

移相全桥零电压软开关谐振电路研究

吕延会¹, 张元敏², 罗书克²

(1. 南阳理工学院, 河南 南阳 473004; 2. 许昌学院电信学院, 河南 许昌 461000)

摘要: 开关电源正在向大功率、高频化方向发展, 相应的功率管的开关损耗也增加了一个数量级, 这就要求对开关电源传统的电路拓扑结构进行改进。针对功率 MOSFET 提出了一种新型的电路拓扑结构—移相全桥软开关谐振电路, 并对该电路的工作原理做出了详细的分析, 并从时域上详细分析了软开关的过程, 分析了超前臂和滞后臂的谐振过程。通过分析得到该电路具有开关频率高, 开关损耗和电磁干扰小, 功率管的电压电流应力小, 电源效率高。

关键词: 零电压; 软开关; 谐振

Study of phase-shift full-bridge zero-voltage soft switch resonant circuit

Lü Yan-hui¹, ZHANG Yuan-min², LUO Shu-ke²

(1. Nanyang Institute of Technology, Nanyang 473004, China;

2. School of Electrical Engineering and Communication, Xuchang University, Xuchang 461000, China)

Abstract: Power-switches are to high-power, high-frequency direction of development, the corresponding switching losses of power tube also increased by an order of magnitude, which requires an improvement for traditional circuit topology of the switching-power. In this paper, a new circuit topology of power MOSFET are lead-phase-shift full-bridge soft-switching resonant circuit and the working principle of the circuit is analysed detailedly, and the soft-switching process is analysed detailedly from the time domain. The resonant process is analysed for the forearm and lag. Switching frequency is high, switching losses and electromagnetic interference are small, voltage and current stress of the power are small, power efficiency of the circuit is high through analysis.

Key words: zero-voltage; soft-switching; resonant

中图分类号: TM56 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2009)05-0071-04

0 引言

开关电源正在逐渐向大功率、高频化方向发展, 随之带来功率开关管的功耗问题表现得更为突出, 它严重制约了电力电子电路的发展。因此对电路拓扑结构的改进也是迫切需要的。

由于功率管在工作过程中功耗主要是在开关过程中产生的, 导通或关断之后所产生的功耗是很小的, 因此要降低功率管的功耗主要是要降低功率管开关时的功耗。如果能把功率管开关过程中电压电流曲线的重合面积减为最小, 那么功率管的功耗也将最小。

本文在吸取了传统硬开关电路的基础上设计出了软开关电路。

移相控制的零电压全桥软开关变换电路是在全桥硬开关 PWM 变换电路的基础上发展起来的, 它综合了 PWM 控制技术和软开关技术的优点, 在大范围内实现恒频 PWM 控制, 而在功率器件换流期间实

现零电压开关, 降低了功率开关器件的应力, 减小了开关损耗, 降低了干扰, 提高了系统的可靠性。特别是采用功率 MOSFET 作为功率开关器件的变换器中, 移相全桥软开关变换电路是目前很有吸引力的软开关电路拓扑。

功率 MOSFET 的开关特性非常好, 开关损耗小; 通态电阻也十分小, 只有几毫欧到几十毫欧, 通态损耗小。因此对于功率 MOSFET 来说, 移相全桥 ZVS-PWM 变换器的局限性也不是很重要的问题。

1 电路的工作原理

移相全桥零电压开关 PWM 电路原理图如图 1 所示。 V_1 为输入直流电压。 $S_1 \sim S_4$ 为功率 MOSFET, 并联的二极管为 MOSFET 内部寄生二极管, $C_1 \sim C_4$ 为 MOSFET 的输出结电容。 L_r 为谐振电感。

变压器输出采用全桥整流, 经 LC 滤波输出直流电压 V_o 。 R_L 为输出负载。

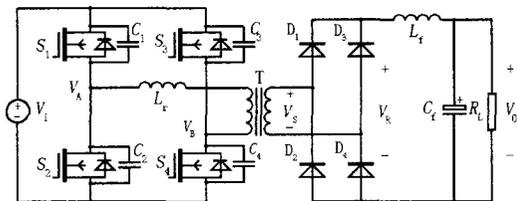


图 1 移相全桥零电压开关 PWM 电路

Fig.1 Phase-shifted full-bridge zero-voltage-switching PWM circuit

电路的主要工作波形如图 2 所示。

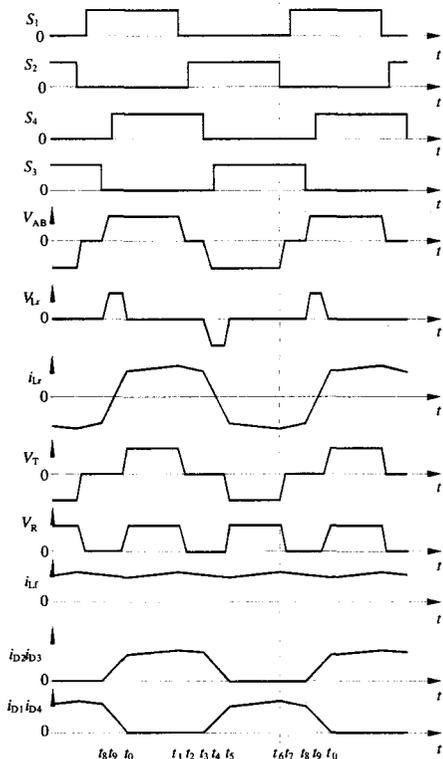


图 2 移相全桥电路的波形

Fig.2 Waveform of phase-shifted full-bridge circuit

1.1 电路工作状态及特点

1) 同硬开关全桥电路相比, 仅增加了一个谐振电感, 就使四个开关均为零电压开通。

2) 变换器工作在恒频 PWM 调制方式。

3) 每个开关管的导通占空比为小于但接近 50%, 固定不变。为了防止直通, 同一个桥臂的两个开关管互补导通。同时设置了一定安全范围的死区, 即同时处于关断状态的时间间隔。

4) 互为对角的两对开关管 S_1-S_4 和 S_2-S_3 , S_1 的波形比 S_4 超前 $0 \sim T_s/2$ 时间, 而 S_2 的波形比 S_3 超前 $0 \sim T_s/2$ 时间, 因此称 S_1 和 S_2 为超前桥臂, 而称 S_3 和 S_4 为滞后桥臂。

5) 开关管 S_3 、 S_4 的驱动波形相位是固定不变的, 开关管 S_1 、 S_2 的驱动波形相位是可调的。变换器通过调节超前桥臂 S_1-S_2 的驱动波形相位, 即调节有效占空比, 来控制变换器的输出电压。

6) 有开关管 S_1-S_4 或 S_2-S_3 同时导通时, 变压器才向副边输送功率。其余时间段电路处在续流或关断状态。

1.2 电路的运行模式分析

分析时假设:

1) 所有功率 MOSFET 开关管均为理想, 忽略正向压降及开关时间;

2) 四个开关管的输出电容相等, 即 $C_1=C_2=C_3=C_4=C_s$, $i=1, 2, 3, 4$, C_s 为常数;

3) 忽略变压器绕组及线路中的寄生电阻。

1.2.1 工作过程分析

$t_0 \sim t_1$ 时段: S_1 与 S_4 导通, 电容 $C_i(i=2,3)$ 被输入电源充电。变压器原边电压 $V_T=V_i$ 。功率由变压器原边输送到负载。此状态原、副边的电流回路如图 3(a)所示。直到 t_1 时刻 S_1 关断。此时原边电流增长到最大值 i_p 。

$t_1 \sim t_2$ 时段: t_1 时刻开关 S_1 关断后, 电容 C_1 、 C_2 与电感 L_r 、 L 构成谐振回路, 等效电路如图 3(b)所示。在这个时段里, 变压器原边谐振电感 L_r 和滤波电感 L_f 是串联的, 而且 L_f 很大, 因此可以认为原边电流 i_p 近似不变, 类似于一个恒流源, 其大小为 $i_{Lr}=I_p/n$ 。 C_1 上电压线性增加, C_3 上电压线性下降, 即 V_A 不断下降, 直到 $V_A=0$, S_2 的体二极管导通, 电流 i_{Lr} 通过 S_2 的体二极管续流。

$$V_{C1}(t) = \frac{i_{Lr}}{2C_s}(t-t_1) \tag{1}$$

$$V_{C2} = V_i - \frac{i_{Lr}}{2C_s}(t-t_1) \tag{2}$$

当 C_2 的电压下降至零, S_2 的反并联二极管自然导通, 该模式所用的时间为:

$$t_{12} = \frac{2C_s \cdot V_i}{i_{Lr}} \tag{3}$$

$t_2 \sim t_3$ 时段: t_2 时刻开关 S_2 开通, 由于此时其反并联二极管 VD_{S2} 正处于导通状态, 因此 S_2 为零电压开通。等效电路如图 3(c)所示。此时, V_{AB} 的电压被钳为到 0 V。原边谐振电感的电流通过 S_2 、 S_4 、变压器原边进行环流状态。由于回路内阻消耗, 电流值稍有下降。

$t_3 \sim t_4$ 时段: t_3 时刻开关 S_4 关断后, 变压器二次侧 $D_1 \sim D_4$ 同时导通, 变压器一次侧和二次侧电压均为零, 相当于短路。此时, 等效电路如图 3(d)所示。

此时 C_3 、 C_4 与 L_r 构成谐振回路。 L_r 的电流不断减小, B 点电压不断上升, 直到 S_3 的反并联二极管 VD_{S3} 导通, 等效电路如图 3(e) 所示。这种状态维持到 t_4 时刻 S_3 开通。因此 S_3 为零电压开通。

$t_4 \sim t_5$ 时段: S_3 开通后, L_r 的电流继续减小, 等效电路如图 3(f) 所示。 i_{Lr} 下降到零后反向增大, 此时原边电流的表达式为:

$$i_{LR}(t) = -\frac{V_i}{L_r}(t - t_4) + i_4 \quad (4)$$

t_5 时刻 $i_{Lr} = I_{Lr}/n$, 变压器二次侧 D_1 、 D_4 的电流下降到零而关断, 电流 I_{Lr} 全部转移到 D_2 、 D_3 中, 等效电路如图 3(g) 所示。在此时间段内, 尽管变压器原边有电压波形, 但没有提供负载电流, 即成为占空比丢失状态。

$t_5 \sim t_6$ 时段: 变压器输出能量, 等效电路如图 3(h) 所示。

到此时段为止, 电路完成了半个工作周期的工作过程。下半个工作周期的变换过程与前面阐述的过程基本相同, 在此不再叙述了。

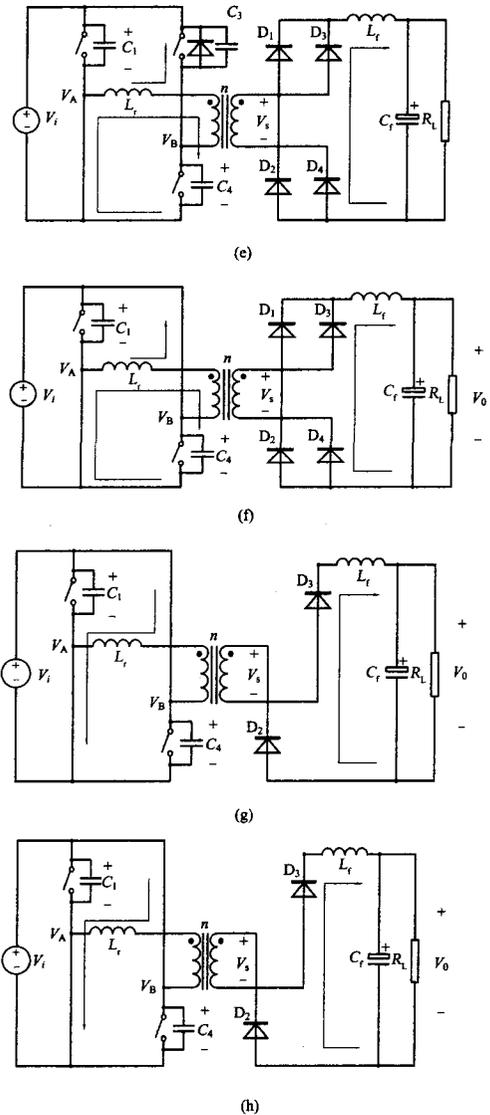
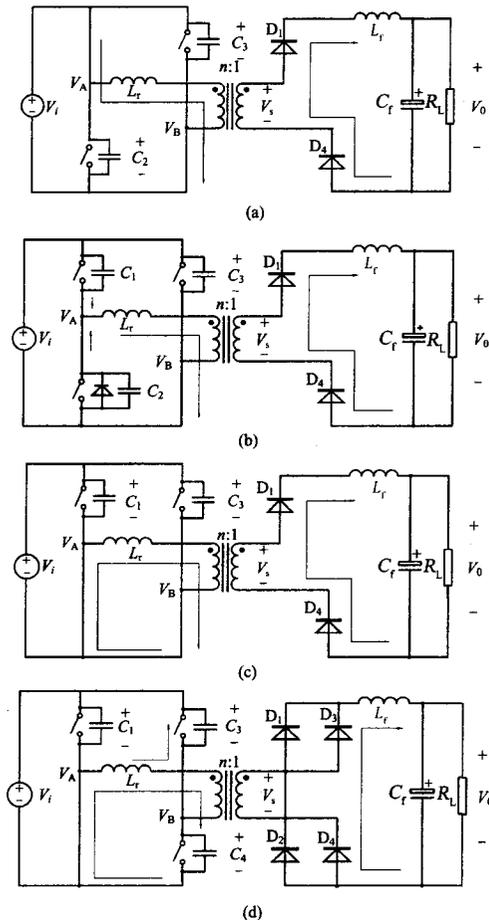


图 3 电路等效图

Fig.3 Equivalent circuit diagram

2 软开关的实现条件

互为对角开关的关断时间错开是实现软开关的必要条件。在前述讨论中我们可以看出, 移相控制可以满足这个要求。按照一般的定义, 如果某一桥臂的开关首先关断, 则称此桥臂为超前桥臂, 另一桥臂则称之为滞后桥臂。

通过上述分析可知, 不管是超前桥臂还是滞后桥臂的开关管转换时, 都形成了谐振回路。谐振时, 参与谐振的电感释放储能, 使谐振电容电压下降到零, 从而实现 ZVS。所以 ZVS 条件为: 电感能量必须大于所有参与谐振的电容能量。

1) 超前桥臂 ZVS 条件分析

S_1 、 S_2 相互转换时, 变压器处于能量传送阶段。原边电流 $I_1 = -I_o/n$, 滤波电感 L_f 很大, 可看作是恒流负载。原边等效电感 $L_e = L_f + n^2 L_f$ 。

所以根据 ZVS 条件, 电感能量必须大于所有参与谐振的电容能量, 应有:

$$L_e (I_o/n)^2 / 2 + \text{励磁能量} > (4C_s/3 + C_i/2) V_s^2 \quad (5)$$

式中: $4C_s/3$ 是考虑 MOSFET 输出电容非线性的等效电容值, C_i 为变压器绕组分布电容。由式 (5) 可见, 实现 ZVS 的电感能量包括: $L_e (I_o/n)^2 / 2$ 和励磁能量, 相当大, 故即使轻载下超前桥臂较容易满足 ZVS 条件。

2) 滞后桥臂 ZVS 条件分析

S_3 、 S_4 相互转换时, 变压器副边处于续流阶段。参与谐振的电感只有原边的谐振电感, 所以根据 ZVS 条件: 电感能量必须大于所有参与谐振的电容能量, 应有:

$$L_f I^2 / 2 > (4C_s/3 + C_i/2) V_s^2 \quad (6)$$

由式 (6) 可见, 实现 ZVS 主要靠原边电感储能, 轻载时不够大。因此滞后桥臂不易满足 ZVS 条件。

3 结论

移相全桥 ZVS 软开关变换电路是在吸收了传统 PWM 变换器和谐振变换器优点的基础上, 克服了它们的缺点之后发展起来的一种新型控制方式, 它具有以下优点:

1) 功率管实现了软开关, 减小了开关损耗, 因此开关频率可以大大提高, 开关频率可由原来的 76.12 kHz 提高到现在的 156.24 kHz。由于功耗的减小, 可以减小散热器的体积, 频率的提高可以减小变压器及滤波器的体积, 有利于电源的小型化、轻量化。特别是在大功率电力电子方面, 软开关有很好的发展前途。

2) 功率管软开关改善了电路导通和关断时的电压波形, 使开通和关断沿的尖峰减小, 这样减小了电磁干扰和射频干扰, 使得设备的电磁兼容设计压力减小。目前, 在电力系统领域内电磁兼容性设计是一个重要的考核指标, 而电源的电磁兼容性设计又是一个比较复杂的问题, 当采用移相式零电压软开关电路时, 电磁兼容问题就比较容易解决。

3) 功率管电压电流应力小, 这样不仅减小了损耗, 而且提高了电源的效率, 效率可达 92% 以上,

更加有利于提高功率管的使用寿命和可靠性。

4) 恒频恒宽 PWM 控制, 控制及驱动电路设计简单, 易于实现。

参考文献

- [1] Guichaoi H, Lee F C. An Improved Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Inverter Using a Saturable Inductor[A]. In: IEEE PE[C]. 1993.
- [2] 杨旭. 移相全桥零电压 PWM 软开关电路在通信开关中的应用[A]. 全国电源技术集会论文集[C]. 1997.
- [3] Lee F C. High-frequency Quasi-resonant Converter Technologies[A]. In: IEEE Proceedings (ISSN 0018-9219)[C]. 1998.76: 377-390.
- [4] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术(第4版)[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [5] 孙泽, 王刚. 谐振技术及其应用[J]. 电源技术应用, 2002, 5(3): 93-96.
- [6] 杨旭, 裴云庆, 王兆安. 开关电源技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [7] Gallo C A, Tofoli F L, Scarpa V V R, et al. A New Topology of Soft-switched Two-switch Forward Converter and a New Topology of PWM Three-level Half-bridge Inverter[A]. In: IEEE PESC '04[C]. 2004: 3905-3910.
- [8] Jang Y, Jovanovic M M, Dillmau D I. Soft-switched PFC Boost Rectifier with Integrated ZVS Two-switch Forward Converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2006, 21(6): 1600-1606.
- [9] Tofoli Fernando L, Scarpa Vladimir V R. A New Topology of Soft-switched Two-switch Forward Converter and a New Topology of PWM Three-level Half-bridge Inverter[A]. In: IEEE PESC '04[C]. 2004.3905-3910.

收稿日期: 2008-07-07; 修回日期: 2008-08-02

作者简介:

吕延会(1963-), 男, 副教授, 主要从事电力电子技术方面的研究;

张元敏(1963-), 男, 教授, 主要从事电力自动化方面的研究; E-mail: zym@xcu.edu.cn

罗书克(1976-), 男, 研究生, 主要从事控制理论与控制工程和电力传动及自动化方向的研究。