

辅助开关零电流关断的零电压过渡正激型软开关拓扑

杨旭 王兆安(西安交通大学 710049)

摘要: 本文针对正激型电路分析了零电压过渡 PWM 软开关拓扑存在的辅助开关是硬开关的问题, 并提出了一种新的辅助开关零电流关断的拓扑, 新的拓扑具有效率高、电路简单、易于实现和变压器磁心利用率高的优点。一个输出功率为 100W 的装置上进行的实验证实了拓扑的可行性, 同硬开关电路相比, 新电路的效率提高 3%~4%。

一、概述

电源装置的发展趋势是小型化和轻量化, 为了减小装置的体积和重量, 提高开关频率是最可行的方法。然而随着开关频率的提高, 开关器件的损耗也越来越大, 带来了效率降低和发热严重等问题, 软开关技术较好的解决了这些问题, 给开关变换技术带来了一次革命, 电源装置的开关频率从 70 年代末期的 20kHz 迅速提高到现在的 500kHz~1MHz。

软开关技术主要包括一系列软开关电路拓扑及相应的控制技术, 从出现至今, 已经历了不断完善的三个发展阶段^[1]: 1)零电压和零电流准谐振电路; 2)零电压和零电流开关 PWM 电路; 3)零电压和零电流过渡 PWM 电路。其中零电压过渡 PWM(ZVT PWM)电路具有高效、易于实现、开关频率固定等诸多优点, 被广泛地用于 PFC 整流电路和各种 DC-DC 变换电路。然而这一拓扑也存在一些不足之处, 电路中的辅助开关工作在硬开关的条件下, 会产生一定的开关损耗和开关噪声, 因此有必要寻求新的拓扑, 改善辅助开关的开关条件。

本文针对应用十分广泛的正激型电路, 分析了零电压过渡 PWM 电路的基本原理和存在的问题, 并提出了一种新的辅助开关零电流关断的零电压过渡 PWM 拓扑, 它结构简单, 容易实现。在一个功率为 100W 的装置上进行的实验证实了电路的可行性, 同硬开关电路相比, 电路的效率有了明显的提高。

二、零电压过渡 PWM 软开关电路的基本原理存在的主要问题^[2]

以正激型电路为例, 零电压过渡 PWM(ZVT PWM)电路的拓扑见图 1a, 其各点的原理性波形见图 1b。

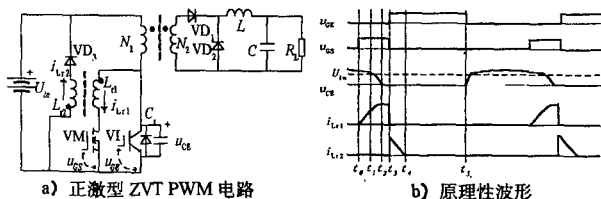


图 1 正激型 ZVT PWM 电路的原理图和原理性波形

辅助开关 VM 超前于主开关 VI 开通, 通过 L_r 与 C_r 的谐振使 VI 两端的电压 u_{CE} 降为零, 这时使 VI 开通, 就不会产生开通损耗。由于 C_r 的存在, VI 关断后电压 u_{CE} 的上升被延缓, 因此 VI 的关断损耗也会明显降低。

在硬开关电路中, 开关 VI 的关断使二极管 VD_1 关断, 而 VI 的开通使 VD_2 关断, 由于 VI 开通的速度很快, 使得 VD_1 和 VD_2 关断时经历严重的反向恢复过程, 产生损耗和噪声。而在 ZVT PWM 电路中, 二极管 VD_2 的关断是由辅助开关 VM 的开通造成的, VM 开通后 VD_2 中的电流下降率受谐振电感 L_r 的限制; 因此二极管 VD_2 是软关断的, 这是电路效率提高的另一个原因。

主开关 VI 开通后, 辅助开关 VM 关断, 电感 L_r 的电流转移到 L_2 中, 通过二极管 VD_3 向电源回馈。辅助开关 VM 是硬关断的。

在 ZVT PWM 电路中, 主开关器件和整流二极管的开关条件都是很好的, 但辅助开关的却并不好。辅助开关处理的电流有效值并不大, 所以可以用电容量较小的器件, 通态损耗并不大。VM 开通后其电路上升率受谐振电感 L_r 限制, 因此其开通损耗也不会很大, 但其关断时电流很大, 一般大于主开关 VI 关断的电流, 而且 VM 关断后其两端电压上升很快, 因此, 辅助开关的关断损耗会比较大。

三、新的软开关电路拓扑及工作原理

辅助开关零电流关断的零电压过渡 PWM 电路拓扑如图 2a, 其各点的原理性波形如图 2b。

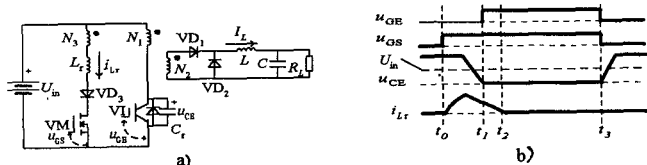


图 2 拓扑及原理性波形

这一拓扑的基本结构是单管正激型电路, 主开关为 VI, 图中画出了它的反并联二极管, 电容 C_r 包含了实际的电容元件和 VI 的结电容, VD_1 、 VD_2 为二次侧整流电路, 电感 L 和电容 C 构成输出滤波电路。同传统的硬开关正激电路不同, 新的电路中没有复位绕组, 变压器磁心复位的原理本文 will 详细介绍。

绕组 N_3 、谐振电感 L_r 、二极管 VD_3 和辅助开关 VM 构成辅助换电路, 实现主开关的零电压过渡。

变压器的匝比为 $N_1: N_3 = 1: 1: K_r$, ($K_r > 1$), $N_1: N_2 = 1: K$, K 根据输入电压和输出电压选取^[3], 与普通的正激电路相同。

辅助开关 VM 超前主开关 VI 于 t_0 时刻开通, 谐振电感电流 i_{Lr} 线性上升, 当达到 $i_{Lr} = I_L N_2 / N_3$ 时, VD_1 导通, VD_2 关断, 主开关 VI 两端的电压 u_{CE} 开始下降, C_r 同 L_r 谐振, 直到 t_1 时刻, $u_{CE} = 0$ 。此时给 VI 施加正驱动信号, 它就在零电压的条件下开通, 不会产生开通损耗。

VI 开通后, 绕组 N_3 两端的电压为 $K_r U_{in}$, 大于 U_{in} , 因此谐振电感的电流 i_{Lr} 会逐渐减小, 直到 t_2 时刻变成零, 由于二极管 VD_3 的存在, i_{Lr} 减小到零后不会再反向, 因此 VD_3 和 VM 就自然关断了, 关断后从 t_2 到 t_3 的时间段内, VM 的两端电压为零, 不会产生关断损耗。 t_3 时刻主开关 VI 和辅助开关 VM 都关断, 由于直接并联在 VI 两端的电容 C_r 的存在,

关断后主开关两端电压 u_{CE} 上升率受到限制, VI 的关断损耗也会明显降低。

这种拓扑不仅改善了主开关 VI 的开通和关断条件, 而且辅助开关 VM 的也是在零电流的条件下关断的, 四个二极管的关断过程也是“软”的, 这样, 所有的开关器件的开关条件都比较好, 电路的总损耗会明显下降。

四、变压器磁芯的复位

与传统的正激电路不同, 新的拓扑中没有变压器复位绕组和复位用的二极管, 主开关关断期间变压器的复位由电容 C_r 完成。VI 关断后, 变压器的激磁电感 L_m 与电容 C_r 形成谐振, 等效电路如图 3a。

VI 关断后, 输出滤波电感 L 向电容 C_r 充电, u_{CE} 迅速上升, 当 $u_{CE}=U_{in}$ 时, 二极管 VD_2 导通, VD_1 关断, L_m 开始同 C_r 谐振, 存储在 L_m 中的激磁电流 i_{Lm} 向 C_r 充电, u_{CE} 逐渐升高, 激磁电流则不断减小, 当激磁电流减小到零时, u_{CE} 达到峰值, 此时变压器的磁动势已为零, 磁通值为剩磁。接下来 C_r 开始通过 L_m 放电, 激磁电流反向, 变压器中磁动势反向, 磁通进一步降低, 直到 VI 开通。

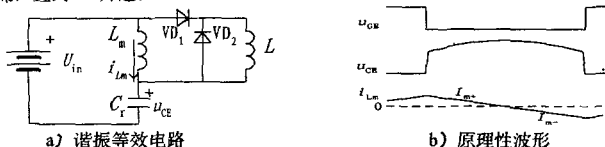


图3 复位过程谐振等效电路和原理性波形

传统的正激电路由于复位电路中电流不能反向, 因此复位后磁通为剩磁, 变压器磁心的利用率受到限制, 而新的电路在复位过程中磁通可以低于剩磁, 甚至低于零, 大大提高了变压器磁心的利用率。在同样的工作电压和开关频率的条件下, 可以减少匝数或降低损耗, 有利于提高效率、降低成本。

复位过程中 C_r 的谐振电压最大值为

$$U_m = \sqrt{L_m / C_r} I_{m+} + U_{in} \quad (1)$$

其中, I_{m+} 为激磁电流的正向峰值。因为开关管要承受的电压 U_m , 因此谐振峰值电压不应太高。

谐振的周期

$$T_m = 2\pi\sqrt{L_m C_r} \quad (2)$$

若要磁心能可靠复位, 则谐振的电压峰值应出现在 VI 再次开通前, 则必须

$$T_m/4 < T_{off} \quad (3)$$

五、实验及结果分析

实验装置如图 2a, 其中主开关 VI 采用 IGBT: 1MB60D-100(1000V, 60A), 辅助开关 VM 采用 MOSFET: IRFP450(500V, 14A), 二极管 VD_3 采用快恢复二极管: DSEI12-10(1000V, 12A), 二次侧整流二极管 VD_1 和 VD_2 采用快恢复二极管: MUR3040(400V, 30A), 变压器绕组参数为: $N_1: N_2: N_3=1: 0.8: 1.2$, 谐振电容 C_r 取 4.7nF, 谐振电感 L_r 取 24μH。开关频率为 56kHz, 辅助开关开通超前时间 Δt 取 750ns。

装置的输出电压采用负电压反馈的方法稳定于 30.2V, 输出功率为 100W, 而输入电压的变化范围是 120~150V。

实验按三个步骤进行:

5.1. 没有电容 C_r 的硬开关工作

这时辅助开关支路被断开, 电容 C_r 未接入。为了使磁心能可靠复位, 给变压器增加了复位绕组, 电路中增加了二极管。电路处于硬开通、硬关断的工作状况, 主开关的驱动电压 u_{GE} 和集-射电压 u_{CE} 的波形如图 4。可以看出, 开通和关断时的 $|du_{CE}/dt|$ 都很大, 这时测定的效率同输入电压 U_{in} 的曲线如图 8 中(1)。

这一实验模拟了实际中小功率应用的无吸收电路的工作状况。

5.2. 有电容 C_r 的硬开关工作

这时辅助开关支路断开, 但接入电容 C_r , 电路处于硬开通、软关断的工作状况, 开关的驱动电压 u_{GE} 和集-射电压 u_{CE} 的波形如图 5。可以看出, 开通时的 $|du_{CE}/dt|$ 很大, 但关断后 u_{CE} 的上升率受到抑制, 因此关断损耗将会降低, 但由于主开关开通时 C_r 存储的能量全部消耗在开关 C-E 结中, 因此开通损耗会大大增加, 电路的总效率实际上下降了(图 8 中(2))。

这一实验模拟了在实际中广泛应用的有吸收电路的工作状况。

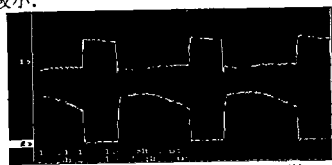
5.3. 软开关工作

这时将辅助开关支路接入电路, 电路中各开关器件都处于软开关的工作状况, 主开关的驱动电压 u_{GE} 和集-射电压 u_{CE} 的波形如图 6, 可以看出, 在主开关开通(u_{GE} 上升)前, 其两端电压 u_{CE} 就降为零了, 因此它是零电压开通的, 完全没有开通损耗, 而且由于 C_r 的存在, 主开关关断后其 u_{CE} 的上升较慢, 其关断损耗也较小。



1) u_{GE} : 10V/格 2) u_{CE} : 100V/格
时间: 5 μ s/格

图 4 没有电容 C_r 的硬开关工作时主开关驱动电压 u_{GE} 和集-射电压 u_{CE} 的波形



1) u_{GE} : 10V/格 2) u_{CE} : 100V/格
时间: 5 μ s/格

图 5 有电容 C_r 的硬开关工作时主开关驱动电压 u_{GE} 和集-射电压 u_{CE} 的波形

辅助开关两端的电压 u_{DS} 和电流 i_{Lr} 见图 7, 可以看出, 在辅助开关关断(u_{GS} 下降)前, 其支路的电流就已经下降为零了, 因此辅助开关不会有关断损耗, 而且在开通后, 辅助开关中的电流的上升率并不大, 因此其开通时的损耗也不会很明显。



1) u_{GE} : 10V/格 2) u_{CE} : 100V/格
时间: 5 μ s/格

图 6 软开关工作时主开关驱动电压 u_{GE} 和集-射电压 u_{CE} 的波形



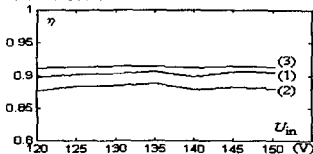
1) u_{DS} : 100V/格 2) i_{Lr} : 2.5A/格
时间: 2 μ s/格

图 7 辅助开关漏-源电压 u_{DS} 和电流 i_{Lr} 的波形

由于开关损耗的降低,电路的效率有了明显提高(图8中(3)),比有电容 C_r 的硬开关工作状况高3%~4%,而比没有 C_r 的工作状况也要高约1%。

六、结论

本文分析了零电压过渡 PWM 电路的不足之处,即辅助开关的硬开关过程降低了电路的损耗,在此基础上,本文提出了一种辅助开关是零电流关断的正激零电压过渡 PWM 软开关电路,并对其工作原理和参数设计方法进行了介绍。在一个 100W 的装置上进行的实验证实了这种电路的可行性,并具有如下优点:



(1)无吸收电容 (2)有吸收电容 (3)软开关

图8 电路在不同工作状况下效率同输入电压的关系

1)电路简单。同原正激电路相比,仅增加了辅助开关、谐振电感、谐振电容和一个二极管,以及变压器的一个绕组,并且容量都很小,同时原来电路中的吸收电路(RC 或 RCD)都可以省去,磁心复位绕组和二极管也可以省去。

2)效率高。新拓扑的效率明显高于硬开关电路。

3)磁心利用率提高。新的拓扑的变压器磁心可以正负双向激磁,工作于磁化曲线的 I、III象限,同绕组复位方式相比,磁心利用率大大提高。

4)易于实现。辅助开关的控制很简单,其开通比主开关提前一定的时间 Δt ,而关断可以于主开关同时,因此可以采用现有的 ZVT PWM 控制芯片,增加一个逻辑电路来实现。

参考文献

- 1 Guichao Hua and Fred C. Lee. An Overview of Soft-Switching Techniques for PWM Converters. *proceeding of the International Power Electronics and Motion Control Conference 1994*:pp801~808
- 2 Guichao Hua, Ching-Shan Ieu. Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters. *IEEE trans. on Power Electronics Vol.9 No.2 March 1994*:pp213~219
- 3 叶治政, 叶靖国. 开关稳压电源. 北京: 高等教育出版社, 1989