

单端 ZVT 双管变换器的软开关技术原理与设计

张益平 福建省龙岩无线电三厂 (364000)

摘要: 以增加一只辅助开关管的电路结构, 就可以实现两只主开关的零电压导通, 谐振电容使主开关管关断时的电压上升率大大降低, 从而使变换器的开通和关断损耗都相当小, 提高变换器的变换效率和使用频率。本文提出的这种新型 ZVT 软开关变换器, 适用于高压, 中、大功率的变换场合。本文作了理论分析, 参数选择, 并对实践中所出现的一些技术问题, 作了比较充分和明确的说明。

关键词: ZVT 超前 滞后 谐振 变换器

1 前言

单端正反激变换器电路结构比较简单, 在变换功率不大的场合采用的比较多。

单端变换器的变换效率, 通常技术应用下, 不如推挽式的高。在千瓦级功率的变换场合, 以全桥式线路为主导地位。随着新技术的不断认识与发展, 研究电源的一些高手和行家, 往往侧重于专门研究单端式, 以及一些进口模块电源, 均采用了单端式变换器。

单端式变换器, 比全桥推挽式简单的多, 但所遇到的技术难度与困难, 却又要大得多。单端变换器, 只要设计科学、合理, 解决相应存在的一些技术问题, 同样可以做到相当高的变换效率。又如 LAMBDA 模块 300KHZ 与 VICOR 模块 1MHZ 均是单端结构。

2 概述

单端变换器, 分正激、反激式以及正反激相组合结构。磁复位技术又有 (1) 复位绕组; (2) RCD 箝位; (3) LCD 箝位; (4) 有源箝位; (5) ZVT 方式; (6) 双 ZVT 方式或双管 ZCT 方式。从变换器效率上讲, 有源箝位由于双向对称磁化, 变换效

率比较高。

对于单端 ZVT, 主开关在零电压导通的同时, 电压应力很高, 大于 $2V_{in}$ (V_{in} 为输入电源电压)。本文介绍的双管 ZVT 变换的零电压开通, 电压应力被限制在输入电压值, 克服了选择高压, MOSFET 存在高内阻 (R_{on}), 而且也较昂贵的不足, 做出来的变换效率同样相当高。

3 电路工作原理

以上波形是理想状态下的原理性波形, 实际波形依结构和电气参数而定, 比如: i_6 在 i_5 与 i_7 之间的不同状态下的不同点位置; 而且, 从 V_{in} 下降至 $1/2V_{in}$ 时, 产生振铃衰减性谐波, 以及开关管 Q_1 、 Q_2 的实际波形总有一定的谐波, 截止期间, 往往 i_p 电流并没有下降零时, i_6 点位置将接近 i_7 点。

本图中 Q_1 、 Q_2 为主开关管, Q_3 为辅助开关管, 谐振电感 L_r 与谐振电容 C_r , 以及缓冲电感器 L_o , 构成辅助电路。其中 Q_1 用来阻止谐振电感电流反向流动和产生辅助开关管 Q_3 所承受的反向电压。

该电路可以采用移相 UC3875 芯片作控制器, 只用其中的一组输出, 另一组闲置不用, 并调好移相角。

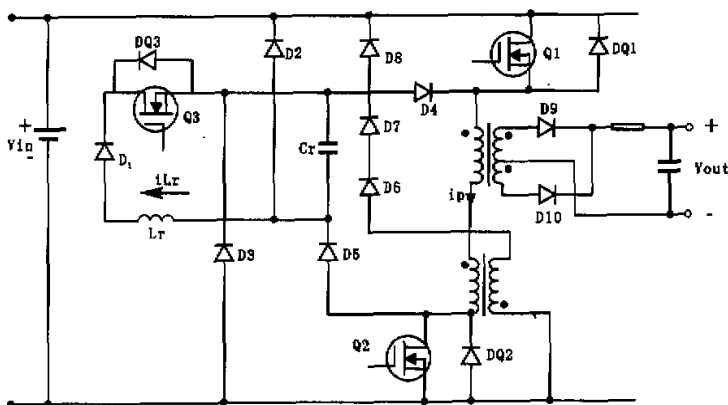


图 1 主电路结构

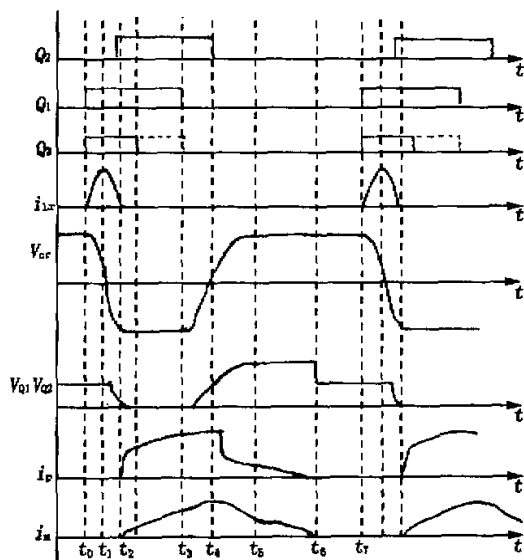


图2 主要波形

Q1 与 Q3 超前相位, 其中 Q3 可为实线, 也可以为虚线波形, 与 Q1 同相位结构, 控制上比较方便。Q2 为滞后相位。Q1 与 Q3 利用错开相位角, 构成相位差, 将开关损耗同样一分为二, 形成双管同时导通截止的一半左右的动态开关损耗。由 UC3875 最大脉宽的 45%, 移相超前 5~10% 导通回路的最大脉宽在 35~40% 之间。

4 工作电路分析

先分析 Q1、Q2 的开通与关断状态。Q1 先导通, Q2 然后导通, Q1 没有开通损耗, Q1 首先关断, Q1 的 DS 极开始上升, Cr 与 D4 导通, 构成缓冲器, Cr 越大, Q1 的电压上升率越小, 电压电流交叠区也越小, 关断损耗也越小。A 点电位将由 Vin 下降为零, 完成了对于 Q1 管的关断缓冲过程。这时, Cr 的电容电压也放电为零。当 Q2 然后关断时, Q2 的 DS 电压开始上升, Cr 与 D5、D4、DQ1 导通回路, 又构成缓冲器, 同理 Q1。Cr 的电容电压从 0 充电到 Vin, 完成对于 Q2 管的关断缓冲过程。A 与 B 主回路的电感储能能在 Q1、Q2 截止后, 继续向负载传输出能量。当初级电流 ip 下降到零时, A 与 B 的电压也为零, 这时 Q1、Q2 的电压值都为 1/2 Vin。Q1、Q2 的共同导通角内, 通过变压器原边向副边直接传输出能量, 同时, 又被变压器原边的励磁电感器所储存的能量, 在截止期间, 通过输出整流管继续向负载传输出能量, 相当于一个反激变换器。输出端以中心抽头全波整流, 构成正反激相结合, 都向负载传输出能量, 效率比较高。

下面分析讨论滞后导通的主开关管 Q2 是如何进入零电压状态下的导通。

Q1 主开关管导通, Q3 辅助开关管也同时导通, Cr 由于反

向充电至 Vin, 经过 Lr, D1, D3 所构成的回路, Cr 与 Lr 产生谐振, 当 Cr 电压下降到零时, Lr、D1 与 Q3 的电流值达到最大值, 即 iLr 之后, 又朝着相反的方向完成一个谐振周期, Cr 的电压又由零开始增大到最大值 Vin。这时, Cr 的电压极性与原来相反, 这一相反电压, 确保 Q1、Q2 由高电压被恰好地变成零电压状态, 这就是零电压过渡 (ZVT) 的导通过程。但是, 这一技术条件, 需要 A 与 B 之间在此时的短暂开路状态, 一种情况, 是与变压器的原边串联上一个可饱和电感器, 在截止时电感器退出饱和区, 进入大电感高阻区, 电流不能突变, 因此可以认为变压器原边开路。但是, 可饱和电感器工作在饱和区, 会产生发热现象, 频率越高越严重, 不大于 100KHz 以上的变换频率。在这里的本图与所介绍的是电感器的缓冲, 为了充分发挥电感器的作用, 增加了副边绕组, 变成了反激式副变压器结构。为了不使 Q1、Q2 产生过电压, 将变压器的原副边 1:3 匝数比, 副边输出通过二极管, 返回输入端。在完全能量传送之下, 副变压器的原边电流回到零位。

要想让本技术得到良好的实践效果, 还不可忽略以下具体的技术问题与改善措施。从原理上, Q1、Q2 下降到 1/2 Vin 时, 变压器必须完全磁通复位, 原边电流回零位, 使 Q1、Q2 有更充分的 ZVS 化开通, 如下分析: (1) 设计占空比减小, 截止时间延长, 但会使 Q1、Q2 的导通电流加大。(2) 箝位二极管 D2、D3 去掉, 变压器原边反激电压提高, 这样会加大 Q1、Q2 的电压应力, 达到 1.5 倍 Vin 左右。(3) 本图中输出全波整流。正反激组合比正激式接法, 效果更好的多。(4) 增加初级电感量, 可使励磁电流减小, 比如: 选用优质高磁导率的变压器材料, 以及变压器, 只留很小气隙 (完全没气隙, 会使变压器容易磁饱和) 减小磁能密度, 即增加绕制匝数, 但这样, 又会使输出功率有所降低。(5) 综合因素考虑, 予以优化设计。以上几点是笔者在实践制作中的一些经验与结果。

5 参数设计

(1) 谐振电路的特性阻抗

谐振电感 Lr 与谐振电容 Cr 的谐振角频率: $\omega r = 1/\sqrt{LrCr}$ 。它们的谐振周期为: $Tr = 2\pi \sqrt{LrCr}$, Zr 是谐振电感与谐振电容的特性阻抗 $Zr = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}}$ 。

谐振电感电流达到最大值 $I_{Lmax} = \frac{Vin}{Zr}$, 也是辅助开关管允许通过的最大电流, 予以设计其参数值。

(2) 谐振电容

上述分析, 可以知道, 谐振电容的大小, 决定主开关管关断时的电压上升率, dv/dt 越小, 主开关管关断时电流与电压交叠区减小, 关断损耗也就减小, 如果进一步加大 Cr, 会加大 Q3 辅助后的通态损耗。在工程设计中, 一般使主开关管在最大负载下, 关断时电压上升到 0.9Vin 时的时间为 3tr, tr 为主开关管的关断时间, $Cr = \frac{Io}{K} \cdot \frac{3tr}{Vin} K$ 为 W1、W2 (初次级匝数

比)。比如: 750W/24V/30A, $V_{in} = 280V$, 频率 $f = 100KHz$, 选用 PQ5050 型磁芯, t_f 为 $0.3\mu s$, $C_r \approx 0.03\mu F$, 实际可选用 $0.033\mu F/1000V$ 或 $1600V$ 电容。

(3) 谐振电感

为了不影响主电路的 PWM 工作, 一般使辅助电路的工作时间很小。根据谐振频率 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 由于二极管 D 的作用,

产生半周期的振荡时间为 $1/2T_r = \pi\sqrt{LC} = \frac{1}{N}TS$, 式中 N 取 7

或 8。根据上式, 可以得到谐振电感的大小: $L_r = \left(\frac{T_s}{Nt_r}\right)^2 \cdot \frac{1}{C_r}$

(4) 缓冲电感器 (副变压器) 的选择

电流从零增加到 di 时, 时间为 dt , $e = V_{in} = L \frac{di}{dt}$, 设计时, 应当考虑, di 值为峰值, 约为输入平均电流的 3 倍左右。 dt 为主开关的开通时间, 设 t_{on} 为 $0.3\mu s$, 比如: 750W/280V, 按 85% 效率, 平均电流为 3.2A, $L \approx 9\mu H$ 。实际选 $9\mu H \sim 15\mu H$ 左右。

可做缓冲电感器的反激式副变压器, 可将气隙加大到 $0.7mm \sim 1mm$ 左右。比如用 PQ32/30 磁芯, 有利于完全能量的传送, 确保电流回零位, 构成零电流开通条件, 也使瞬间 Q1 与 Q2 之间开路, 产生 ZVS 化 (零电压) 的谐振条件。

(5) 本电路二极管的选择

虽然, $D1 \sim D8$ 二极管通过电流不大, 象 $D6$ 、 $D7$ 、 $D8$ 电流更小, 由于高频开关, 存在二极管的反向恢复时间问题, 尽管采用超快恢复型, 二极管的动态压降并非一伏左右, 而是可达几十伏, 必须选择大电流管。从 $D1 \sim D8$ 一律选择 MUR1640 即 $16A/400V$ 。这里指输出 750W, 100KHz 的变换场合。

$D9$ 与 $D10$ 为输出整流二极管。同样, 在 100KHz 以上工作频率时, MUR 为超快恢复二极管, 或是 24V 可采用 100V 肖特基

快速低压降管, 二极管的损耗占总损耗的 10% 以上, 如果频率继续提高, 损耗也随之增大, 使变换器的效率降低。比如: 用 MUR 管变换效率约为 80% 内, 而用 MBR 肖特基, 效率为 85% 内。但是, 如果采用近年来出现的同步整流器, 即 MOSFET 高速低内阻 (R_{on}) 器用作整流, 不用二极管整流, 将使变换效率大大提高, 在设计 200KHz 以上频率时, 仍然可以达到 90% 的变换效率。

6 综述

ZVT 双管软开关变换器的优点:

- (1) 采用一套辅助电路, 就可以实现两只主开关管的零电压开关;
- (2) 辅助电路的工作, 没有增加主开关的电压和电流应力;
- (3) 辅助开关管是零电流开关, 存在寄生电容的容性开通损耗, 但十分小;
- (4) 无需另加磁复位电路。从实践经验上看, 如果没有作缓冲电感器的副变压器结构, 容易出现磁饱和, 由此表明: 这一缓冲电感器又可以起到磁复位的作用, 避免了磁饱和现象的产生;
- (5) 适用于中、大功率输入电压较高的应用场合;
- (6) 另有双管 ZCT (零电流过流) 变换电路, 更适用于有拖尾电流的双极型与 IGBT 器体, 这里, 不再介绍与讨论。

参考文献

- [1] 阮新波、严仰光, 直流开关电源的软开关技术, 科学出版社, 2000 年 1 月第一版。
- [2] 张古松、蔡宜三, 开关电源的原理与设计, 电子工业出版社, 1999 年 2 月第一版。
- [3] 王英剑、常敏慧、何希才, 新型开关电源实用技术, 电子工业出版社, 1999 年 4 月第一版。