

半桥电流源高频链逆变电路分析

李伟 严仰光 南京航空航天大学 (210016)

摘要: 本文分析了半桥电流源高频链逆变电路中功率管的电压应力, 对两种吸收电路进行了比较, 最后讨论了变压器匝比对能量耦合的影响。

关键词: 逆变 半桥 高频链 电流源

1 引言

半桥电流源高频链逆变电路拓扑如图所示^[1]。图1为采用半桥电流源高频链逆变电路拓扑, 其中 Q_1 、 Q_2 组成高频逆变器, Q_3 、 Q_4 组成一个周波变换器, T_r 为高频变压器。图2为半桥电流源高频链逆变电路输出接感性负载的主要波形示意图。半桥电流源高频链逆变电路是以反激式直直功率变换器为基础的, 电路工作在电感电流断续模式, 通过控制开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 可以得到四种工作模式 A、B、C 和 D, 每一种工作模式电路的拓扑结构都相当于一个反激式直直功率变换器, 对于不同的负载, 逆变器的工作模式顺序不同^[1,2,3]。半桥电流源高频链逆变电路具有以下特点: 拓扑简洁、控制方案简单、使用器件少、效率高、可靠性高以及良好的动态响应。因而具有较好的应用前景。但在工程实践中, 吸收电路的设计及变压器匝比的设计不适合加大变换器中的损耗, 降低效率。本文将在对半桥电流源高频链逆变器的电压应力分析的基础上, 利用仿真的方法分析吸收电路结构及变压器匝比与损耗的关系。

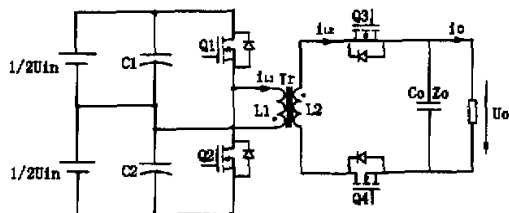


图1 半桥电流源高频链逆变电路拓扑

2 吸收电路

半桥电流源高频链逆变电路是以 Flyback 电路为基础的, 为了减小功率场效应管关断时, 存储在漏感中的能量引起功率场效应管漏源电压尖峰, 在 Flyback 中通常要在 MOS 漏源或变压器绕组两端加漏感能量吸收电路。但在半桥电流源高频链逆变电路中, 组成高频逆变器的 Q_1 、 Q_2 具有漏感能量回馈通路, 无须吸收电路; 组成周波变换器的 Q_3 、 Q_4 在能量回馈时高频开关, 在其关断时无漏感能量泄放回路, 必须加吸收电路。

(1) 高频逆变器电压应力分析

在能量从电源传递到负载过程中, 高频逆变器 Q_1 、 Q_2 高频开关, 当 Q_1 或 Q_2 关断时, 存储在变压器原边漏感中的能量

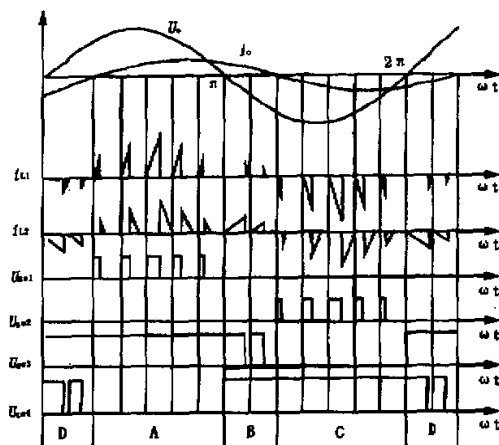


图2 逆变电路主要波形示意图

必须有泄放的通路, 否则将在 Q_1 或 Q_2 的漏源产生极高的电压尖峰, 导致 MOS 管损坏。下面以输出正弦波正半周为例, 分析高频逆变器工作时漏感能量回馈通路, 对应图2中的状态 A。此时 Q_1 高频斩波, Q_2 关断, Q_3 常通, Q_4 一直关断。在 Q_1 导通时, 能量存储在原边电感, 在 Q_1 关断时, 原边电感电流最大, 存储在电感中的能量最大。耦合到副边的能量通过 Q_3 传递到负载, 存储在原边漏感中能量通过 Q_2 的体二极管回馈给 C_2 。因而高频逆变器 Q_1 、 Q_2 上最大漏源电压为输入直流电源电压 U_m , 不需要吸收电路。

(2) 周波变换器电压应力分析

造成周波变换器的 Q_3 、 Q_4 电压应力有两方面的原因: 1. 高频逆变器工作时, 副边绕组漏感与 Q_3 、 Q_4 的寄生电容谐振, 产生电压尖峰; 2. 在能量从副边回馈到原边时, 周波变换器高频工作, 副边绕组漏感电流引起漏源电压尖峰。

下面仍以输出正弦波正半周为例, 分析高频逆变器工作时 Q_4 的谐振电压尖峰。在 Q_1 开通前, 此时 Q_4 关断, 其漏源两端电压为输出电压, 在 Q_1 开通时, 电源电压加在变压器原边绕组, 极性上正下负, 变压器副边绕组电压极性下正上负, 此时加在绕组上的电压为输出电压加副边绕组电压, Q_4 寄生电容的电压不能突变, 电容 C_4 通过 Q_1 、 T_r 对 Q_4 的寄生电容

C_{dot} 充电, 由于变压器中漏感的存在, 因而这是一个谐振充电过程。当 $u_{dot} = u_0 + (1/2) U_{IN} \times N$, 漏感中的电流最大; 当漏感电流为零, $u_{dot} = u_0 + U_{IN} \times N$, 谐振频率 $f_{LC} = 1 / (2\pi \sqrt{L_k C_{dot}})$, 其中 u_0 为输出电压瞬时值, U_{IN} 为输入直流电压, L_k 为变压器副边绕组漏感, N 为变压器匝比, C_{dot} 为 Q_4 的漏源结电容。

当能量从负载向电源回馈时, Q_3 、 Q_4 高频开关, 在其关断时存储在副边漏感的能量无泄放回路, 将对 MOS 管 Q_3 、 Q_4 的漏源寄生电容充电, 产生上千伏的电压, 因而必须在周波变换器 MOS 管两端加漏感吸收电路。

(3) 两种吸收电路比较

A. RC 吸收电路 (见图 3)

将 RC 串联吸收电路加在 MOS 管漏源两端, 当高频逆变器 Q_1 、 Q_2 开通时, RC 吸收电路参与谐振过程并在电阻上消耗谐振能量, 起到减小尖峰电压的作用, 但同时也增加了吸收电路的损耗; 当能量回馈时, Q_3 、 Q_4 关断, 漏感能量转移到吸收电路电容中, Q_3 、 Q_4 开通, 电容的能量通过 MOS 管消耗在电阻上。

B. RCD 吸收电路 (见图 3)

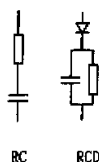


图 3 吸收电路拓扑

当高频逆变器工作时, 取电容足够大, 则 RCD 吸收电路等效为电压源, 当能量从负载向电源回馈时, 电容吸收存储在漏感中的能量, 并将这部分能量消耗在电阻中。如保证 MOS 管漏源阻断电压 U_{BR} 大于最大谐振尖峰电压, 即 $U_{BR} > u_0 MAX + U_{IN} \times N$, 则采用该种结构吸收电路其损耗较小。通过 Pspice 仿真计算, 在保证相同漏源尖峰电压的前提下, 得到两种吸收电路的损耗对比。从表中可得, 在输出空载 ($R = 10K$) 时, RC 吸收电路损耗是 RCD 吸收电路损耗得 3 倍还多。

表 1 两种吸收电路在不同负载下的损耗

| 输出负载 $R(\Omega)$ | 27 | 44 | 54 | 10K |
|------------------|-------|-------|-------|-------|
| RCD 吸收电路 | 1.210 | 1.376 | 1.388 | 1.510 |
| RC 吸收电路 | 4.326 | 4.370 | 4.664 | 5.468 |

3 变压器的能量耦合

在 Flyback 电路中, 功率管开通, 能量存储在变压器磁芯中, 功率管关断, 能量经变压器副边绕组传递到负载。电流源高频链逆变器的每一个工作状态都等效为 Flyback 电路, 因而也遵循这一过程, 但与 Flyback 又不完全相同。在 Flyback 电路中, 变压器漏感能量无泄放回路, 须加漏感能量吸收电路, 如图 4 所示, 通过控制吸收电路中 RC 或稳压管的取值, 使得 RC

或稳压管两端的电压为输出电压折算到原边值的 1.5 倍, 可以保证存储在变压器中的能量绝大多数都通过副边绕组传递到负载, 而吸收电路仅消耗漏感中的能量。在半桥电流源高频链逆变电路中, 漏感能量具有回馈通路, 高频逆变器功率管关断, 漏感中的能量通过电容 C_1 或 C_2 回馈给电源, 由于电容电压等于输入直流电压的一半, 基本保持不变, 因而变压器匝比决定了绕组中的储能是否可以传递到变压器副边, 匝比的设计就变得尤为重要, 匝比设计的不合适, 将会引起存储在变压器并传递到副边的部分能量通过电容回馈给电源。显而易见, 在原边循环的能量越多, 循环能量引起的损耗越多, 效率必将下降。图 5 显示了不同匝比下每个开关周期回馈能量与总能量比值与输出电压的关系曲线。从图中可以看出: (1) 匝比不变, 输出电压越高, 一个开关周期内变压器中的储能回馈给电源的越多; (2) 在相同的输出电压的情况下, 匝比越大, 变压器中储能回馈的越少。表 2 为对应图中不同匝比输出电压折算到原边的电压值。综合图 5 与表 2 可以看到, 当匝比为 1.3, 输出电压达到峰值折算到原边与电容电压相近, 回馈到原边的能量占了近 40%; 当匝比为 1.7, 电容电压是输出电压峰值折算到原边值的 1.43 倍, 回馈到原边的能量占 15%, 大多数能量传递到副边。需要指出的是变压器匝比大, 将导致副边两个功率管电压应力增加, 因而变压器匝比也不是越大越好。

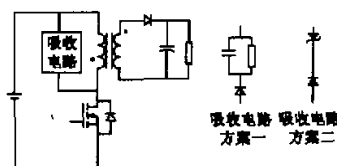


图 4 Flyback 拓扑吸收电路

表 2 对应输出电压折算到变压器原边值的匝比

| 匝比 N | 1.3 | 1.5 | 1.7 |
|-----------------------------|--------|--------|-------|
| 输出峰值折算到原边的电压 V_{OR} (伏) | 123.85 | 107.33 | 94.71 |
| 电容电压 $1/2 V_{IN}$ (伏) | 135 | 135 | 135 |
| $(1/2 V_{IN}) / V_{OR}$ (伏) | 1.09 | 1.26 | 1.43 |
| Q_3 、 Q_4 电压应力(伏) | 512 | 566 | 620 |

4 结论

本文首先分析了半桥电流源高频链逆变电路的电压应力, 指出它的高频逆变器具有漏感能量泄放通路, 无须吸收电路; 而在能量回馈时, 周波变换器高频开关, 变压器副边漏感能量无泄放通路, 必须加漏感能量吸收电路。其次, 研究了两种吸收电路的损耗, 仿真结果说明 RCD 吸收电路的损耗仅为 RC 吸收电路的 1/4。最后说明了变压器匝比的设计对能量从原边绕组到副边绕组传递的影响: 匝比越大, 一个开关周期传递到副边的能量越多, 但周波变换器的电压应力增加。

参考文献

[1] 李伟、龚春英、严仰光, “采用平衡绕组的半桥电流

源高频链逆变器”, 电力电子技术, 2000 (5), p1-2.

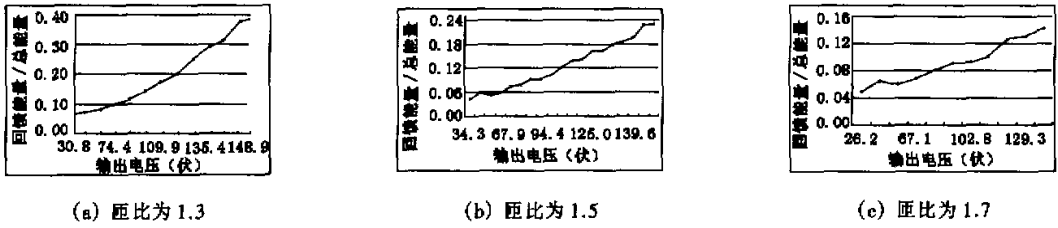


图 5 变压器能量耦合与输出电压的关系

[2] 黄敏超、徐德鸿、林渭勋, “全桥双向电流源高频链 frequency link DC/AC converter for UPS”, IEEE PESC' 98, pp. 1867- 1871 .

[3] M. Huang, etc., “Novel current mode bi-directional high-

(上接 167 页)

各相独立负载对应相的负载, 工作特性与单相逆变器的相同; 线线之间接有负载时, 纯阻性负载使得一相的输出负载呈容性, 另一相呈感性; 感性负载在一定范围内同纯阻性负载的表现相同, 但随着负载功率因数的减小, 两相输出负载均呈感性。为了同时满足相和线不对称负载情形的 ΔU_0 和 $\Delta \varphi$ 技术指标, 单模块在设计时应将负载功率因数的变化范围放宽至: 0.866 的容性负载 ~ 0.5 的感性负载, 同时尽可能地增大它的系统开环放大倍数。

参考文献

[1] 肖岚, “单相和三相软开关航空静止变频器的研究”,

南京航空航天大学申请工学博士学位论文, 1998.11.

[2] 赵宇, “零开关损耗变换器技术在 VSCF 电源中的应用研究”, 南京航空航天大学工学博士学位论文, 1992.11.

[3] 蒋志扬、李颂伦主编, “飞机供电系统”, 国防工业出版社, 1990.4.

作者简介

李启明, 女, 1974 年 9 月出生, 南京航空航天大学电力电子与电力传动博士生, 研究方向为高频软开关逆变电源。

严仰光, LKOB8, 男, 1935 年生, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子技术。