o + ni_{pri}) & i_{D_{R2}} &= \frac{1}{2}(I_o - ni_{pri}) \end{aligned}$$

$$\omega_r = 1/[L_{r0}(C_1 + C_3)]^{1/2} \quad Z_r = \sqrt{L_{r0}/(C_1 + C_3)}$$

当 $I_c Z_r < E$ 时, $u_{C3}(t) \neq 0$, 不能实现 Q_3 的零电压

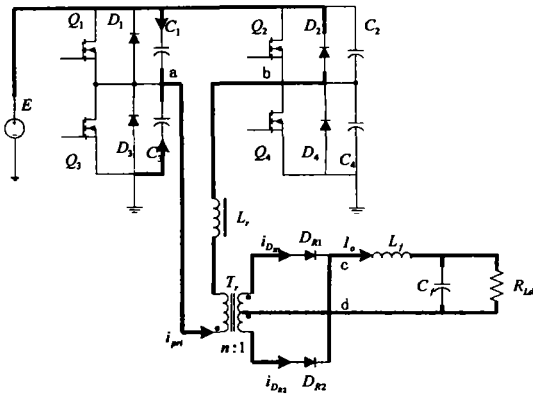


图6 模式5 ($t_4 \sim t_5$)

开通;当 $I_c Z_r > E$ 时, $u_{c3}(t)$ 在小于1/4 谐振周期时为零,实现 Q_3 的零电压开通;当 $I_c Z_r = E$ 时, $u_{c3}(t)$ 在1/4 谐振周期时为零,实现 Q_3 的零电压开通。

下面分上述两种情况分析开关模式的变化:

首先, $I_c Z_r > E$ 时, $u_{c3}(t)$ 在小于1/4 谐振周期时为零。

6) 模式 6a ($t_5 \sim t_6$): t_5 时刻 $u_{c3}(t)$ 下降为零时, D_3 导通续流, $i_{pri} > 0$ 。此时, $di_{pri}/dt = -(E/L_{r0})$, i_{pri} 线性减小, 次级二极管 D_{R1} 的电流也随之线性减小, D_{R2} 的电流随之线性增加, $i_{DR1} = \frac{1}{2}(I_o + ni_{pri})$, $i_{DR2} = \frac{1}{2}(I_o - ni_{pri})$

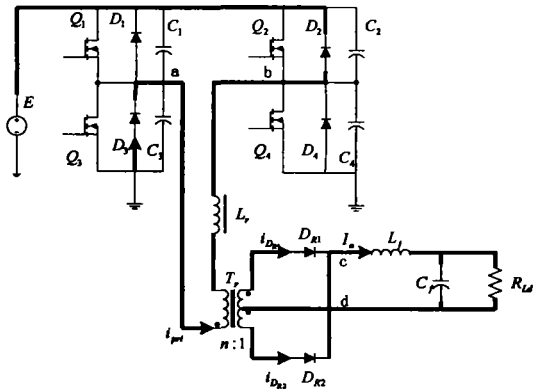


图7 模式 6a ($t_5 \sim t_6$)

7) 模式 7a ($t_6 \sim t_7$): t_6 时刻 Q_3 导通, 此时由于 D_3 导通续流, Q_3 是零电压开通(必须在 $i_{pri} > 0$ 时开通 Q_3)。当 $i_{pri} = 0$ 时, D_2 、 D_3 截止, Q_3 、 Q_2 导通, 仍然有 $u_{ab} = -E$, i_{pri} 反相增加, t_7 时刻反相增加到 $-I_c$, L_r 进入饱和状态, 电感量变为零, 初级电流突然下降到 $-I_o/n$, D_{R1} 截止, D_{R2} 导通, 输入功率又经过变压器向负载传送, 开始下半个周期。

其次, $I_c Z_r = E$ 时, $u_{c3}(t)$ 在等于1/4 谐振周期时为零。

6) 模式 6b ($t_5 \sim t_6$): t_5 时刻 $u_{c3}(t)$ 下降为零时, D_3 导通续流, $i_{pri} = 0$, 此时, 必须同时开通 Q_3 , 否则, i_{pri} 过零后, C_3 会被充电, Q_3 不能实现零电压开通。当 $i_{pri} = 0$ 时, Q_3 、 Q_2 导通, 仍然有 $u_{ab} = -E$, i_{pri} 反相增加, t_7 时刻反相增加到 $-I_c$, L_r 进入饱和状态, 电感量变为零, 初级电流突然下降到 $-I_o/n$, D_{R1} 截止, D_{R2} 导通, 输入功率又经过变压器向负载传送, 开始下半个周期。

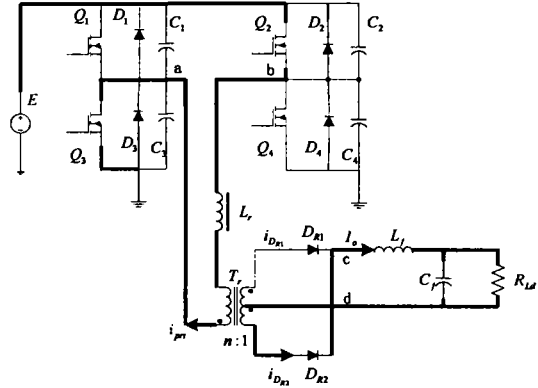


图8 模式 7a ($t_6 \sim t_7$) 和模式 6b ($t_5 \sim t_6$)

2 带饱和电感的移相全桥零电压开关 PWM 变换器谐振参数选择

在谐振电容 C_r , PWM 频率 f 已定的情况下, 确定饱和电感值 L_{r0} , 饱和电感的电流值 I_c , 超前桥臂死区时间 t_{d42} , 滞后桥臂死区时间 t_{d13} 。

2.1 饱和电感值 L_{r0}

I_c 由实现 ZVS 的最小负载电流 I_{omin} 确定, $I_c = \frac{I_{omin}}{n}$ (1)

由滞后桥臂谐振暂态分析, 实现 ZVS 的最长谐振时间为谐振周期的 1/4, 在最长谐振时间内谐振电感的能量必须大于谐振电容充放电的能量。即

$$T_{RES} = 4t_{max} \quad (2)$$

$$1/2 * L_{r0} I_c^2 > 1/2 * (C_1 + C_3) E_{(max)}^2 \quad (3)$$

式中 $t_{max} = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{E_{max}}{I_c Z_r} \quad (4)$

表示最长谐振时间, T_{RES} 表示滞后桥臂谐振周期。

由公式(2) - (4) 可得 L_{r0} 的最小值

2.2 超前桥臂死区时间 t_{d42}

该桥臂关断的器件在其等效并联电容被充电到电源电压以前, C_2 、 C_4 与滤波电感 L_r 谐振(此时, 饱和电感处于饱和状态, 电感值为零, 不参与谐振), 由 L_r 的储能提供 C_2 、 C_4 充放电所需能量。由于输出负载电流参与谐振, 且 $n^2 L_r$ 较大, 这相当于变压器初级电流对 C_2 、 C_4 进行恒流充放电, 因此, 这一阶段时间很短, Q_2 、 Q_4 很容易实现 ZVS。完成谐振时间为:

$$t_{d42} = \frac{I_0 E \cdot (C_2 + C_4)}{I_n}$$

所以,超前桥臂死区时间:

$$t_{d42} : t_{d42} \geq \frac{I_0 E_{\max} \cdot (C_2 + C_4)}{n} \quad (5)$$

2.3 滞后桥臂死区时间 t_{d13}

滞后桥臂通断转换死区时间 t_{d13} 如图9所示。从上述对变换器暂态分析知道, t_4 时刻滞后桥臂 Q_1 进行通断转换, $i_{pri}(t_4) = I_c$ 。 i_{pri} 通过 C_1 、 C_3 和 L_{r0} 发生谐振, 变压器次级被短路。当 u_{C1} 谐振到等于电源电压的同时, $u_{C3} = 0$, D_3 钳位导通, 谐振结束。此时, 如果 $E < I_c Z_r$, 则 $i_{pri} > 0$, 如果不立刻开通 Q_3 , 则 i_{pri} 经 $D_2 \rightarrow E \rightarrow D_3$ 续流, i_{pri} 以 E/L_{r0} 速率迅速下降, 到某一时刻, i_{pri} 下降为零。为使 Q_3 实现 ZVS, 应当在谐振结束到 i_{pri} 下降为零时间内开通 Q_3 。如果在 i_{pri} 过零后开通 Q_3 , 此时, C_3 已被充电, 使 Q_3 不能实现 ZVS。如果 $E = I_c Z_r$, 谐振结束时, $i_{pri} = 0$, 谐振时间刚好为 $1/4$ 谐振周期, 必须在谐振结束同时开通 Q_3 才能保证实现 ZVS。很显然, 电源电压、谐振电路参数、饱和电感电流值均对滞后桥臂死区时间有影响。希望在要求的电源电压和负载电流变化范围内, 死区时间能够保证 Q_1 、 Q_3 的 ZVS。满足要求的死区时间范围由式(6) ~ (9) 确定。

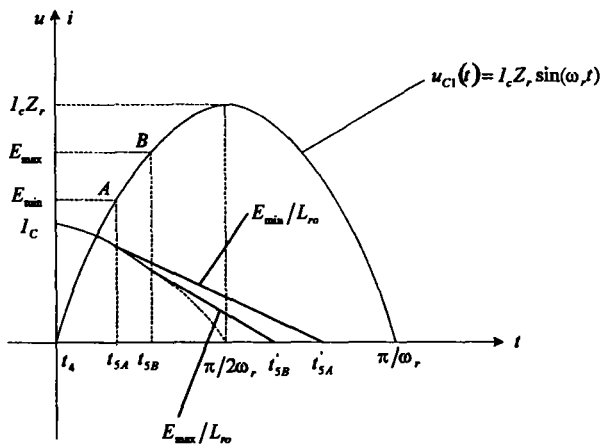


图9 滞后桥臂通断转换死区时间

滞后桥臂死区时间 t_{d13}

$$t_{5B} - t_4 < t_{d13} < \min(t'_{5A} - t_4, t'_{5B} - t_4) \quad (6)$$

$$t_{5B} - t_4 = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{E_{\max}}{I_c Z_r} \quad (7)$$

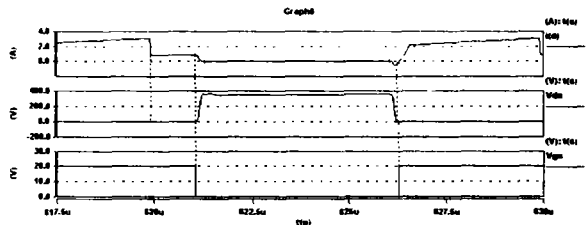
$$t'_{5A} - t_4 = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{E_{\min}}{I_c Z_r} + \frac{L_{r0} i_{pri}(t_{5A})}{E_{\min}} \quad (8)$$

$$t'_{5B} - t_4 = \frac{1}{\omega_r} \arcsin \frac{E_{\max}}{I_c Z_r} + \frac{L_{r0} i_{pri}(t_{5B})}{E_{\max}} \quad (9)$$

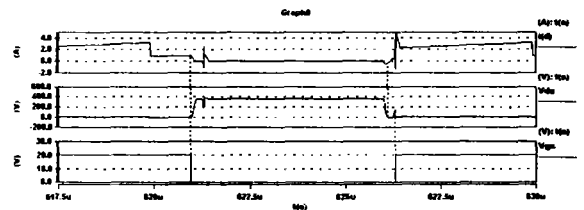
3 仿真实验

为了证实以上的分析,对谐振参数、死区时间设置进行仿真研究,利用 Saber 软件仿真。

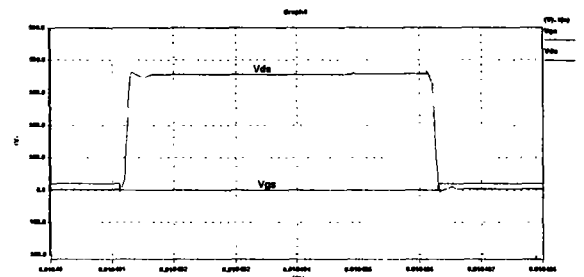
仿真参数: 设变换器输入电压变化范围为 179 ~ 358 V (按 $220\sqrt{2}V \pm 15\%$ 计算), 输出电流 40 A, 输出电压 (V_{out}) 5V。饱和电感值以实现 ZVS 的最小负载电流 I_{omin} ($40 \times 65\% = 26$ A) 确定, 其值为 $I_c = 26/16 = 1.625$ A (取变压器原副边绕组匝比为 $n = 16$), 由公式(2) ~ (4) 计算出饱和电感值为 57 uH, 由公式(6) - (9) 计算出滞后桥臂死区时间范围: $0.196 \mu s \leq t_{d13} \leq 0.3392 \mu s$, 由公式(5) 计算出超前桥臂死区时间 $t_{d42} \geq 0.14 \mu s$ 。即在上述范围内选择滞后桥臂和超前桥臂死区时间, 能够在要求的输入电压和输出电流变化范围内使变换器的开关器件均工作在 ZVS 状态。输入电压取最大值 $E_{\max} = 358$ V, 功率开关频率 100 kHz, 滤波电感 L_f 0.8 mH, 滤波电容 C_f 3 000 uF, 超前桥臂死区时间设为 $t_{d42} = 0.14 \mu s$, 图 10 给出在不同的滞后桥臂死区时间值时, 滞后桥臂的零电压开关情况, 图 11 给出实现零电压开关时高频变压器一二次侧电压、电流波形。



(a) $E = 358$ V $t_{d13} = 0.25 \mu s$



(b) $E = 358$ V $t_{d13} = 0.35 \mu s$



(c) $E = 358$ V $t_{d13} = 0.18 \mu s$

图 10 滞后桥臂死区时间值不同时功率开关的开关情况

图 10 的仿真结果表明, 当 $t_{d13} = 0.25 \mu\text{s}$ 时, 滞后桥臂开关管实现了 ZVS。当 $t_{d13} = 0.35 \mu\text{s}$ 时, 超过了计算出的死区时间范围, 滞后桥臂开关管的漏源电压出现畸变, 也没有实现 ZVS。这是由于在滞后桥臂开关管开通前, C_1, C_3 分别被再次充电引起的。当 $t_{d13} = 0.18 \mu\text{s}$, 小于死区时间范围, 没有实现开关管的 ZVS, 这是由于开关管开通时, 谐振未完成, 其漏源电压未下降到零。图 11 的仿真波形符合图 2 的理论分析波形。

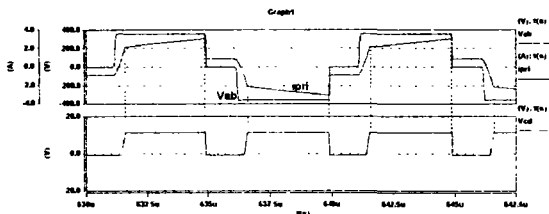


图 11 变换器的一次侧电压、电流和二次侧电压波形

4 结 论

文中对带饱和电感的移相控制零电压开关全桥变换器的暂态工作过程作了详细分析, 着重对零电压开关实现参数设计和滞后桥臂的死区时间设置进行了讨论, 给出了设计方法, 并进行了仿真验证, 得出结论:

理论分析和仿真证明:

1) 变换器的饱和和电感值要根据饱和电流值和滞

后桥臂谐振所需的能量条件和时间条件确定。

2) 死区时间对变换器的 ZVS 状态有影响, 死区时间的选择应当根据设计要求, 由式(6)~(9)确定滞后桥臂死区时间值, 以实现变换器功率开关的 ZVS。

参考文献:

- [1] GUICHAO HUA, FRED C LEE, MILAN M. An Improved Full - Bridge Zero - Voltage - Switched PWM Converter Using a Saturable Inductor[J]. IEEE Trans. on P. E., 1993, 8(4): 530 - 534.
- [2] SABATE J A, VLATKOVIC V, RIDLEY R B, et al. Design Consideration for High - Voltage High - Power Full - Bridge Zero - Voltage - Switched PWM converter[J]. IEEE APEC, 1990, 275 - 284.
- [3] I BARBI, D C MARTINS, R PRADO. Effects of Nonlinear Resonant Inductor on the Behavior of ZVS Quasi - resonant Converters[J]. in Conf. Rec., IEEE Power Electron. Special., 1990, 522 - 527.
- [4] SATOSHI HAMADA. Analysis and Design of a Saturable Reactor Assisted Soft - Switching Full - Bridge DC/DC Converter[J]. IEEE Trans. P. E., 1994, 9(3): 309 - 317.
- [5] 阮新波, 严仰光. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术[M]. 北京: 科学出版社, 1999.
- [6] 蔡宜三, 龚绍文. 高频功率电子学(第一版)[M]. 北京: 科学出版社, 1993.

Soft-switching Analysis of Phase-Shifted-FB-ZVS-PWM DC -DC Converter With Saturable Inductor

DU Jun¹, ZHOU Luo-wei², LU Zhi-guo²

(1. Chongqing Communication University, Chongqing 400067, China;

2. College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

Abstract: Compared with the traditional full-bridge (FB) zero-voltage-switched (ZVS) pulsedwidth-modulated (PWM) converter, the FB-ZVS-PWM converter with a saturable inductor has a wider load range with ZVS and smaller circulating energy as well as smaller duty cycle loss. By analyzing the operation principle of the converter, this paper studies design considerations of the parameter bringing about ZVS and dead time of the switch, and gives out the design method, finally simulation testing has been carried out.

Key words: zero-voltage-switched (ZVS); resonant parameters; dead time; simulation; saturable inductor; converter

(编辑 陈移峰)