

静电除尘用电源的谐振变换分析

高 雷

(神华国华太仓发电有限公司, 江苏 太仓 215433)

摘 要: 文章使静电除尘用高频高压直流电源的逆变器转化为 LCC 串并联谐振变换器, 电流断续方式下, 电路工作方式分别为双脉冲和单脉冲输出电流模式, 就此分析了电路特性。通过仿真, 确定电流断续和临界情况下 PFM 方式和占空比控制方式的结合可以保持现零电流导通和零电压/零电流关断, 而且调整输出电压上升速度和输出电压值。

关键词: 串并联谐振变换器; 双脉冲单脉冲模式; 零电流开通和零电压/零电流关断

0 引言

高频高压静电除尘电源目前已经在环保领域中得以应用, 静电除尘用高频高压开关电源相对于传统低频相控电源有如下优点: 高频高压开关电源的转换效率可高达 95% 以上, 节电 20%; 功率因数达 0.9 以上, 比变压器整流装置(T/R)提高 0.2; 体积重量减为 1/5 以下; 控制柜和变压器集成为一体, 省去了控制室。此外, 对于高比电阻的工况, 常规电源 T/R 则因波形单一, 无法提高除尘效率, 高频开关电源容易调节得到各式各样的能提高除尘效果的供电波形^[1, 2]。

但是静电除尘电源的高频高压变压器变比大, 变压器漏感和寄生电容都很大会产生电压尖峰、电流尖峰, 在硬开关的情况下严重时会对开关管及连接电路产生破坏作用。如果这些参数引入谐振电路, 形成正弦波谐振变换器, 可以有效的提高电路的稳定性并降低开关损耗^[3]。

1 高频高压静电除尘电源等效

高频高压电源的结构如图 1^[4]。

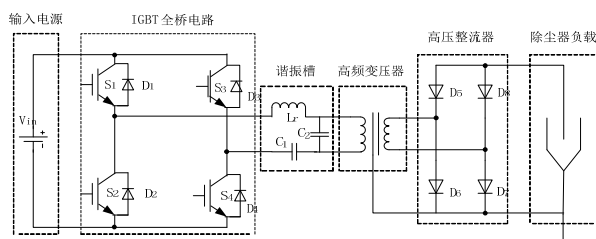


图 1 ESP 结构

1.1 负载的等效

静电除尘器的负载可等效为电阻和电容的并

联, 如图 2 所示。静电除尘器的负载可等效为电容和电阻的并联形式^[21], R_0 为电晕放电等值电阻, 它和电除尘器结构、类型以及进口风速等都有密切关系, 并且随着粉尘化学成分、粉尘浓度、颗粒大小、温度、湿度等因素变化而变动, 一般在范围 $20k\Omega \sim 100M\Omega$ 以内变动。 C_0 是电极间的等值电容, 其大小与极板面积、极间距离、和级间粉尘性质有关, 相对较为恒定, 一般控制在范围 $5000pF \sim 100000pF$ 以内。

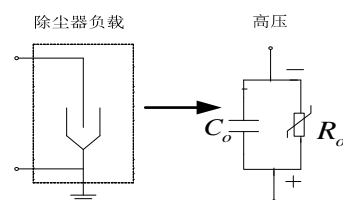


图 2 电源的负载等效电路

1.2 高频高压变压器的等效电路

静电除尘所用的大功率高频高压变压器与工频变压器的设计方法有很大不同, 主要表现在绝缘需求、寄生成分、空载损耗、电晕放电及整流等方面。一次绕组和二次绕组之间需要有效的绝缘厚度, 以避免电场击穿。因此, 一次绕组和二次绕组之间的电磁耦合不像传统的低压变压器那样紧凑, 大功率运行时自然就会有较大的寄生电感产生^[6]。高压变压器一般会有比较大的变比, 二次绕组的匝数较多, 将产生较大的分布电容, 随着无效电流流经二次绕组, 使变压器效率降低。

如图 3 所示^[7, 11], 高频变压器时间响应特性等效电路。其中, C_1 表示原边绕组分布电容和副边绕组分布电容以及原、副边绕组分布电容的总和, L

表示原副边绕组的总漏感。

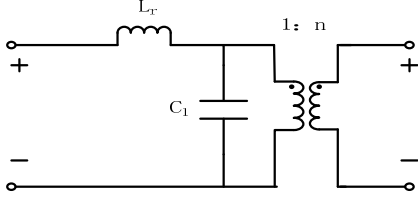


图3 高频变压器时间响应特性等效电路

1.3 LCC 串并联谐振变换器

对于大功率高压开关电源，硬开关PWM变换器受到变压器寄生参数的影响，易造成功率开关开通时产生浪涌电流，关断时产生浪涌电压，从而增加开关损耗。因此，现在采用谐振变换技术，将变压器的寄生参数充分利用参与谐振，使通过功率开关的电流或电压波形为正弦波或准正弦波，实现开关的零电压（ZVS）或零电流（ZCS）开通与关断^[7, 8, 9, 10]。考虑匝间电容和寄生电感后，LC串联谐振电路转化为容性滤波的LCC串并联谐振(图4)^[12]。增加了一个谐振元件 C_2 便增加了分析和计算的复杂性。在一个开关周期中有 L_r 、 C_1 两个元件和 L_r 、 C_1 、 C_2 三个元件分段谐振，使电路具有串联谐振变换器和并联谐振变换器各自的优点，实现了开关管的零电压开通，关断损耗也较小。

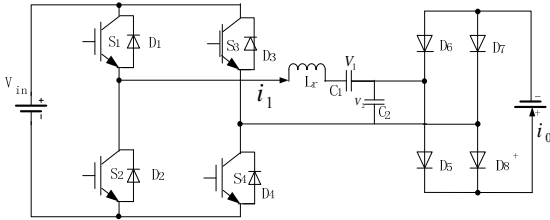


图4 电源等效LCC串并联谐振电路

2 LCC 串并联谐振变换器的工作过程分析

LCC 串并联谐振变换器在一个开关周期中分为两个谐振点，谐振角频率分别为 ω_1 和 ω_2 ，谐振电路的特性阻抗分别为 Z_1 和 Z_2 ，并列电容和串列电容之间的比为 K 。这些参数如下， $C_{12} = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)}$ ， $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}}$ ， $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{12}}}$ ， $Z_1 = \sqrt{\frac{L_r}{C_1}}$ ， $Z_2 = \sqrt{\frac{L_r}{C_{12}}}$ ， $K = \frac{C_2}{C_1}$

如图5中 i 、 i_{C_2} 、 i_0 分别为谐振电感电流、经过

并联电容的电流和经过负载的电流。根据周期开始时并联电容上的电压情况，工作模式可以分为双脉冲输出模式和单脉冲输出模式。

2.1 双脉冲输出模式

在这种工作模式下有四种开关模式(图5)，一个谐振周期内出现两个输出电流脉冲。

(1) 开关模式1

t_0 时刻前，电感电流 i 为 $i=0$ ，并联电容 C_2 被输出电压钳位。 t_0 时刻开通开关管 S_1 和 S_4 ，电感电流 i 从零开始沿正弦轨迹正方向增加，因此， S_1 和 S_4 是零电流开通。在 $[t_0-t_1]$ 时间内，谐振电流经过开关管 S_1 、 S_4 和高压整流二极管 D_5 、 D_7 向负载续流。谐振电流从零开始沿正弦轨迹增加，所以开关管是零电流开通。在此阶段内， C_2 不参与谐振， L_r 和 C_1 两个元件组成串联谐振电路。工作过程等效电路如图6(a)。

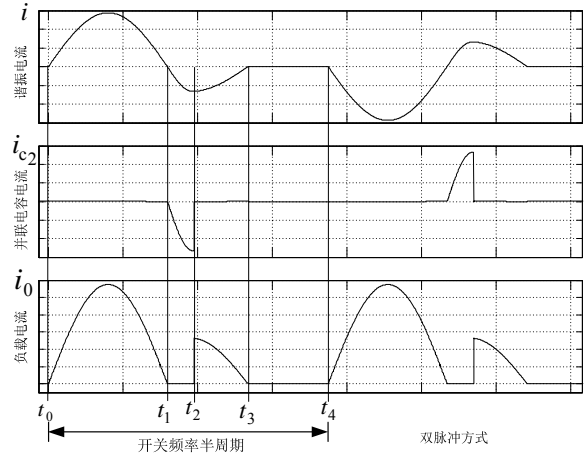


图5 双脉冲输出模式开关状态

$$i(t) = \frac{V_{in} - v_1(t_0) - V_0}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_0) \quad (1)$$

在开关模式1结束的時刻（ t_1 时刻）， $i=0$

$$i(t_1) = \frac{V_{in} - v_1(t_0) - V_0}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_0) = 0 \quad (2)$$

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega_1} + t_0 \quad (3)$$

式中， $v_1(t_0)$ 为 C_1 的初始电压值。

$$\begin{aligned} v_1(t_1) &= v_1(t_0) + \frac{1}{C_1} \int_{t_0}^{t_1} \frac{V_{in} - v_1(t) - V_0}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_0) dt = \\ &= 2V_{in} - v_1(t_0) - 2V_0 \end{aligned}$$

(4)

t_1 时刻，谐振电流 i 到零， S_1 和 S_4 自然截止，

为零电流关断。

(2) 开关模式 2

在 $[t_1 - t_2]$ 时间内, 工作过程等效电路如图 6(b)。在此阶段内谐振电流开始反方向流动。反并联二极管 D_1 和 D_4 自然导通续流, 并联电容电压 V_2 减少。而且开关管 S_1 和 S_4 被零电压箝位, 因此开关管 S_1 和 S_4 可以零电压关断。这时, L_r 、 C_1 和 C_2 三个元件组成串并联谐振电路。所有高压整流硅堆处于截止状态, 负载由滤波电容供电。在这阶段内, 将利用谐振电流和串并联电压可以如下表达式。

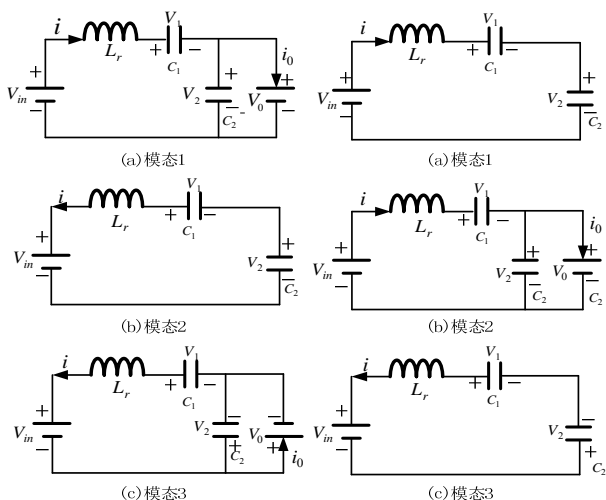


图 6 双脉冲模式等效电路

图 7 单脉冲模式等效电路

$$i(t) = \frac{V_{in} - v_1(t_1) - V_0}{Z_2} \sin \omega_2(t - t_1) \quad (5)$$

$$v_2(t) = v_2(t_1) + \frac{1}{C_2} \int_{t_1}^t \frac{(V_{in} - v_1(t_1) - V_0)}{Z_2} \sin \omega_2(t - t_1) dt \quad (6)$$

$$v_1(t) = v_1(t_1) + \frac{1}{C_1} \int_{t_1}^t \frac{(V_{in} - v_1(t_1) - V_0)}{Z_2} \sin \omega_2(t - t_1) dt \quad (7)$$

$t = t_2$ 时刻, 将 $v_2(t_2) = -V_0$, 式 (4) 代入式 (6), 可以得到如下结果。

$$\omega_2(t_2 - t_1) = \arccos[1 + \frac{2(k+1)}{v_1(t_0) + V_0 - V_{in}} V_0] \quad (8)$$

$$v_1(t_2) = v_1(t_1) + \frac{1}{C_1} \int_{t_1}^{t_2} \frac{(V_{in} - v_1(t_0) - V_0)}{Z_2} \sin \omega_2(t - t_1) dt = 2V_{in} - v_1(t_0) - 2(k+1)V_0 \quad (9)$$

$$v_2(t_2) = \frac{v_1(t_0) + V_0 - V_{in}}{K+1} [1 - \cos \omega_2(t_2 - t_1)] + v_2(t_1) = -V_0 \quad (10)$$

(3) 开关模式 3

在 t_2 时刻, 并联谐振电容电压 V_2 达到 $-V_0$, 整流二极管 D_6 和 D_8 导通, V_2 被箝位在 $-V_0$ 。在 $[t_2 - t_3]$ 时间内 L_r 和 C_1 谐振工作, 原边向副边传递能量, 同时谐振网络的储能回馈给输入电源如图 6(c); t_3 时刻, 谐振电流为 $i = 0$, 开关模式 3 结束。利用谐振电流和电容电压方程, $t = t_3$ 时刻可以得到如下结果。

$$i(t) = \frac{V_{in} - v_1(t_2) + V_0}{Z_1} \sin \omega_1(t_3 - t_1) + i(t_2) \cos \omega_1(t_3 - t_1) = 0 \quad (11)$$

$$\omega_1(t_3 - t_1) = \arctan\left(\frac{i(t_2)Z_1}{V_{in} - v_1(t_2) + V_0}\right) \quad (12)$$

$$v_1(t_3) = (V_{in} - v_1(t_2) + V_0)[1 - \cos \omega_1(t_3 - t_2)] + v_1(t_2) + Z_1 i(t_2) \sin \omega_1(t_3 - t_2) = -v_1(t_0) \quad (13)$$

$$v_2(t_3) = -V_0 \quad (14)$$

开关模式

在 $[t_3 - t_4]$ 时间内, $i = 0$, 电路处于谐振电流断续状态; t_3 时刻, 反并联二极管 D_1 和 D_4 自然关断, 但此时还没有开关管 S_2 和 S_3 的启动信号, 所以各谐振元件维持 t_3 时刻的状态, t_4 时刻以后, 下一半开关周期开始一个新的谐振周期。

双脉冲输出模式的临界条件

在开关模式 2 结束的時刻 (t_2 时刻), 若 $v_1(t_2) = -v_1(t_0)$ 、谐振电流 $i(t_2) = 0$, 反并联二极管 D_1 和 D_4 自然关断, 开关模式 3 不存在。此时为双脉冲输出模式的临界状态, 可以求出临界状态电路应满足的条件。根据电路的对称性, 应满足

$$v_1(t_2) = -v_1(t_0) \quad (15)$$

式 (15) 代入 (9) 可得

$$V_{in} = (K+1)V_0 \quad (16)$$

因此, 满足双脉冲输出模式的条件是

$$V_0 < \frac{1}{K+1} V_{in} \quad (17)$$

在临界状态下, $\omega_2(t_2 - t_1) = \pi$ 代入式 (10), 可得

$$v_1(t_0) = -V_0 \quad (18)$$

式 (18) 代入式 (1), 可得到在 $[t_0 - t_1]$ 时间内谐振电流表达式。

$$i(t) = \frac{V_{in}}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_0) = \frac{(k+1)V_0}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_0) \quad (19)$$

2.2 单脉冲输出模式

单脉冲输出模式下也有四种开关模式 (图 7)。

(1) 开关模式 1

在 $[t_0-t_1]$ 时间内, 开关管 S_1 和 S_4 导通, $v_2(t) < V_0$, $i > 0$, $i_0 = 0$ 。谐振电流从零开始沿正弦轨迹增加, 所以开关管是零电流开通, 但由于 $v_2(t) < V_0$, 所有整流二极管处于截止状态。在此阶段内, L_r 、 C_1 和 C_2 三个元件组成串联谐振电路。工作过程等效电路如图 7 (a)。 $t = t_1$ 时刻, 并联谐振电容电压将达到 V_0 , 可以得到如下结果。

$$v_2(t_1) = \frac{v_1(t_0) + V_0 - V_{in}}{K+1} [1 - \cos \omega_2(t_1 - t_0)] + v_2(t_0) = V_0 \quad (20)$$

$$\omega_2(t_1 - t_0) = \arccos \left[1 + \frac{(K+1)[v_2(t_0) - V_0]}{V_{in} - v_1(t_0) - v_2(t_0)} \right] \quad (21)$$

$$v_1(t_1) = v_1(t_0) + K(V_0 - v_2(t_0)) \quad (22)$$

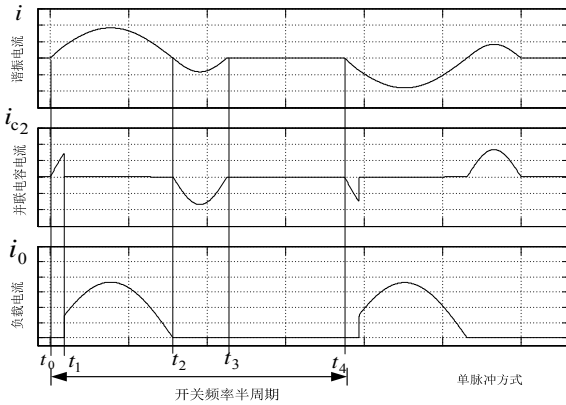


图 8 单脉冲输出模式开关状态

这时, 所有高压整流硅堆处于截止状态, 负载由滤波电容供电。

(2) 开关模式 2

在 $[t_1-t_2]$ 时间内, 开关管 S_1 和 S_2 继续开通, $v_2(t) = V_0$, C_2 参与谐振, L_r 和 C_1 二个元件组成串联谐振电路 (图 7 (b)), 能量传输到负载; 在此阶段内谐振电流和 $v_1(t)$, $v_2(t)$ 可以得到如下。

$$i(t) = \frac{V_{in} - v_1(t_1) - V_0}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_1) + i(t_1) \sin \omega_1(t - t_1) \quad (23)$$

到 t_2 时刻, 谐振电流 $i(t_2) = 0$, 整流二极管 D_5 和 D_7 自然关断。那么

$$\omega_1(t_2 - t_1) = \arctan \left(\frac{-i(t_1)Z_1}{V_{in} - v_1(t_1) - V_0} \right) \quad (24)$$

(3) 开关模式 3

在 $[t_2-t_3]$ 时间内, 谐振电流 $i(t)$ 反向, 反并联

二极管 D_1 和 D_4 自然导通, C_1 、 C_2 放电, $v_2(t)$ 开始下降, 整流二极管 D_5 和 D_7 处于关断状态, 没有能量向负载传输。 L_r 、 C_1 和 C_2 三个元件组成谐振电路 (图 7 (c))。

$$i(t) = \frac{V_{in} - v_1(t_2) - V_0}{Z_2} \sin \omega_2(t - t_2) \quad (25)$$

t_3 时刻, 谐振电流 $i(t_3) = 0$, 模式 (3) 阶段结束。若在这阶段内任何时刻开关管 S_1 和 S_4 关断, 使开关管能实现零电压和零电流关断。

$$\omega_2(t_3 - t_2) = \pi \quad (26)$$

$$v_1(t_3) = \frac{2K(V_{in} - V_0) + (1+K)v_1(t_2)}{1+K} \quad (27)$$

$$v_2(t_3) = \frac{2(V_{in} - v_1(t_2)) + (K+1)V_0}{1+K} \quad (28)$$

(4) 开关模式 4

在 t_3 时刻, 谐振电流 $i(t) = 0$, 反并联二极管 D_1 、 D_4 自然关断; 在 $[t_3-t_4]$ 时间内所有整流二极管关断, 没有能量向负载传输, 输出电压由负载电容维持。

(5) 临界条件

在 t_1 时刻, $v_2(t_1) = V_0$ 。若满足 $\omega_2(t_1 - t_0) = \pi$, 下一时刻谐振电流反向。整个谐振过程中没有模式 2, 直接进入开关模式 3; 也就是说, 在电路中只有存在由 L_r 、 C_1 和 C_2 三个元件组成的 LCC 串并联谐振状态, 不存在能量向负载传输; 这种状态就是临界状态。根据电路的对称性 ($v_2(t_3) = -v_2(t_0)$) 和上面的考察, 临界条件如下。

$$V_0 = \frac{2V_{in}}{K+1} \quad (29)$$

因此, 满足单脉冲输出模式的条件如下。

$$\frac{V_{in}}{K+1} < V_0 < \frac{2V_{in}}{K+1} \quad (30)$$

2.3 零电流输出模式

这种工作模式下, 输流 $i_0 = 0$, $V_0 > \frac{2V_{in}}{K+1}$ 。这时谐振电流只经过 L_r 、 C_1 和 C_2 三个元件组成的 LCC 串并联谐振电路, 输入功率在谐振电流中消耗, 没有能量从变压器向负载传输。

3 MATLAB/simulink 仿真

对上述的理论分析, 并进行了仿真。当开关频率等小于一半谐振频率情况下, 随着开关频率越高,

输出电压上升速度越快而电压值越高。仿真过程中为了实现零电流开通、零电压/零电流关断,必需保证谐振电路的开关管在谐振电流在负半周期内关断。通过采用 PFM 方式和跟踪谐振频率的一半的方式,可以调整输出电压的上升速度和电压值。

开关频率跟踪谐振频率的一半情况下,谐振电流仿真结果如图9所示。谐振参数分别为 $V_{in}=530V$, $C_0=0.5\mu F$, $R_0=100k\Omega$, $L_r=6.5\mu H$, $C_1=6\mu F$, $C_2=1\mu F$ 。

图9上给出了开关频率为 $f_s=f_r/2$ 的时候,双脉冲和单脉冲阶段的谐振电流波形。

电流断续和临界情况下的谐振电流、开关管的两端电压和输出电压的仿真结果如图 10 和图 11 所示。

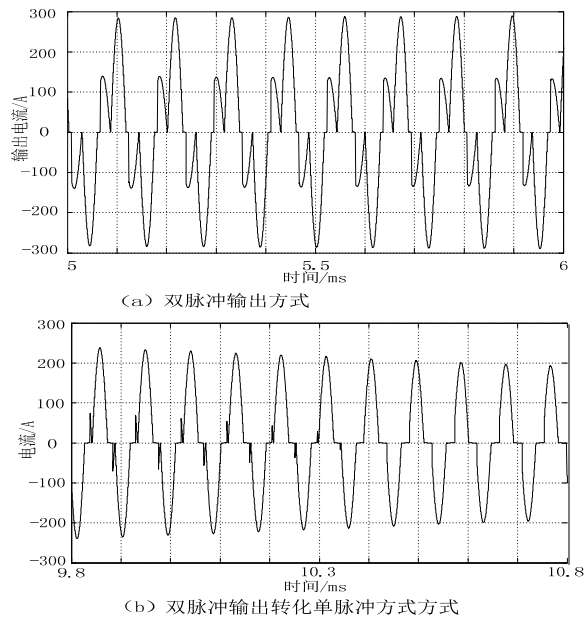


图9 $f_s=f_r/2$ 时, 谐振电流的仿真

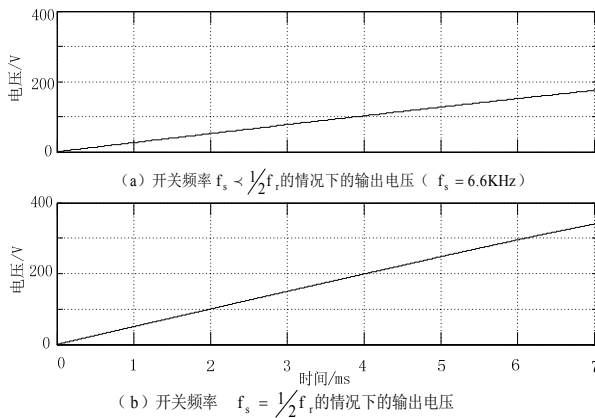


图 11 输出电压比较

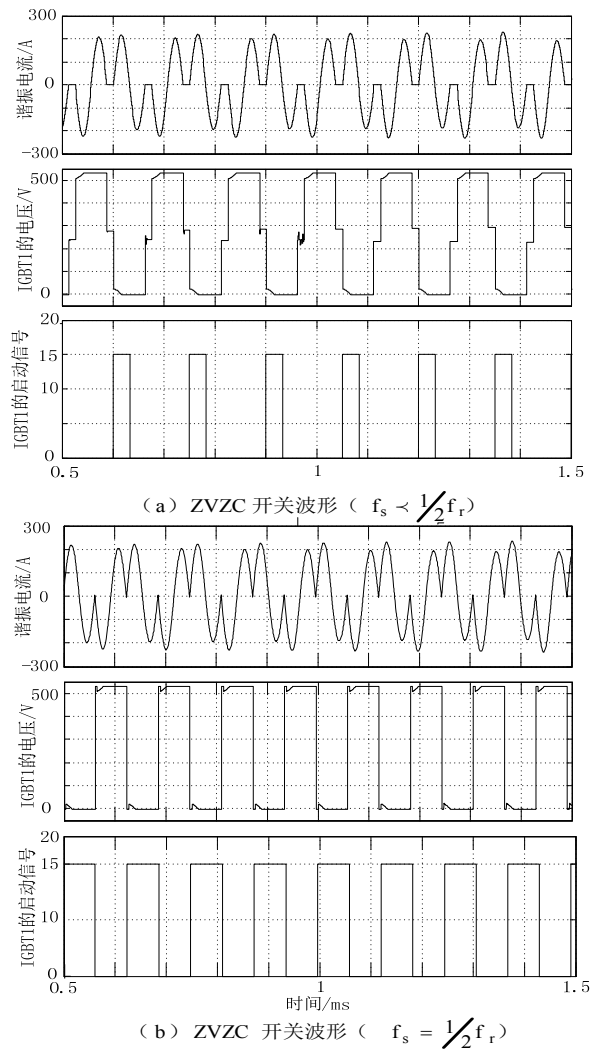


图10 ZVZC开关波形比较

4 结论

本文将静电除尘用高频高压直流电源变换器的等效电路用变压器寄生参数转化为 LCC 谐振电路,分析了高频高压静电除尘电源在串并联谐振电流断续工作下的电路特性。通过 MATLAB/simulink 仿真,电流断续方式下,可以实现零电流开通和零电压/零电流关断,优化开关管的开通和关断损耗。而且,控制过程中引入 PFM 控制和谐振频率跟踪控制的结合,保持 ZVZCS,调整电压上升速度和输出电压。

参考文献:

- [1] 蒋云峰,王玮,后纬,等. ESP 用高频高压大功率开关电源 [A].中国电工技术电力电子学会第十届学术会论文集 [C].2005.

- [2] 张谷勋.全面推动我国电除尘器 ESP 电源的高频化进程 [A].第十二届中国电除尘学术会议论文集[C].2007.
- [3] 张谷勋.串并联谐振变换器是电除尘器电源的最佳选择, 通信电源技术,2009(1).
- [4] 谢小杰.一种串联谐振高频高压电源设计[J].电力电子技术,2007,41(9).
- [5] 齐虹,陈冲,颜玉崇,等.静电除尘用高频高压功率变换器 [J].福州大学学报(自然科学版),2006,34(2):216-219.
- [6] 栾松,张海峰.IGBT 大功率高频高压开关电源变压器的研制[A].第十二届中国电除尘学术会议论文集[C].2007.
- [7] 陈祥,夏冰.高压大功率场合 LCC 谐振变换器的分析与设计[A].第十二届中国电除尘学术会议论文集[C].2007.
- [8] 刘军,官威,石健将,等.高压静电除尘用电源调压特性的分析[J].高电压技术,2009,35(2):344-349.
- [9] 王广州,师宇杰,唐丽焕,等.串并联谐振倍压变换器高压电源的设计与研究[J].高电压技术,2006,32(7):98-101.
- [10] Sheng, H.; Pei, Y.; Yang, X.; Wang, F.; Tipton, C. W. Frequency Tracking Control for a Capacitor-Charging Parallel Resonant Converter with Phase-Locked Loop,Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE.
- [11] Aaron C. Lippincott, Member, IEEE and Robert M. Nelms, A capacitor-Charging Power Supply Using a Series-Resonant Topology, Constant On-Time/Variable Frequency Control,and Zero-Current Switching, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1991,38(6).
- [12] Sina Emrani Saravi, Firuz Zare: The Effect of Different Winding Techniques on the Stray Capacitances of High Frequency Transformer Used in Flyback Converters, 2nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08), December 1-3, 2008.
- [13] Martin-Ramos, J.A.; Pernia, A.M.; Diaz, J.; Nuno, F.; Martinez, J.A.;power supply for a high-voltage application Power Electronics, IEEE Transactions on ,Volume: 23 , 2008 , Page(s): 1608–1619.

作者简介:

高 雷, 男, 江苏太仓人, 工程师, 电气一次检修专业,
E-mail: 120212@qq.com。