

2.20 实用开关电源电路

1. 采用同步整流模块构成的 DC/DC 变换器电路

采用同步整流模块构成的 DC/DC 变换器电路如图 2-77 所示, 输出为 5V/5A, 变换效

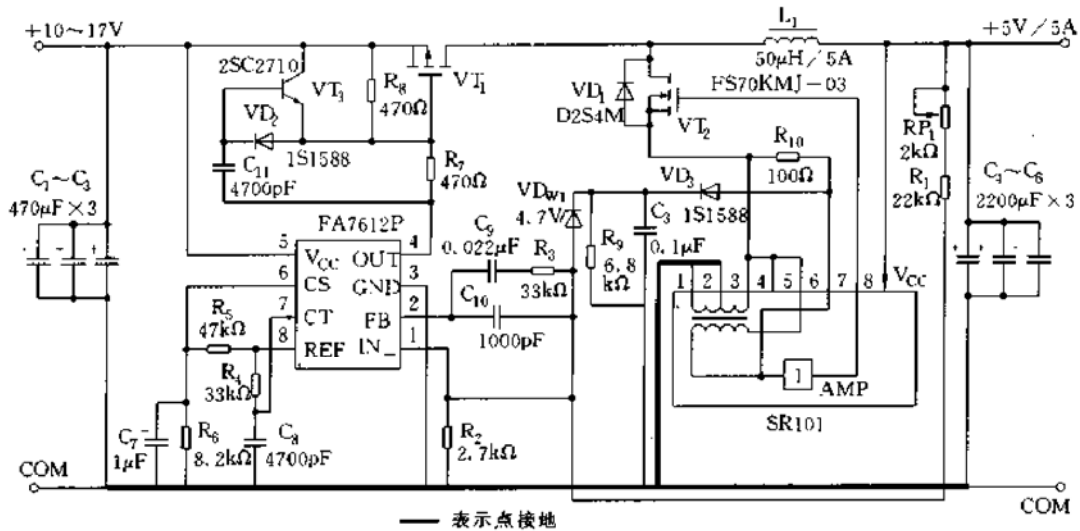


图 2-77 采用同步整流模块构成的 DC/DC 变换器电路

率达到 92%, 采用 FA7612P 控制器和 SR101 同步整流模块。同步整流模块的工作原理说明如下: 在晶体管 VT_1 截止期间扼流圈 L_1 的续流经输出端, 由 COM(地)流进同步整流模块 SR101 的 1, 2 脚, 从 3, 4 脚流出通过二极管 VD_1 流通, 这时, SR101 内的电流互感器次级绕组外接电阻 R_{10} 上产生电压, 此电压通过 SR101 内的缓冲放大器加到 VT_2 的栅极。也就是说, 仅在 SR101 内的电流互感器有电流流通时 VT_2 才导通, 即达到与续流同步通/断的目的。SR101 也可以应用其他的整流电路, 如图 2-78 所示, 图(a)应用于回扫变换器的电路, 图(b)应用于正向激励变换器的电路。同步整流用 MOSFET 的导通电阻很低, 若电流与导通电阻的乘积, 即电压低于肖特基二极管电压(0.4V~0.6V), 则变换效率比传统方式高。图 2-79 也是采用 FA7612P 和 SR101 构成的同步整流型降压斩波器电路。

2. 部分谐振型电源电路

图 2-80 是部分谐振型输出 24V/1.5A 的 RCC 电源电路。关键是把可饱和电感器 L_1 串联在开关晶体管 VT_1 的基极电路中。这样, 在供给基极电流的滞后期间, 缓冲电容 C_1 和变压器初级绕组产生谐振, 在缓冲电容 C_1 的电压足够低时, 基极电流流通, 使 VT_1 导通, 由此, 可降低损耗, 电容 C_1 的容量可加大, 减少噪声。

在谐振期间, 缓冲电容的电压下降多少是个关键问题, 因此, 要注意变压器的初次级匝比的选择。例如, 输入交流电压为 100V, 其比为 $(125 \sim 135) : (V_o + V_F)$, 其中, V_o 为输出电压, V_F 为二极管正向压降。当输出电压较低(5V 或 3.3V)时, 选择 $100 : (V_o + V_F)$ 比较困难。其原因是, 输出电压越低, 变压器次级绕组的匝数越少, 与初级绕组耦合变差, 晶体管截止时浪涌比较大。因此, 在输出电压较低(5V 或 3.3V)时, 可在缓冲电容两端接入二极管箝位电路, 如图 2-79 中二极管 VD_2 , 这是抑制浪涌的有效方法。采用可饱和电感器的部分谐振

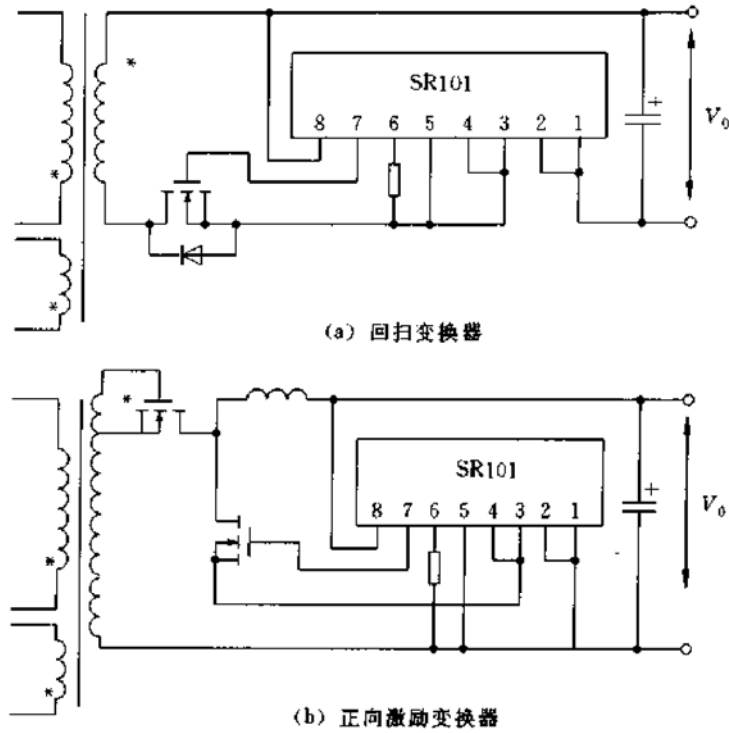


图 2-78 同步整流模块的一些应用

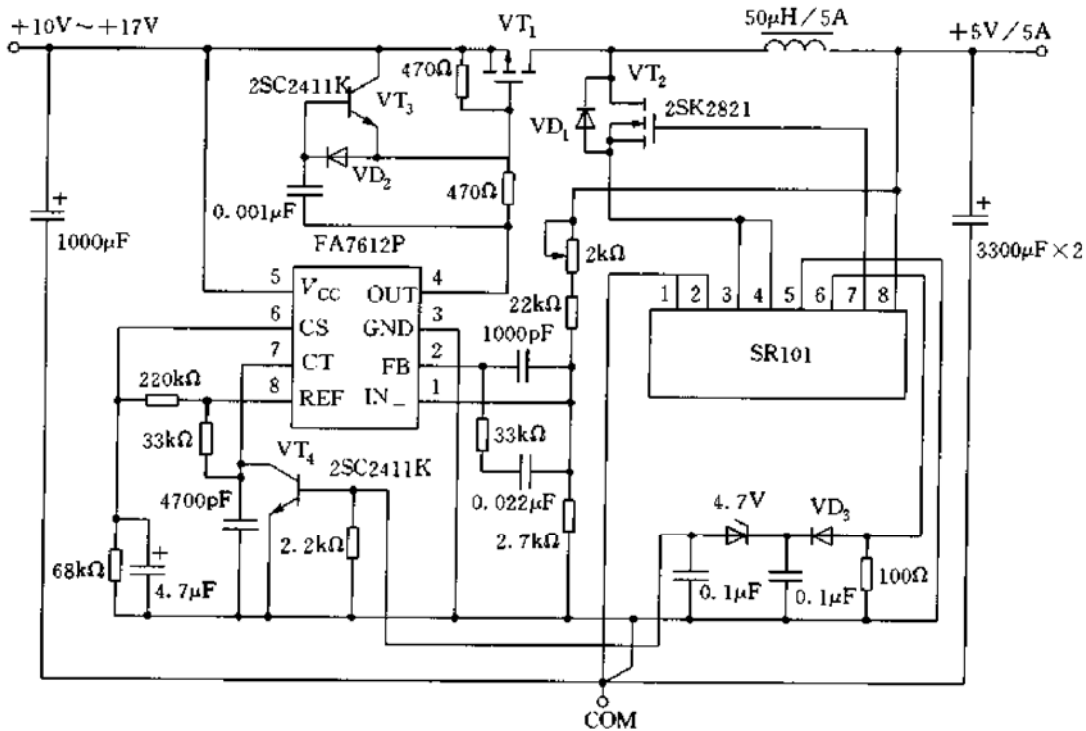


图 2-79 同步整流型降压斩波器电路

型 RCC 电源特别适合于对噪声抑制缺乏经验的设计者。

图 2-81 是 RCC 部分谐振型间接控制电源电路, 电路设计输出功率为 10W, 输出电压为

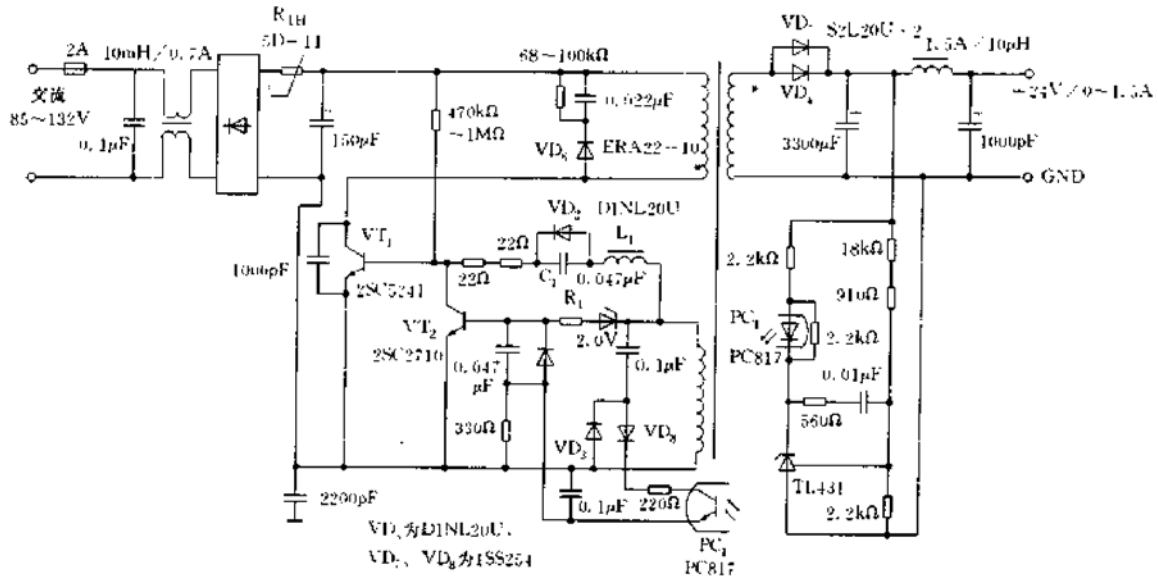


图 2-80 部分谐振型 RCC 电源电路

+5V 和 ±12V 的电源,如果输出功率相同,只要改变变压器的初次级匝比就可输出所需要的电压值。但空载时输出电压会升高,最好在输出端接入稳压管的箝位电路或稳压器的稳压电路。图中 SL1 为可饱和电感。

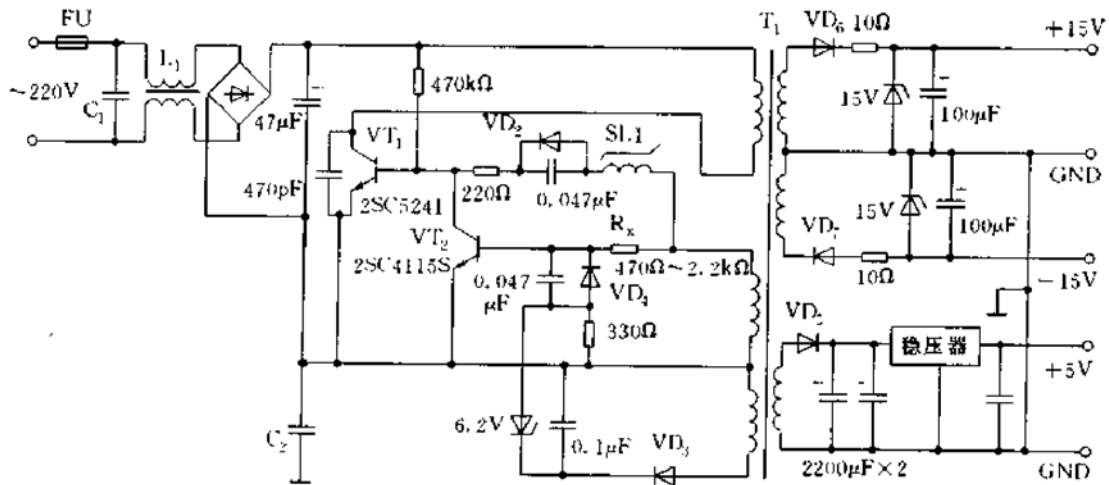


图 2-81 RCC 部分谐振型间接控制电源电路

图 2-82 为 RCC 部分谐振回授方式的变换器电路,图中虚线框中为回授电路,若除掉这部分电路,把 R_{TH} 一端接到 C_0 的正极就是一般的 RCC 部分谐振电源电路。

图 2-83(a) 为 PWM 回扫式部分谐振型回授变换器电路,集成控制器采用 FA5310P,其内部结构框图如图 2-83(b)所示。图(a)中虚框中是在固定频率的部分谐振中增加抑制高次谐波电流的回授方式的电路,若除掉这部分电路,把 R_{TH} 的一端接到 C_0 的正极就是部分谐振回扫式变换器。

3. 带磁放大器的 DC/DC 变换器电路

图 2-84 是带磁放大器的 DC/DC 变换器电路。电路中,变压器 T_1 的电感($50\mu\text{H}$)和电容 C_0 构成并联谐振回路,其谐振电压经 T_1 反相后加到 VT_1 的栅极,构成正反馈的振荡回路。

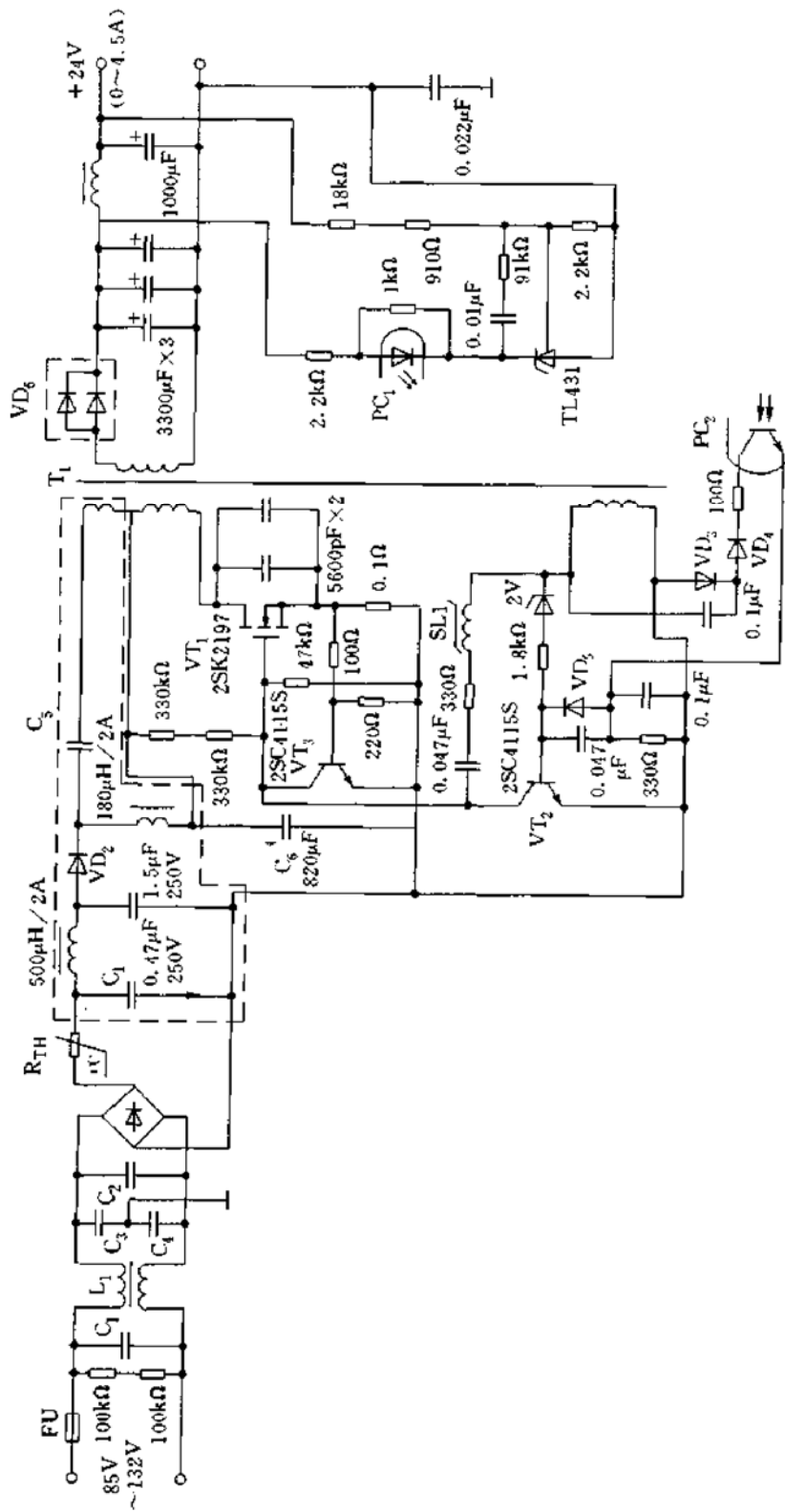
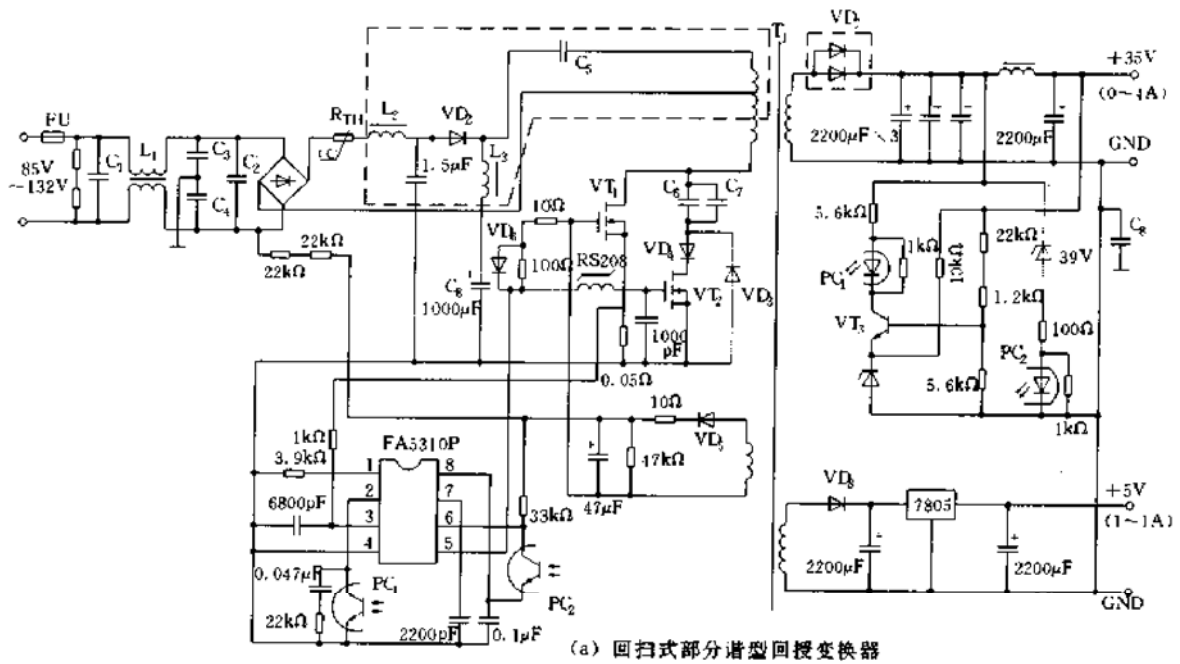
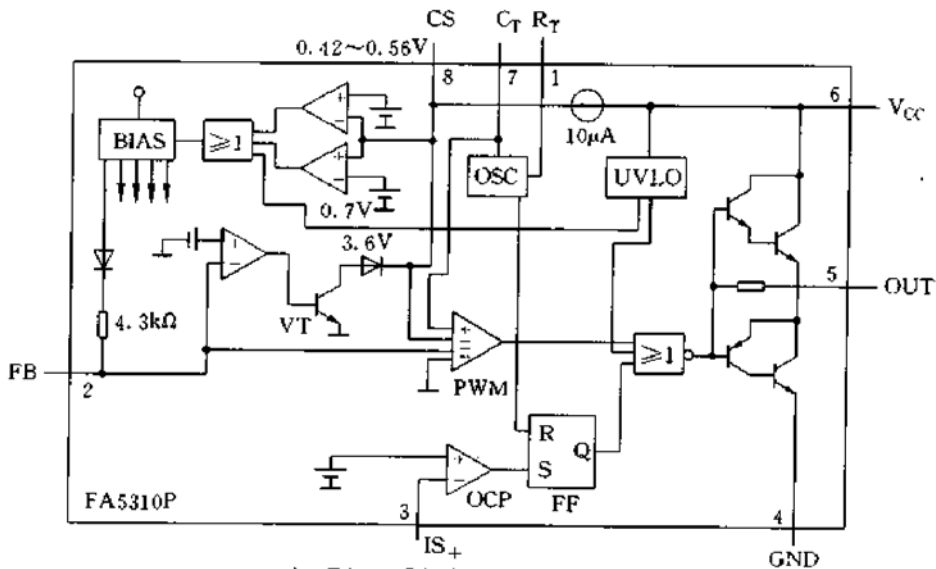


图 2-82 RCC 部分谐振反馈方式的变换器电路



(a) 回扫式部分谐振型回授变换器



(b) FA5310P的内部结构框图

图 2-83 PWM 回扫式部分谐振型回授变换器

C_1 是从 VT_1 的漏极加正反馈的电容, 同时也有吸收浪涌的作用。电容 C_1 与变压器初级电感的谐振频率也接近振荡频率。 VT_1 的栅极波形近似正弦波。若输入电压升高, VT_1 栅极并联的稳压管对其箝位。

由接在变压器 T_2 的次级侧的磁放大器 L_s 使输出电压保持稳定。TL431 是内有 2.5V 基准电压的稳压器。 R_1 和 R_2 构成电压检测分压器, 当输出电压升高, 其分得的电压超过 2.5V 时 TL431 导通, VT_2 也导通。这样, 在 VT_1 截止期间, VT_2 的集电极电流流经磁放大器 L_s , 磁放大器的磁通量就增加, 其作用使输出电压降低; 反之, 若输出电压降低到规定值以下时, 产生与此相反的作用, 这样, 就使输出电压保持恒定。

该电路的特点是结构简单, 轻负载时增加 TL431 的电流, 自动改变等效电阻, 所以, 不

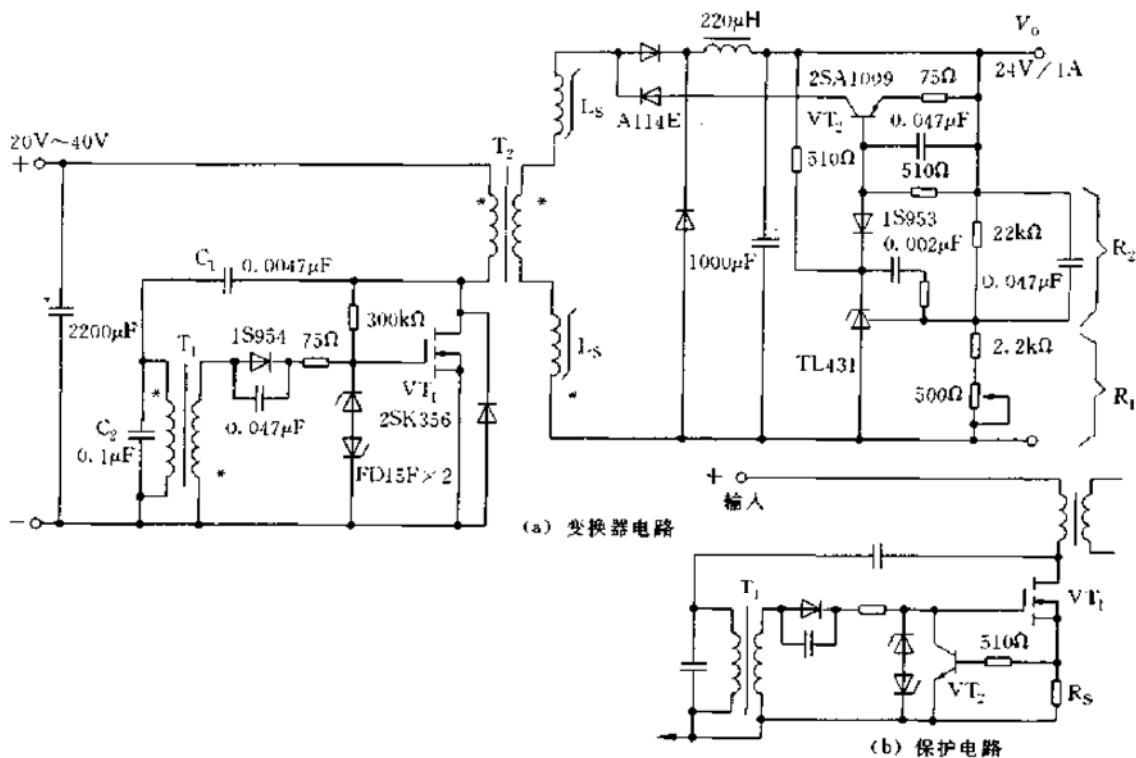


图 2-84 带磁放大器的 DC/DC 变换器电路

用接假负载。栅极电压波形不是方波而近似是正弦波。虽效率低,但由于磁放大器的作用,减小开关晶体管的损耗,在宽输入电压范围有较高的效率。

若输入电压较高,自激逆变器启动时就会有较大电流流经 VT_1 ,可能使 VT_1 损坏。为此,增设过流保护电路,如图 2-84(b)所示。 R_s 为电流检测电阻,过电流时 R_s 上压降增大,晶体管 VT_2 导通,从而限制 VT_1 的电流。

图 2-85 也是采用磁放大器使电压稳定的变换器电路,电路中采用磁放大器 SL1 使输出 +3.3V 电压稳定。

4. 使用电流控制型磁放大器的 3 路稳压电源电路

图 2-86 是使用电流控制型磁放大器的 3 路稳压电源电路,这是在半桥自激型逆变器的 1 次回路中使用磁放大器,控制变压器初级侧,同时使 3 路输出电压稳定的电路。 VT_1 和 VT_2 构成自激型逆变器,逆变器与变压器 T_2 初级侧串联接入的线圈 L_s 就是由晶体管 VT_3 驱动,磁放大器由反馈放大器 A_1 的信号进行控制。 A_1 放大经电阻分得的 +5V 输出电压与 TL431 的 2.5V 基准电压之差电压,控制晶体管 VT_5 , VT_4 和 VT_3 。具体的稳压过程是:若输出电压升高,则 VT_3 电流减小, VT_4 导通, VT_5 截止,这样,流经磁放大器的控制绕组 L_c 的电流也就减小,磁放大器脱离饱和,则绕组 L_s 的电感增大,输出电压降低;若输出电压低于规定值,其过程与上述相反, VT_3 的电流增大,磁放大器趋向饱和, L_s 的电感减小,输出电压升高,这样就使输出电压保持恒定。

电路中, L_A 绕组用于供给磁放大器控制绕组电流的辅助电源。 A_2 为 +5V 电源的过流保护用放大器,把过流检测电阻 R_s 上的电压降同 R_p 上的电压降进行比较,从而输出相应的控制信号,进行过流保护。

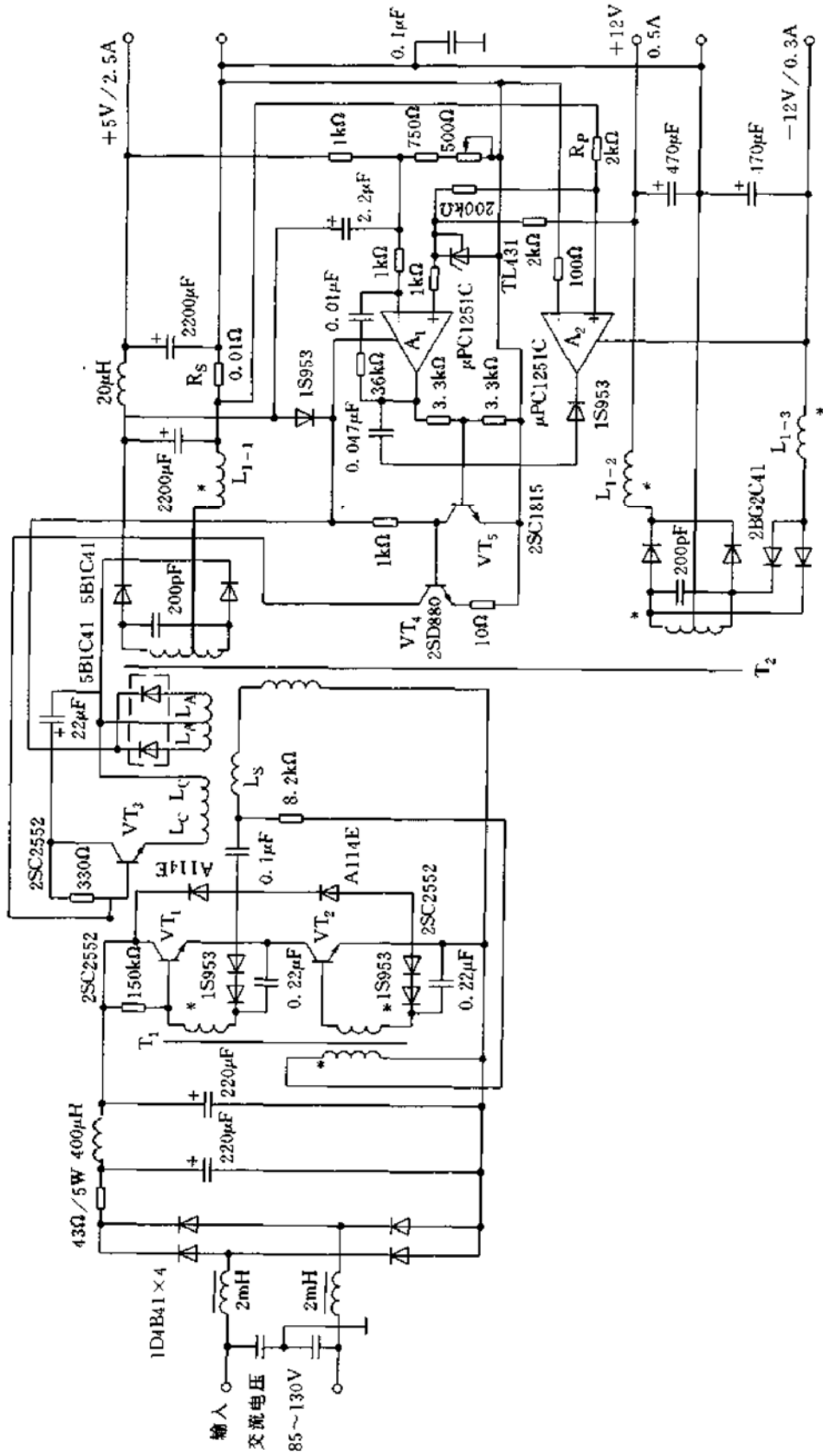


图 2-86 使用电流控制磁放大器的 3 路稳压电源