

ACT30 系列 IC 独立控制器及其应用

ACT30 Series IC discrete controller and its application

魏 炜, 李 伟, 高季荪

中图分类号: TM57 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517 (2009) 05-8-103

1 引言

在小功率电池充电器, 电源适配器及开关电源中, 广泛采用 RCC 变换器 (Ring ing Choke Converter), 其基本电路如图 1 所示。

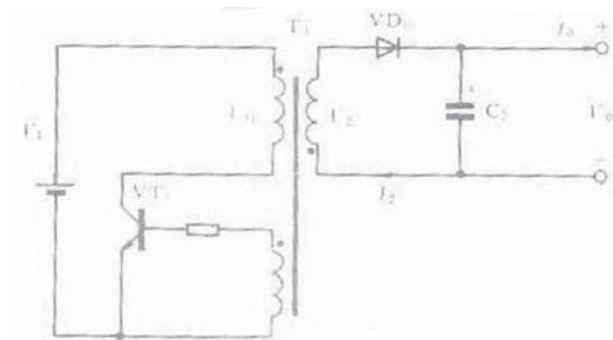


图1 RCC 基本电路

这种 RCC 电路由于是基极激励, 其安全工作电压受 BV_{ce0} 的限制。但是, 如果采用了 ACT30 系列独立控制器, 接在普通 NPN 型开关晶体管的射极, 或 N 沟道 MOSFET 的源极。如图 2 所示, 采取射极激励的方式。就可大大改善 NPN 型晶体管的安全工作范围。

如图 3 所示, 我们知道, 通常 $BV_{cbo} > BV_{ceo}$, 图中的安全工作电压由 V_{ceo} 扩大到 V_{cbo} 。这样, 对于 $V_{AC}=265V$ 的电网电压就可采用下列较便宜的最普通的 NPN 型功率开关晶

体管。

不仅如此, ACT30 系列独立控制器, 还具有输出短路保护, 过流保护及欠压保护等功能。下面对 IC 器件及其实用电路作一详细介绍。

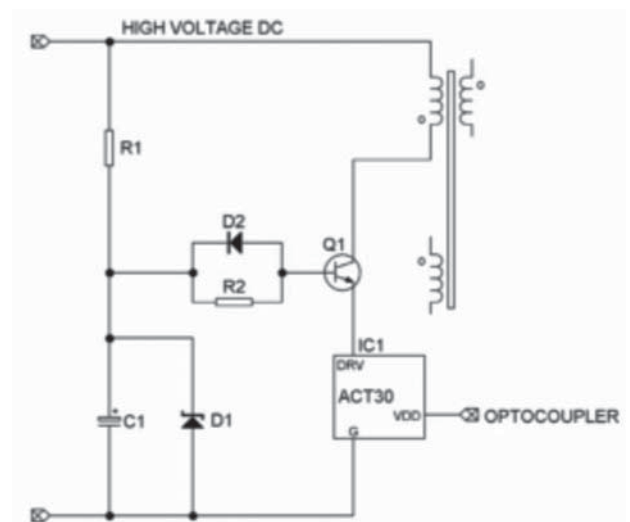


图2 简化应用线路

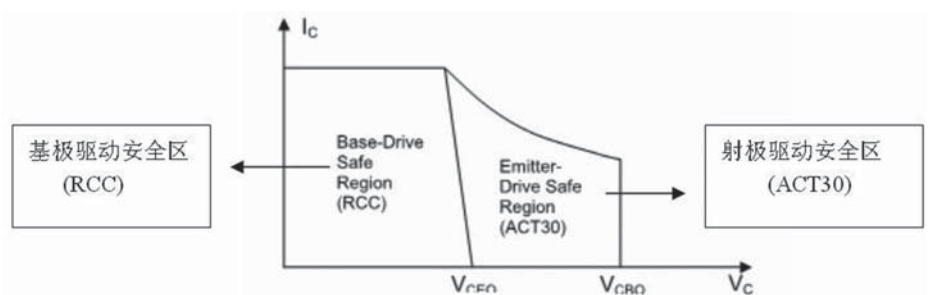


图3 NPN 反偏安全工作区

表 1

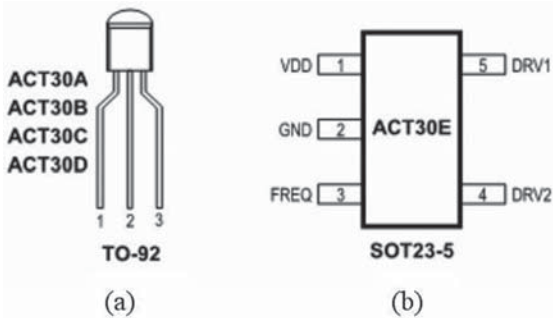
晶体管型号	BVcbo (V)	BVceo (V)	Ic (A)	HFEmIn	封装形式
W13003B	600	400	1.2	15	TO-126
W13003	600	400	1.5	15	TO-126
W13003D	700	400	1.8	15	TO-126
W13002B	600	400	1.2	15	TO-92

表 2 引脚说明

引脚号		引脚名称	引脚说明
TO-92	SOT23-5		
1	1	VDD	电源输入端，连接光耦的射极，在内部限制到5.5V，用一个适当的补偿网络旁路到地。
2	2	GND	接地
3		DRV	驱动输出（TO-92）接到高压管NPN或MOSFET的射极。对于ATC30A/C，DRV脚内连到DRV1。对于AC30B/D，DRV内连到DRV1和DRV2。
	5	DRV1	驱动输出1（SOT23-5）在启动期间，也用作电源输入端。
	4	DRV2	驱动输出2（SOT23-5）
	3	FREQ	频率选择（SOT23-5）该端子有个内部的200kΩ下拉电阻，在100kHz时，连到VDD。在65kHz时，连到地或脱离断开。

2 ACT30 的外形引脚及内部功能说明

①如图 4 (a、b) ACT30 系列 IC 块，有两种封装形式：TO-92（图 4a）和 SOT23-5（图 4b）。



②内部功能说明：见图5

图4

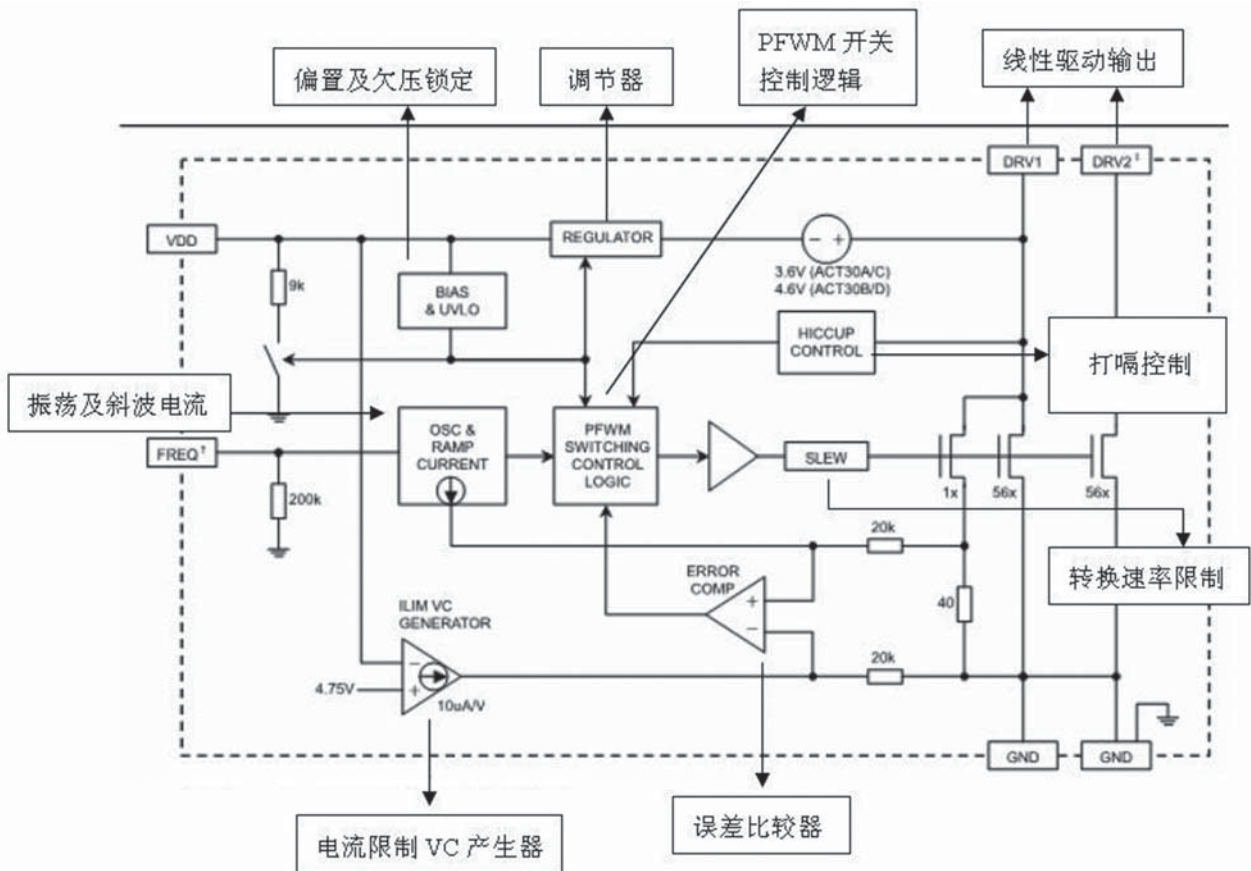


图5 功能方框图

图5为ACT30的功能方框图。主要包括：开关控制逻辑，两个带有并联电流检测的接通芯片中间电压驱动 MOSFETS。驱动器、振荡器斜坡产生器、电流限制 VC 发生器、误差比较器、打嗝控制偏置、及欠压锁定和调压电路。

从图5看出，该 IC 有6个内部端子， V_{DD} 是电源供电端，DRV1 和 DRV2 是线性驱动输出，可以驱动外接 NPN 高压晶体管或 N 沟道 MOSFET 管的射极。这种射极驱动方式，可充分利用晶体管的 BV_{cbo} 高的优点。可采用低成本的晶体管，如 W13003D ($V_{cbo}=700V$) 或 W13003 ($BV_{cbo}=600V$) 适用输入电压变化较宽的范围。转换速度限制的驱动和外接 NPN 晶体管的截止特性一起可使 EMI 降低。

驱动峰值电流（相对于供电电压 V_{DD} ）设定有负压系数，这样，较低的供电电压，会自动引导出较高的 DRV1 峰值电流，这种方式，当供电电压降低时，光耦器可以直接控制 V_{DD} 去影响驱动电流增加。

1#FREQ 端子线，在 ACT30C/D T0-92 中被熔接到 V_{DD} 端，2#DRV2 端子线在 ACT30B/D T0-92 中被熔接到 DRV1。

③ ACT30 的启动时序，参看图2 简化应用电路，及图6 启动波形图：

启动时序

图2 表明一个简化的应用电路。开始，微小电流通过电阻 R1 给电容 C1 充电，晶体管作为射极跟随器，使 DRV1 电压也随之升高，内部调节器产生 V_{DD} 电压等于： $V_{DR1}-3.6V$ （对于 ACT30A/C）或 $DRV1-4.6V_{DD}$ ，（对于 ACT30B/D）不过，它最大不超过 5.5V。当 V_{DD} 达到 5V 时，该调节器电源的作用停止， V_{DD} 开始下降（由于有电流消耗），当 V_{DD} 电压降低到低于 4.75V 时，光耦反馈电路阻止 V_{DD} 进一步下降。这种转换作用也允许反馈绕组接替 C1 电容去供电。图6 为 ATC30

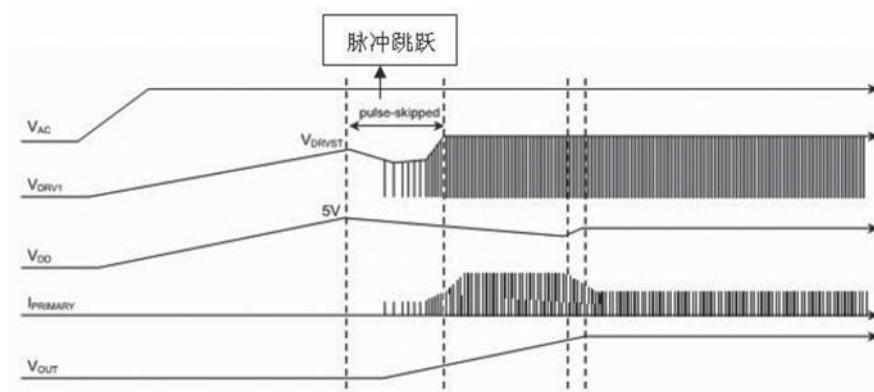


图6 启动波形图

的典型启动次序波形图。

为了限制反馈电压，用 12V 稳压管（对于 ACT30A/C）或者 13V 稳压管，（对于 ACT30B/D）（图2 中的 D1）。

由于启动电流很小，可以把启动电阻 R1 加大到 2M Ω 。实际的 R1 值应按待机损耗和启动时间延迟两者兼顾考虑。

④ 正常工作：

在正常工作时，来自变压器次级侧的反馈信号，通过光耦转换成电流信号注入 V_{DD} 脚。 V_{DD} 脚的动态电阻为 9k Ω 。综合的 V_{DD} 电压影响 IC 的转换。从功能方框图看出，电流限制 VC 产生器利用 V_{DD} 电压和基准电压 4.75V 之间的差，在误差放大器的负输入端上产生一个成比例的偏差电压。

在每次开关周期开始点，该驱动器接通。当初级的电流增加时，电流检测电阻电流（是变压器初级电流的一部分）也随时增加。

当该电压越过这个电流检测电阻加上振荡器斜坡信号，等于误差比较器负的输入电压时，该驱动器就关断。这样，峰值 DRV1 电流具有负压系数为 -0.29A/V，并可按下式计算。

$$IDRV1PEAK=0.29A/V*(4.75V-V_{DD})$$

对于 $V_{DD}<4.75V$ 工作期 <50%

当输出电压小于调节器电压， V_{DD} 脚上的电流就是零。并且 V_{DD} 电压下降，在 $V_{DD}=V_{UV}=3.35V$ ，峰值 DRV1 电流最大为 400mA。 V_{DD} 电压低时，驱动电流 $IDRV1$ 最大，输出升到调整点，超过此点，光耦又动作，来阻止 V_{DD} 下降。

⑤ 极限电流的调节：

该 IC 专有的驱动安排，允许电流极限值在 400mA 及 1.2A 之间调节。为了理解这点，该驱动器必须按线性电阻器件来使用。典型的电阻值为 3.6 Ω [而不是按数字输出开关用]。电流极限值则可通过图7 所示的线性组合来

计算。对于 T0-92 封装 ACT30A/C，均能设定到 400mA 极限值，而 ACT30B/D 被设定为 800mA 极限值。对于 ACT30E（SOT23-5）封装，提供 DVR1 和 DVR2 两个端子。

⑥ 脉冲频率跳变：

PFWM 开关控制逻辑方框，依据输出负载电流大小按不同的模式工作。在轻载下， V_{DD} 电压约为 4.75V。由每个开关周期（最小导

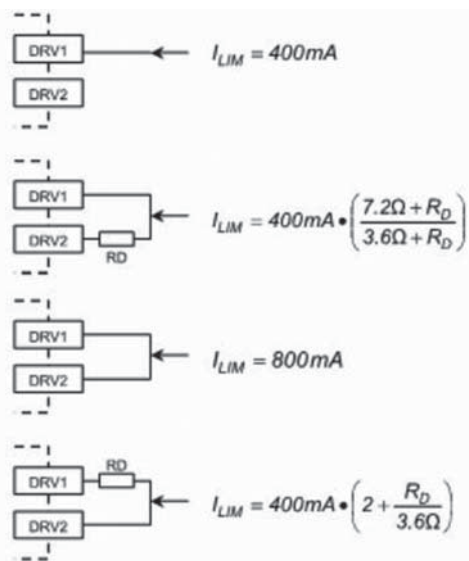


图7 驱动输出结构

通时间为 500ns) 传输到输出端的能量, 引起 V_{DD} 稍微增加到高于 4.75V, FPWM 开关控制逻辑方框能够检测出这种状态, 并阻止 V_{DD} 再低于 4.75V。这就导致在脉冲宽度固定而频率可变的情况下, 产生一种脉冲频率跳跃作用。因为开关频率下降了, 所以, 使功耗降低, 典型的系统待机功耗是 0.15W。

⑦输出短路打嗝:

当输出端短路时, ACT30 就进入打嗝模态工作。在这种状态下, 辅助的供电电压减弱了。在每周期截止时间内,

导通芯片检测器比较 DRV1 电压和 6.8V 电压, 如果 DRV1 电压低于 6.8V, 则 IC 就不起动下一个周期, 使辅助电压和 V_{DD} 电压两者进一步下降, 当 V_{DD} 电压降低于 3.35V 时, 电路则进入启动模式。

这种打嗝状态, 一直持续到短路被排除为止。有这样的特性, 使有效的工作比很低, 短路电流很小。为确保 IC 容易地进入打嗝模式, 变压器这样绕制, 使反馈和输出绕组间紧密耦合。按下述次序来绕制; 从骨架上开始, 初级绕组输出绕组反馈绕组。

3 实用电路介绍

下面介绍采用 ACT30 构成的两种实用电路。

3.1小功率开关电源: (小功率AC-DC adapter)

如图 8 所示开关电源电路: 其输入电压为 85-265V, 50Hz/60Hz, 最大输出功率 5W。输出电压 $V_{out}=5V \pm 0.5\%$, 输出电流 $I_{out}=0-1A$ 。开关频率 65kHz。

该电路元件的参数值列于表 3, 变压器资料列于表 4。

表3 电路元件参数

符号	数值	说明
R1, R2	510K/1206	5%
R3, R4	200K/1206	5%
R5, R7	330R/0805	5%
R6	100R/0806	5%
R8	200R/0805	5%

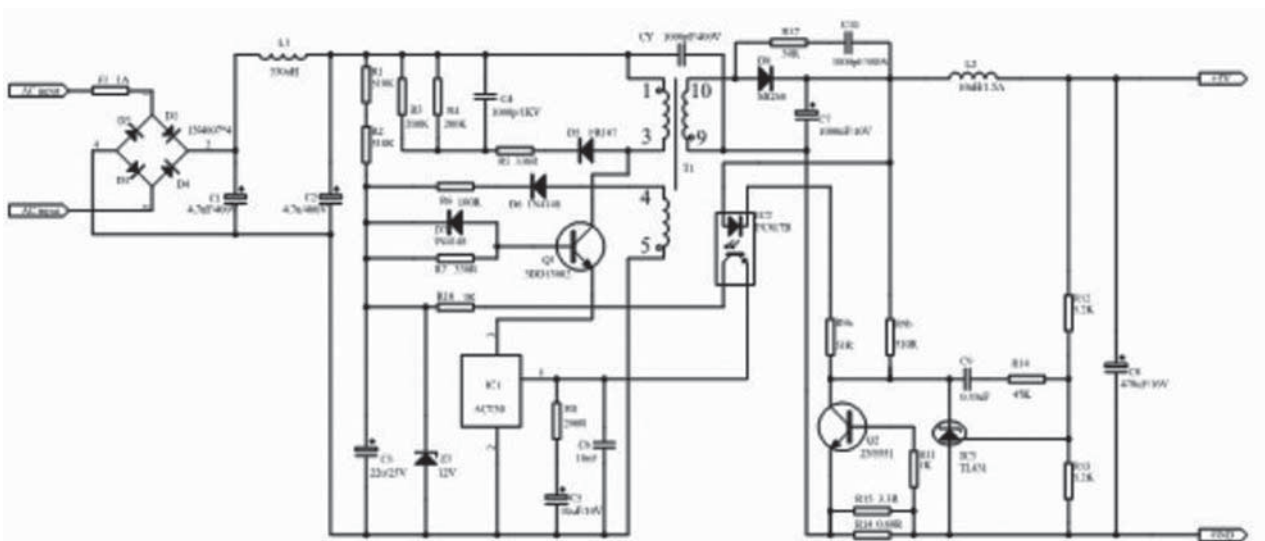


图8 AC-DC 适配器

R9a	51R/0805	5%
R9b	510R/0805	5%
R10, R11	1K/0805	5%
R12, R13	5.1K/0805	1%
R14	0.68R	1%, 1.5W
R15	3.3R/1206	1%
R17	30R/0805	5%
C1, C2	4.7uF/400V	Electrolytic Cap
C3	22uF/16V	Electrolytic Cap
C4	1000pF/1KV	Ceramic Cap
C5	10uF/10V	Electrolytic Cap
C6	10nF/0805	X7R, 20%
C7	1000uF/10V	Electrolytic Cap
C8	470uF/10V	Electrolytic Cap
C9	0.33uF/0805	X7R, 20%
C10	1000PF/500V	Ceramic Cap
CY	1000PF/400V	Y Class Cap
D1-D4	1N4007	
D5	FR107	
D6, D7	1N4148	Glass Case
D8	SR306	Schottky Diode
Z1	12V	Zener Diode, Glass Case
L1	330uH	
L2	10uH/1.5A	
Q1	W13003B	T0-126, $\beta > 15$
Q2	2N5551	SOT23-3
IC1	ACT30A	T0-92
IC2	PC817B	DIP4
IC3	TL431	T0-92
F1	1A	FUSE
T	EE16-5V1A	EE16 10Pins
Pcb	34.1mm×54.4mm	FR-4, Sing Layer 35um

电路工作详细说明如下：

输入级：

输入交流电压通过 D1-D4, C1 和 C2, 保险管 F1, 整流滤波。保险管 F1 是一种阻燃的可熔断型, 防止故障状态, 并满足安规故障测试要求。C1 和 C2 的数值, 这样选择,

为满足 2uF/W 电容, 所用电容值较小。电源频率输出纹波会增加。典型情况下, 差模 EMI (<500kHz) 也会增加。为满足 EN55022B/CISPR22B, 及 FCCB 传导 EMC 限额要求。由电容 C1 和 C2 及电感 L1 组成 Π 形滤波器。

ACT30A 工作：

接通电源, 高压就加在变压器 T1 的 1 脚上。然后, 微小电流就通过电阻 (R1+R2) 给电容 C3 充电, 而晶体管 Q1 作为一个射极跟随器, 提升 ACT30A 的引脚 3 (DRV1) 上的电压, IC 内部调节器产生一个电压等于 VDRV1-3.6, (最大值为 5.5V) 加到 ACT30A 的 1# 脚 (FB/V_{DD})。并通过 R8 给 C5 充电。当 VDRV 增加到 8.6V (V_{DD} 达到 5V) 该调节器电源的作用停止, 而 V_{DD} 则开始下降。由于 ACT30A 的内耗电流流过, 当 V_{DD} 电压降低到 4.75V 时, IC 就开始工作, 驱动电流增加, 利用 C5 中的能量去供给 IC。当该输出电压达到调节点时, 光耦 (IC2) 反馈电路就阻止 V_{DD} 进一步下降。该变压器也可用输出绕组代替供电电容经过 IC2 的次级驱动 Q1 的射极。(R1+R2) 的数值决定着启动时间。(R1+R2) 也影响待机损耗, 而 C3 在输出建立期间内 (在这段时间输出绕组可能不会给 C3 足够的能量) 还起驱动 Q1 基极的作用, 这样 (R1+R2) 和 C3 的数值应该在待机损耗和输出建立时间及在最小输入电压下有满载输出之间进行权衡选择。

在输出建立期间, C5 还用作 ACT30A 的电源。这样, 它就应该储存足够的能量, 以保证在最差的条件 (在输入电压最小时满载输出) 下也能建立起输出, (R8+C5) 对整个回路工作的稳定性还起着极性补偿作用。C6 是 ACT30A 的 FB/V_{DD} 脚对地的解耦电容器。D6 是对反馈绕组电压的整流二极管, R6 是限流电阻, R6 值大些会减少反馈绕组的损耗, 提高效率。但它也不能太大, 应该保证在待机状态有正常的输出。

表4 变压器数据资料

磁芯	EE16					
骨架	水平面10个脚					
气隙	0.16 [电感值 (1-3脚) 2.4mH]					
漏感	小于80uH [把4, 5, 9, 10脚短路, 在90kHz下测量1-3脚电感]					
绕组技术指标和结构	名称	脚针 起点/终点	绕组	漆包线	匝数	备注
	W1	3/1	初级	UEW0.2mm	138	内部最大绕组
	W2	5/浮动	屏蔽	UEW0.15mm	1层	间隔均匀
	W3	4/5	反馈	TEX-E0.5mm	10	
	W4	10/9	输出	UEW0.2mm	22	均匀间置
W5	5/浮动	屏蔽	UEW0.15mm	1层	均匀间置	

Z1 是稳压二极管，用来箝位 C3 上的电压，阻止它升得太高，（在满载状态）R10 是用来控制回路增益，防止在输出建立期间，ACT30 的 FB/V_{DD} 脚过冲电压，高于 4.75V，进入破坏模式工作。

R7 决定着 Q1 基极的驱动电流，因为 Q1 应该总是工作在饱和状态。（否则 VCE 会升高，功耗变大，Q1 会有危险）即基极电流 I_b 应大于 I_c/β。

D7 是 Q1B-E 结的反向二极管。如果 R7 较小会引起 Q1 深饱和，从而增加 ACT30 从导通转向截止时的时间间隔。（Q1 的翻转时间）增加了过渡损耗。效率降低，EMI 性能也变差。所以，在保证 Q1 在所有状态均工作在饱和状态的前提下，R7 应该尽可能选大些。

Q1 是该变换器的主开关元件，当 ACT30 切断时，它要承受直流高压，这里采用了所谓射极驱动的新型结构，取代基极驱动。所以，SOA（安全工作范围）从 VCE0 增加到 VCBO，可以用常规的 NPN 型 W13003 TO-126 封装的晶体管作为 Q1。

RCD 吸收电路

吸收电路由 R3, R4, R5, C4 及 D5 组成，由于变压器 T1 的漏感，在由导通过度到截止期间，会产生高压尖峰信号。它会击穿 Q1 并引起 EMI。所以，必须箝住该尖峰信号，以保护 Q1，并得到较好的 EMI 结果，R3 及 R4 数值小，C4 容量大些，会吸收较多的尖峰能量，并把它箝到一个较低的电压，但又会增加待机损耗。D5 应选择快恢复或超快恢复二极管，当然，快速恢复二极管较便宜些。

输出级和反馈（恒压，CV 及恒流 CC 控制）。

D8 是次级整流二极管，应在最大环境温度下，按平均电流乘以正向压降。所产生的功率（温升）来考虑快恢复或超快恢复 PN 型二极管。由 R17 和 C10 组成的吸收电路。可以接在 D8 两端，以改善 EMI 性能。

C7 和 C8 是输出电容，要求选用等效串联电阻 ESR 低的铝电解电容器，满足输出电压和纹波电流要求。附加的低通滤波器可由 C7 和 C8 及电感 L2 来组成。这可改善输出电压纹波及 EMI 性能。

输出电压（恒压 CV 型）可通过 R12/R13 及 IC3 的基准电压（VREF）来计算，R12/R13 精度应为 1% 的精密电阻，以保证输出电压精度。反馈环由光耦（IC2），R9a, R9b, Q2 及电压基准（IC3）——典型情况用 TL431 作 IC3，组成。IC2 也作为变压器初级的隔离元件。它的电流传输比

CTR（current transition ratio）应接近 0.8-1.6。可选 B 级 PC817。R9a 是用来控制回路增益，R9b 维持 Q2 的偏流，IC3 保证在所有状态的启动。

CV 模式是由 IC2, R9a, R9b 及 IC3/R12, R13 来执行的，当输出电流未高出设置点，转换工作在 CV 模式，而输出电压等于 VREF。（1+R12/R13）。

Ca 和 R14 是 IC3 的补偿环节，为了保持输出稳定。

CC 模式是由 IC2, R9a, R9b 和 Q2, R11, R14, R15 来执行的，实际上，R14 // R15 是用作电流检测电阻。当 R14/R15 上的电压降超过 Q2 的 VBE 电压时，Q2 就导通，并通过驱动 IC2 的初级 LED 接替控制该回路。

这样，最大的输出电流近似等于 VBE / (R14 // R15)，R14, R15 的精度为 1%。以获得最大输出电流。对于 R14 用 1W 金属膜电阻即可。R15, R11 则可用 SMD 电阻来限制 Q2 的基极电流。

EMI 消除

正如上节所述，C1 与 C2 之间的 L1, C7 和 C8 之间的 L2, C10 同 R17 串联，RCD 吸收电路都对改善 EMI 性能有好处。为了消除传导及辐射 EMI，以满足 EN55022B/CISPR22B 及 FCCB 规范，也采用其它手段。

CY 是降低 EMI 的主要元件。它起 Y 电容的作用。CY 值大了会得到较好的 EMI 性能，但又会使变压器初级-次级间产生较多的漏电流。在绕制变压器时，附加绕制一个绕组作为屏蔽。如果必要可采用铜箔缠绕在变压器外面，作为电通量的导通，可获得较大的 EMI 裕度。

3.2 小功率电池充电器

图 10 为采用 ACT30 和 ACT32（相当于 TL431）及 W13002A [TO-92, BV_{ceo}>400v, BV_{cbo}>600V] 构成的 3.75W 充电器。输入 85-265V，输出为 5V/0.75A。

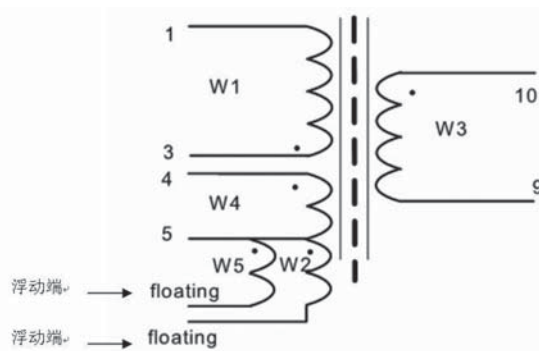


图9 变压器绕组

为了改变直流输出电压 V_{outCV} 和直流电流大小 I_{outCC} ，可改变 $R7$ 和 $R6$ ：

$$R7=80K\Omega * [(V_{outCV}-1V) / 3.8V-1]$$

$$R6=250mA / I_{outCC}$$

该电路的性能概括在表 5 中

表 5

	110V/AC	220V/AC
待机功耗	0.09W	0.15W
最大电流	0.75A	0.75A
满载效率	65%	67%

采用 ATC30 布置 PCB 时应注意

① ACT30 的 VDD 脚要接旁路元件（图 6 中的 C5、C6），且这些元件的接地是和变压器初级侧和输入滤波电容器（图 6 中的 C2）的接地端子。用星点连接起来。

②使输入滤波器，变压器初级绕组，及高压晶体管以及 ACT30 之间的连接线或回路尽量短。

③使 ACT30 引脚和高压晶体管的引脚间连接尽量短。

④使变压器次级绕组，输出整流二极管及输出滤波电容间的回路尽量短。

⑤为了散热，高压晶体管，输出整流二极管及分流电阻引脚连接的铜箔尺寸适当大些。

4 ACT30的电气参数

4.1 最大额定值

（注意，使用时不能超过这些极限值，以免损伤器件，也不能在最大的额定状态长期使用这会影晌器件的寿命。）

参数	数值	单位	
V_{DD} , FREQ端子电压	-0.3-6	V	
V_{DD} 电流	20	mA	
DRV、DRV1、DRV2电压	-0.3-18	V	
连续DRV、DRV1、DRV2电流	内部限制	A	
最大功耗	T0-92	0.6	W
	SOT23-5	0.39	W
工作结温	-40-150	°C	
储存温度	-55-150	°C	
引脚焊接（焊接时间10S）	300	°C	

4.2 电气特性(示表6)

$V_{DD}=4V$ 、 $T_j=25^\circ\text{C}$ （测量）

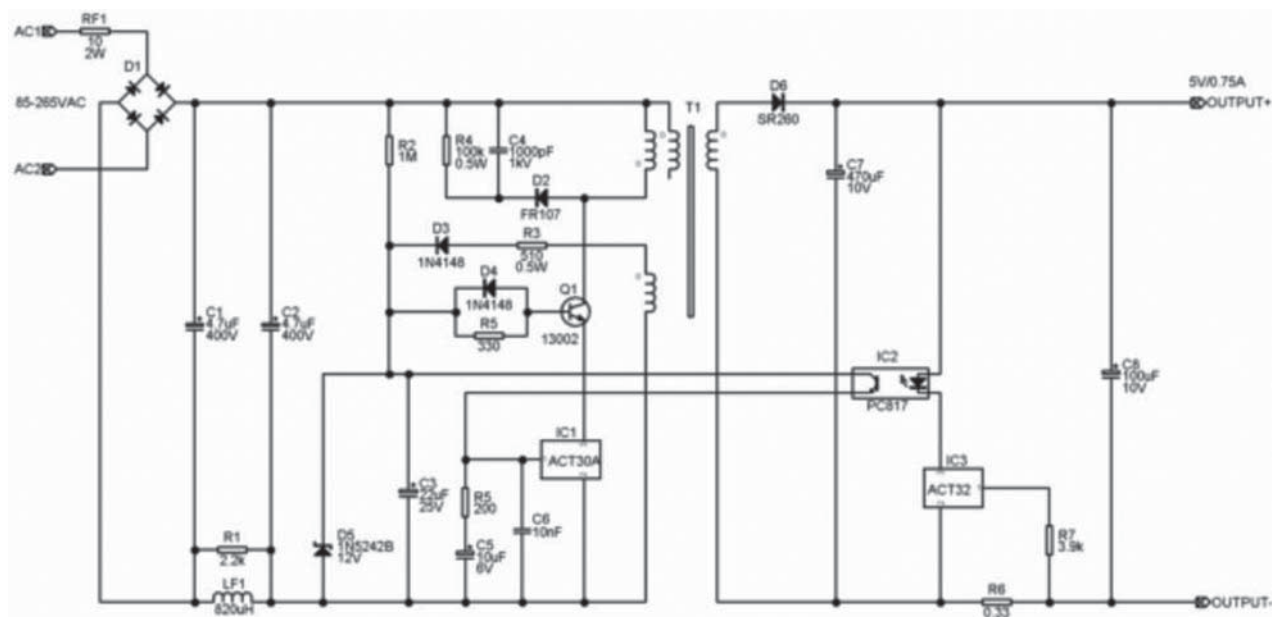


图10 小功率充电器

表 6

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{DD} 启动电压	VSTART	上升沿	4.75	5	5.25	V
DRV1启动电压	VDRVST	DRV1必须高于这个启动电压	ACT30A/C	8.6	10.5	V
			ACT30B/D	9.6	11.5	
DRV1短路检测门限	VSCDRV			6.8		V
V_{DD} 欠压门限	VUV	下降沿	3.17	3.35	3.53	V
V_{DD} 箝位电压		10mA	5.15	5.45	5.75	V
启动供电流	IDDST	$V_{DD}=4V$ 在欠电压之前		0.23	0.45	mA
供给电流	IDD			0.7	1	mA
开关频率	FSW	ACT30A/B或FREQ=0	55	65	85	kHz
		ACT30C/D或FREQ= V_{DD}	75	100	125	
最大工作期	DMAX	ACT30A/C, $V_{DD}=4V$	67	75	83	%
		ACT30B/D, $V_{DD}=4V$	60			
最小工作期	DMIN	$V_{DD}=4.6V$		3.5		%
最大有效电流	ILIM	$V_{DD}=VUV+0.1V$	ACT30A/C	400		mA
			ACT30B/D; ACT30E 在DRV1=DRV2	800		
V_{DD} 对DRV1电流系数	GGAIN			-0.29		A/V
V_{DD} 动态阻抗	RVDD			9		k Ω
DRV1或DRV2导通驱动电阻	RDRV1, 2	IDRV1=IDRV2=0.05A		3.6		Ω
DRV1上升时间		1nF负载, 15 Ω 上拉		30		ns
DRV1下降时间		1nF负载, 15 Ω 上拉		20		ns
DRV1及DRV2关断电流		驱动关断VDRV1=VDRV2=10V		12	30	μA