

详解一款高频输出不对称半桥逆变器电路

引言

近年来提出了一种新的高频输配电系统 HFPDS (High frequency power distribution system)，与传统的直流配电系统不同的是，HFPDS 采用高频交流配电系统。它具有以下优点：(1) 系统简单；(2) 效率高；(3) 可靠性高；(4) 成本低。由于输出频率比较高，无法采用 SPWM 等控制方法，所以目前的高频输出逆变器多为方波或准方波输出，然后通过谐振滤波网络得到高频正弦波。本文分析了变换器的工作原理，软开关实现条件和谐振滤波电路的设计。

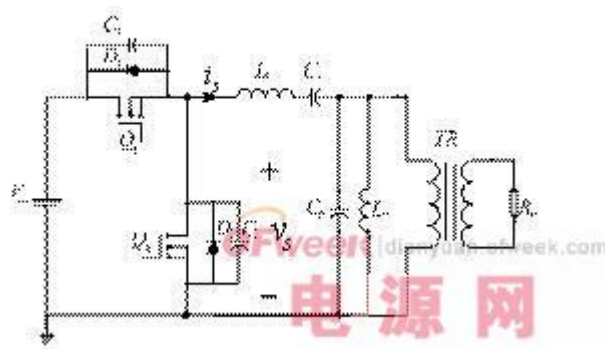


图 1 高频输出不对称半桥逆变器

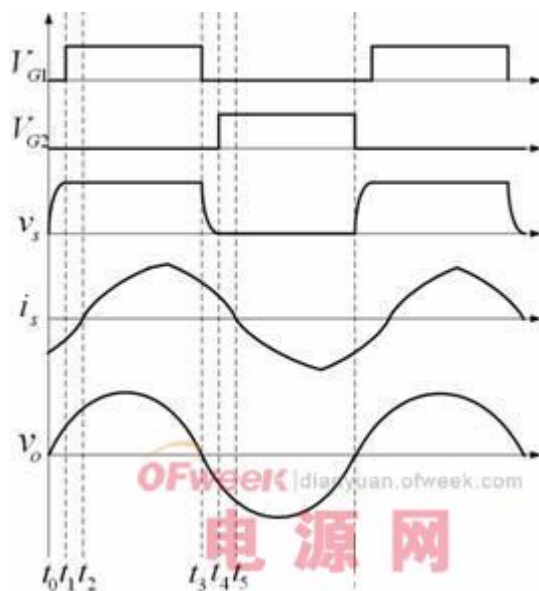


图 2 不对称半桥逆变器的关键波形

图 1 为高频输出不对称半桥逆变器拓扑，由不对称半桥变换器、四阶谐振滤波网络和高频变压器构成。图 2 为高频输出不对称半桥逆变器的关键波形。不对

称半桥逆变器在一个开关周期中可以分成 6 个不同的工作时段。当不对称半桥逆变器带阻性负载时，谐振滤波器设计为感性，使输出电压超前串联谐振支路的电流，实现所有开关管软开关。为了分析方便，在不影响分析结果的前提下，做如下假设：①所有开关管、电感、电容、变压器均为理想器件；②谐振滤波器滤波能力足够，输出电压的频率与开关管频率相同。各开关状态的工作情况描述如下：

(1) 工作模态 1 [t_0 --- t_1]

t_0 时刻，开关管 Q2 关断。因为负电流 i_s 的存在，C1 放电，C2 充电，一旦 C1 端的电压为零时，负谐振电流 i_s 使得 D1 导通。在死区时间内必须有足够的能量将 C1 中能量抽走。

(2) 工作模态 2 [t_1 --- t_2]

在 t_1 时刻开通 Q1，则开关管 Q1 为零电压开通。此时 D1 和 Q1 同时导通。

(3) 工作模态 3 [t_2 --- t_3]

到 t_2 时刻，电流为零。此时以后输入电压加在谐振滤波器的输入端，使电流 i_s 正向流动，给负载供电。

(4) 工作模态 4 [t_3 --- t_4]

在 t_3 时刻，开关管 Q1 关断，因为寄生电容的存在，开关管 Q1 相当于软关断。由于电流为正，此时 C1 充电，C2 放电。一旦 C2 端的电压为零时，正谐振电流 i_s 使得 D2 导通。此段时间内亦必须有足够的能量抽走 C2 中的能量。

(5) 工作模态 5 [t_4 --- t_5]

t_4 时刻，开通 Q2，则开关管 Q2 为零电压开通。此时 D2 和 Q2 同时导通。

(6) 工作模态 6 [t_5 --- t_6]

到 t_5 时刻，电流为零。此时以后谐振滤波器开始释放能量，使电流 i_s 负向流动，给负载供电。

软开关实现条件

不对称半桥逆变器在死区时间内要有足够的能量来抽走将要开通的开关管结电容或者外并电容上的电荷，并给另一个刚刚关断的开关管结电容或者外并电容充电，则谐振滤波器必须设计为感性，即输出电压超前于串联谐振支路的电流。这是实现功率开关管 ZVS 的必要条件。如果不满足式(1)，那么就无法实现 ZVS。开关管 Q1 和 Q2 之间的死区时间必须足够长，才能使开关管结电容或者外并电容完全进行充放电。

$$\frac{1}{2} L_r I_1^2 > C_i V_{dc}^2 \quad (1)$$

式中， L_r 为谐振滤波器的等效电感， I_1 为死区时间内的平均电流， $C_i()$ 为开关管的结电容或者外接电容。

谐振式滤波器分析

不对称半桥变换器的输出端 $v_s(t)$ 为准半方波，而输出电压波形 THD 要小于 2%，则必须只有采用 4 阶和高于 4 阶的谐振式滤波器才能滤出 THD 小于 2% 的正弦波，同时为了减小滤波器体积，选择 4 阶谐振式滤波器。谐振式滤波器的作用有：(1) 将输出的准方波进行滤波，隔离直流分量，减小输出电压的谐波含量，使波形接近正弦波；(2) 在阻性负载的情况下，使得输出电压超前于串联谐振支路的电流，从而实现全桥开关管的 ZVS。设计谐振式滤波器的 L_s 、 C_s 的谐振频率等于开关频率， L_p 、 C_p 的谐振频率高于开关频率。为了分析方便，将 L_p 分解为 L_{p1} 和 L_{p2} ，其中 L_s 和 C_s 在开关频率处串联谐振， L_{p1} 和 C_p 在开关频率处并联谐振，等效电路图如图 3 所示。

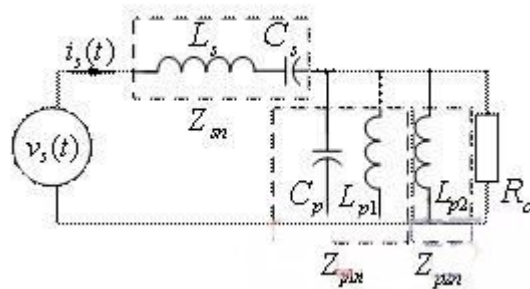


图 3 串并联谐振式滤波器等效电路图

不对称半桥变换器的输出端 $v_s(t)$ 经傅立叶分解得到(2)式。

$$v_s(t) = V_{in} \cdot D + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sqrt{2} V_{in} \sqrt{1 - \cos 2n\pi D}}{n\pi} \times \sin(n\omega t + \theta_n) \quad (2)$$

其中

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{\sin 2n\pi D}{1 - \cos 2n\pi D} \right)$$

V_{in} 为直流母线电压， D 为开关管 Q1 的占空比， ω 为基波角频率。

不对称半桥变换器的输出端 $v_s(t)$ 经谐振滤波器滤波后得基波电压，即输出电压的有效值为：

$$V_o = \frac{V_{in}}{\pi} \sqrt{1 - \cos 2\pi D} \quad (3)$$

输出电压与输入电压之比和开关管 Q1 的占空比 D 的关系如图所示。

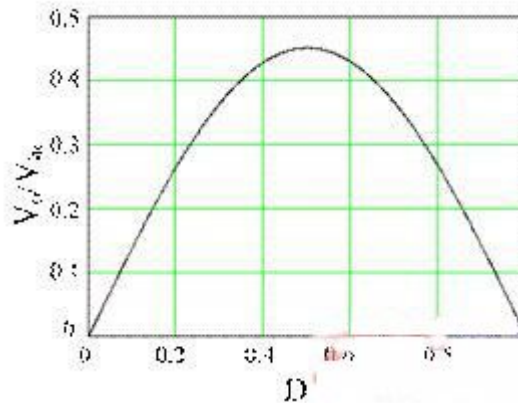


图 4 输出电压与输入电压之比和 D 的关系

相对于基波来说，谐振滤波器为感性。按传统的串并联谐振滤波器设计在基波频率下完全谐振的 L_s 、 C_s 和 L_{p1} 、 C_p ；再通过软开关实现条件设计电感 L_{p2} 。

仿真结果

为了验证本方案的可行性，对此逆变器进行了仿真实验。仿真数据如下：输入电压 $V_{in}=510V$ ，输出电压 $V_o=500V$ ，输出电压频率为 $118kHz$ 、 $L_s=88\mu H$ 、 $C_s=20nF$ 、 $L_{p1}=20\mu H$ 、 $C_p=70nF$ 、开关频率 $f_s=118kHz$ 、变压器初次级变比

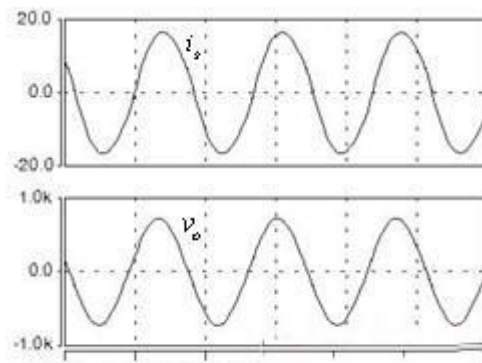


图 5 输出电压 v_o 、滤波器串联支路的电流 i_s 波形

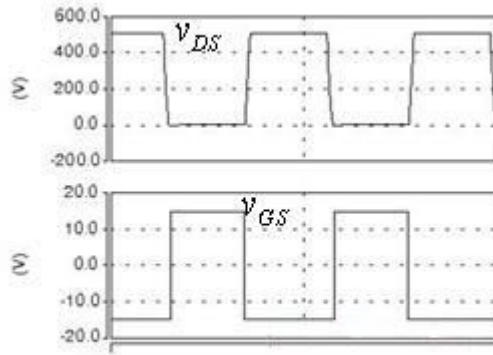


图 6 的驱动电压波形 v_{GS} 和 v_{DS} 波形

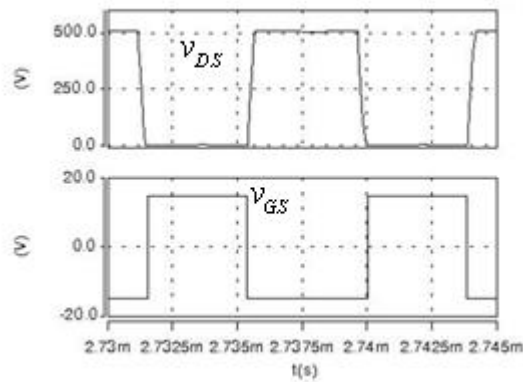


图 7 的驱动电压波形 v_{GS} 和 v_{DS} 波形

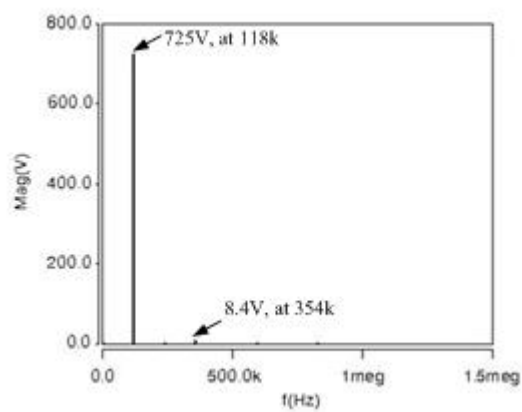


图 8 输出电压 THD 分布图

图 5 为阻性负载下的输出电压 v_o 和谐振滤波器串联支路的电流 i_s 波形。图 6 为阻性负载情况下的 Q1 的驱动电压波形 v_{GS} 及其 DS 端的电压 v_{DS} 波形，在驱动电压 v_{GS} 变为正时，MOS 管的 v_{DS} 已经为零，此时开关管的开通是零电压开通。

而当开关管关断时，其结电容限制了 v_{DS} 的上升速率，因此开关管近似零电压关断，由此说明了开关管实现了 ZVS。图 7 为阻性负载情况下的 Q2 的驱动电压波形 v_{GS} 及其 DS 端的电压 v_{DS} 波形。

结论

本文研究了不对称半桥软开关高频输出逆变器，详细分析了不对称半桥逆变器的工作原理，软开关实现条件和谐振滤波器的设计。实验表明，此方案能够输出 THD 小于 3% 的高频交流正弦波，在典型负载为阻性时，从空载到满载范围内实现零电压开关，效率高，适用于小中功率高频交流电输出场合。