

一种双变压器串联谐振软开关推挽电路

■ <浙江大学 张辉 邓嘉 马皓

摘要: 针对输出电压与输入电压之比较高的推挽变换器, 提出一种双变压器串联谐振软开关推挽电路, 以提高其效率。两个推挽变换器的变压器次级串联, 并且实现串联谐振软开关。给出了其电路构成及工作原理, 推导分析了该电路的工作过程。在此基础上, 对该电路与单变压器串联谐振软开关推挽电路作了比较研究。最后研制了12V输入、360V输出、200W功率的DC / DC变换器。通过实验证明, 该电路具有较高的效率。

关键词: 变压器; 串联; 谐振 / 推挽电路; 软开关

1 引言

推挽拓扑在升压电路中得到了广泛应用。在两级结构的纯正弦波输出车载逆变电源中, 该DC/DC变换器用来作前一级的升压电路。利用串联谐振软开关技术^[1-2], 该升压电路具有开关管开关损耗小, 效率高等优点, 但由于输入电压低, 输出电压高, 故变压器的损耗会较大。

针对12V输入、360V输出的具体DC/DC变换器, 提出一种双变压器软开关推挽电路, 两个推挽变换器的变压器次级串联, 以实现串联谐振软开关, 并与单变压器电路作比较分析。最后按照产品设计要求, 分别研制了一台双变压器和一台单变压器的变换器, 并对该结构进行了验证。

2 双变压器串联谐振软开关电路

2.1 主电路构成及工作原理

图1所示的软开关推挽电路中MOSFET开关管和整流二极管均工作在零电压开通和零电流关断条件下, 不仅效率高, 并且电路的重量轻, 体积小, 成本低, 输出电压纹波小^[3-5]。

应用于纯正弦波输出车载逆变电源中的推挽电路需要将12V蓄电池电压升到逆变电路所需的360V中间直流母线电压。考虑到蓄电池电压的波动, 为使变换器在10V的输入电压下正常工作, 变压器次级绕组和初级绕组的匝数比较大。这将导致出现变压器初、次级耦合不够紧密, 损耗增大等问题, 最终造成效率下降。

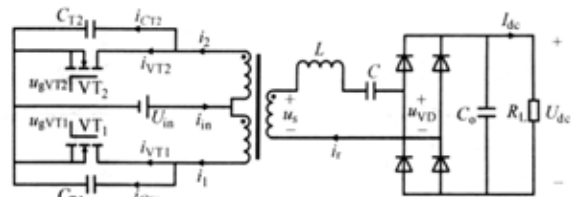


图1 单变压器串联谐振软开关推挽电路原理图

为提高变换器效率, 在上述电路基础上, 提出一种双变压器串联谐振软开关电路拓扑, 两个推挽变换器的变压器次级串联, 并且实现串联谐振软开关, 如图2所示。该变换器包括4个MOSFET开关管 VT_{11} , VT_{12} , VT_{21} , VT_{22} 、两个变压器、串联谐振电路、输出整流器、输出滤波电容 C_0 和负载 R_L 。旁路电容 C_{11} , C_{12} , C_{21} , C_{22} 利用MOSFET开关管漏源极间的寄生电容, 串联谐振电感 L 利用变压器次级的漏感。选择串联电路的谐振频率为电路工作的开关频率。

由于 C_0 较大, 故输出电压可看作近似恒定; 谐振电路损耗忽略不计。令谐振电感电流 i_L 和电容电压 u_c 的初始值分别为 i_{L0} 和 u_{c0} , 则 i_L 和 u_c 应满足:

$$L \frac{di_L}{dt} + u_c = u_s - u_{VD}, \quad C \frac{du_c}{dt} = i_L \quad (1)$$

可解得:

$$i_L(t) = i_{L0} \cos \omega_0(t-t_0) + \frac{u_s - u_{VD} - u_{c0}}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_0) \quad (2)$$

$$u_c(t) = u_s - u_{VD} + Z_0 i_{L0} \sin \omega_0(t-t_0) - (u_s - u_{VD} - u_{c0}) \cos \omega_0(t-t_0) \quad (3)$$

式中: $T = 2\pi\sqrt{LC}$; $\omega_0 = 2\pi/T = 1/\sqrt{LC}$; $Z_0 = \sqrt{L/C}$

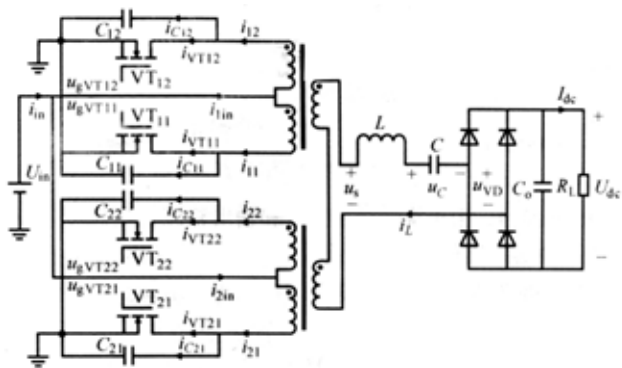


图2 双变压器串联谐振软开关推挽电路原理图

电路达到稳态后，开关管导通时L-C串联谐振电路的电压降为零。令开关管从 t_0 时刻开始导通，则在导通阶段，式(2)和式(3)可简化为：

$$i_L(t) = -\frac{u_{C0}}{Z_0} \sin\omega_0(t-t_0), \quad u_C(t) = u_{C0} \cos\omega_0(t-t_0) \quad (4)$$

由上述分析可得图3所示的电路理想工作波形。其中 i_{m1} 、 i_{m2} 分别为两个变压器的激磁电流。

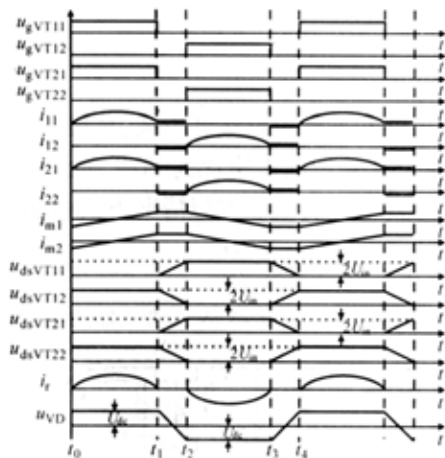


图3 双变压器软开关电路理想工作波形

(1)阶段1 $[t_0, t_1]$ VT_{11} 、 VT_{21} 在零电压条件下导通， VT_{12} 、 VT_{22} 关断，通过L、C谐振，当流过 VT_{11} 、 VT_{21} 的电流谐振到零时， VT_{11} 、 VT_{21} 实现零电流关断。

(2)阶段2 $[t_1, t_2]$ VT_{11} 、 VT_{21} 、 VT_{12} 、 VT_{22} 都关断，通过变压器剩余的激磁电流，使 C_{11} 、 C_{21} 充电至 $2U_{in}$ ，同时 C_{12} 、 C_{22} 上的电压放电到零。

(3)阶段3 $[t_2, t_3]$ VT_{12} 、 VT_{22} 在零电压条件下导通， VT_{11} 、 VT_{21} 关断，通过L、C谐振，当流过 VT_{12} 、 VT_{22} 的电流谐振到零时， VT_{12} 、 VT_{22} 实现零电流关断。

(4)阶段4 $[t_3, t_4]$ VT_{11} 、 VT_{21} 、 VT_{12} 、 VT_{22} 都关断，通过变压器剩余的激磁电流，使 C_{12} 、 C_{22} 充电至 $2U_{in}$ ，同时 C_{11} 、 C_{21} 上的电压放电到零。

可见，阶段2和4的时间由开关管漏源极间的寄生电容

和变压器激磁电流决定，在 t_2 或 t_4 时刻后开通 VT_{12} 、 VT_{22} 或 VT_{11} 、 VT_{21} 即可实现零电压开通。

2.2 双变压器电路与单变压器电路的比较分析

可见，双变压器电路用次级串联的两个变压器取代了单个变压器。其初级的两个独立的推挽主电路分别连接输入电源，并采用相同时序的控制信号。该电路利用两个变压器次级漏感之和作为串联谐振电感，无需额外的电感，保持了单变压器电路的优点。此外，其优点还有：变压器匝比减为原先单个变压器时的一半，在输入电压一定时，次级电压减为原先的一半，次级串联后得到的电压等于原先的电压。由于匝比减小，较好解决了初、次级的耦合问题，减小了损耗。输出功率一定时，流过开关管和变压器初级的电流都减半。因此，单个开关管的导通损耗和单个变压器的初级铜耗将减为原先的1/4，全部开关管的导通损耗和全部变压器的初级铜耗也将减为原先的一半，有效提高了效率。

根据实际情况设计变压器时应注意：要尽量保证变压器的次级漏感应小，以确保品质因数在一定范围内，从而使电路工作过程中谐振元件不用承受太大的电压；两个变压器参数保持一致，使它们传递同样的功率，防止因功率不同出现的过热现象。

3 实验验证

根据理论分析，采用串联谐振软开关技术及双变压器电路结构，研制了一台双变压器和一台单变压器的12V输入、360V输出、200W的DC/DC变换器。

3.1 软开关的实验验证

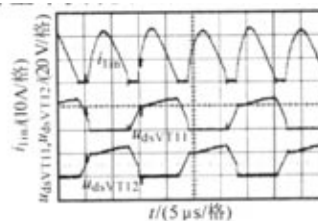


图4 双变压器串联谐振软开关推挽电路实验结果

图4示出输入电流和MOSFET开关管 VT_{11} 、 VT_{21} 的漏源极间电压波形，其输出功率为122.9W。由图可见，开关管基本实现了低电压开通、零电流关断。

图5示出不同输出功率 P_o 下MOSFET开关管开关时的电压电流波形比较。由图可见，从轻载到满载，开关管基本保持低电压开通、零电流关断。

(下转57页)