DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2013.08.024

一种改进型 ZVZCS 移相全桥线路

马小林

(康舒电子(东莞)有限公司 杭州分公司, 浙江 杭州 310013)

摘要:针对移相全桥线路中存在的不足,提出了一种改进线路:增加一组桥臂(CLC)。该桥臂与滞后桥臂相连,并提供了滞后桥臂开 关管的开关动作电流,使其较为容易地实现零电压开通;另外,该桥臂还为输出整流二极管提供电流,以实现其零电流关断,从而,降 低了二极管的耐压等级,并减小了电磁干扰。对给出的线路,进行了详尽的工作过程分析,并给出了关键器件的波形及出关键器件 的参数设计。最后,设计了一款功率为1 200 W的通信电源样机,输出电压范围为40 V~60 V,最大输出电流为20 A。研究结果证 明,该线路达到了预期效果,并取得了较高效率,最高效率达96.3%。

关键词:移相全桥;零电压;零电流;高效率;低电磁干扰 中图分类号:TM46 文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2013)08-1001-04

A modified ZVZCS phase-shift full-bridge circuit

MA Xiao-lin

(Limited Hangzhou Branch, Acbel Electronic Company, Hangzhou 310013, China)

Abstract: Aiming at the existing problems of phase-shift full bridge circuit, an improved circuit was proposed by adding a group of bridge arm (CLC) based on the traditional phase-shift full bridge circuit. The bridge arm is connected to the lagging arm to provide the switching current for the lagging arm. Therefore, it is more easy to achieve zero voltage switching for lagging arm. In addition, the bridge arm also provides current to output rectifier diode by a transformer to achieve the zero current switching. The circuit working process and the waveforms of key components were provided in detail and the key parameters of components in the circuit were given. Finally, the prototype of 1 200 W was demonstrated for a communication power supply with output voltage range of 40 V~60 V and the maximum output current of 20 A. Results show that the withstand voltage of the diode and electromagnetic interference is reduced rapidly, the proposed circuit can achieve the desired demand and high efficiency of 96.3%.

Key words: phase-shifted full bridge; ZVS; ZCS; high efficiency; low electromagnetic interference(EMI)

0 引 言

在一些中、大功率变换器的应用场所,技术人员 一般会选择全桥拓扑。移相全桥拓扑的主开关管基 本可以实现零电压开通,从而实现高效率、高功率密 度,因而在工业界被广泛应用。

该拓扑虽然可以实现零电压开通,但滞后臂零电 压开关条件不是很理想,并会产生占空比的丢失,较 多文献则围绕这些问题展开研究^[1-5]。而文献[6-9]则 提出增加一辅助桥臂(CLC或者LC),通过该桥臂来实 现滞后桥臂的零电压开通,而不是仅利用变压器的漏 感能量来实现滞后桥臂的零电压开通,从而可以减小 占空比的损失。而在一般的移相全桥拓扑应用中,很 少有文献关注输出二极管开关状态。如果能够实现输 出二极管零电流关断,则可选用更低耐压等级的二极 管,其导通压降会更低,进而降低损耗,提高效率。

本研究提出的改进线路,通过利用辅助桥臂(CLC) 的能量来实现两个目的:其一,完成滞后桥臂在较宽负 载范围内实现零电压开通;其二,利用该能量,完成副 边二极管的换流,进而实现二极管零电流关断。

收稿日期: 2013-03-21

作者简介: 马小林(1972-),男,安徽宣城人,工程师,主要从事高频高效率电源技术方面的研究. E-mail:xiaolin_ma@163.com

1 原理分析

1.1 线路拓扑

一种改进型ZVZCS移相全桥线路图如图1所示。 下面将具体分析其工作过程。



图1 种改进型ZVZCS移相全桥线路 M₁、M₃和M₂、M₄各为一对管;M₁,M₂一超前臂;M₃, M₄一滞后臂;L_{leat}一主变压器漏感;C₈一隔直电容;C₆,C₇, L₇一构成辅助桥臂

1.2 理论分析

本研究在分析之前,作如下设定:所有开关管、二极管、电感、电容均为理想器件;变压器的原副边匝比 $n = N_p/N_s$,且其漏感记为 L_{leak} ;母线电压 V_{in} 设为400 V。 1.2.1 电路关键器件波形

电路工作时关键器件波形如图2所示。当电路 工作稳定后,辅助桥臂上两电容 C_6 和 C_7 的中点(a 点)电压将稳定在200 V(设母线电压为400 V)。当 开关管 M_3 与 M_4 工作时,施加在电感 L_7 两端的电压



为±200 V的方波,故流经L7的电流为一三角波。

1.2.2 电路工作过程分析

在一个开关周期中,变换器共有16个工作时间阶段,具体分析如下。

(1) 阶段 1(t₀~t₁):在 t₀ 时刻前,由于 M₃ 的反并 二极管 D₃ 已导通,因而 t₀ 时刻 M₃ 是在零电压下开通 的(此前 M₁已开通)。因施加在电感 L₇ 上的电压 V_{ac} 为 200 V(D₃导通或 M₃导通),电流 i_{1.7}继续减小;原边 电流通过变压器流经整流二极管 D₅ 向负载传递功率。

(2)阶段2(t₁~t₂):在t₁时刻, M₁关断。负载电流 I₆通过变压器反射到原边,即为I₆/n;该电流和很小的激磁电流一起给 M₁、M₂的寄生电容 C₁、C₂进行充、放电,并为 M₂的零电压开通提供条件。

(3) 阶段 3($t_2 \sim t_3$):在 t_2 时刻, M_1 的结电容 C_1 两 端电压充电至400 V, M_2 的结电容 C_2 两端电压放电至 0 V,此后 M_2 的反并联二极管自然导通(开始进入环 流),将 M_2 的反并联二极管自然导通(开始进入环 流),将 M_2 的 V_{ds} 箝位在 0 V(精确来讲应该是-0.7 V, 即一个二极管的压降),为 M_2 的零电压开通提供条 件。在变压器原边,隔直电容 C_8 和变压器漏感 L_{Leak} 开 始谐振。原边电流 i_p 在 V_{cs} 的作用下开始以 V_{cs}/L_{Leak} 的速率减小。

(4)阶段4(*t*₃~*t*₄):在*t*₃时刻, *M*₂零电压开通,变 压器漏感和隔直电容继续谐振,原边电流*i*_p以*V*_{C8}/*L*_{Leak} 的速率继续减小过零,并反向增大。

(5)阶段5($t_4 \sim t_5$):在 t_4 时刻,原边电流振荡到约 为 I_o/n ,流经 D_5 电流减小到零,并开始进入反向恢复, D_6 电流增大到 I_o (原边电流由 L_7 提供,并推动副边两 个二极管电流的自然转换,即,一边电流下降到零,另 外一个则增加到输出电流)。原边电流 i_p 下降率为 v_{Cs}/L_{Leak} ,副边 D_5 电流下降率为 $n \times V_{Cs}/2L_{Leak}$ 。

因此,与传统的移相全桥相比,本拓扑的副边二极管电流变化率由原来的 $n \times V_{in}/2L_{Leak}$ 减小到 $n \times V_{CB}/2L_{Leak}$,从而有效地降低了 $D_5 \setminus D_6$ 的反向恢复电流;再加上线路中存在寄生电感,此时呈现在二极管两端的反向恢复电压可以忽略(具体可参考文中如图5所示波形)。

(6) 阶段 6($t_s \sim t_s$):在该阶段中,线路中的电流流 向与阶段 5($t_4 \sim t_s$)完全一致,只是原边电流从峰值迅 速回落,最后到 I_o/n 左右,同时副边整流管 $D_s \ D_s$ 换 流过程结束。

(7) 阶段 7($t_6 \sim t_7$): 在 t_6 时刻, M_3 关断。电流 $i_{1,7} - i_p$ (这里 $i_p = I_o / n$)开始对 M_3 和 M_4 的结电容 C_3 、 C_4 进行充放电, M_3 的 DS 两端电压开始升高, M_4 的 DS 两端电压开始下降。

(8) 阶段8(t₇~t₈):在t₇时刻, M₃两端电压充电到

 V_{in} , M_4 两端电压下降到0 V, D_4 自然导通, 为 M_4 的零 电压开通创造条件;存储在 L_7 中的能量开始通过 M_4 的 反并二极管 D_4 回馈至电网,流经 D_4 的电流为 $i_{1,7}-i_{p,0}$

(9) 阶段9(*t*₈ 时刻以后):在*t*₈ 时刻, *M*₄零电压 开通,流经*M*₄的电流仍然为*i*₁₇-*i*₉;*i*₁₇在电压*V*_{c6}的 作用下继续下降,当*i*₁₇小于原边电流*i*₉时, *M*₄的反 并二极管*D*₄截止,流经*M*₄的电流正向上升。

此后,进入下半周期的工作,由于下半周期的工 作过程与上半周期类似,这里就不再叙述。

2 参数设计与功能实现

2.1 L₇的选择与滞后臂 ZVS 实现

分析过程中作如下设定^[10-12]: C_3 、 C_4 为滞后臂开 关管的寄生电容,为非线性电容,其容值反比于开关管 两端电压的平方根,一般取为: $C_3 = C_4 = 4 \cdot C_{oss}/3$ 。 C_3 、 C_4 上的电压变化量为: $\Delta V = V_{bulk}$; $V - L_7$ 上所加的电 压(即 C_6 或 C_7 上的电压); i_p —原边负载电流,一般有 $i_p = i_{LM} + I_o/n$,由于变压器激磁电流 i_{LM} 比较小,忽略。

在工作阶段7($t_6 \sim t_7$),其简化电路如图3所示。 下面分析实现滞后桥臂ZVS开通时 L_7 的取值条件。





$$C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = i$$

$$(C_3 + C_4)\frac{\Delta V}{\Delta t} = i_{1,7} - I_p \qquad (1)$$

$$\frac{(i_{1,7} - I_0/n) \times t_{\mathrm{lag-dy}}}{C_3 + C_4} = \Delta V$$

要实现滞后臂零电压开通,则要求:

$$i_{1.7} > \frac{\frac{8}{3}C_{\text{oss}}\Delta V}{t_{\text{lag-dy(min)}}} + I_0/n$$
 (2)

依据: *L*d*i*/d*t* = *V* 可得到:

$$L_{7} = \frac{V\Delta t}{\Delta i} = \frac{\frac{1}{2}V_{\text{bulk}} \times \frac{T_{s}}{2}}{2i_{1.7}}$$
(3)

结合式(2)与式(3),可以得到,要实现滞后臂零 电压开通,电感要求如下:

$$L_{7} < L_{7_{max}} = \frac{V_{bulk} \times T_{s}}{8(\frac{\frac{8}{3}C_{oss}V_{bulk}}{t_{lag-dy(min)}} + I_{0}/n)}$$
(4)

在实验中,开关管 $M_1 \sim M_4$ 型号为 SPW20N60C3, 其输出结电容 C_{oss} 取值为 70 pF(在输入电压点), $\Delta V = V_{bulk} = 400 V$ (为移相全桥输入电压 V_{in}),输出负 载电流 I_o 最大为 20 A,变压器变比 n = 28:5,滞后臂死 区时间取为 $t_{lag-dy(min)} = 0.5 \mu s$,代入公式(2),从而得出 $i_{1,7} > 3.72$,实际取4 A。

故要使滞后桥臂在整个负载范围内实现ZVS,则必须满足条件(4)。在该实验中, T_s =10 μ s,易得: $L_7 < L_{7_max}$ =135 μ H。由于 L_7 不允许取值过小,否则其上流经电流较大,通态损耗较大,整机效率反而下降。故一般工程上会取85%· L_{7_max} ,在本研究中取值为115 μ H。

2.2 C₆、C7的选择

 C_6 和 C_7 的作用是为了使图1中a点的电压稳定在 $V_{\text{bulk}}/2$,假定允许电容上的纹波电压 $\Delta V < 2\% V_{\text{bulk}},则:$

$$C\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = i$$

$$(C_6 + C_7) > \frac{T_s \times i_{1.7\,\mathrm{max}}}{4 \times 2\% V_{1.7\,\mathrm{max}}}$$
(5)

由式(2)中得到的数据 i_{L7} (取为4A)代入公式 (5)中,可得: $C_6 = C_7 > 0.61 \mu F$ (实际中取为1 μF)。

3 实验验证

3.1 实验参数

3.1.1 实验线路电气规格

为了验证提出线路的性能,笔者成功制作了一台 1 200 W 的模块,其中的 DC/DC 部分就是采用该线 路。其输入与输出电气规格如下:

- (1) 输入电压:400 VDC;
- (2) 输出电压:40 VDC~60 VDC;
- (3) 输出电流:1 A~20 A;
- (4) 输出功率范围:54 W~1 200 W;
- (5) 效率:>95.5%(半载到满载)。
- 3.1.2 实验关键器件及参数
 - (1) $M_1 \sim M_4$: MOSFET(20N60C3);
 - (2) L_7 :115 μ H(PQ26/25);
 - (3) C₆、C₇:1 μF/400 V(聚丙乙烯电容);
 - (4) 隔直电容 C₈:0.15 μF/200 VAC(聚丙乙烯电

容,要求能工作在100 kHz);

(5) 变压器(EE42/20): 匝比 n (28:5)、原边漏感 L_{leak} 约为3 μH;

- (6) 输出整流二极管 D₅、D₆:KCH30A20;
- (7) 输出滤波电感 L₅:37 μH(PQ32/30);
- (8) 死区时间:超前臂(0.3 µs)、滞后臂(0.5 µs);
- (9) 工作频率:100 kHz。

3.2 实验波形

3.2.1 开关管开通波形

超前臂 M_2 和滞后臂 M_3 的开通波形图如图4所示。从图4可以看出,超前臂与滞后臂开关管都已经实现ZVS开通。



图4 超前臂 M2 和滞后臂 M3 的开通波形

3.2.2 副边整流二极管波形

副边整流二极管 D₅的反向电压波形如图5所示。



图5 D₅两端的反向电压

实验发现:副边整流二极管基本上没有反向恢复 电压,有效地提高了效率和极大地改善EMI的干扰。

3.3 实验效率

DC/DC部分在54V输出时的效率曲线如图6所示。



从图 6 中可以看出: DC/DC 部分在半载到满载的 范围内效率都大于 95.5%, 最高效率达 96.3%。

4 结束语

本研究在传统移相全桥电路的基础上,增加一组 辅助桥臂CLC,不仅改善了滞后桥臂的零电压开通条 件,而且实现了副边整流二极管零电流开通,从而达 到提高效率和降低EMI干扰的目的。在给出该线路 工作过程分析之后,通过关键参数的设计,确保功能 实现;最后通过实验验证了该线路的优点。

该线路目前已成功应用到本公司电源产品中,而 且取得了较高的性价比;其创新点已经获得国家发明 专利,专利号为ZL 200610076381.7。

参考文献(References):

- [1] 杨 旭,王兆安.移相全桥型零电压软开关电路谐振过程的研究[J].电力电子技术,1998,32(3):36-39.
- [2] HITCHCOCK L J, WALTERS M M, WUNDERLICH R A. Resonant-Transition DC-to-DC Converter: US, 5, 132, 889
 [P]. 1992-07-21.
- [3] CHO J G, SABATE J A, HUA G C, et al. ZVZCS full bridge PWM converter for high-power applications [J].
 IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11 (4): 622–628.
- [4] HUA G, LEE F C, JOVANOVIC M N. An Improved Zero-Voltage-Switched PWM Converter Using A Staurable Inductor[C]//Proceedings of the IEEE PESC. USA, Massachusetts:[s.n.], 1991:189–194.
- [5] KIM E S, JOE K Y, KYE M H, et al. An improved soft switching PWM FB DC/DC converter for reducing conduction losses [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(3): 258-264.
- [6] CHO J G, SABATE J A, LEE F C. Novel Full Bridge Zero-Voltage-Transition PWM DC/DC Converter for High Power Applications [C]//Proceedings of the IEEE APEC' 1994. USA, Orlando: [s.n.], 1994: 143-149.
- [7] 阮新波,严仰光.采用辅助谐振网络实现零电压开关的移 相控制全桥变换器[J].电工技术学报,1998,13(2): 47-52.
- [8] HUA G, LEE F C, JOVANOVIC M N. An Improved Zero-Voltage-Switched PWM Converter using a Staurable Inductor[C]//Proceedings of the IEEE PESC. USA, Massachusetts:[s.n.], 1991:189-194.
- [9] 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.
- [10] 刘胜利. 现代高频开关电源实用技术[M]. 北京:电子工业 出版社,2001.
- [11] 丁道宏. 电力电子技术[M]. 北京:航空工业出版社,1992.
- [12] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子 工业出版社,1998.

[编辑:李 辉]