

单相逆变电源设计

1 引言

直流 27V 变为交流 115V、400Hz 的逆变电源在部队和船舶上应用广泛,

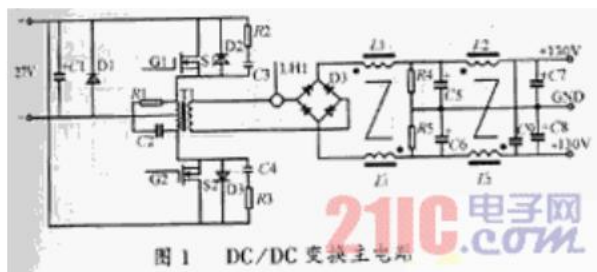


图 1 DC/DC 变换主电路

有较大需求。针对这一情况,我们研制了 800VA 的单相静态逆变电源,该电源采用直流 27V 输入,可以输出 115V、400Hz 的正弦波电压。并且用 3 台同样的电源经适当联接,在外围电路控制下,可以作为一台三相逆变电源使用。

目前,新技术不断出现,构成 DC/AC 逆变的方法有很多。但考虑到具体的使用条件以及成本与可靠性,该电源采用了比较典型的两级变换的方式,即第一级运用 DC/DC 变换,将 27V 变换为约 $\pm 130V$ 的直流高压,第二级运用 DC/AC 变换,将直流高压变换为交流输出,通过反馈调节 $\pm 130V$ 的高压直流电来保证稳定的交流 115V 输出。这样,既简化了电路调试和生产过程,质量也容易控制,便于产业化。

2 主电路设计

2.1 利用 DC/DC 变换器实现稳压

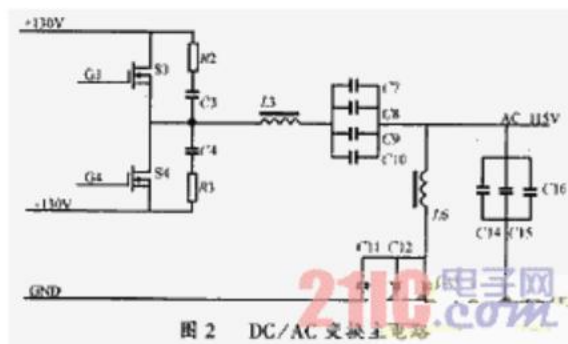


图 2 DC/AC 变换主电路

该变换器采用了推挽工作方式,具有效率高、工作可靠的优点。如图 1 所示,该变换器的作用是将低压直流电变换为高压直流电。主变压器 T1 初级接成推挽形式,次级因为电压较高,用全桥方式进行整流,开关管 S1、S2 分别用 4 只 IRF3710 并联,有效地降低了导通损耗。功率 MOSFET 的共生二极管同时可作为开关管关断时的交流通路,抑制开关管两端的关断过电压。R2、C3、R3、C4 为阻容吸收电路,可以进一步降低 MOSFET 关断时的尖峰电压。吸收电阻选择的原则,是在最小导通时间时,仍能使电容上的电压放电完毕,而吸收电容在吸收电阻功耗许可范围内尽量取大。经过实验,本电路的吸收电阻为 5Ω 、5W,吸收电容为 $0.1\mu F$ 、250VDC。

主变压器 T1 选用 TDK 的 PQ50/50 磁芯,经过计算(公式见参考文献 1),本变压器初级为 2 匝,次级为 30 匝。因为初级电流较大,采用厚度为 0.5mm 的薄铜片绕制,同时采用初级、次级交替绕制的方法,使漏电感、趋肤及邻近效应最小。

滤波电感 L1 和 L1' 共绕在同一个 CD 形的铁心上,电感量为 1.0mH。在连接上,L1 和 L1' 是串联电感的形式,这样可以提高电感量,并能确保对地输出动态和静态特性均较好的 $\pm 130V$ 电压。L2 和 L2' 是一组辅助滤波电感。

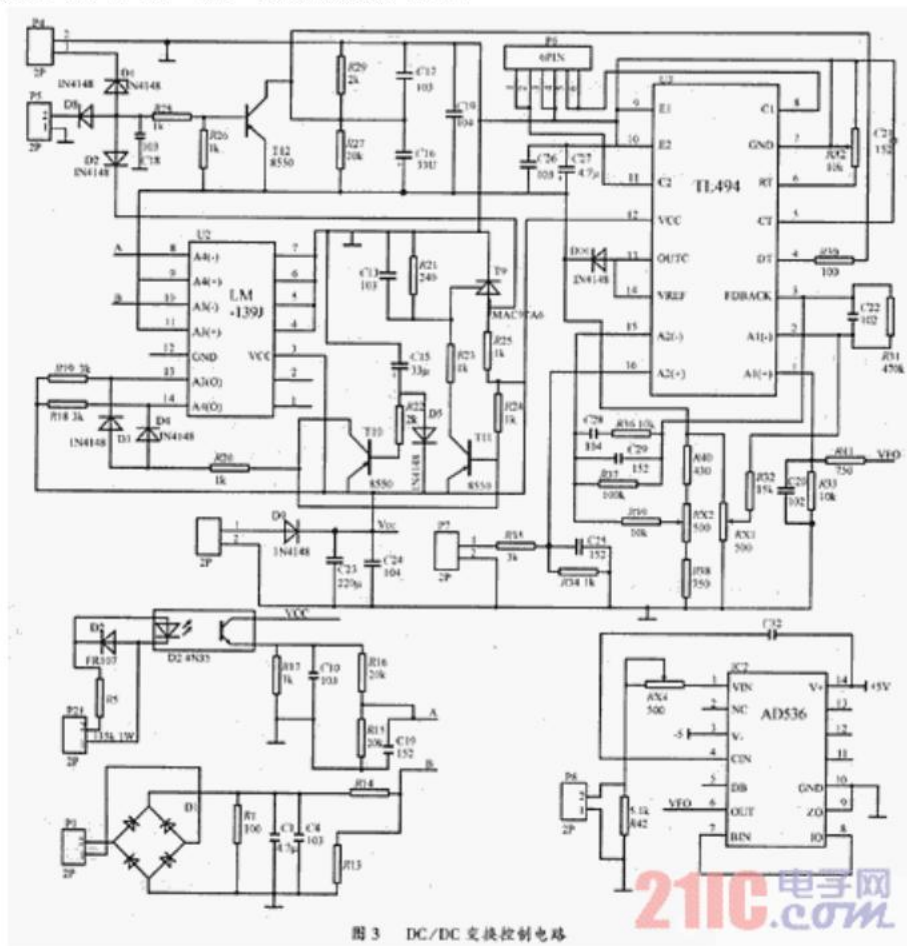


图 3 DC/DC 变换控制电路

在实际的电路调试中,应注意本级接阻性负载和接第二级 DC/AC 负载时,推挽变换器功率管的电压波形明显不同。在第二种情况下,功率管关断时的尖峰电压较小。

2.2 利用 DC/AC 逆变输出正弦波

因为本电源是输出定频定压 115V、400Hz 电源,从系统的可靠性和实用性出发,采用了方波变换,加谐振滤波的方法来输出正弦波电压。主电路见图 2。

S3、S4 采用 IRFP460,其驱动电路采用 SKHI21,电路简单可靠,SKHI21 的详细资料见参考文献 2。L3 电感量为 6.8mH,采用 CD12.5×25×60 的铁心加气隙绕成,线径为

1.65mm;为了提高铁心的利用效率,两个绕组共用一个铁心,串联而成一个电感。C7~C10 为 5.0 μ F、400VDC 的 MKC 电容;C14~C16 为 5.0 μ F、250VDC 的 MKP 电容;C11~C13 为 1 μ F、400VDC 的 MKC 电容,L6 和 C11~C13 组成串联谐振电路,主要用于滤掉三

次谐波, $L6$ 等于 4.3mH 。该滤波电路经电路仿真软件 EWB5.1D 进行仿真计算, 各元器件参数均做了最优化处理, 在一定负载条件下, 谐波失真度可控制在 4% 左右。

3 控制电路设计

控制电路由两部分组成, 一部分用于提供推挽式升压电路的驱动信号及电流、电压反馈控制与保护, 见图 3; 另一部分则为逆变电路提供驱动、保护信号, 见图 4。在图 3 中, 以 TL494 为核心构成 PWM 驱动及保护电路, 变换频率为 50kHz 。115V 输出电压经隔离降压后送到 P8, 经过 AD536 取有效值后送入 TL494 的误差放大器 A1, 用作系统的闭环电压控制。推挽式逆变电路的电流经电流互感器采样由 P7 送于控制板进行信号处理后送入 TL494 的误差放大器 A2, 作为系统的电流环控制。TL494 输出的驱动信号经 P6 输出到驱动板进行放大后送入主电路。该系统电路还具有完善的保护措施, 包括:

- (1) 115V 输出电流过流保护。电流互感器的输出信号经 P1 进入比较器 U2, 经判断比较后送入 TL494 的缓启动封锁端 (DT)。
- (2) 热保护。该系统在主要的功率器件上均装有温度继电器, 当温度过高时, 相应的 P4 两端短路, 从而使 T12 的发射极输出高电平, 封锁 PWM 脉冲输出。
- (3) DC/AC 逆变主电路过流保护及直流过压保护。二者均由相应的传感器将信号送入控制板 P5 和 P21 处理后, 封锁 PWM 脉冲输出。

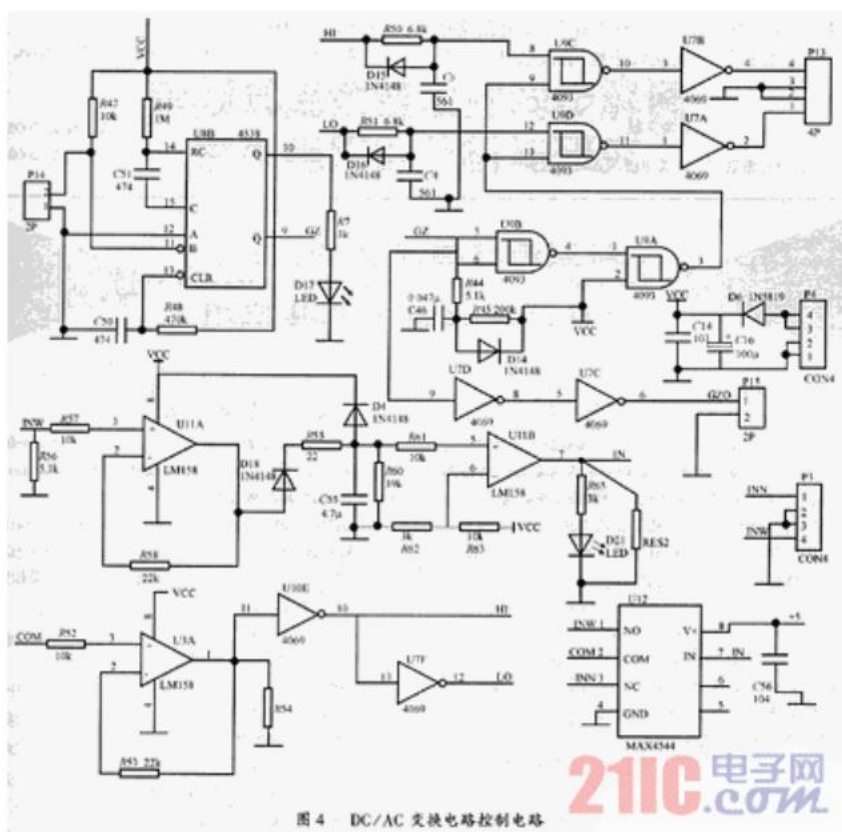


图 4 DC/AC 变换电路控制电路

图 4 展示的电路,主要用于产生 DC/AC 逆变所需的驱动信号。该驱动信号可由本系统的信号电路产生,也可由外部电路供给,以便实现系统的并联输出,其转换通过 U12

(MAX4544) 多路开关自动进行,当有外加信号时,经过由 U11 等组成的电路处理,U11B-7 向 U12-7 输出高电平,从而使电子开关动作,实现驱动信号由内部电路向外部电路的切换。驱动信号由 U3A 放大及 U10E 整形后分别送于上升沿延时电路,延时电路主要由 R50,C3,D15 组成,完成驱动信号的上升沿加“死区”时间的功能。这样,就避免了同一臂的两只开关管发生“直通”现象。其他的一些电路主要用于保护,提高系统的可靠性。

4 结语

本电源可靠性高,输出波形失真度小,并且没有 SPWM 调制电路所产生的尖峰干扰,目前已投入生产使用。