



第4章 单片开关电源

4.1 典型单片开关电源

4.2 同步整流技术的低压大电流开关电源

4.3 移动电子设备电源集成电路

4.4 特殊用途开关电源



4.1 典型单片开关电源

4.1.1 LM25××系列单片开关电源

1. 可调五端单片开关电源LM2576ADJ

LM2576ADJ为一种典型的单片开关电源，其基本技术参数如下：最大允许输入电压为45 V，额定输出电压范围为4.75~40 V，反馈控制电压为1.23 V，反馈电压变动范围为1.217~1.243 V，最大输出峰值电流为5.8 A，平均负载电流为3 A，开关频率为52 kHz，效率为77%。



LM2576ADJ的内部结构见图4-1。其内部有基准电压稳压器输出的1.24 V基准电压，独立的振荡器输出52 kHz的固定频率脉冲，在比较器内部与误差放大器输出完成脉宽调制，PWM脉冲经与门控制输出与之脉宽相同的矩形波；输出驱动器设有关断电路，由⑤脚开关电平进行控制，通过此功能可实现输出过压、过流保护。芯片内还设有超温保护，若芯片内部温度大于 125°C ，则自动关断驱动输出。LM2576ADJ输出电压可调；当负载电流为1 A时，脉冲纹波小于20 mV，输出阻抗不大于 $0.1\ \Omega$ ；芯片和散热器支架热阻为 $2^{\circ}\text{C} / \text{W}$ 。为了使稳压器正常工作，最小负载电流不大于100 mA。



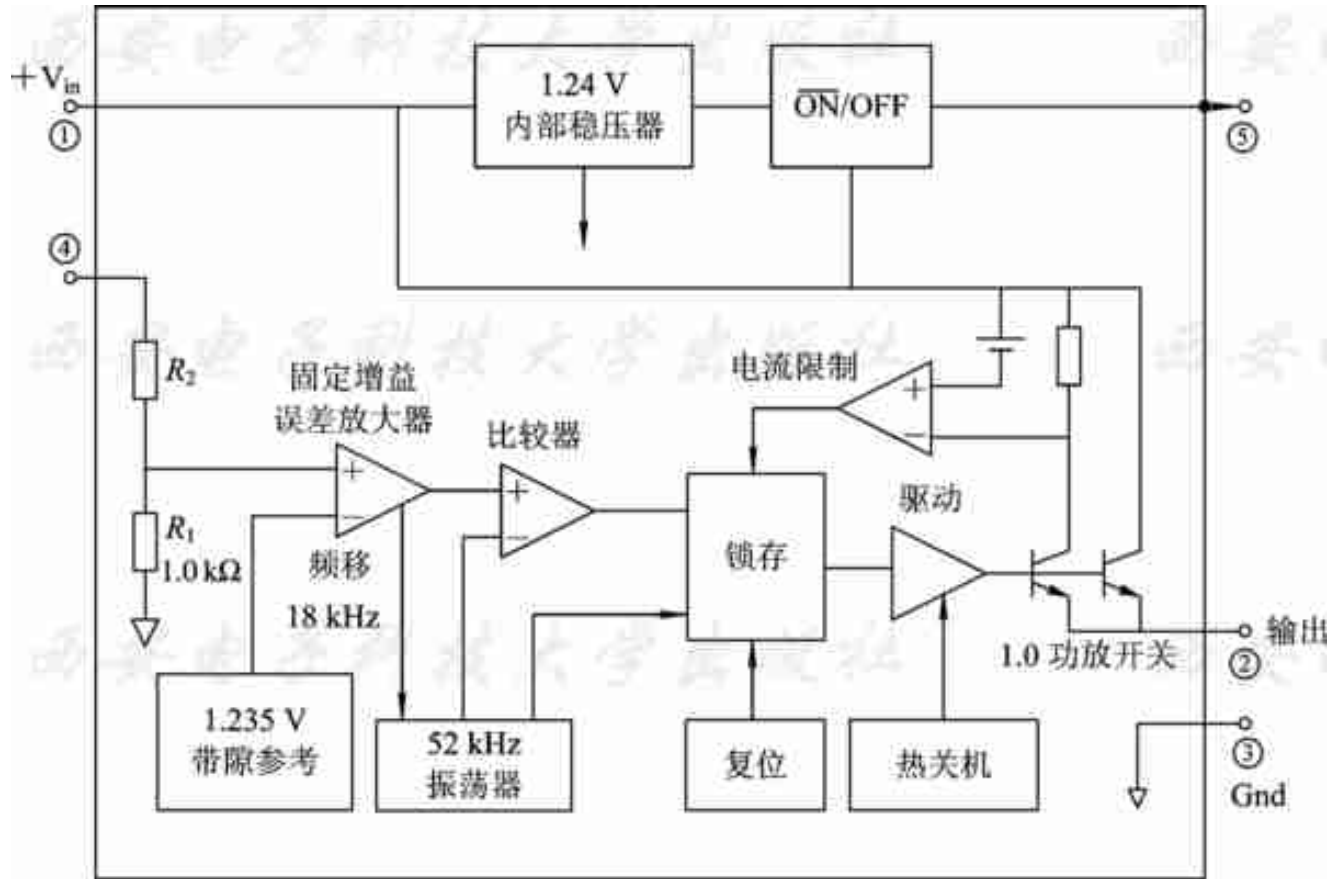


图4-1 LM2576ADJ的内部结构





2. LM2576ADJ的应用

LM2576ADJ的典型应用电路如图4-2所示。

LM2576ADJ各脚功能如下：

①脚为直流电压输入端，输入电压最高为45 V。若由低压交流整流供电，为了避免空载时电压超出45 V，交流输入电压应不高于32 V。

②脚为脉冲输出端，最大输出5.8 A的调宽脉冲。在正脉冲持续期，二极管V截止，脉冲电流向L存储磁场能量，同时向负载提供直通电流，并向C充电。在脉冲截止期，L释放磁场能量，产生右正左负的感应电势使V导通，继续向C充电，并向负载提供不间断的电流。输出电压值取决于输出脉冲的幅度和占空比。

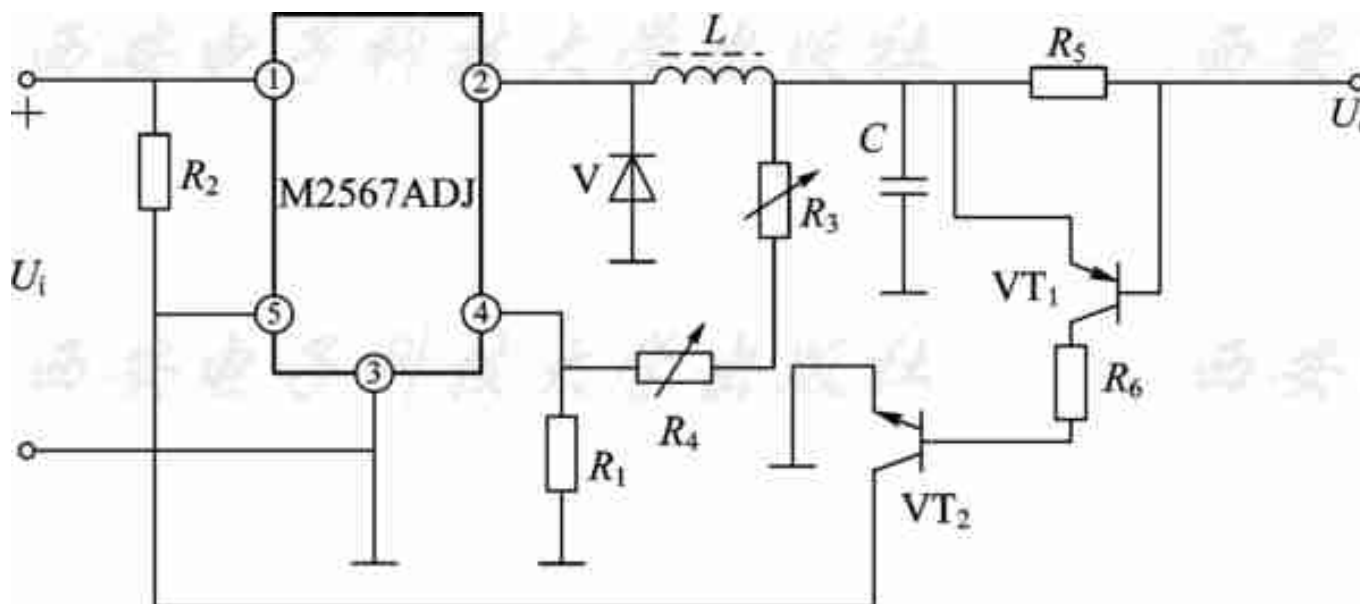


图4-2 LM2576ADJ的典型应用电路





③脚为输入/输出级共地端。

④脚为脉冲宽度控制端。当④脚电位升高时，输出脉冲宽度减小，使输出电压降低。电路中由 R_3+R_4 、 R_1 组成输出电压取样分压器，通过调整 R_3 (细调)和 R_4 (粗调)，可改变输出电压值。在上述控制过程中，输出电压 U_i 的表达式为

$$U_i = U_o \frac{R_1}{R_3 + R_4} = 1.23 \text{ V} \quad (4-1)$$

当输入电压和负载变动时，④脚电压可以在1.217~1.243 V之间变化，以稳定输出电压。





⑤脚为待机控制端。接共地低电平时，内部脉冲输出被关断，开关电源无输出。该电路中用此功能组成过流保护电路， R_5 的值为 $0.22\ \Omega$ ，是负载电流取样电阻。当负载电流大于 $3\ \text{A}$ 时， VT_1 导通，其集电极输出高电平使 VT_2 导通，⑤脚变成低电平 $0.3\ \text{V}$ ，电路停止工作。在用于纹波要求较高的情况下，可以加入 LC 滤波电路。由于LM2576ADJ的工作频率较高，效率大于 82% ，故 L 的电感量不需很大。除 C 用大容量电解电容以外，再并联接入一只高频特性好的无极性电容，电容量在 $0.1\sim 0.33\ \mu\text{F}$ 之间。





3. 单片开关电源LM2577ADJ

升压型单片开关电源LM2577ADJ与LM2576ADJ的内部电路几乎相同，其最高输出电压为60 V，内部开关管为NPN型， $U_{CEO} > 65$ V， $I_{CEO} > 3$ A，最大输出电流为1 A。其输入输出的应用要求是，在输出电压 $U_o \leq 60$ V的条件下，同时要求 $U_o < 10U_i$ 。其应用电路如图4-3所示。

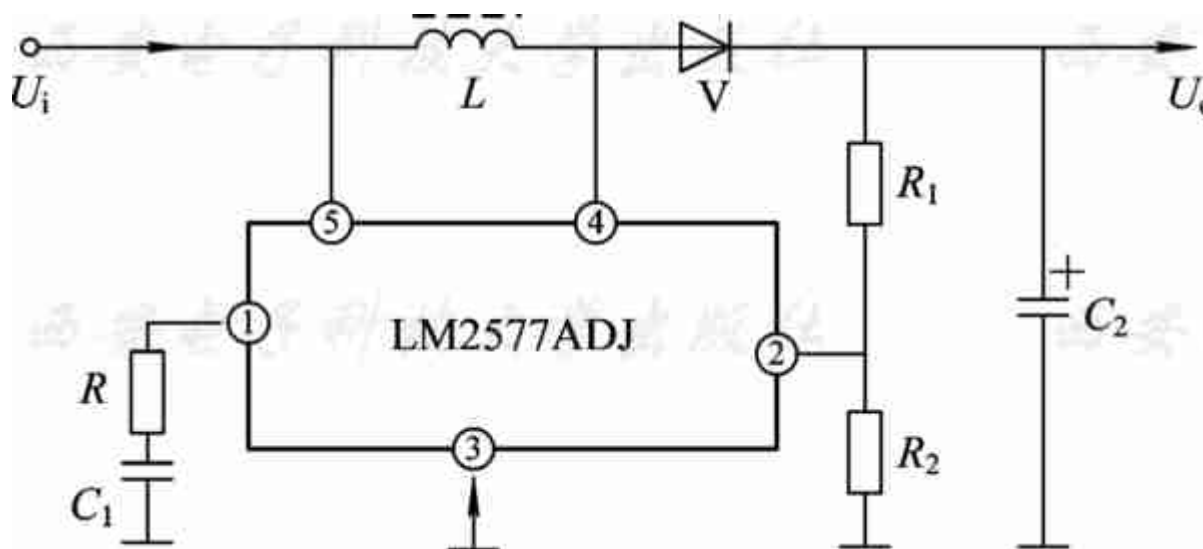


图4-3 LM2577ADJ的应用电路





LM2577ADJ的①脚为误差放大器输出端，外接频率补偿 RC 电路。因为内部PWM比较器的反相输出端受控于误差放大器的输出，所以此 RC 电路有软启动功能。开机后，输出电压尚未建立时，取样放大器输出高电平向 C 充电。随 C 充电过程，①脚电位缓慢升高，脉冲宽度逐渐增大，直到输出端被稳定于额定电压。 R 、 C 分别为 $4.7\text{ k}\Omega$ 和 $0.22\text{ }\mu\text{F}$ 。

⑤脚为电压输入端，允许输入电压范围为 $4\sim 40\text{ V}$ 。芯片内部设有输入电压欠压保护电路，以免输入电压过低达不到升压额定电压时脉冲宽度急剧增大引起开关管电流过大而损坏。为了避免此现象发生，欠压保护的阈值随输出电压而改变。其误差检测放大器输入内部基准与LM2576ADJ相同，②脚为取样输入端，由 R_1 、 R_2 分压对输出电压取样。



4.1.2 L49××系列单片开关电源

大电流它激式单片开关集成电路大多采用LDC降压方式，在保证输出大电流的同时，尽量达到最高效率和可靠性以及最少的外接元件。L49××系列是比较典型的集成化低压大电流稳压器，其中L4962输出最大电流为1.5 A，L4960输出最大电流为2.5 A。





1. L4962组成的可调稳压开关电源电路

L4962的内部电路集成有5.1 V的基准电压稳压器、锯齿波发生器、PWM比较器、误差放大器和功率开关等。为了提高可靠性，还设有过流限制和芯片过热保护电路。

L4962的锯齿波发生器外接并联的定时电路 R_T 、 C_T ，振荡频率可以由下式确定：

$$f = \frac{1}{R_T C_T} \quad (4-2)$$





式中的单位是， f 为kHz， R_T 为 $k\Omega$ ， C_T 为 μF 。当L4962的工作频率要求在50 kHz以上时， C_T 在1000~3300 μF 之间选择， R_T 在1~27 $k\Omega$ 之间选择。频率过低，滤波电容体积将增大，纹波率也将增大。

L4962的应用电路如图4-4所示。这是一个5~15 V连续可调稳压开关电源电路，输入电压经 C_1 滤波，进入⑦脚， R_4 、 R_3 组成反馈电路。⑭脚接 R_2 、 C_3 并联电路，确定工作频率。⑮脚接电容 C_4 ，使电源具有软启动功能， C_4 若为2.2 μF 时，软启动时间约为100 ms。②脚为输出端，通过调整取样分压器 $R_3/(R_4+R_3)$ 可设定输出电压。

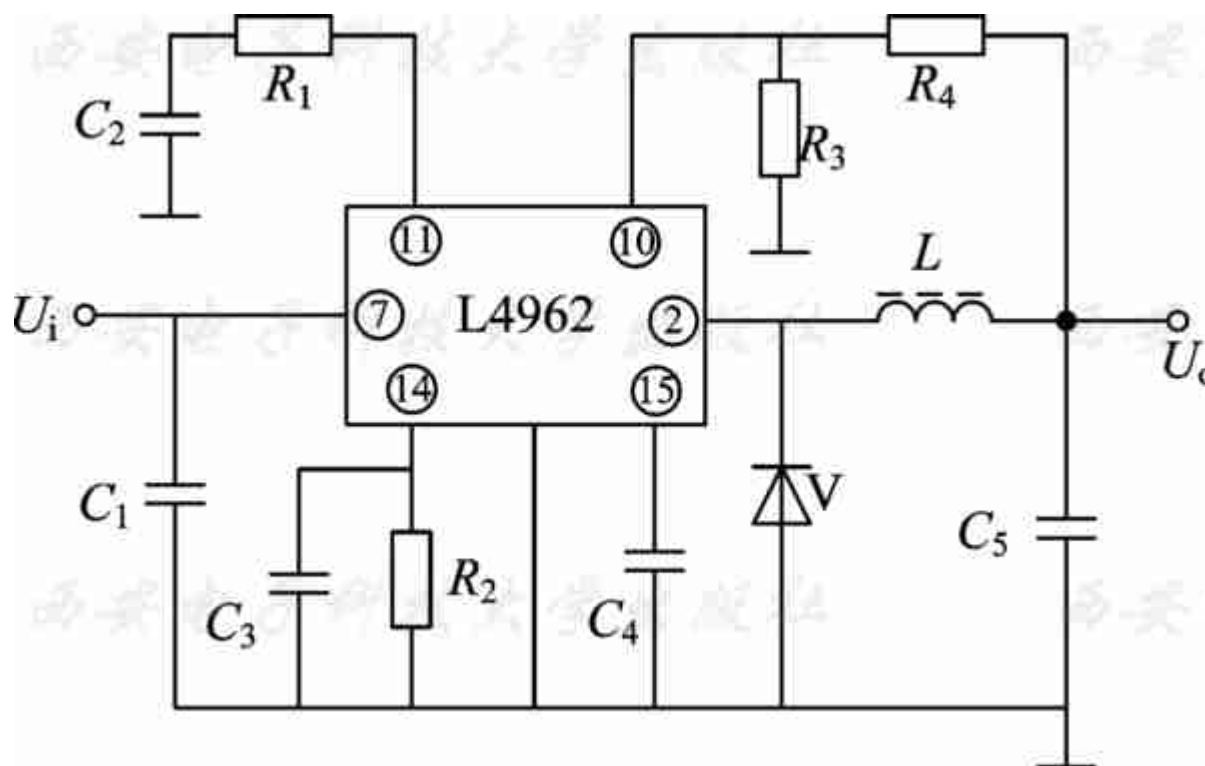


图4-4 L4962的应用电路





2. W296组成的降压开关电源电路

W296与L4962工作原理相似，最大输出电流可达4 A，最高输入电压、开关管工作电压可达到50 V以上，脉冲占空比可控范围为0~100%，输出电压可以从5 V调整到40 V，变换效率在90%以上，开关频率最高可达200 kHz，此举使储能电感和滤波电容的体积大为缩小。

图4-5示出了由W296组成的最基本的降压开关电源电路，通过调整取样分压器 $R_3 / (R_2 + R_3)$ 可设定输出电压。为了有足够的取样稳定率，选用 $R_2 + R_3 \leq 10 \text{ k}\Omega$ ，因此得到 $R_3 / 10 \text{ k}\Omega = 5 \text{ V} / U_o$ 。如果要求 $U_o = 5 \text{ V}$ ，可不用 R_2 、 R_3 ，输出电压 U_o 直接输入⑩脚即可。

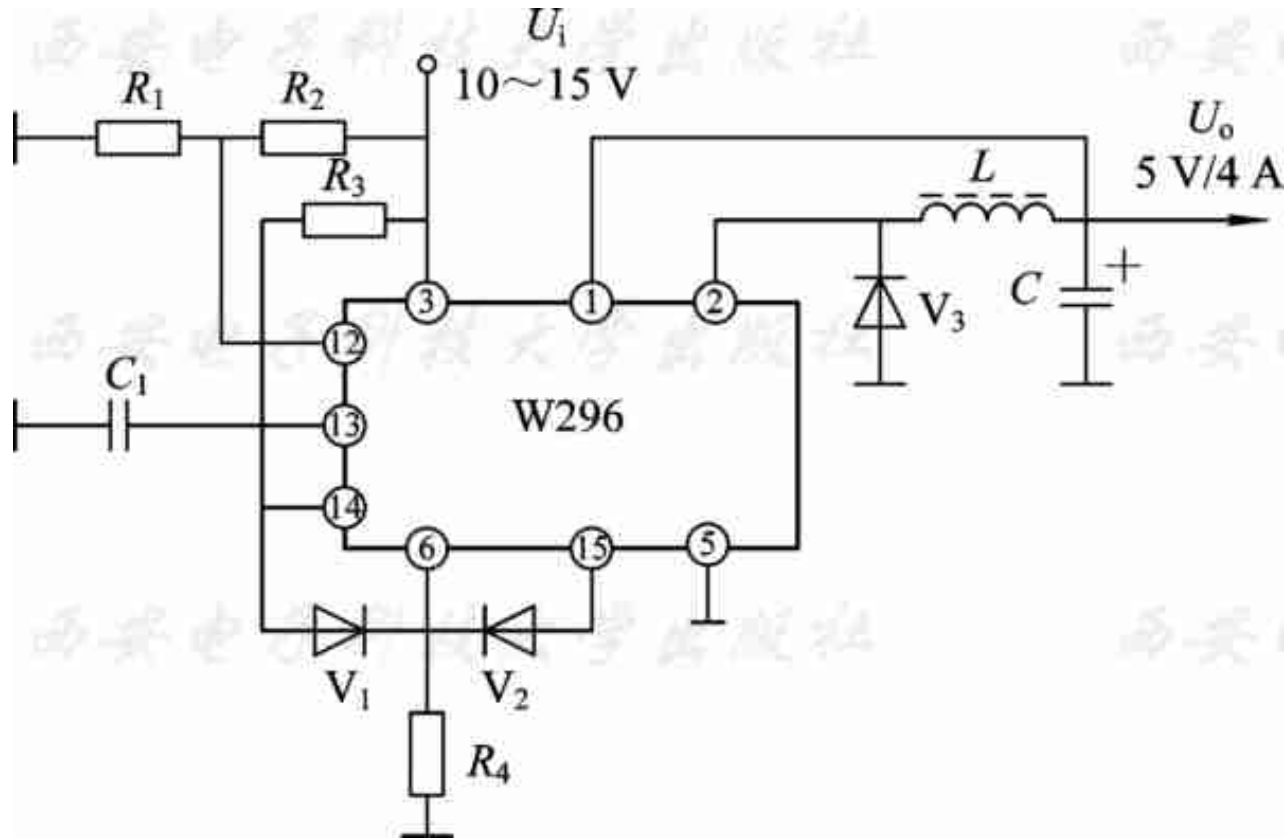


图4-5 W296组成的降压开关电源电路





图4-5中有两个过压保护电路：第一个是用于输出电压的过压保护电路，①脚从5 V输出端取样，当输出电压超出5 V时，⑮脚输出高电平，经 V_2 送入⑥脚，使电源关断；第二个是有延迟时间动作的保护，用于输入电压过压保护，虽然W296允许输入电压为10~40 V，但如果降压输出电压为5 V，最好限定输入电压，以便在开关管功耗允许范围内向负载提供最大电流。因此图4-5电路中将输入电压限定于10~15 V。电阻 R_1 、 R_2 对 U_i 分压送入⑫脚。当 $U_i > 15$ V时，⑭脚内部保护电路动作而开路，⑭脚通过 R_3 得到高电平，同时经 V_1 送入⑥脚，开关电源驱动脉冲被关断。⑬脚外接电容使⑭脚输出高电平延迟100 ms，在输入电压为输入降压整流时，以免瞬间电压升高使电路误动作。





3. W296Z组成的延迟动作保护电路

W296具有延迟动作保护功能，可用于输出过流、短路保护电路。图4-6所示为由W296Z组成的延迟动作保护电路。该电路增设小阻值取样电阻 R_2 ，串联接在输出负载电路中。当负载电流超限时，VT立即导通，其集电极输出高电平经 V_3 送入⑫脚，⑭脚输出延时后，通过 V_1 输入⑥脚，启动保护电路。为了使短路保护动作更快，⑬脚外接 C_1 为 $0.22\ \mu\text{F}$ 左右，保持大约 $10\ \text{ms}$ 的延时。其目的是防止接通电源瞬间 C_2 的充电峰值电流使电路误动作。

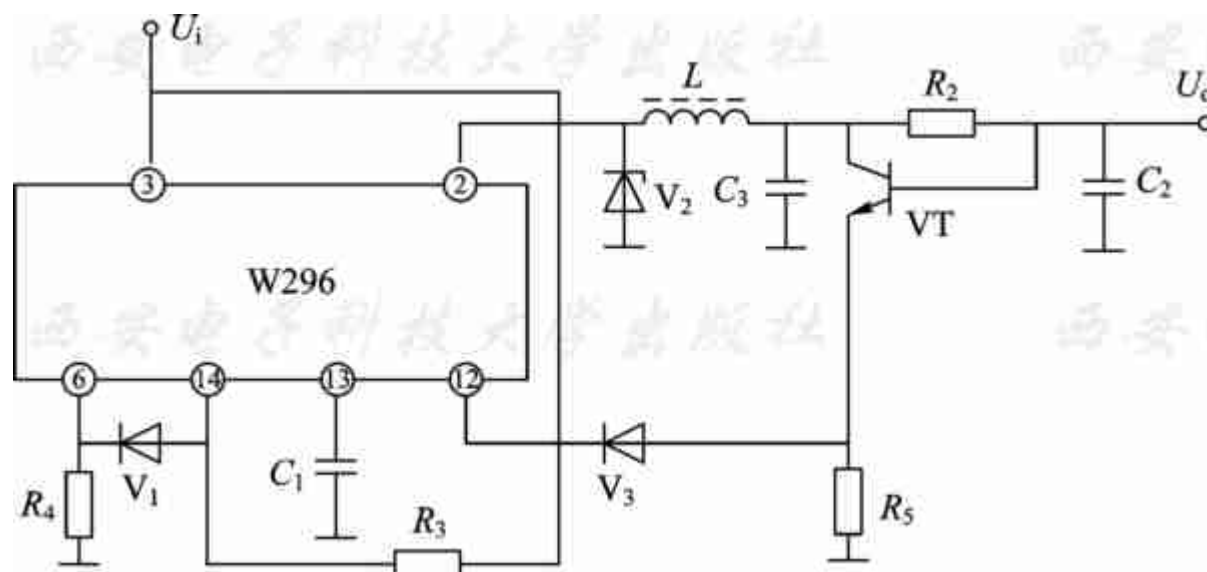


图4-6 W296Z组成的延迟动作保护电路





该系列单片开关电源也可变通用于升压变换、外接扩流开关管扩流、极性反转等开关电源中，应用时只需注意内部开关管极限电压、取样输入电压和5 V基准电压的关系，即可方便地设计出适合自己需要的电路。





4.1.3 它激式低压单片开关电源MC78S40

它激式降压开关电源与自激式不隔离降压开关电源的区别是，前者由专用集成化器件控制开关管导通期的能量存储过程。MC78S40就是一种典型的集成器件，图4-7是MC78S40的内部电路以及由其组成的5 V / 3 A开关稳压器。其内部包括振荡器、输出电压误差比较器、1.25 V基准电压产生器、受控于与门的RS触发器和达林顿驱动输出级等。其技术指标如下：最高输入电压为40 V，驱动级开关电流为1.5 A，基准电压输出为 1.25 ± 0.005 V，内部驱动级开关管饱和压降为1.3 V，最大功耗为1.5 W，过流保护动作电压为350 mV。

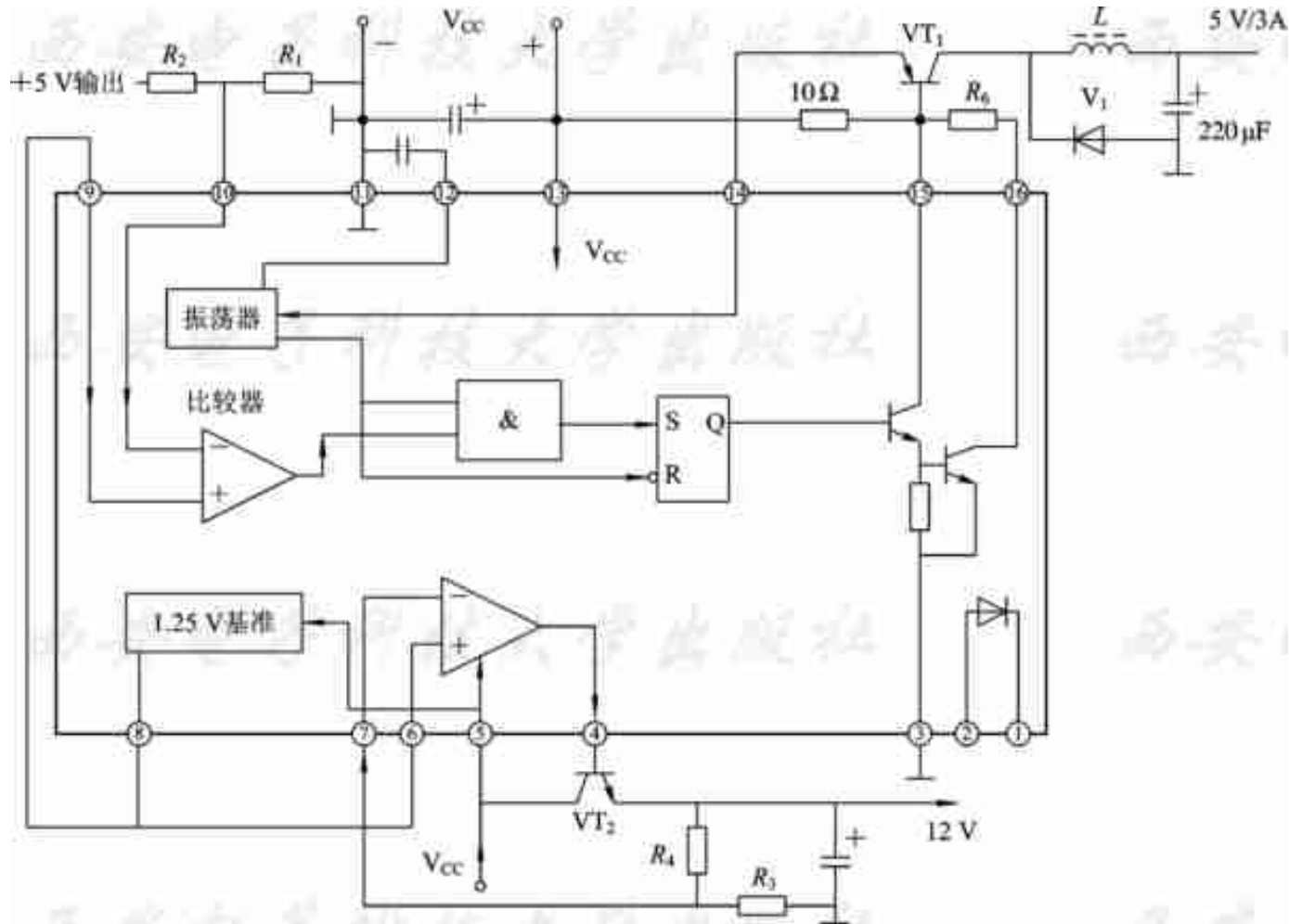


图4-7 MC78S40的内部电路及由其组成的稳压器





MC78S40的内部开关管因功率限制，无法输出5 V / 3 A的低电压大电流，必须外接开关电流较大的开关管。图4-7的电路原理及MC78S40的各脚功能如下：

①、②脚接内部备用二极管，其反压为40 V，正向电流为1.5 A。

③脚为驱动输出级三极管的发射极输出端。当外接NPN开关管时，③脚可直接驱动开关管基极；当外接PNP开关管时，③脚接共地，由内部驱动级集电极输出驱动脉冲。该电源采用后一种方式，由达林顿驱动级的集电极驱动外接开关管 VT_1 基极。当集成电路内部控制系统使RS触发器输出高电平驱动脉冲时，驱动级导通，驱动电流经 R_6 使 VT_1 饱和导通，向存储电感存储磁能。 VT_1 截止时，续流二极管 V_1 导通，向滤波电容充电，输出5 V / 3 A的直流电。



④、⑥、⑦脚接内部备用运放,供保护电路或作为外电路控制。该电源中利用外接调整管TV2组成耗能型12 V输出串联稳压器,内部运放作为取样比较器,其正向输入端(⑥脚)接入1.25 V基准电压,反相输入端(⑦脚)由 R_3 、 R_4 对12 V稳压输出分压取样。比较器输出端(④脚)控制调整管VT₂的基极稳定12 V输出,该路为耗能式稳压器,故12 V负载电流小于0.2 A。

⑤脚为集成电路供电检测端,最高可输入40 V电压,经内部稳压后,向运放和基准电压源提供工作电压。

⑧脚接内部基准电压产生电路,输出 1.25 ± 0.005 V的高精度基准电压。



⑨、⑩脚接内部控制环路的取样比较器，正向输入端(⑨脚)接入1.25 V基准电压，反相输入端(⑩脚)经 R_1 、 R_2 对5 V输出电压取样。当5 V输出电压升高时，取样比较器输出低电平，触发器S端关闭输出脉冲，使输出电压下降。比较器输出高电平时，RS触发器使驱动级导通，以调整脉冲占空比的方式稳定输出电压。

⑪ 脚为输入 / 输出电压接地端。

⑫ 脚为振荡器外接定时电容端，以设定振荡器的频率。当外接电容为1000 pF时，振荡频率为25 kHz。

⑬ 脚为集成电路内部控制系统供电端，最高输入电压40 V。



⑭脚为振荡器控制端,以控制系统供压。当该脚电压低于350 mV时,振荡器被关断。该电源中此功能被用于过流保护,开关管 VT_1 的发射极通过 $0.068\ \Omega$ 电阻供电。当某种原因使开关管导通时间过长,电阻上压降大于350 mV时,相当于开关管导通电流大于5 A,振荡器停振保护。

⑮、⑯脚为两只达林顿驱动管的集电极引出端,外接NPN开关管的驱动脉冲输出。

在上述开关电源中,对续流二极管的大电流损耗不容忽视。普通二极管当正向导通状态突然加入反向电压时,并不能立即关断,而有一反向恢复时间。在反向恢复时间内,开关管集电极对地短路,增大了开关管损耗。即使采用快恢复二极管缩短反向恢复时间,普通二极管的正向压降在大电流状态下也会使损耗增大。因此最理想的方法是采用肖特基二极管,其反向恢复时间小于200 ns,正向压降为0.2~0.3 V。





4.1.4 低压单片开关电源MC34063

1. MC34063单片开关电源

MC34063单片开关电源，其技术参数基本与MC78S40相同，其内部电路见图4-8。MC34063和MC78S40除作为降压开关电源外，两者均可组成升压极性反转和多组输出低电压开关电源。由于MC34063体积较小，且有SMD封装形式，故应用较广。



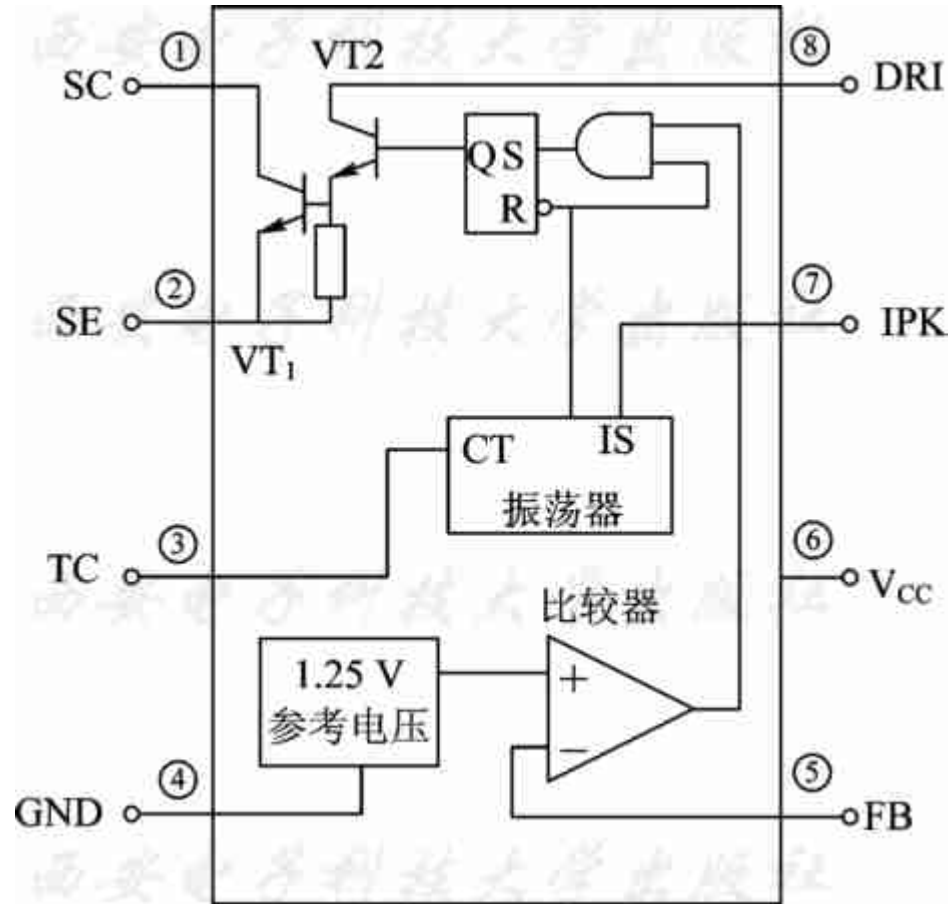


图4-8 MC34063的内部电路





2. MC34063组成的降压开关电源

图4-9为MC34063组成的降压开关电源，其外围元件少，组合比较合理。这种降压开关电源主要由储能电感 L 、续流二极管 V 和滤波电容 C 组成，又称为LDC降压电路。MC34063的开关频率由 C_T 设定，其允许范围为100 Hz~100 kHz。其限流电阻 R_{SC} 可按动作电压330 mV设置。其内部驱动输出管的最大电流为1.5 A，最高输入电压可达40 V。无负载时，初级电流为8~18 mA。5 V输出电压由取样电路 R_1 、 R_2 设定，取样电压送入⑤脚内部比较器的反相输入端，正相输入端接入1.25 V内部基准电压。当输出电压降低时，取样电压低于基准电压，比较器输出高电平，将内部与门接通，振荡器的输出通过与门将触发器置位，其输出端Q输出高电平，开关管导通输出1.5 A电流，向储能电感 L 存储磁能，并向负载提供电流。随后，振荡脉冲的下降沿使触发器复位输出，开关管截止， L 释放能量，使 V 导通继续向负载提供电流。在开关管导通期间，如果输出电压上升超过5 V，取样电压将随之升高，使比较器输出低电平，关闭与门，振荡器输出被阻断，触发器无输出，开关管被关断。通过上述调整过程，使输出电压保持稳定。

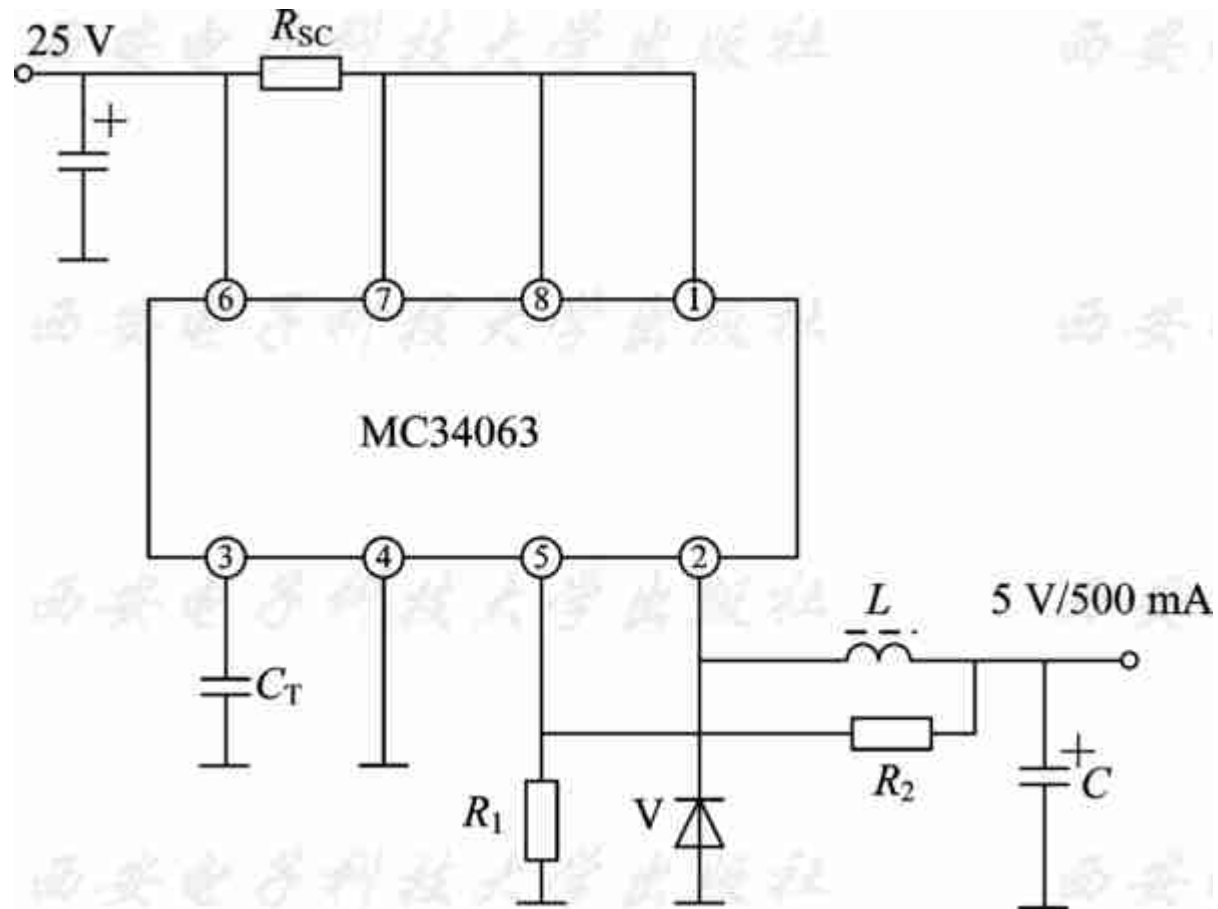


图4-9 MC34063组成的降压开关电源





3. MC34063组成的升压开关电源

图4-10所示为MC34063组成的有扩流开关管的升压开关电源。电源接通时，在开关管导通期，输入电压经开关管直接加在 L 两端，向 L 存储能量。当开关管截止时， L 的自感电势与输入电压串联叠加，经二极管 V 向 C 充电。负载上得到的输出电压除与输入电压成正比外，还与 L 自感电势的脉冲占空比有关，因此对输出电压取样送入⑤脚，控制开关管 V_T 的导通 / 截止时间比，即可稳定输出电压。



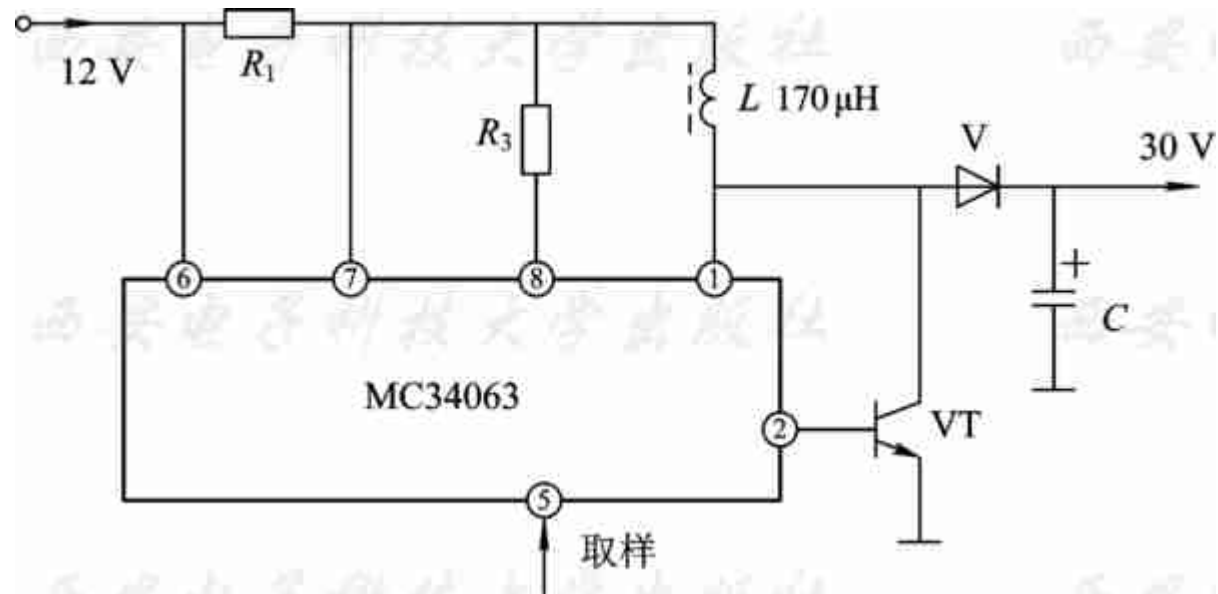


图4-10 MC34063组成的有扩流开关管的升压开关电源





4. MC34063组成的极性反转电路

图4-11所示为MC34063组成的极性反转电路。MC34063的②脚内部脉冲输出管发射极接入储能电感 L ，当内部开关管导通时，输入电压经开关管集电极和发射极向 L 存储能量，此时二极管 V 是截止的，负载两端无电压。当开关管截止时， L 自感电势使 V 导通输出负电压，经 C 滤波，向负载供电。为了稳定输出电压，利用精密运放 A 将负极性取样电压反相后，再送入⑤脚。

上述应用中无论是升压电路还是降压电路，都可以将储能电感 L 加装次级绕组，使之成为脉冲变压器。在次级绕组加入整流滤波电路后，可以得到正极性或负极性的另一组输出电压。

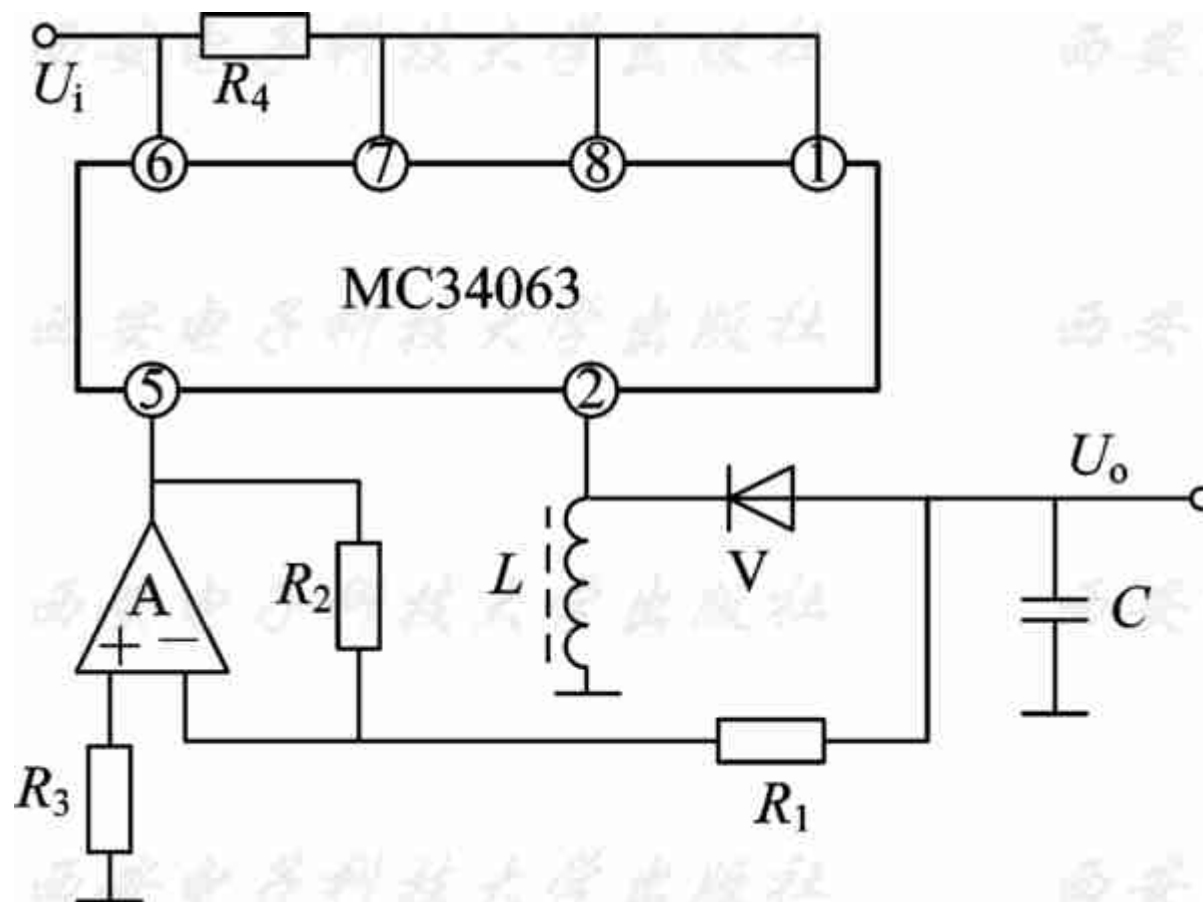


图4-11 MC34063组成的极性反转电路





4.2 同步整流技术的低压大电流开关电源

同步整流技术是通过控制功率MOSFET的驱动电路实现整流功能的，一般驱动频率固定在200 kHz以上，门极驱动可以采取交叉耦合或外加驱动信号配合死区时间控制来实现。由于其成本较高，因此目前仅在技术含量较高的电源模块中得到应用。图4-12所示为同步整流原理示意图。



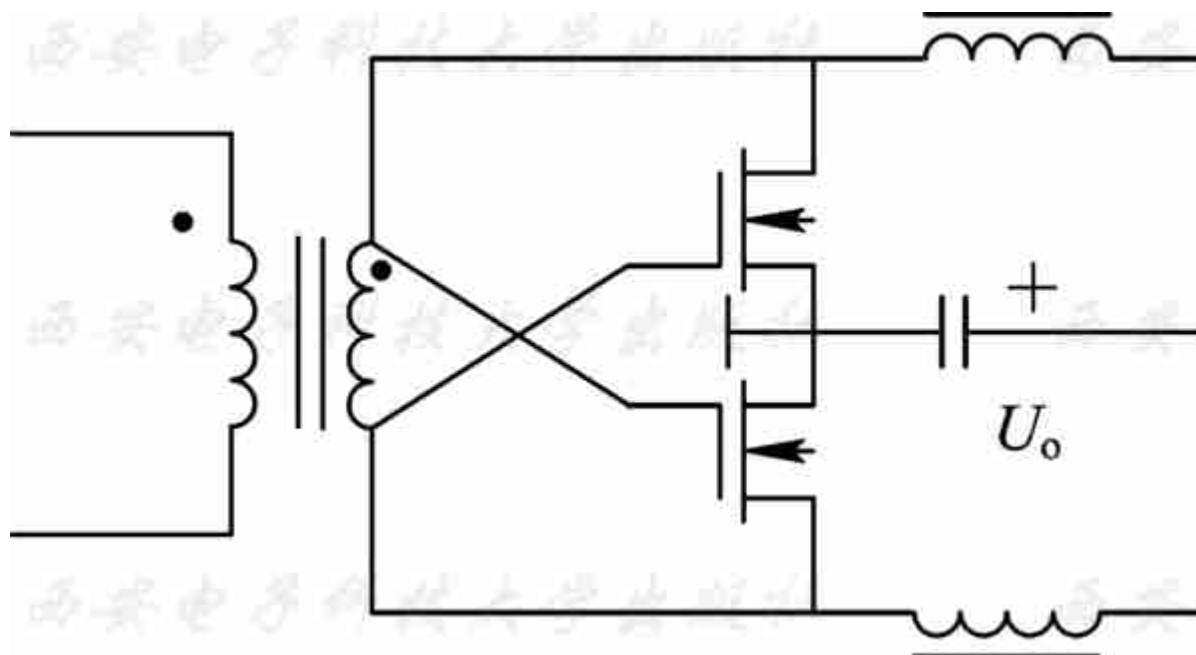


图4-12 同步整流原理示意图





4.2.1 UC3842控制的同步整流电路

图4-13所示为使用它激式驱动电路UC3842组成的5 V/10 A开关电源。其基本技术参数如下：输入电压为8~16 V，输出电压为5 V，最大负载电流为10 A，输出端脉冲纹波峰值小于80 mV，输入电压、负载电流以及环境温度在额定范围内变化时输出电压变动小于2%，环境温度为-10~+70℃，变换器频率为120 kHz，在允许的输入电压范围内，负载电流最大时开关电源的平均效率为95%。



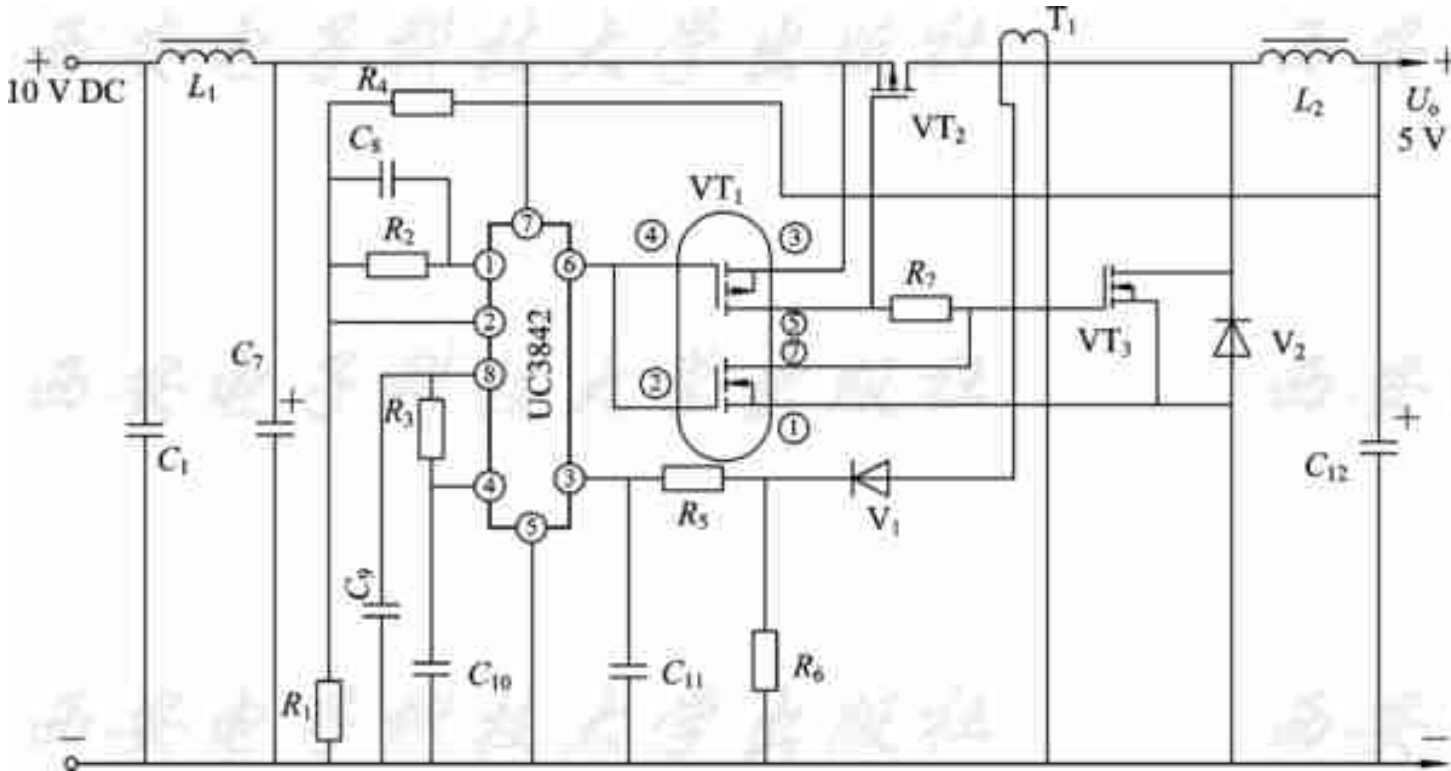


图4-13 基于同步整流技术的电源电路





设驱动脉冲在 t_n 期间，变换器开关管导通，向电感存储磁能，存储能量正比于 t_n 的脉冲宽度。在驱动脉冲 t_n 截止后，经过设定的死区时间 t_D ，脉冲间歇期的低电平输出通过控制电路，使续流二极管上并联的开关管导通。低内阻的MOSFET管漏、源极并联接入续流二极管，使电路等效内阻大幅度降低，储能电感能量释放电流增大，向负载放电。死区时间的设定，是为了避免两只不同功能开关管形成瞬间共态导通，造成供电电路短路损坏开关管。由于MOSFET管无存储效应，可以将死区时间 t_D 设置短一些，更利于在稳压电路的控制下大范围改变脉宽速度，以实现更大的稳压范围。





UC3842采用脉冲宽度调制方式稳定输出电压，其各脚功能及外围元器件作用如下：

①脚为内部误差比较器的误差检测输出端，在集成电路内部控制脉宽调制器。外电路接入 R_2 作为负反馈电阻，以稳定增益。 C_8 作为频率特性校正，避免比较器产生自激。

②脚为比较器正向输入端。稳压器输出5 V电压，由 R_4 、 R_1 分压，正常稳压状态为2.5 V 取样电压。比较器的反向输入端在集成电路内部，由5 V基准电压分压得到2.5 V基准电压。





③脚为高电平保护输入端，其输入电平保护阈值为1 V。在1 V以下，可以控制输出驱动脉冲的脉宽；若达到1 V，则瞬间关断输出脉冲。在图4-13中，由电流互感器 T_1 对开关管 VT_2 导通电流取样，经 V_1 整流， R_5 、 R_6 分压后，送入集成电路③脚作为开关管过流保护。电容器 C_{11} 为高次谐波旁路电容，以避免脉冲尖峰使保护电路误动作。

④脚为内部振荡器的外接定时电路端子，5 V基准电压通过电阻向电容器 C_{10} 充电。 R_3 、 C_{10} 设定振荡器的脉冲频率为120 kHz。

⑤脚为共地端。

⑥脚为PWM驱动脉冲输出端，用以驱动P-N沟道对管 VT_1 组成的移相驱动器。



⑦脚为供电端，接入8~16 V输入电压。

该电路的同步整流器由 VT_1 、 VT_2 和 VT_3 组成。开关管 VT_2 为P沟道FET管IRF4905，其漏-源极导通电阻为 $20\text{ M}\Omega$ ，关断时间为80 ns。开关管 VT_3 为N沟道FET管IRF3205，其导通电阻为 $8\text{ M}\Omega$ ，其漏、源极并联接在续流二极管 V_2 两端。 V_2 为反压10 V、最大电流30 A的肖特基二极管，当负载电流最大时，其饱和压降在0.5 V左右。 VT_3 导通后，与 V_2 并联，将饱和压降降低到100 mV，大大降低了开关管的损耗。





为了实现 VT_2 、 VT_3 的轮流导通，电路中由双场效应管 VT_1 组成驱动脉冲相位分离电路。 VT_1 内部由P沟道和N沟道FET对管组成。当UC3842⑥脚输出驱动脉冲为高电平时， VT_1 内部P沟道FET管截止，N沟道FET管导通， VT_2 栅极通过 R_7 、 VT_1 的⑦脚和①脚得到电压， VT_2 导通，输入电压通过 VT_2 源-漏极加到 L_2 左端，由电源向 L_2 存储磁能，同时向负载供电，电流呈线性增长。当驱动脉冲达到截止点时， C_{12} 充电电压最大。在 VT_2 导通的同时， VT_1 导通，其⑦脚和①脚将 VT_3 栅-源极短路，使 VT_3 截止。在 L_2 存储能量期间， VT_2 也反偏截止。





在驱动脉冲的截止期，UC3842⑥脚输出低电平， VT_1 内部P沟道FET管导通，将 VT_2 的栅-源极短路。此时 VT_1 的N沟道FET管截止，使 VT_2 也截止， L_2 释放磁场能量， V_2 正偏导通， VT_1 的⑤脚漏极输出高电平经过 R_7 ，使 VT_3 导通，其漏-源极低内阻并联在续流二极管 V_2 两端，使 L_2 的释放电流增大。在此部分电路中，利用MOSFET管的快速开关特性对 VT_2 、 VT_3 的导通 / 截止进行控制，使 VT_2 、 VT_3 开关损耗进一步降低。由于 L_2 在磁-电的存储 / 释放过程中难免形成开关脉冲纹波，因此电路中滤波电容 C_{12} 采用6只 $100\ \mu\text{F}$ 的电容并联，该方式可以有效地降低电解电容的分布电感，使其高次谐波的滤波性能更好。





4.2.2 具有同步整流功能的专用集成电路

同步整流电路不仅使大电流开关稳压器效率提高，还使小型化移动电子设备的温升降低，是小型电源的理想元件。图4-14所示为MAX796组成的两组输出直流开关变换器。

MAX796的各脚功能及电路工作原理如下：

①脚(SS)为软启动控制输出端，外接软启动充电电容。

②脚(SECFB)为辅助输出端，12 V / 250 mA输出的取样由此端输入。

③脚(REF)接内部基准电压稳压电路，外接旁路电容。

④脚(GND)为共地端。

⑤脚(SYNC)为外同步输入端，如不用外同步，可与③脚连接。

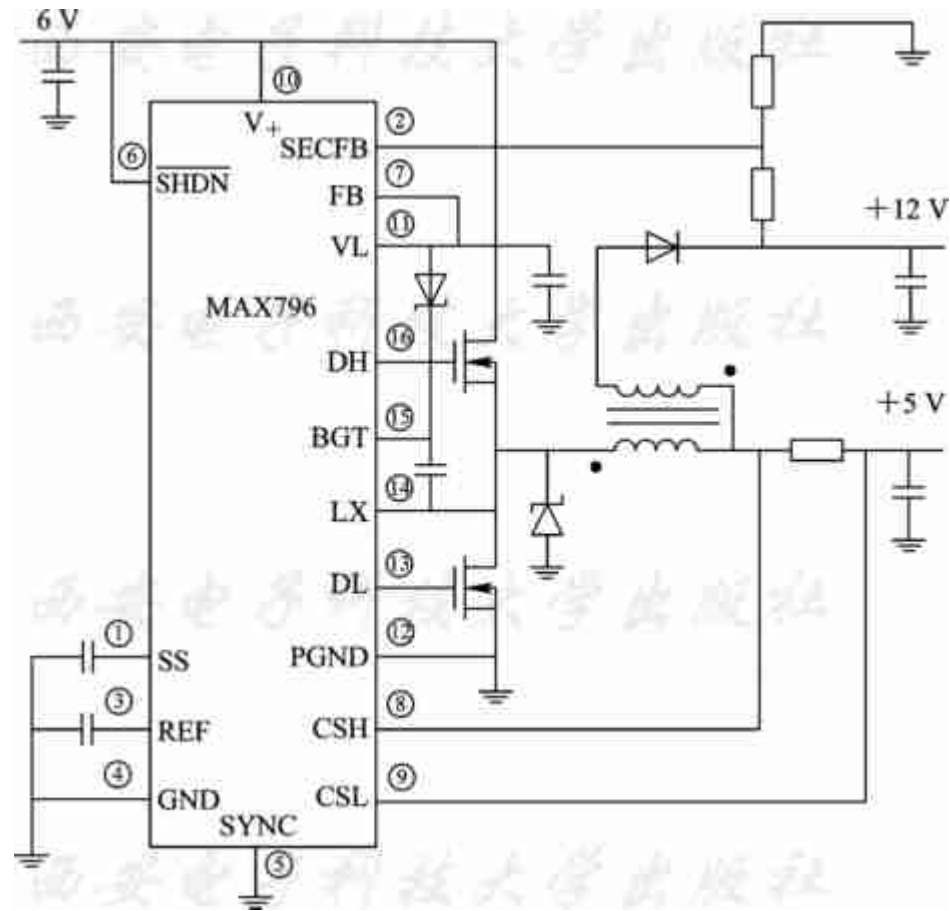


图4-14 MAX796组成的两组输出直流开关变换器





⑥脚($\overline{\text{SHDN}}$)为芯片关断控制端,高电平开通,低电平关断。关断控制电流为 $10\ \mu\text{A}$ 。

⑦脚(FB)为辅助输出反馈输出电压端,经电容滤波后,与开关管驱动电路的冷端(⑪脚(VL))相连接,由二极管、电容形成自举电路,目的是使开关管的栅极驱动电容直流电位与其源极相等,除驱动脉冲之外,开关管栅、源极无直流电位差。

⑧脚(CSH)、⑨脚(CSL)为过电流取样电阻的取样电压输入端。⑧脚为高电位端,⑨脚为低电位端。同时⑨脚还为输出电压反馈端,将信号送入集成电路内部取样分压器。



⑩脚(V_+)为输入电压端，接入6.5~28 V正电压，向集成电路内部提供工作电压，同时在外电路向开关管、储能电感供电。

⑫脚(PGND)为内部驱动电路接地端。

⑬脚(DL)、⑯脚(DH)为内部驱动输出端，输出时序不同的正相驱动脉冲。

⑭脚(LX)为DH驱动脉冲的低电位端，其直流电位与开关管源极相等。

⑮脚(BGT)为DH、DL驱动脉冲的中点输出端。



与MAX796性能相近的有同步整流高效DC/DC开关转换器UCC39421 / 39422，可构成多模式PWM控制的高效变换器或低压开关电源。该集成电路可以适应极宽的输入电压，工作范围在几毫瓦到10 W以上，提供大于95%的变换效率，在手机、寻呼机、PDA和其他移动设备中得到了广泛应用。所谓多模式PWM控制，是指该集成电路对输出电压高于输入电压时为升压开关模式，当输出电压低于输入电压时，可工作于降压稳压状态。不过，当工作于降压方式时，只能将储能电感更换为有次级绕组的降压脉冲变压器，从脉冲变压器得到降压后整流输出。





UCC3942系列最低输入电压为1.8 V，提供2.4~8 V的输出电压。其内部变换器工作频率高达2 MHz。为了提高功率输出效率，内部可编程的电流阈值比较器可控制工作频率。当低功率输出时，为PFM控制方式；当中、高功率输出时，则为PWM控制方式。内部振荡器还设有外同步输入端，可在固定负载下实现定频率的PWM状态。此外，其内部还有可编程上电复位功能、欠压检测比较器和限流保护等辅助功能。





UCC39421组成的升压电路见图4-15。图中 L_1 为储能电感，因为开关频率的提高， L_1 仅为 $2.2 \mu\text{H}$ 。 $\text{VT}_{1\text{A}}$ 为N沟道开关管。集成电路⑤脚输出开关脉冲驱动 $\text{VT}_{1\text{A}}$ 的栅极， $\text{VT}_{1\text{A}}$ 导通，向 L_1 存储磁能。当 $\text{VT}_{1\text{A}}$ 截止时， L_1 释放能量产生的感应电压与输入电压串联加到同步整流器P型FET管的漏极，同步整流器在 $\text{VT}_{1\text{A}}$ 截止时导通，输出升压后的 $5\text{V} / 1.2\text{A}$ 供电。



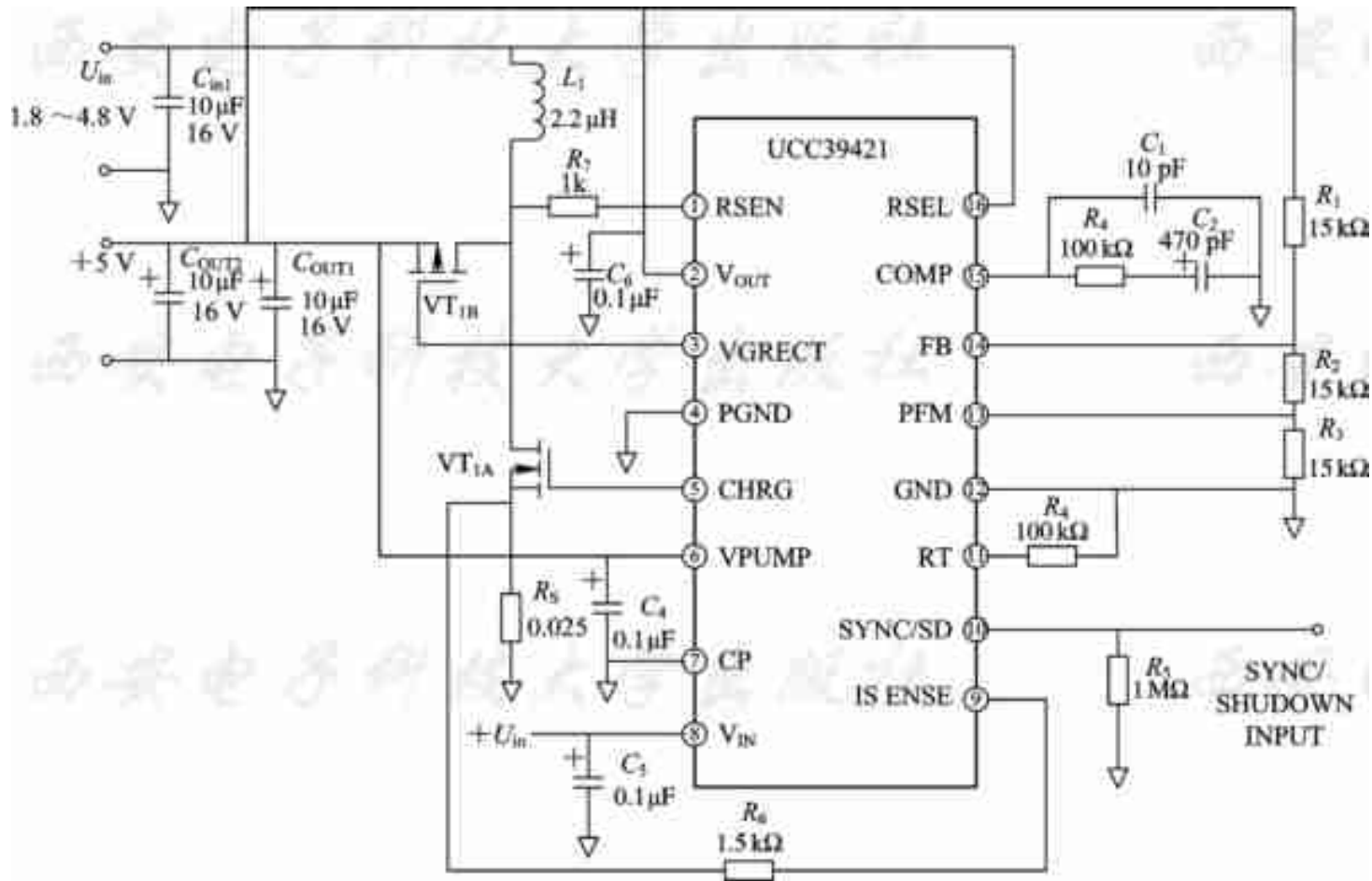


图4-15 UCC39421组成的升压电路





UCC39421的各脚功能及外围元件作用如下：

①脚为内部死区时间控制电路的取样输入端。当 VT_{1A} 导通时，①脚呈现低电平，反之呈现高电平。此电平关系控制死区时间，防止 VT_{1A} 、 VT_{1B} 共态导通。

②脚为输出电压取样输入端，内部取样比较器根据输出电压的变化，控制PWM输出脉冲的占空比，以稳定输出电压。

③脚为同步整流电路驱动脉冲输出端。当开关管 VT_{1A} 截止时，输出低电平，驱动脉冲使 VT_{1B} 导通。因此UCC3942系列同步整流必须用P沟道FET管。

④脚为驱动输出电路参考地。





⑤脚为开关管 VT_{1A} 驱动脉冲输出端。当 L_1 能量释放完毕，输出电压开始降低时， VT_{1B} 截止，⑤脚输出高电平驱动脉冲，使N沟道开关管 VT_{1A} 导通，开始下一个周期的能量存储。此期间③脚输出高电平使 VT_{1B} 截止。

⑥脚为输入电压升压后输出电压内置超压保护端，一旦PWM系统失控，将使输出电压超高，驱动电路关断，输出电压等于输入电压。

⑦脚为共地端。

⑧脚为控制端，高电平输入为关断模式，供电端电流降至 $5\ \mu\text{A}$ 。



⑨脚为过电流传感器输入端，输入为电压信号。为了实现开关管过电流保护，在 VT_{1A} 源极接有源极电流取样电阻 R_6 。当 R_6 两端压降增大到限定IDS阈值时， R_6 压降使⑨脚电压升高，开关电路被关断。该端另一功能是输出低电流关断功能。输出电压经 R_S 降压取样送入⑨脚，当负载电流过小或空载时，势必使输出电压有上升趋势，此时⑨脚内电路关断驱动器。

⑩脚为外同步脉冲输入端。当用于负载变化范围小的设备时，使内部振荡器频率锁定于同步脉冲，以稳定为PWM模式工作。

⑪脚为振荡器外接定时电阻 R 。



⑫ 脚为前级控制电路共地端。

⑬ 脚为PFM模式控制取样输入端。输入电压经 R_1 、 R_2 和 R_3 分压输入 ⑬ 脚，当轻负载时， R_2 分压值上升，启动内部PFM电路控制稳压输出，通过降低开关频率方式降低电源低功率状态的损耗。

⑭ 脚为PWM反馈控制端。在50%额定负载以上或重载情况下， ⑬ 脚电压降低关断PFM电路，PWM电路被启动。此时 ⑭ 脚由 R_1 和 R_2 、 R_3 分压对输出电压取样，控制PWM电路，使输出电压稳定。

⑮ 脚为比较器的相位补偿电路端。

⑯ 脚为输入电压选择端。输入电压在芯片内部与输出电压比较，以设定降压模式或升压模式。





4.3 移动电子设备电源集成电路

近年来移动电子设备日益增多，为了对其内部功能电路提供多组不同的电压值，必须采用DC/DC变换开关稳压器。因此，专用于电池供电设备的电源集成电路应运而生。此类开关电源除具有一般升 / 降压稳压输出功能以外，还要求有电平控制的关断功能，以便使移动设备在等待状态可通过按键控制开 / 关机。根据供电功能电路的不同，单片电源集成电路也不同，一般通称为电源管理系统，通常可分为有升 / 降压功能的单片集成稳压电路、电池电压检测电路、充电器控制电路、LCD电源供电电路等。现以升 / 降压单片集成稳压电路为例介绍电源集成电路的原理及性能。



4.3.1 MAX744A电路

MAX744A为电源管理集成电路系列产品之一，是典型的PWM降压变换器，在宽负载电流变化范围内(从10 mA至额定电流)均有超过90%的效率，能有效地延长电池的使用寿命，还能根据负载电流值自动改变工作模式，在负载电流较大时，内部稳压系统为PWM控制方式，以免储能电感的高峰值电流引起分布电阻损耗；在轻负载时为PFM控制方式，以减小FET管栅极电荷损失，以免静态电流消耗过大。此外，有控制工作模式的集成电路也可使之固定于PWM控制模式，以避免纹波频率随负载电流变动。





MAX744A内部主要功能电路如图4-15所示。MAX744A的工作频率为159~212.5 kHz，以避免对通信设备第二中频455 kHz的干扰。该集成电路允许输入电压为6~16 V，输出稳定的5 V电压，负载电流达750 mA，静态电源电流仅为1.7 mA。当SHDN端呈现低电平时，内部电路处于关断状态，关断电流仅需6 μ A。





MAX744A内部具有振荡器、触发器、PWM比较器、基准电压产生器、输出驱动器以及P沟道FET开关管。其工作原理与前述降压开关电源的基本相同。主要的区别是：其一，内设有过电流检测电阻 R ，对开关管导通电流取样；其二，内设有软启动控制电路，外接 RC 充电电路，接通电源瞬间，电容 C 两端无电压，软启动控制端输出低电平，该电平接入PWM比较器反相输入端，使开机瞬间PWM比较器输出为零，随着 C 充电电压上升，PWM电路输出脉宽缓慢增大后，受控于误差放大器的输出；其三，内设有供电电压欠压检测电路，当电池电压低于下限允许值时，检测比较器输出高电平，通过非门关断驱动器的输出脉冲。

MAX744A内设输出电压取样分压电阻，因此其输出电压为固定的5V。其应用电路见图4-16。



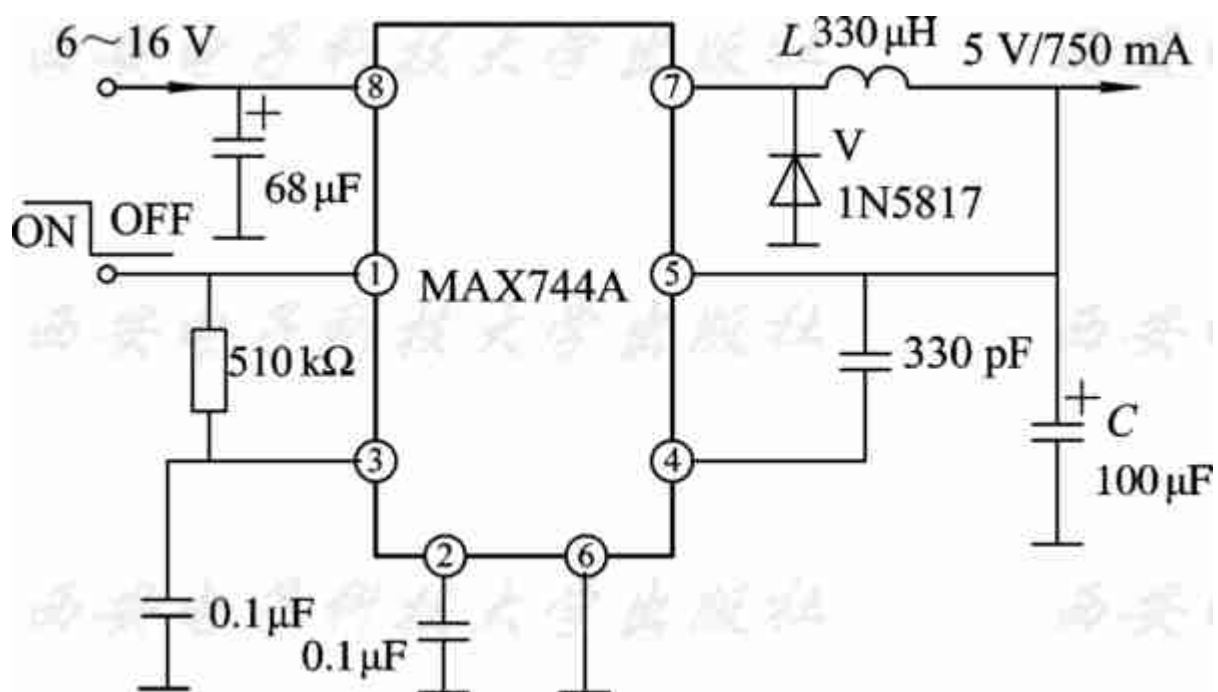


图4-16 MAX744A应用电路





MAX744A各脚功能及外围元件作用如下：

①脚为关断控制端，高电平时为接通状态，低电平时为关断。

②脚内接基准电压发生器，外接 $0.01\ \mu\text{F}$ 的旁路电容。

③脚为软启动控制端，由 $510\ \text{k}\Omega$ 电阻和 $0.1\ \mu\text{F}$ 电容组成软启动电路，启动期间初始电压 $0\ \text{V}$ ，启动完毕为输入电压。

④脚为取样误差放大器的取样分压端，接入误差放大器反相输入端。





⑤脚为输出电压控制端，内接取样分压电阻。如将⑤脚直接接到输出电压端，则输出稳压值为5 V；如果加入串联电阻后接到输出端，则输出电压可调整到大于5 V或近似等于输入电压。

⑥脚为共地端。

⑦脚为开关管漏极输出端，外接储能电感 L 、续流二极管 V 和滤波电容 C 。

⑧脚为输入电压端，接入6~16 V电压和脉冲旁路电容器。





4.3.2 MAX767电路

MAX767是3.3 V供电电源降压变换器，当输入4.5~5.5 V电压时，输出3.3 V / 10 A的供电电压。其静态电流为0.7 mA，备用状态仅为120 μ A。MAX767的应用电路见图4-17。

MAX767各脚功能及外围电路工作如下：

①脚为过流检测输入端，外接0.12 Ω 负载电流取样电阻。

②脚为软启动控制端，外接0.01 μ F充电电容，充电通路在集成电路内部。

③脚为电源输出控制端，高电平接通，低电平关断。

④、⑦、⑪脚为前级共地端。

⑤、⑥、⑫脚空置。

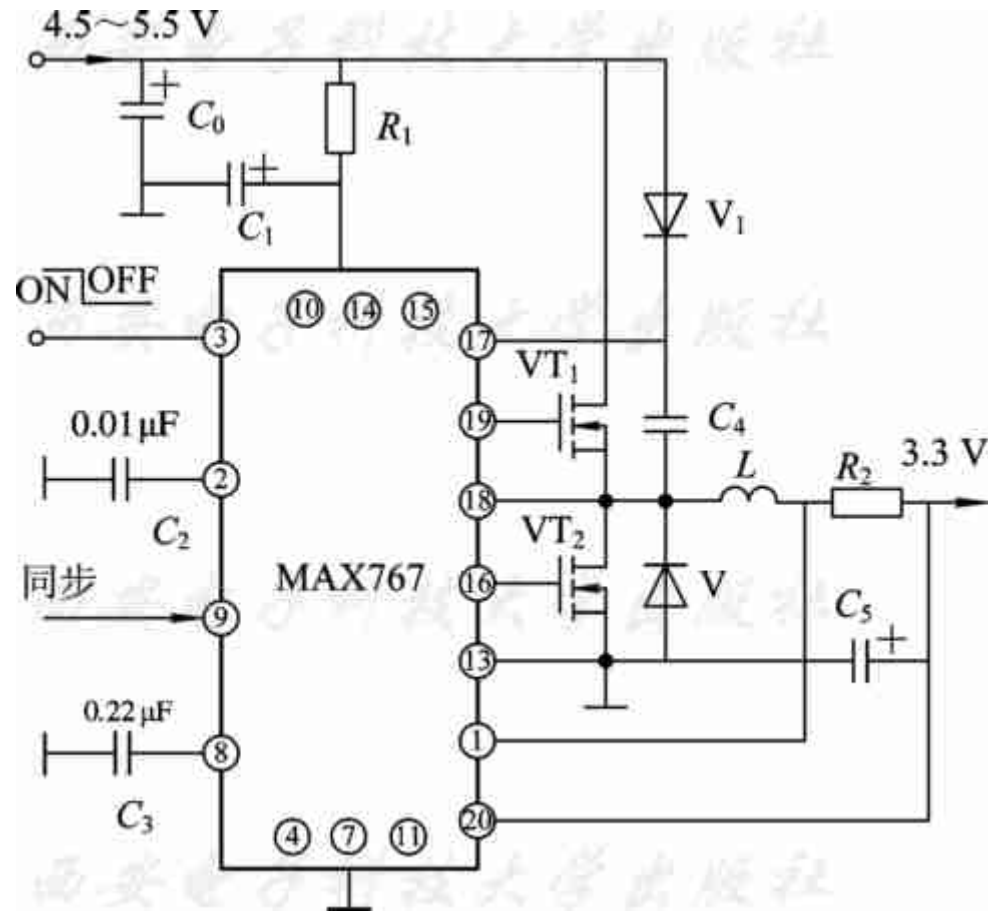


图4-17 MAX767的应用电路





- ⑧脚内接基准电压，外接 $0.22 \mu\text{F}$ 旁路电容。
- ⑨脚为同步时钟输入端，不用时与⑧脚相连。
- ⑩、⑭、⑮脚为输入电源隔离滤波器端，向集成电路内部前级电路供电， RC 用以滤除开关脉冲。
- ⑬脚为内部驱动级接地端。
- ⑯脚为下管驱动脉冲输出端。
- ⑰脚为上管驱动级的自举升压电路端，外接自举升压二极管和 $0.1 \mu\text{F}$ 的自举电路电容。将上管驱动脉冲的低参考点移动到输出中点，以使驱动脉冲加到 VT_1 栅、源极之间。





⑱脚为驱动输出电路中点端，相对于此点，⑰脚和⑲脚输出时序不同的正向驱动脉冲。

⑲脚输出脉冲先使 VT_1 导通，待 VT_1 关断后，脚才输出延后的正向驱动脉冲使 VT_2 导通，中间过程设有一定死区时间，以免 VT_1 、 VT_2 共态导通。

⑳脚引出端有两种功能：内接取样分压电路对输出取样，同时又是过电流检测电平的另一取样端。



4.3.3 模式控制的CMOS低功耗集成电路

MAX639为有PWM和PFM模式控制自动转换的低功耗降压开关稳压芯片。MAX639系列产品的内部功能电路见图4-18。

MAX639的基本降压电路如图4-19所示。当输入电压为6.5~11.5 V时，输出 $(5 \pm 0.2) \text{ V} / 225 \text{ mA}$ 的供电。当负载为100 mA时，最小压降为0.5 V，静态输入电流仅为 $10 \mu\text{A}$ 。电路中的欠压检测输出功能②脚可作为电池欠压指示，该电路中未用。如果在①~⑦脚外接分压电压使取样电压升高，也可输出3.3 V电压。与之性能相近的MAX653则不设内部取样分压器，由外电路接入，因而其输出可设定为3~5 V。在上述基础上改进生产的MAX1649 / 1627可驱动外接P沟道FET管，输出2 A的负载电流。

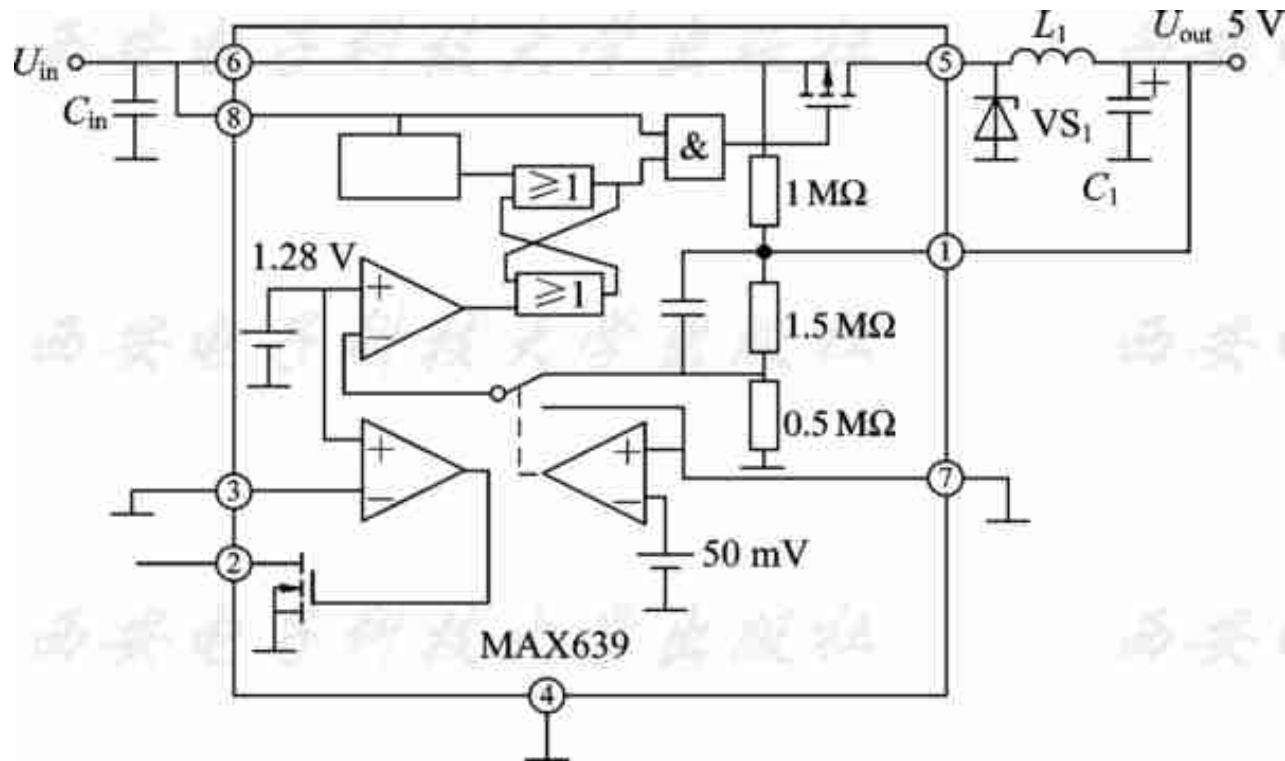


图4-18 MAX639系列产品的内部功能电路



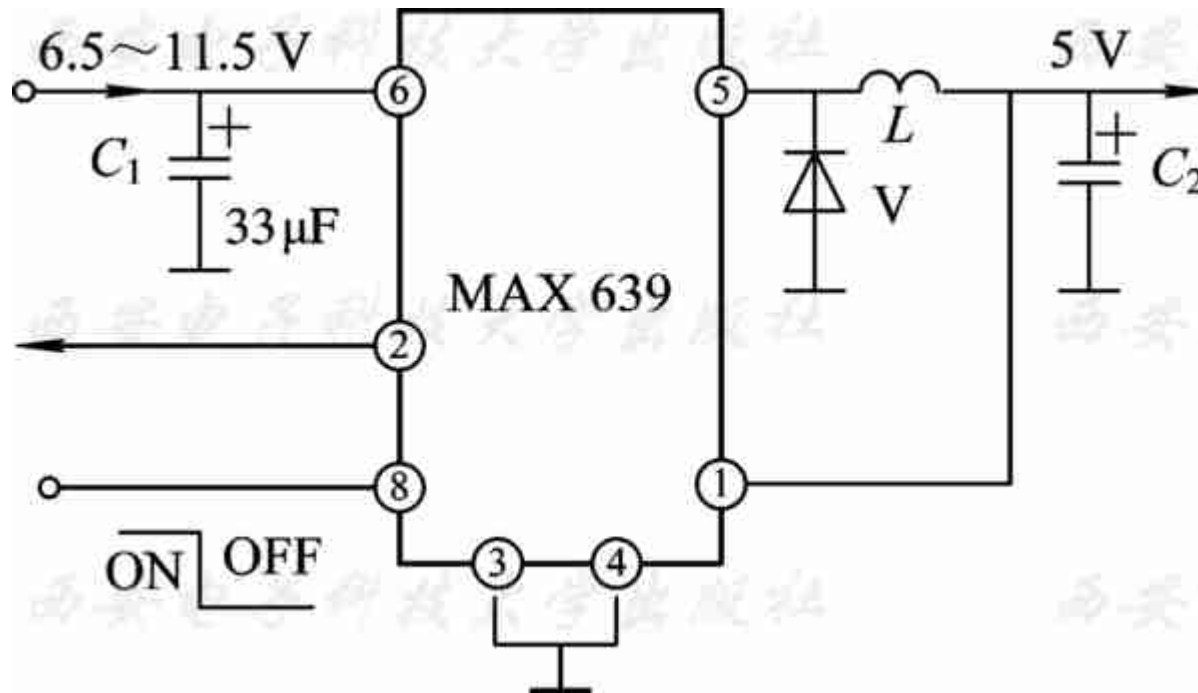


图4-19 MAX639的基本降压电路





4.3.4 MAX782电路

MAX782是一种用于移动设备的多组电源供应集成电路，其输入电压允许范围达 $5.5\sim 30\text{ V}$ ，可同时输出3组稳定的直流电压，其中 3.3 V 和 5 V 的最大输出电流均为 5 A ， 15 V 的最大输出电流为 0.3 A ，这3组输出电压的转换效率均大于 95% 。该集成电路内部集成了MOSFET管驱动电路，可同时驱动变换器的开关管和同步整流管。 3.3 V 和 5 V 电压的输出与否可分别由外加电平控制。MAX782的典型应用电路如图4-20所示。



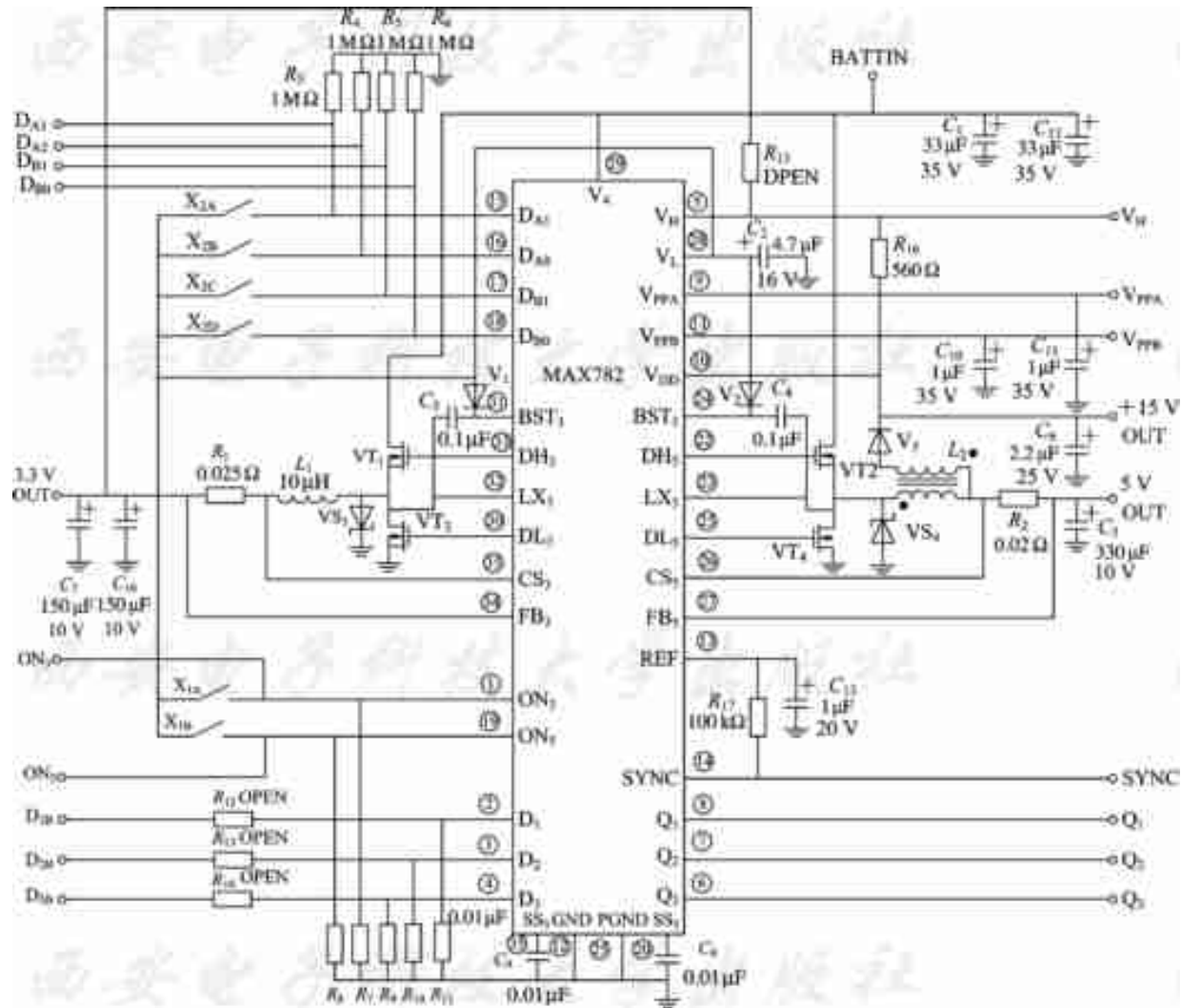


图4-20 MAX782的典型应用电路





MAX782各脚功能及工作原理如下:

⑳脚为5 V基准电压输出端。㉓脚为3.3 V基准电压输出端。为了使内部取样放大器正常启动, ⑤脚的启动电压由3.3 V经 R_{15} 提供。在应用电路中, 3.3 V和5 V的输出是相互独立的两部分。





开关管 VT_1 和 L_1 等组成3.3 V降压变换电路,当 VT_1 导通时,电池电压经 VT_1 向 L_1 存储能量;当开关管截止时,续流二极管 V_3 导通, L_1 的储能向 C_7 、 C_{16} 充电,为负载供电。 V_3 导通的同时,同步整流管 VT_3 导通,其D-S极的电阻只有 $0.3\text{ M}\Omega$,并联于 VS_3 两端,减小了续流路的正向压降,提高了效率。MAX782内部设有完整的它激式驱动电路、PWM控制电路、输出取样和误差放大器。③②、③③脚接开关管 VT_1 ,其中低电位端③②脚必须与 VT_1 源极等电位,因此③①脚外接 V_1 与 C_5 组成自举电路,以提高③①脚的直流电位。MAX782 ③①脚输出的脉冲驱动同步整流管 VT_3 ,其低电位点为共地。③①、③③脚输出的两组驱动脉冲均为正极性,以驱动N沟道功率MOSFET管 VT_1 、 VT_3 。为了使 VT_1 、 VT_3 轮换导通,两组驱动脉冲有一时间差,即 VT_1 先导通, L_1 存储能量,只有在 VT_1 截止后, VT_3 才能导通, L_1 的储能向负载电路释放。很明显,不允许 VT_1 、 VT_3 有即使是瞬时的同时导通,为此MAX782内部设有防止共态导通的控制电路,使两组驱动脉冲的交替处有适当的死区时间。③④、③⑤脚为过流检测输入端,由 R_1 两端压降来检测负载电流,当 U_{R1} 大于 100 mV 时,内部过流保护电路将减小脉宽,若连续过流,则关断驱动脉冲。③④脚同时作为输出电压的取样输入端,在内部与 3.3 V 基准电压进行比较,通过控制驱动脉冲的宽度,以稳定输出电压。





该集成电路的 L_2 设有附加绕组，由 V_2 整流、 C_6 滤波得到15 V直流电压，再由⑩脚输入内部辅助PWM控制系统。

MAX782 ⑭脚内部为200~300 kHz振荡器，主要由 R_{17} 设定振荡频率，同时可由⑭脚引入外同步信号，使振荡频率与外系统时钟同步，避免引入脉冲干扰。①、⑲脚为两路输出电压的控制端，高电平为工作状态，低电平为等待状态。⑳、㉔脚外接有两只0.01 μ F软启动电容，其设定的软启动时间约为9 ms。





4.3.5 LTC1149电路

LTC1149系列电路是电源管理集成电路，输出电压为

$$U_o = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (4-3)$$

LTC1149的典型应用电路如图4-21所示。LTC1149的开关管使用P沟道MOSFET管，而同步整流管则使用N沟道MOSFET管。



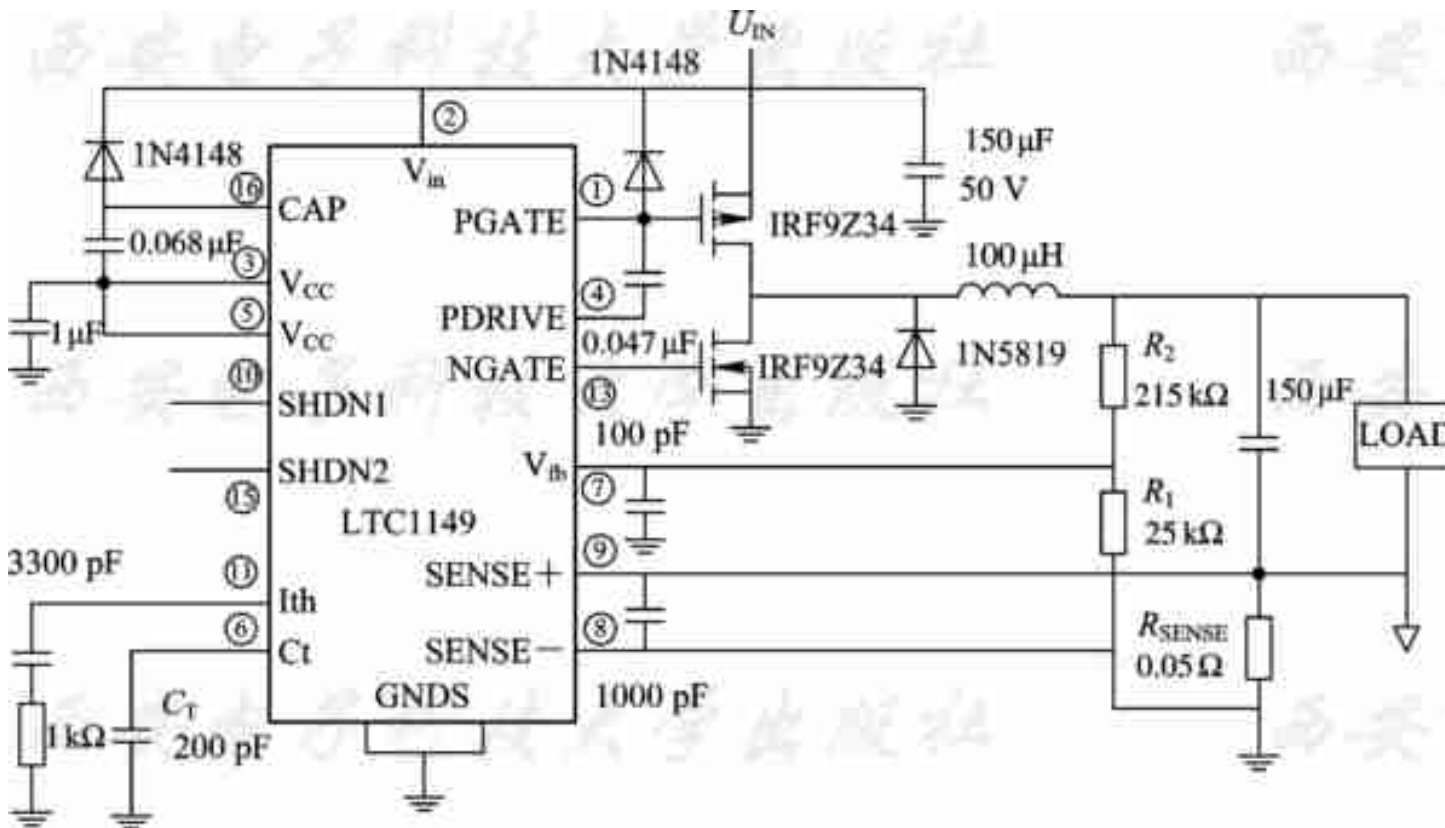


图4-21 LTC1149的典型应用电路





LTC1149各脚功能如下：

- ①脚(PGATE)为开关管驱动输出端。
- ②脚(V_{in})为输入电压。
- ③、⑤脚(V_{CC})内接基准电压，外接旁路电容。
- ④脚(PDRIVE)为开关管驱动电路自举升压输出端。
- ⑥脚(C_t)外接振荡电路定时电容。
- ⑦脚(V_{fb})为取样放大器输出端，外接相位补偿电路。
- ⑧脚(SENSE-)和⑨脚(SENSE+)为过流保护输入端，⑧脚内设取样分压电路。





⑩脚(SHDN1)和 脚(SHDN2)为LC控制端，低电平为工作状态，高电平时输出被关断。

⑪脚(Ith)为控制系统接地端。

⑫、⑭脚(GNDS)为驱动级接地端。

⑬脚(NGATE)为同步整流器驱动脉冲输出端。

⑯脚(CAP)为软启动控制端，接通电源瞬间为基准电平，随外接电容充电电流的减小而成为低电平，集成电路进入额定PWM控制状态。





4.4 特殊用途开关电源

利用开关电源的基本原理，可以开发出多种特殊用途的开关电源。目前的显示设备，已将变换器加入PWM系统，成为高压输出的开关稳压器。随着计算机技术的发展，对显示器的要求越来越高，所以目前这种输出为20 kV以上的超高压开关电源已被用于微机显示器和某些高档CRT投影机中，不但使显示器的性能有了大幅度提高，而且在保护阳极电压较高的投影管方面也有着重要作用。





4.4.1 显示设备的超高压稳压电源

某些显示器采用CRT独立供电方式，行扫描电路只向行偏转线圈提供扫描电流，并向钳位电路和消隐电路提供作为行频基准的行逆程脉冲，另设独立的超高压和中压供电并具有稳压功能的变换器向CRT提供电压。CRT供电系统共由PWM脉冲控制系统、逆程变换系统和保护系统三部分组成，如图4-22所示。

它激式开关电源脉冲驱动控制器TDA8380A可组成变脉宽驱动和控制系统，产生驱动脉冲，由A点输出，驱动开关管，控制变换器的脉冲变压器存储能量的大小，以调整次级的高压输出。





TDA8380A内部含有独立振荡电路，由外接定时电容设定基本振荡频率 f_0 。振荡器设有外同步输入端，当输入频率高于 f_0 的负极性同步信号时，振荡器可以同步于最高100 kHz的外同步信号。一旦振荡频率设定后，振荡脉冲的占空比便受PWM电路的控制，使驱动脉冲占空比在48%以内改变。占空比可变的脉冲经触发器整形，由驱动电路输出两路时序不同的调宽脉冲。两路驱动输出采用集电极和发射极均开路的输出方式，增加了应用的灵活性。如果两路输出采用并联形式，由A管集电极和B管发射极并联输出，则输出的是极性相同、时序不同的占空比加倍的驱动脉冲，这种驱动方式使最大占空比变化范围增大至近98%，适用于驱动单端开关电路。



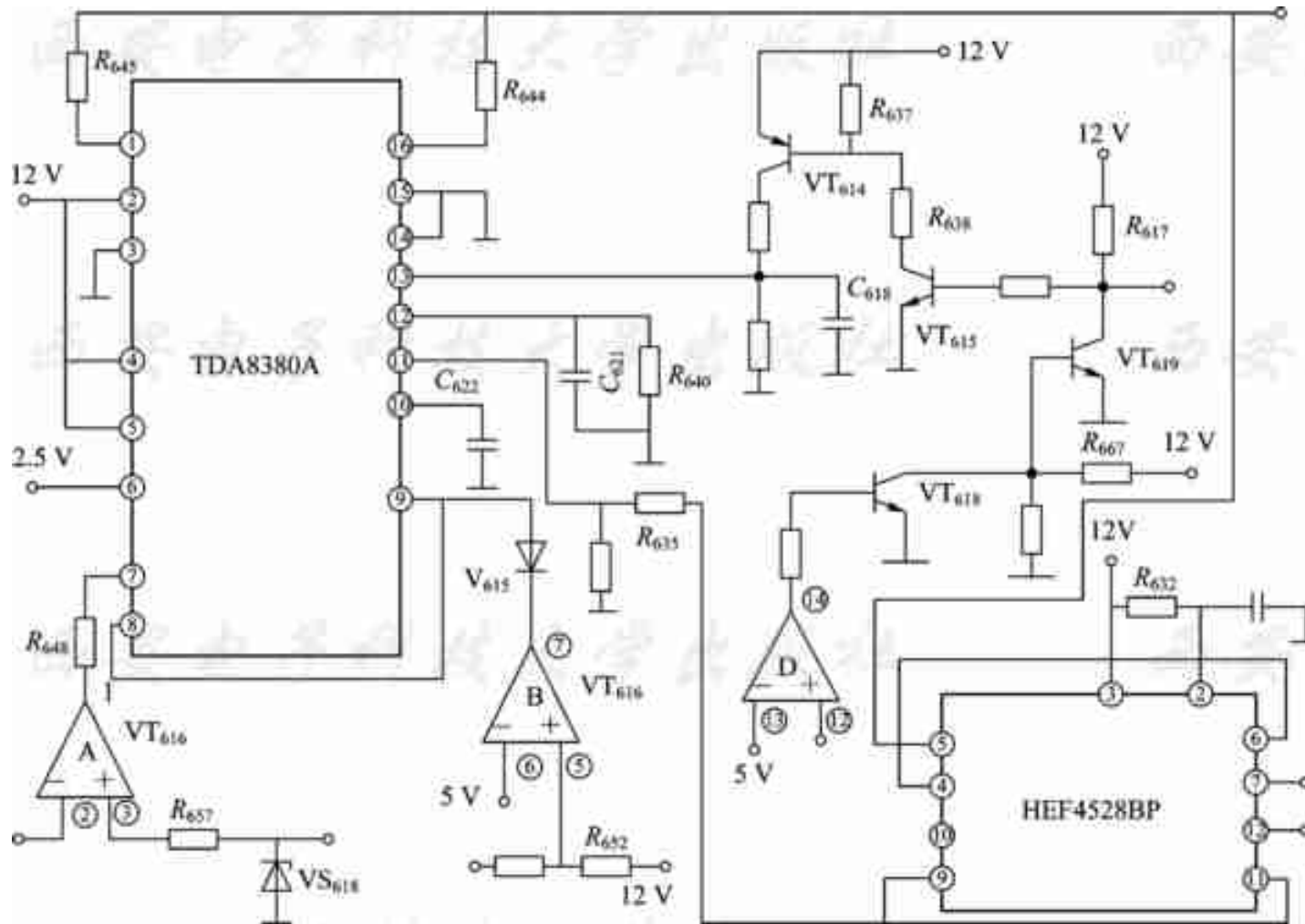


图4-22 PWM脉冲控制和保护系统





如果两路输出分别由A管发射极和B管集电极输出，则输出的是极性相同、时序不同且有一定死区时间的驱动脉冲，这种方式适用于驱动推挽式开关电路。两驱动管由外电路独立供电，使驱动器容易实现驱动电平移位，而无需驱动变压器隔离。若A管和B管都由同一电极输出，则输出极性相反的驱动脉冲，这种方式适用于驱动互补推挽开关电路。TDA8380A内部还设有过零检测电路，对脉冲变压器感应电压取样。当感应电压下降到0 V时，脉冲变压器磁能已释放完毕，过零检测电路通过锁定电路的复位使双稳态触发器接受振荡脉冲的触发，输出下一周期的驱动脉冲。这就避免了脉冲变压器能量未释放完前，因开关管连续导通而引起脉冲变压器磁饱和，导致电感量下降造成开关管的过热击穿。





TDA8380A内部取样比较器的同相输入端接有内部提供的2.5 V基准电压，其反向输入端通过外取样分压电路得到取样电压。TDA8380A内部还设有一系列保护电路，即电源过压和欠压保护输入、过流保护输入和开机软启动控制等。TDA8380A各引脚功能如下：

①、②脚分别接A路驱动管的发射极和集电极。当②脚接 $+V_{CC}$ 时，①脚输出正向驱动脉冲。如果将①脚接地，②脚外接负载电阻供电，则②脚输出负极性驱动脉冲。

③脚为过零检测输入端，引入过零检测脉冲。当脉冲在上升沿和持续期间时，通过锁定电路关闭双稳态触发器，A、B两路将无输出，而在脉冲下降沿时内部触发器复位。



④脚为 V_{CC} 欠压和过压取样输入端。在实际电路中，④脚和⑤脚的供电端并联，对 V_{CC} 取样。也可以通过取样分压器对输入整流电压取样，实现输入市电的过压和欠压保护。

⑥脚为2.5 V基准电压输出端，用作内部保护电路和误差比较器的基准电压。外接入误差1%的电阻，使基准电压稳定。

⑦脚为取样比较器反向输入端，引入开关电源次级取样电压。当次级输出电压升高时，比较器输出端⑧脚输出电压降低，使驱动脉冲占空比减小，达到输出电压的稳定。

⑨脚为脉宽调制器控制输入端，由⑧脚引入。当⑨脚电压降低时，占空比减小。



⑩脚外接定时电容 C_{622} ，与内电路的定时电阻设定振荡器的基准频率 f_0 。

⑪脚为外同步输入端，输入负极性同步脉冲，可以在大于 f_0 和小于100 kHz的范围内使振荡器同步。

⑫脚为软启动控制端，外接电容 C_{621} 。开机瞬间 C_{621} 通过内电路充电，使⑩脚输出低电平，通过PWM电路使占空比为最小。随 C_{621} 充电电压上升，占空比由10%上升为额定值。电阻 R_{640} 为关机后 C_{621} 提供放电通路，以使下次开机前软启动电路复位。

⑬脚为过流保护输入端，直接控制双稳态电路。当该脚输出高电平时，关闭双稳态电路，实现保护。

⑭脚为接地端($-V_{CC}$)。

⑮、⑯脚分别接B路驱动管的发射极和集电极，与①、②脚作用相同。





4.4.2 行脉冲驱动超高压变换器

为了改善图像效果，同时延长投影管的寿命，可以采用另一种脉宽控制方式稳定超高压。在这种方式中，超高压变换器和行扫描输出级是各自独立的，共用驱动脉冲信号源。其特点是，超高压变换器的驱动脉冲信号源仍沿用行驱动脉冲，而在脉冲放大电路中加入电子开关控制脉冲放大器的供电，在每个行周期中用断开放大器供电的方式控制输出脉冲的脉宽，达到稳定超高压输出的目的。





背投影机的超高压变换简化电路如图4-23所示。由IC₆₀₃组成行振荡电路，⑫脚输出行脉冲。行驱动脉冲经射随器VT₆₀₁缓冲后分成两路：一路由VT₁₀₀₃缓冲，驱动行推动级VT₁₀₀₂，再经行推动变压器TC₁₀₀₁驱动行输出管VT₁₀₀₁；另一路经VT₆₀₁发射极、隔离电阻R₉₀₁送入射随器VT₈₁₀缓冲放大，驱动推动级VT₈₀₁，推动变压器TC₈₀₂的次级直接驱动开关管VT₈₀₆。





VT_{806} 的集电极并联接入两只脉冲变压器，其中 TC_{803} 次级一绕组脉冲电压由 V_{814} 整流、 C_{828} 滤波，向3只投影管提供 $6.3\text{ V} / 1.8\text{ A}$ 的灯丝供电。 TC_{803} 次级另一绕组脉冲电压用于升压式整流电路，将 135 V 供电串联接入 65 V 的脉冲整流电压，向3组视频放大器提供 200 V 电压。而另一只脉冲变压器 TC_{801} 则只输出超高压和聚焦电压。由该电路可见，行输出级和超高压变压器之间无直接联系，完全避免了两者的相互影响。





在超高压变换器的两级脉冲放大电路中，推动级 VT_{801} 的集电极供电电路串联接入 VT_{802} 、 VT_{803} 组成的电子开关，在输出级 VT_{806} 的发射极也接入电子开关 VT_{808} 。为了适应输出级工作电压高、电流大的特点，采用MOSFET管作为电子开关。当两级电子开关都输入高电平控制信号时，超高压变换器接通开始工作。如果控制信号为脉宽调制的方波信号，则 TC_{801} 、 TC_{803} 初级输出的行脉冲被驱动控制脉冲所调制，输出PWM脉冲。在超高压变换器中，由 TC_{801} 初次级匝数比设定超高压输出，由驱动脉冲的脉宽调制向下调整超高压。所谓向下调整是指，当电子开关 VT_{803} 、 VT_{808} 短路时， VT_{806} 输出脉冲为最大脉宽等于标准行脉冲的脉冲宽度，此时 TC_{801} 次级输出电压稍高于额定电压，然后通过驱动控制使行脉冲宽度减小，使超高压输出为额定值。当超高压变化时，驱动脉冲有调整的余地。



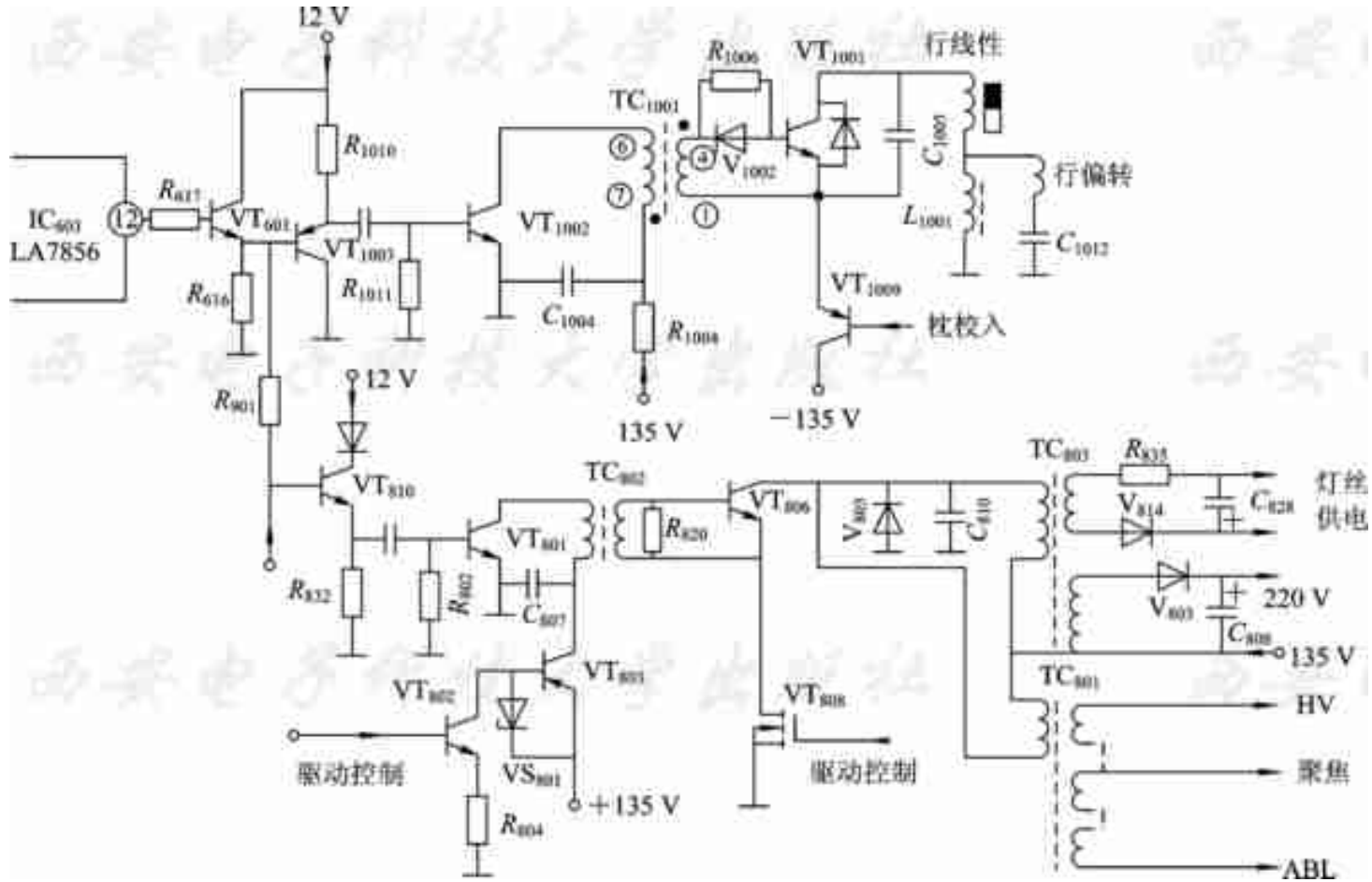


图4-23 背投影机的超高压变换简化电路





4.4.3 基于TPS54350的DC/DC变换器电路

1. TPS54350的特性

TPS54350是一种内置MOSFET的高效DC / DC变换器，其主要特性如下：连续输出电流为3 A时，效率达90%以上；输入电压范围为4.5~20 V；输出电压可调低至0.891 V，精确度为1%；可编程外部时钟同步；脉宽调制频率在250~700 kHz可调节；具有峰值电流限制与热关断保护；欠压关断可调节；有内部软启动功能；电源输出安全。





2. 实用电路

TPS54530支持中等范围的电流输出，能够将输出电压降至0.891 V，其精度可达1%。TPS54530集成了高端MOSFET和一个可选择的低端外部MOSFET栅极驱动器。此外，该器件还采用了高性能电压误差放大器，极大地改善了瞬时条件下的性能，从而可灵活选择输出滤波电感器与电容器。开关频率固定在250 kHz或500 kHz，也可以将其升高到700 kHz，以缩小无源组件的尺寸。





图4-24示出了TPS54350的实际应用电路。图中给出的是其中一种情况，其输出电压是可变的，通过改变电阻器 R_2 的阻值，可得到期望的输出电压值。图4-26所示电路中的输入电压为 U_i 为5 V，输出电压为3.3 V，通常取 $R_1=1\text{ k}\Omega$ ， R_2 的计算公式为

$$R_2 = R_1 \frac{0.891}{U_i - 0.891} \quad (4-4)$$

表4-1给出了当 R_1 分别为1 k Ω 和10 k Ω 时，输出电压下的 R_2 的选值。设计的系统是应用图4-26所示电路来实现的。根据不同的输出电压要求 R_2 选用不同的阻值，其阻值的取法可参照该表。本系统中的 $R_1=1\text{ k}\Omega$ 。

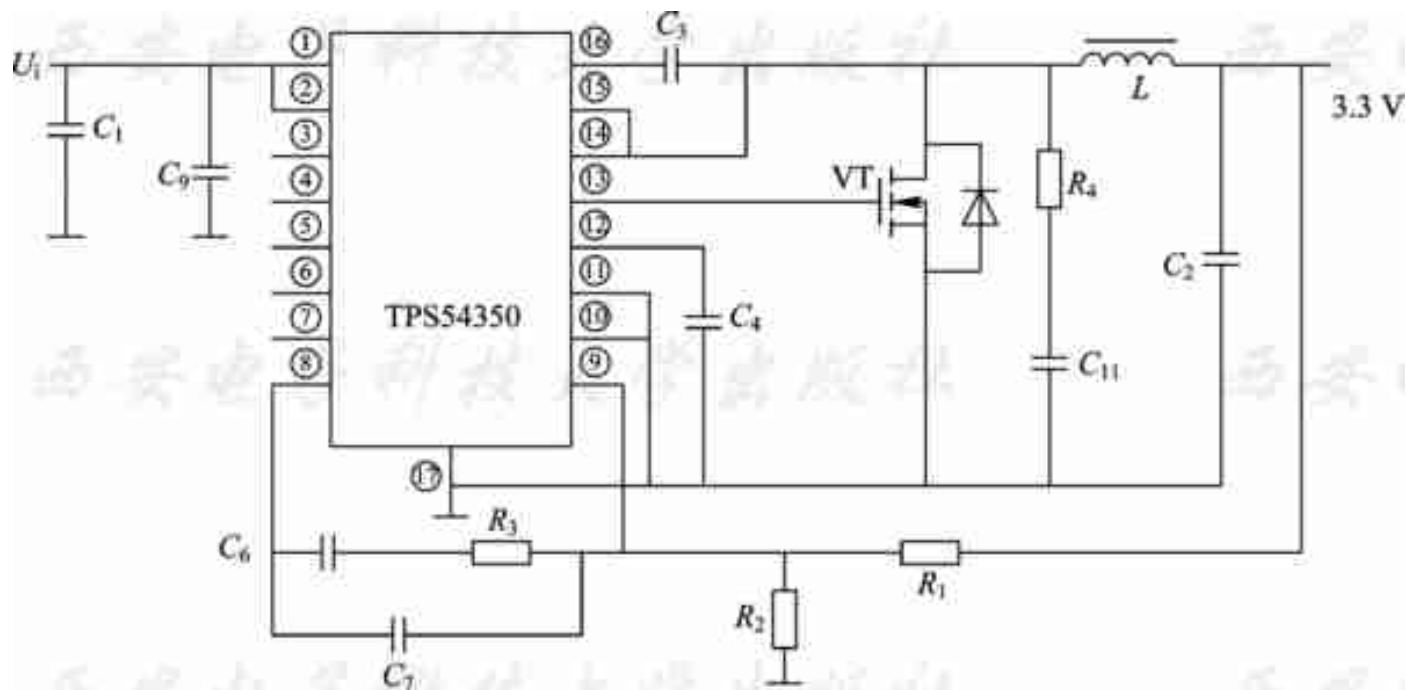


图4-24 TPS54350的应用电路



表4-1 R_1 、 R_2 不同时的输出电压

$R_1=1\text{ k}\Omega$		$R_1=10\text{ k}\Omega$	
输出电压/V	$R_2/\text{k}\Omega$	输出电压/V	$R_2/\text{k}\Omega$
1.2	2.87	1.2	28.7
1.5	1.47	1.5	14.7
1.8	0.96	1.8	9.6
2.5	0.549	2.5	5.49
3.3	0.374	3.3	3.74

