SSC2S110
应用手册 (Rev. 0. 4)

本应用说明的内容为暂定内容，如有变更恕不另行通知。

三垦电气株式会社
SANKEN ELECTRIC CO., LTD.
http://www.sanken-ele.co.jp

Copy Right: SANKEN ELECTRIC CO., LTD.

目录

1. 概述 ----------エラー! ブックマークが定義されていません。

2. 特性与优点 ----------エラー! ブックマークが定義されていません。

3. 内部框图与各端子功能 ---エラー! ブックマークが定義されていません。

4. 外形图 ----------エラー! ブックマークが定義されていません。

5. 电气特性 ----------6

6. 应用电路实例 ----------エラー! ブックマークが定義されていません。

7. 动作说明 ----------エラー! ブックマークが定義されていません。

7.1 启动动作 ----------エラー! ブックマークが定義されていません。
7.2 软启动功能 ----------11
7.3 定电压控制电路动作 ----------12
7.4 自动待机功能 -------エラー! ブックマークが定義されていません。
7.5 随机切换功能 ----------13
7.6 含自动输入校正的过电流保护功能（OCP） ----------14
7.7 过电压保护功能（OVP） ----------15
7.8 过载保护功能（OLP） ----------15
7.9 过热保护功能（TSD） ----------15
7.10 门极电阻设定 -------エラー! ブックマークが定義されていません。

8. 设计上的注意点 ---------エラー! ブックマークが定義されていません。

注意事项----------エラー! ブックマークが定義されていません。

Copy Right: SANKEN ELECTRIC CO., LTD.

1. 概述

SSC2S110 是将电流模式 PWM 控制 IC 内置于小型表面贴装（SOIC8）封装内而成的 PWM 型开关电源用控制 IC。

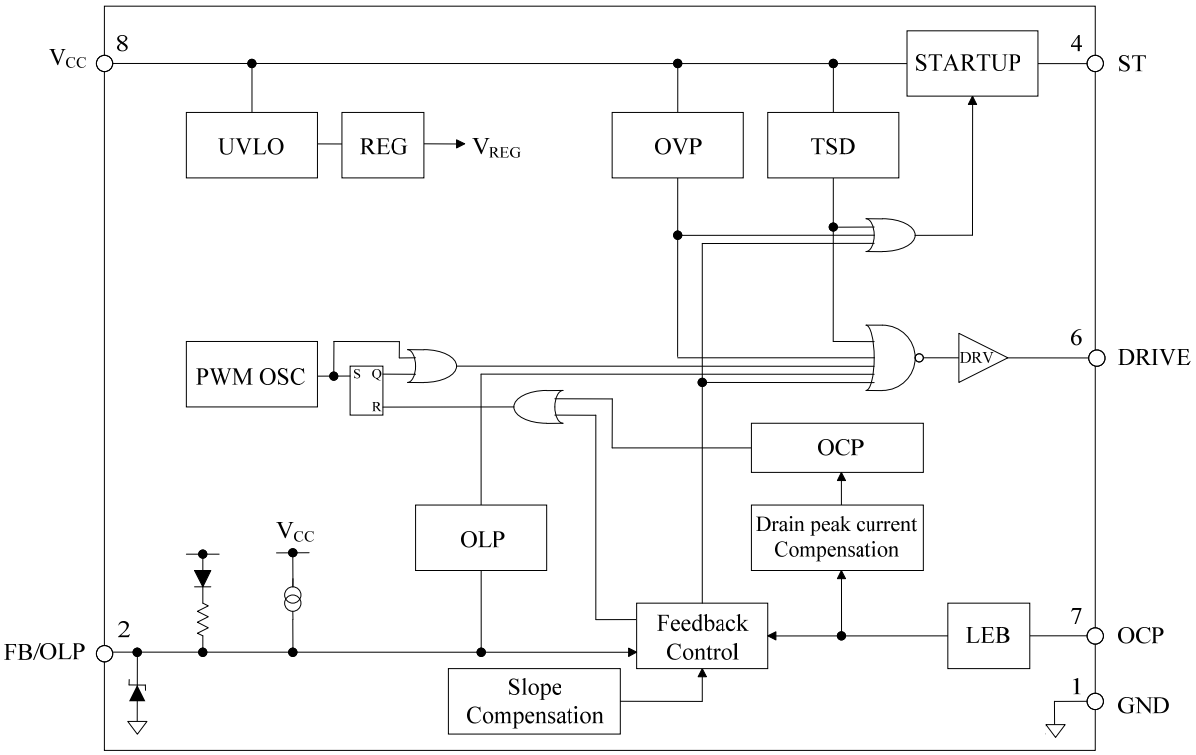
为对应低功耗和低待机功耗，该 IC 内置了启动电路和待机功能，通常动作时为 PWM 动作，而轻负载时可自动切换为间歇振荡动作。保护功能充分，组成部品少，容易构成高性价比的电源系统。

2. 特性与优点

- SOIC8 封装
- 无铅对应
- 电流模式 PWM 控制
- 内置随机开关功能
  （降低 EMI 噪音，通过简化 EMI 滤波器，减少外围部品等手段降低成本）
- 内置自动待机功能（无负载时输入功率 P_{IN} < 25mW，低功耗对应）
  通常动作时----------PWM 模式
  待机动作时（轻负载时）----------待机模式（间歇振荡动作）
- 内置待机动作时变压器噪音抑制功能
- 内置启动电路（降低待机功耗，减少外围部品）
- 内置 Bias-Assist 功能
  （提高启动性能，防止动作时 V_{CC} 电压过低，降低 V_{CC} 电容容量）
- 内置软启动功能（减轻电源启动时的功率 MOSFET 以及输出二极管应力的减轻）
- 可调节启动电压
- 内置前沿消隐功能
- 内置斜率补偿功能（防止次谐波振荡）
- 保护功能
  含自动输入校正的过电流保护功能（OCP）逐脉冲方式，
  对电源输入电压的依赖性较低
  内置定时器型过载保护（OLP）---------- 降低过载时的发热，无需外加部品，自动恢复
  过电压保护（OVP）---------- 自动恢复
  过热保护（TSD）---------- 自动恢复

3. 内部框图与各端子功能

内部框图



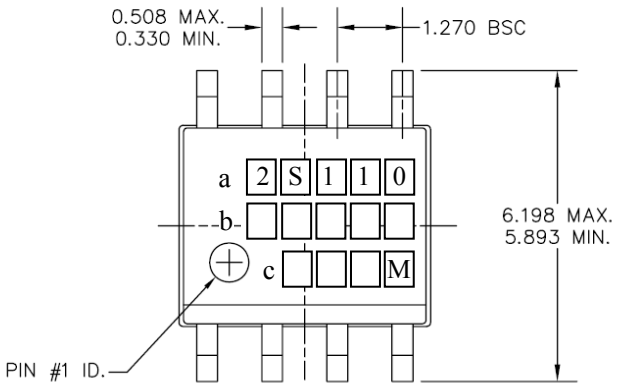
各端子功能

端子编号	记号	功能
1	GND	接地
2	FB/OLP	定电压控制信号输入/过载保护信号输入
3	NC	—
4	ST	启动电流输入
5	NC	—
6	DRIVE	功率 MOSFET 门极驱动信号输出
7	OCP	过电流检测信号输入
8	V_{CC}	控制电路电源输入

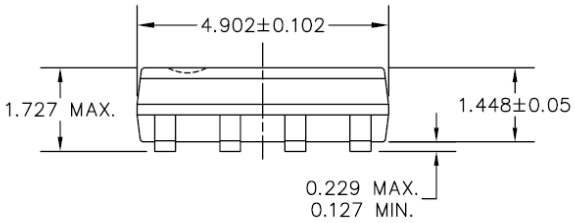
4. 外形图

• SOIC8 封装

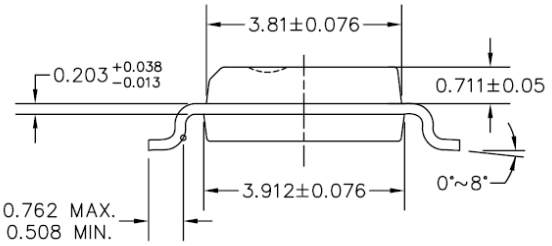
TOP VIEW



FRONT VIEW



SIDE VIEW



端子材质:Cu
端子处理方式:电镀锡
产品重量:约 0.078g
单位:(mm)

a. 品名标示：2S110

b. SK＋批号

第1位: 公元年份下一位

第2位: 制造月份

1～9月: 阿拉伯数字

10月: O

11月: N

12月: D

第3位: 制造周

1日～10日: 1

11日～20日: 2

21日～31日: 3

c. 本公司MIC批号下3位＋M标记

5. 电气特性

- 电流的规定以 IC 为基准，Sink 为“+”，Source 为“－”。
- 详细内容请参考产品规格书。

5.1 绝对最大定格 无特别说明时的条件 Ta=25° C

项目	端子	记号	规格值	单位	备注
OCP 端子电压	7- 1	V_{OCP}	- 2～6	V	—
控制部电源电压	8- 1	V_{CC}	32	V	—
FB/OLP 端子电压	2- 1	V_{FB}	- 0.3～14	V	—
FB/OLP 端子流入电流	2- 1	I_{FB}	1.0	mA	—
启动端子电压	4- 1	$V_{STARTUP}$	- 0.3～600	V	—
控制部容许损耗（MIC）	8- 1	P_{D2}	0.08	W	—
动作环境温度	—	T_{OP}	- 20～+115	° C	—
保存温度	—	T_{stg}	- 40～+125	° C	—
结温	—	T_j	+150	° C	—

5.2 控制部电特性 无特别说明时的条件 Ta=25° C，V_{CC}=18V

项目	端子	记号	规格值			单位	备注
			MIN	TYP	MAX		
动作开始电源电压	8- 1	$V_{CC(ON)}$	13.8	15.3	16.8	V	
动作停止电源电压 ※1	8- 1	$V_{CC(OFF)}$	7.3	8.1	8.9	V	
动作时电路电流	8- 1	$I_{CC(ON)}$	—	—	2.5	mA	V_{CC}= 12V
最低启动电压	4- 1	$V_{ST(ON)}$	15	18	21	V	
启动电流	—	$I_{STARTUP}$	- 3.9	- 2.3	- 1.1	mA	V_{CC}= 13.5V
启动电流供给阈值电压 ※1	8- 1	$V_{CC(BIAS)}$	8.5	9.5	10.5	V	I_{CC}= - 100μA
平均振荡频率	6- 1	$f_{OSC(AVE)}$	60	67	74	kHz	
振荡频率变动幅度	6- 1	Δf	—	5	—	kHz	
最大 On duty 幅度	6- 1	D_{MAX}	65	74	83	%	
前沿消隐时间	—	t_{BW}	—	350	—	ns	
过电流校正值	—	DPC	—	17	—	mV/μs	
过电流校正限制 Duty	—	D_{DPC}	—	36	—	%	
ON duty 为 0 时 OCP 阈值电压	7- 1	$V_{OCP(L)}$	0.69	0.78	0.87	V	
36%duty 时 OCP 阈值电压	7- 1	$V_{OCP(H)}$	0.79	0.88	0.97	V	
最大反馈电流	2- 1	$I_{FB(MAX)}$	- 280	- 170	- 90	μA	V_{CC}= 12V
最小反馈电流	2- 1	$I_{FB(MIN)}$	- 30	- 15	- 7	μA	
振荡停止 FB/OLP 电压	2- 1	$V_{FB(OFF)}$	1.3	1.4	1.5	V	V_{CC}= 32V
OLP 阈值电压	2- 1	$V_{FB(OLP)}$	7.3	8.1	8.9	V	V_{CC}= 32V
OLP 动作后电路电流	2- 1	$I_{CC(OLP)}$	—	230	—	μA	V_{CC}= 12V
OLP 延迟时间	6- 1	t_{OLP}	54	68	86	ms	
FB/OLP 端子钳位电压	2- 1	$V_{FB(CLAMP)}$	11	12.8	14	V	
OVP 钳位电压	8- 1	$V_{CC(OVP)}$	26	29	32	V	
热保护动作温度	—	$T_{j(TSD)}$	130	—	—	° C	
门极驱动电压	6- 1	V_{DRIVE}	7.6	8.2	9.2	V	

※1 $V_{CC(BIAS)}$ > $V_{CC(OFF)}$的关系成立。

5.3 封装部电特性 Ta=25° C

项目	端子	记号	规格值			单位	备注
			MIN	TYP	MAX		
热阻 ※2	—	θ_{j-a}	—	—	180	℃/W	

※2 MIC 的 Junction 与大气间的热阻

6. 应用电路实例

- 应用电路实例如图 6-1。当希望将最低启动电压设定为高于 $V_{ST(ON)}$= 21V（MAX)时，可如图 6-2 将 DZ_{ST} 串联追加在 ST 端子，连接在输入电容后段。
  追加 DZ_{ST} 后的 $V_{ST(ON)}$'按照以下公式计算。

$$V_{ST(ON)}' = V_{ST(ON)} + V_{ZST} \quad \text{----- (1)}$$

其中，

$V_{ST(ON)}$ ：最低启动电压 21V（MAX）

V_{ZST} ：DZ_{ST} 的钳位电压

- 对于 V_{DS} 浪涌电压会变大的电源规格，应在 P 绕组间追加 CRD 箝位吸收电路，或在漏(drain)-源(source)之间追加 C 或 RC 缓冲阻尼电路。

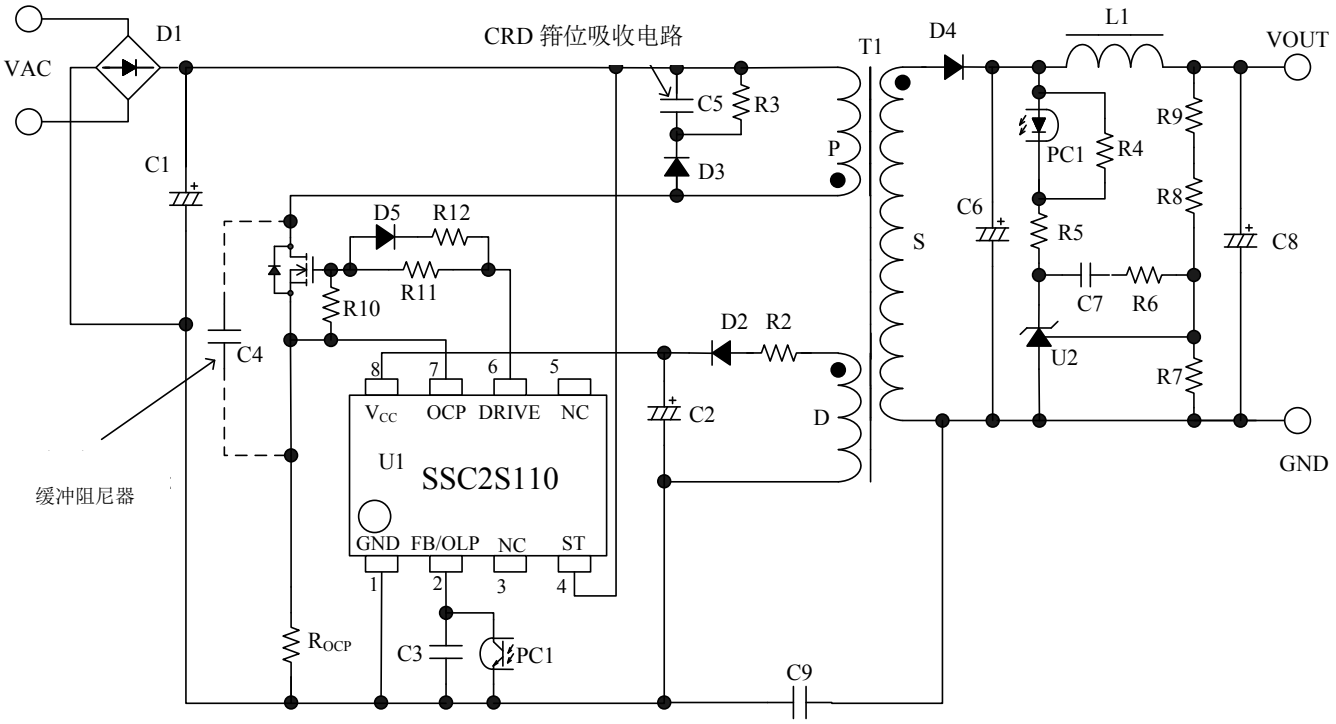


图 6-1 应用电路实例 1

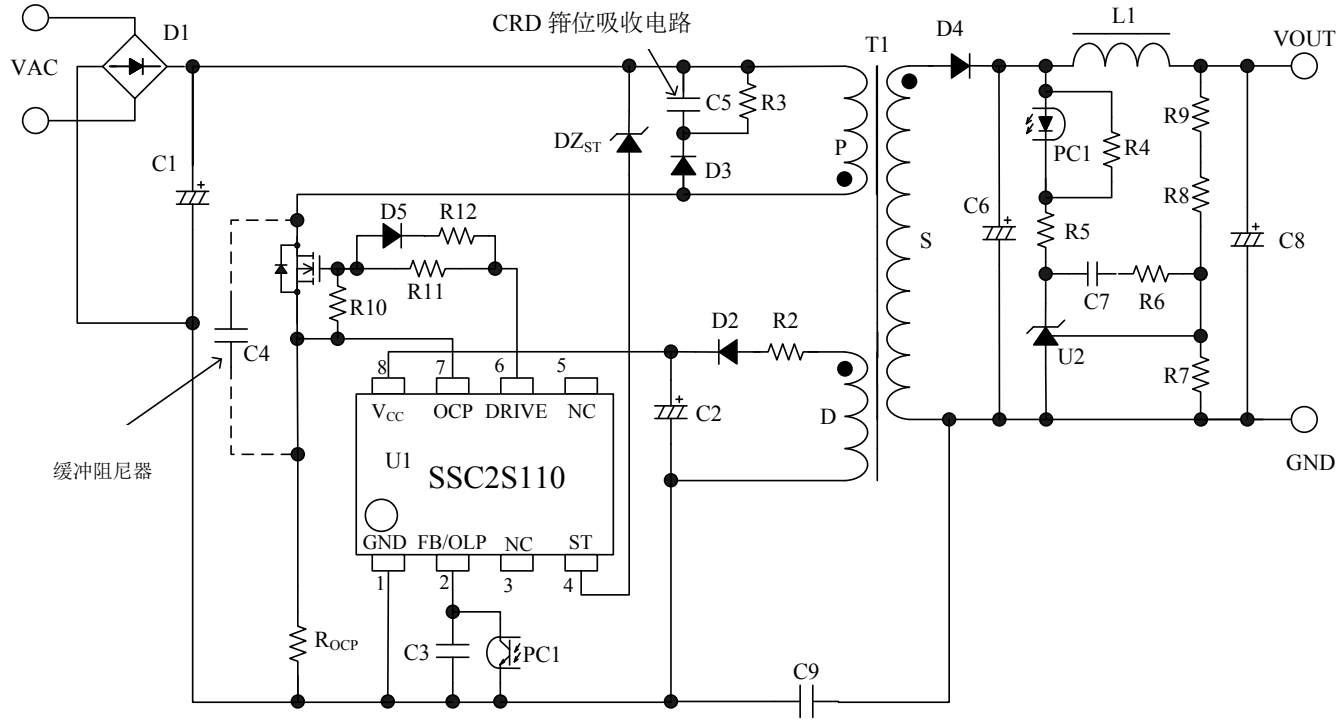


图 6-2 应用电路实例 2 (启动电压变化)

7. 动作说明

无特别说明时的特性数值，记为 TYP 值。

电流值的极性以 IC 为基准， Sink 为“+”， Source 为“－”。

7.1 启动动作

VCC 端子周边电路如图 7-1。

IC 内部定电流化的启动电流 $I_{STARTUP}$=－ 2.3mA 为 V_{CC} 端子上连接的电解电容 C2 充电，只要 V_{CC} 端子电压上升至开始动作的阈值 $V_{CC(ON)}$= 15.3V，控制电路就会开始动作。

电源启动后，启动电路会自动在 IC 内部遮断，启动电路不再消耗功率。

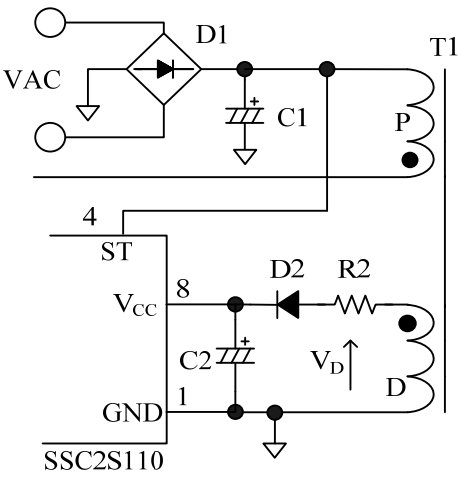


图 7-1 V_{CC} 端子周边电路

启动时间由C2的电容容量决定，一般的电源规格，设定为10μ～47μF左右。

另外，启动时间的估算值通过以下公式(2)计算。

$$t_{START} = C2 \times \frac{V_{CC(ON)} - V_{CC(INT)}}{|I_{STARTUP}|} \quad \text{----- (2)}$$

其中，

t_{START} ： 启动时间 （s）

$V_{CC(INT)}$ ： V_{CC} 端子的起始电压 （V）

Vcc 端子电压和电路电流 Icc 的关系如图 7-2 所示。

当 Vcc 端子电压达到动作开始阈值 $V_{CC(ON)}$= 15.3V，控制电路就会开始动作，电路电流增加。控制电路动作后，当 Vcc 端子电压下降到动作停止阈值 VCC(OFF)= 8.1V，通过欠压锁定（UVLO：Undervoltage Lockout)电路而停止控制电路的动作，重新回到启动前的状态。

若控制电路动作后，对Vcc端子施加的电压会变成图7-1中的辅助绕组电压V_D进行整流平滑后的电压。Vcc 端子电压会在当前电源规格的输入输出变化范围内调整辅助绕组 D 的匝数，以达到(3)式的范围之内。

辅助绕组电压的目标约为 15～20V 左右。

$$10.5V(V_{CC(BIAS)MAX}) < V_{CC} < 26.0V(V_{CC(OVP)MIN}) \quad \text{---- (3)}$$

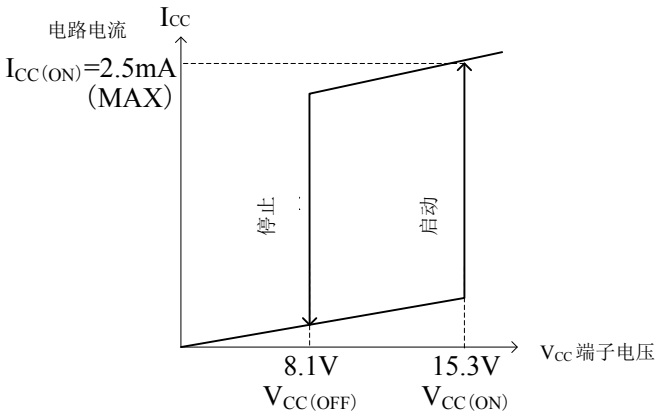


图 7-2 V_{CC} 端子电压和电路电流 I_{CC}

电源启动时的 V_{CC} 端子电压波形实例如图 7-3 所示。若 V_{CC} 端子电压达到 $V_{CC(ON)}$= 15.3V，IC 就会开始动作，IC 的电路电流增加，导致 V_{CC} 端子电压下降。同时，辅助绕组电压 V_D 与输出电压上升的电压成比例上升。这几种电压的平衡产生了 V_{CC} 端子电压。

功率 MOSFET 关闭瞬间产生的浪涌电压，使输出绕组产生感应。当启动时的输出负载为轻负载时，此感应电压所造成的反馈控制可能会使输送至输出端的功率受到限制。若输出电压下降，V_{CC} 端子电压也会下降，一旦降至 $V_{CC(OFF)}$= 8.1V，控制电路会停止工作，可能造成启动不良。

为防止这种情况发生，只要 V_{CC} 端子电压低于启动电流供给阈值 $V_{CC(BIAS)}$= 9.5V，Bias-Assist 功能就会开始动作。Bias-Assist 功能动作期间，由启动电路来供给启动电流，防止 V_{CC} 端子电压过低，保证 V_{CC} 端子电压保持一定水平。有了 Bias-Assist 功能，C2 可采用较低容量的电容，电源投入时的启动时间也能缩短。而且，输出过电压时 V_{CC} 端子电压的上升会加快，过电压保护功能的响应时间也会缩短。

另外，为防止出现启动不良，有必要通过最终的实际操作进行确认以及调整。

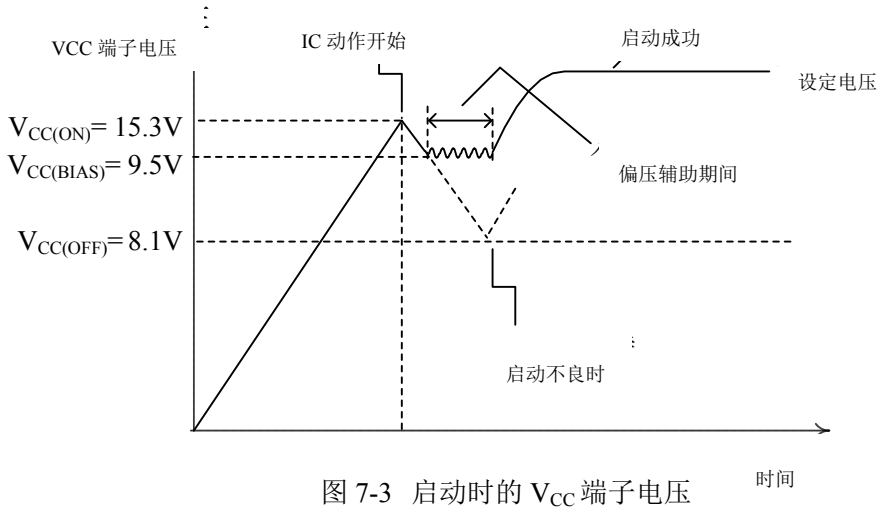


图 7-3 启动时的 V_{CC} 端子电压

实际的电源电路中，如图 7-4 所示，2 次侧输出电流 I_{OUT} 造成 V_{CC} 端子电压增加，可能引起过电压保护动作（OVP）。这是因为，电源 MOSFET 关闭瞬间产生的浪涌电压使辅助绕组产生感应，对 C2 进行了峰值充电。为了有效防止这种现象发生，应如图 7-5 所示，与整流用二极管 D2 追加串联电阻 R2（数 Ω～数十 Ω）。

不过，对应输出电流的 V_{CC} 端子电压的变化会因所用变压器的结构不同而有所不同，因此有必要配合实际使用的变压器，将 R2 调整到最适合的阻值。

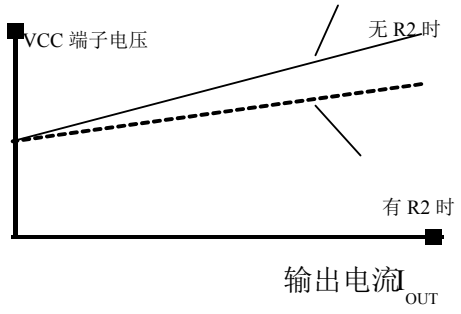


图 7-4 R2 带来的输出电流 I_{OUT}－V_{CC} 端子电压

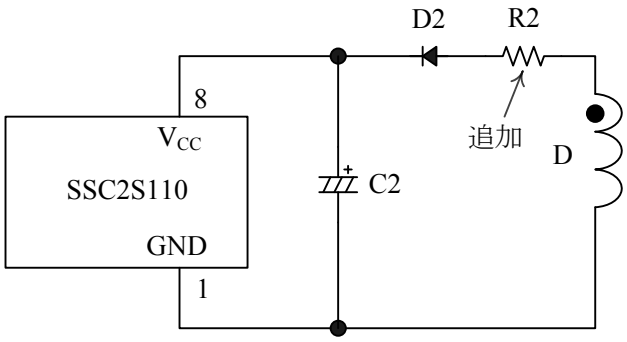


图 7-5 不易受输出电流 I_{OUT} 影响的 V_{CC} 端子周边电路

以下情况下，对应输出电流 I_{OUT} 的 V_{CC} 端子电压的变化率会恶化，因此设计变压器时需要注意辅助绕组 D 的位置。

- 变压器 1 次与 2 次之间耦合不良，浪涌电压过高（低输出电压，大电流负载规格等）
- 辅助绕组 D 与 2 次侧稳定化输出绕组（进行定电压控制的输出线路的绕组）的耦合不良，易受浪涌电压变化的影响。

为降低 V_{CC} 端子的浪涌电压的影响，考虑辅助绕组 D 位置的变压器参考例如图 7-6 所示。

- 绕组构造例①

  将辅助绕组 D 与 1 次侧绕组 P1 和 P2 分离的结构

  P1、P2 为将 1 次侧绕组一分为二后的绕组

- 绕组结构例②

  能使 2 次侧稳定化输出绕组 S1 与辅助绕组 D 良好结合的结构

  输出绕组 S1，S2 中，S1 为稳定化输出绕组（进行定电压控制的输出线路的绕组）

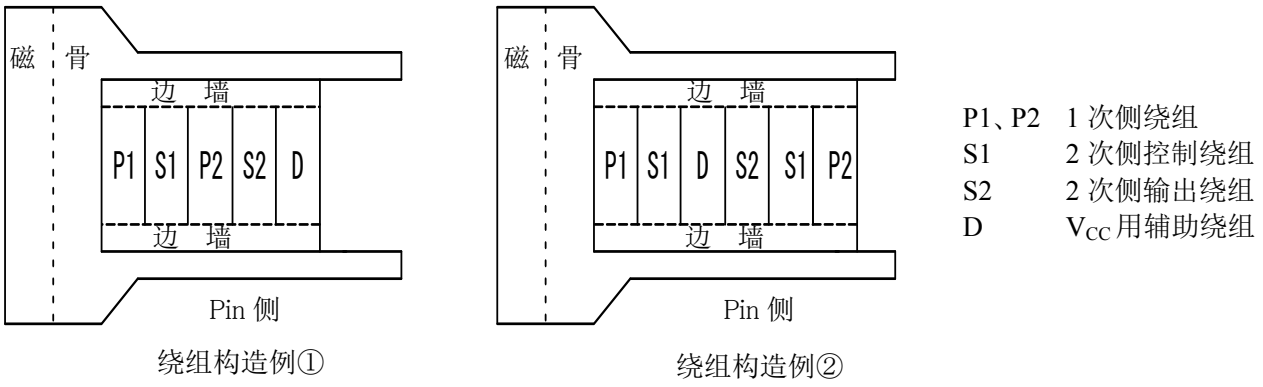


图 7-6 绕组构造例

7.2 软启动功能

启动时的动作波形见图 7-7 所示。

本 IC 的软启动功能在电源启动时动作。软启动动作期间在 IC 内部设置为约 7ms，在此期间内，过电流阈值会分五个阶段逐渐升级，从而降低电源 MOSFET 及 2 次侧二极管的电压、电流应力。

软启动动作期间，因为前沿消隐功能（参照 7.3 定电压控制电路动作）无效，导通时间可能会降到 t_{BW}=350ns 以下。

此外，OLP 延迟时间和启动时的 Vcc 端子电压值需要通过最终的实际动作来确认以及调整。

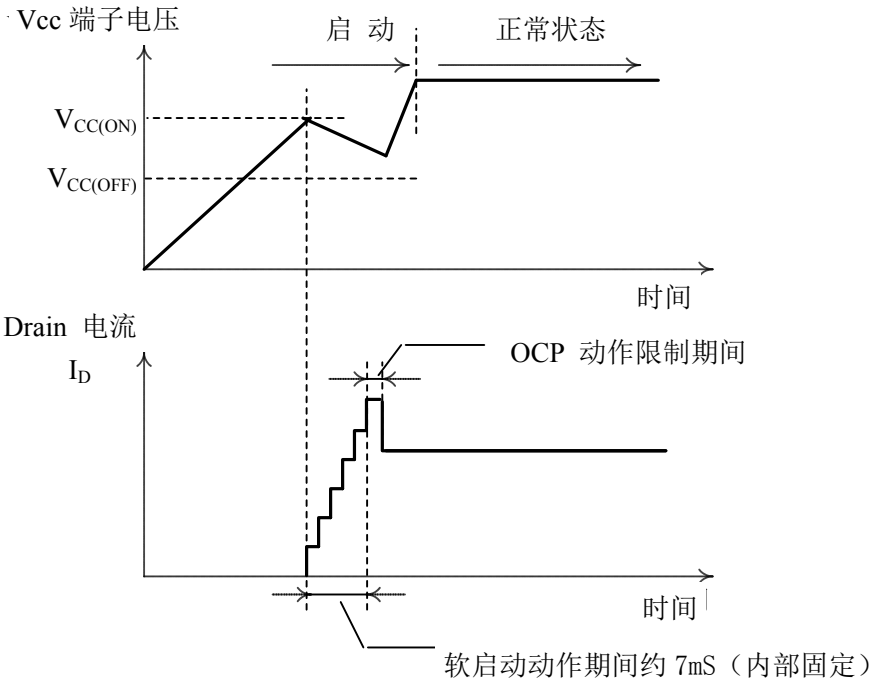


图 7-7 启动动作时序

7.3 定电压控制电路动作

输出电压的定电压控制，使用过渡响应及稳定性良好的电流模式控制（峰值电流模式控制）。

本 IC 将电流检测用电阻的电压(V_{R1})与目标电压(V_{SC})用内部的 FB 比较器进行比较，控制 V_{R1} 的峰值接近 V_{SC}。

V_{SC} 为将 FB/OLP 端子的电压输入到 Feedback Control 电路 （参照 3.方框图），加以斜率补偿而成（参照图 7-8、图 7-9）。

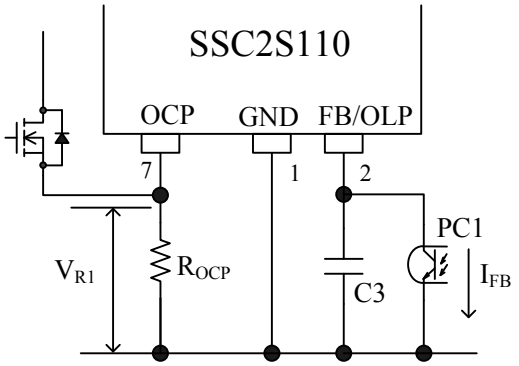


图 7-8 FB/OLP 端子周边电路

- 轻负载的情况

  如果负载降低， 2 次侧误差放大器的反馈电流（I_{FB}）就会随输出电压的上升而增加。通过光电耦合器拉电流，FB/OLP 端子电压就会下降。通过这种方式进行控制使 V_{R1} 的峰值降低，以使目标电压 V_{SC} 下降。

  作为结果，Drain 电流峰值降低，抑制了输出电压升高。

- 重负载的情况

  如果负载增大，动作会与轻负载时相反，FB 比较器的目标电压 V_{SC} 升高，Drain 电流峰值升高，抑制输出电压降低。

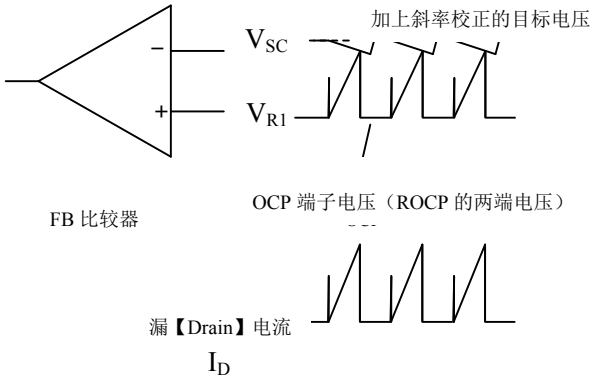


图 7-9 定常时的 I_D 和 F B 比较器动作

峰值电流模式控制的 PWM 方式以连续模式动作后，Drain 电流波形变为梯形波形。

在此模式下，即使由控制量（目标电压）决定的峰值 Drain 电流值是一定的，但由于 ON 期间随着 Drain 电流的初始值而变化，如图 7-10 所示，ON 期间以开关周期的整数倍变动，导致次谐波振荡发生。

为了防止这种情况的发生，对 FB/OLP 端子电压信号施以斜率补偿（随着 ON DUTY 变广，降低 Drain 电流值）信号，生成目标电压 V_{SC}，并进行控制，以达到抑制次谐波振荡的目的。另外，在反馈控制失控的电源过渡状态（电源启动时、负载短路时等）下，有时会发生次谐波振荡，但不会有动作上的问题。

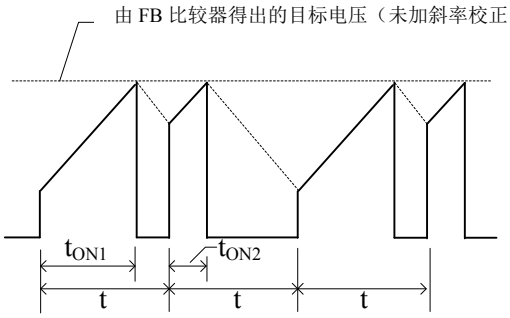


图 7-10 次谐波振荡时的漏【Drain】电流波形例

峰值电流模式控制方式下，由于电源 MOSFET 开启时产生的急剧的浪涌电流，FB 比较器或过电流保护电路 (OCP)产生应答，可能会造成电源 MOSFET 关闭。

为防止这种现象的发生，设置从电源 MOSFET 开启的瞬间开始的前沿消隐时间 t_{BW}= 350ns，使其不对开启时的 Drain 电流浪涌产生应答（前沿消隐功能）。

7.4 自动待机功能

自动待机功能，是指在待机负载时的 Drain 电流 I_D减少到最大 Drain 电流（过电流状态）的约 25～30%以下时，自动切换到待机模式，进行间歇振荡动作（图 7-11）。

间歇振荡动作由于存在停止切换动作的时间，可以减少开关损耗，提高轻负载时的效率。

一般来说，为了更好地改善轻负载时的效率，间歇间隔应在数 kHz 以下。这时，若间歇振荡频率进入人的听觉范围（20Hz～20kHz）内，则变压器可能产生声音。

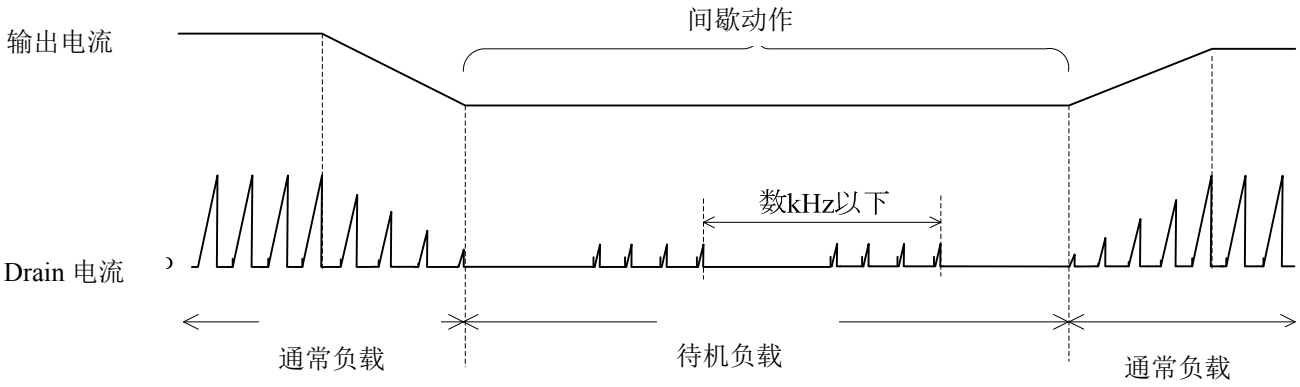


图 7-11 自动待机 时序波形

在切换为间歇振荡动作的过渡期间内，若 V_{CC} 端子电压低于启动电流供给阈值 $V_{CC(BIAS)}$= 9.5V，则 Bias-Assist 功能开始动作，供给启动电流 $I_{STARTUP}$。由此防止了 V_{CC} 端子电压过低现象，从而进行稳定的待机动作。

此外，若稳定动作时 Bias-Assist 功能动作，消耗功率会增加，因此应保证 V_{CC} 端子电压一直高于 $V_{CC(BIAS)}$，需进行一些调整，如减小变压器的匝数比或图 7-5 中 R2 的阻值。

7.5 随机开关功能

本 IC 内置了在 PWM 平均振荡频率 $f_{OSC(AVE)}$ = 67kHz 之上叠加频率抖动的功能。

在开关动作中，对应 fOSC(AVE)，可随机进行△f= 5kHz 范围的微变动。

由此，相比没有此项功能的其他产品，传导噪声电压（Conduction Noise）较低，输入部的噪声滤波器可以得到简化。

7.6 含自动输入校正的过电流保护功能（OCP）

过电流保护功能(OCP),即用 OCP 端子和 GND 端子间的电流检测用电阻 R_{OCP} 检测出电源 MOSFET 的 Drain 电流峰值，当 R_{OCP} 的电压降达到 OCP 阈值时，关断功率 MOSFET 以限制电能消耗（逐脉冲方式）。

对一般的 PWM 控制 IC，包含控制系的电路都会有传播延迟时间。从而，电源输入电压高，Drain 电流急剧倾斜，实际的 Drain 电流峰值甚至会增大到超过 IC 内部的过电流阈值。因此，如图 7-12 中输出超负载特性所示，随着电源输入电压的变化，OCP 动作时的输出电流很容易产生偏差。

为了降低这种 OCP 动作时的输出电流偏差，本 IC 内置了输入校正功能。输入校正功能，是指根据电源输入电压，将如图 7-13 所示的具有一定斜率的校正信号重叠在 OCP 端子的检测信号上，从而改变过电流阈值的功能。

通过此项功能，可以在不增加外围部品的条件下，防止过电流保护功能对电源输入电压的依赖性。

此外，在电源输入电压较低（ON Duty 较宽）时，校正后的过电流阈值会变高。因此，与电源输入电压较高（ON Duty 较窄）时输出电流峰值的差会缩小。

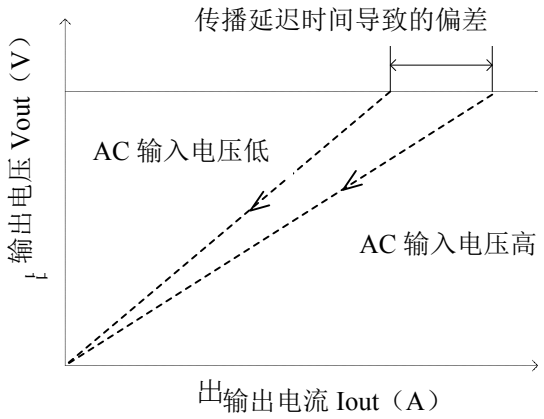


图 7-12 无过电流输入校正时的输出过负载特性

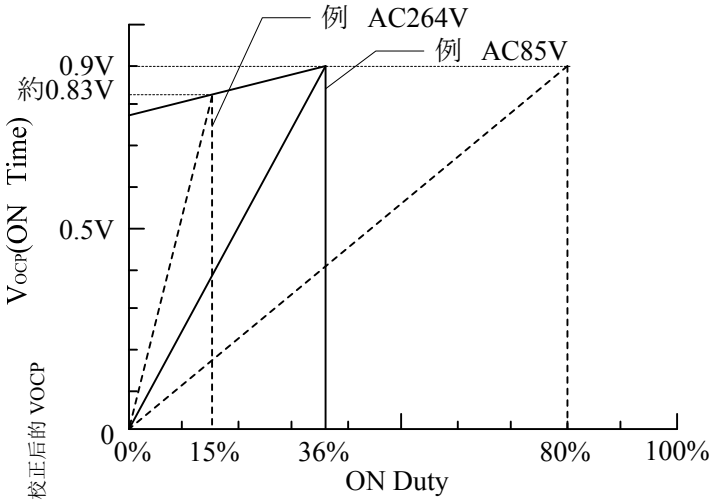


图 7-13 ON Duty 与校正后的 V_{OCP}

校正信号量依赖于导通时间，对应导通时间的校正后 OCP 电压阈值 $V_{OCP(ONTime)}$ 按公式(4)计算。不过，ON Duty 达到 36%以上时的开启时间内，会保持在 $V_{OCP(H)}$= 0.88V。

$$V_{OCP(ONTime)}(V) = V_{OCP(L)}(V) + DPC(mV/\mu s) \times ONTime(\mu s) \quad \text{---- (4)}$$

其中，

$V_{OCP(L)}$ ： ON duty 为零时 OCP 电压阈值（V）

DPC ： 过电流校正值（mV/μs）

ONTime ： 功率 MOSFET 的导通时间（μs）

$$ONTime = \frac{ONDuty}{f_{OSC}}$$

7.7 过电压保护功能（OVP）

如果在 V_{CC} 端子与 GND 端子之间加入 OVP 电压阈值 $V_{CC(OVP)}$= 29V 以上的电压，过电压保护功能就会动作，停止开关动作。

过电压保护动作时 Bias-Assist 功能无效，因此 V_{CC} 端子电压会降低至动作停止阈值 $V_{CC(OFF)}$= 8.1V。这样一来，在欠压锁定（UVLO：Undervoltage Lockout)电路的作用下，控制电路停止动作，恢复到启动前的状态。之后，V_{CC} 端子电压因启动电流而上升，达到动作开始阈值 $V_{CC(ON)}$= 15.3V，控制电路重新开始动作。这样，通过过电压状态时的 ULVO 重复间歇振荡动作。

通过这种间歇振荡动作，降低功率 MOSFET 和 2 次侧整流二极管等部件的应力，而且因为开关期间短于振荡停止期间，间歇动作中消耗功率也能减少。

只要排除过电压的主要原因，就能自动恢复通常动作。

当 V_{CC} 端子电压由变压器的辅助绕组供电时，因为 V_{CC} 端子电压与输出电压成比例，所以可以检测出输出电压检测电路开路等情况的 2 次侧过电压。

这时，过电压保护动作时的 2 次侧输出电压的估算值按公式(5)计算。

$$V_{OUT(OVP)} = \frac{\text{通常动作时输出电压 } V_{OUT}}{\text{通常动作时 } V_{CC}\text{端子电压}} \times 29V \qquad \text{-- (5)}$$

7.8 过载保护功能（OLP）

过载保护功能动作时的各部分波形如图 7-14 所示。

若产生过载状态（过电流动作限制 Drain 电流峰值的状态），则输出电压下降，2 次侧的误差放大器被切断。因此，反馈电流 I_{FB} 不再流动，FB/OLP 端子电压上升。若 FB/OLP 端子电压超过 OLP 阈值 $V_{FB(OLP)}$= 8.1V 的状态持续 OLP 延迟时间 t_{OLP}= 68ms，则过载保护电路会开始动作，停止开关动作。

过载保护动作时 Bias-Assist 功能无效，因此 与“7.7 过电压保护功能（OVP）”项相同，欠压锁定（UVLO：Undervoltage Lockout)电路会重复间歇振荡动作。

只要排除过载的主要原因，就能自动恢复通常动作。

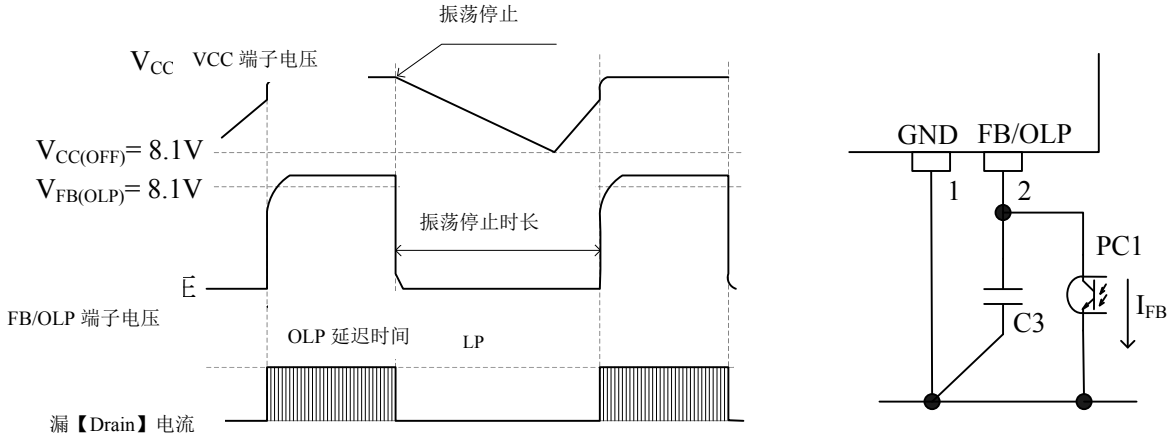


图 7-14 OLP 动作时各部分波形和周边电路

7.9 过热保护功能（TSD）

只要 IC 的控制部分温度达到热保护动作温度 $T_{j(TSD)}$= 130℃（MIN），与过电压保护功能（OVP）相同，开关动作就会停止。

过热保护动作时 Bias-Assist 功能无效，因此与过电压保护功能（OVP）相同，欠压锁定（UVLO：Undervoltage Lockout)电路会重复间歇振荡动作。

只要排除过热的主要原因，使 IC 控制电路部的温度保持在 $T_{j(TSD)}$ 以下，就能自动恢复通常动作。

7.10 门极电阻

功率 MOSFET 门极周边电路如图 7-15 所示。

DRIVE 端子为外接功率 MOSFET 的门极驱动端子，门极驱动电压 VDRIVE 为 7.6V（MIN）。所连接的功率 MOSFET 应保证功率 MOSFET 的阈值 Vth 在整个使用温度范围内都充分满足 V_{DRIVE} >Vth。

R11，R12，D5 依据功率 MOSFET 的损耗、门极波形（抑制布线引起的振铃等）、EMI 噪声等调整。

R10 用于防止功率 MOSFET 关闭时急剧的 dv/dt 导致的误动作。在接近功率 MOSFET 的门极和源极位置连接大约 10k～100kΩ的电阻。

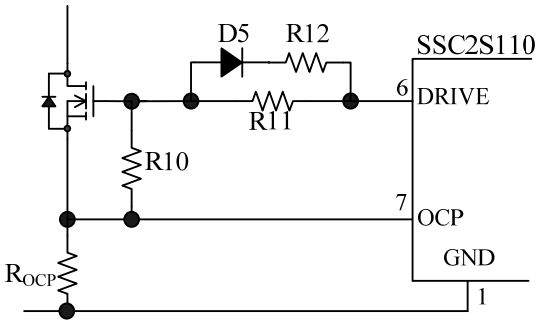


图 7-15 功率 MOSFET 门极周边电路

8. 设计时的要点

8.1 外围部件

各部件应使用适合使用条件的产品。

- 输入、输出端的平滑用电解电容
  依据纹波电流、电压和温度上升，确保适宜且留有余地。
  应使用开关电源用的允许纹波电流较高的低阻抗型。
- 变压器类
  依据铜损、铁损造成的温度上升，确保适宜且留有余地。
  开关电流含有高频成分，集肤效应可能会产生影响。
  因此，变压器所用的线圈线径应考虑动作电流的有效值，使电流密度处在 3～4A/mm^2 上下的标准内。若在集肤效应的影响等之下，需采取进一步的温度处理措施，可考虑以下做法以增加线圈截面积。
  - 增加线圈根数
  - 使用 Litz 线
  - 加粗线径
- 电流检测用电阻 R_{OCP}
  由于高频开关电流的流动，如果使用寄生电感高的部件，可能会产生误动作。应使用寄生电感低、耐浪涌量较大的类型。

8.2 ST 端子成为负电位时的解决方法

电源启动时，若对 ST 端子加以-0.3V 以下的电压，可能会无法启动。这种 ST 端子成为负电位的情况下，需要追加电阻或二极管，防止负电压的产生。（图 8-1）。

电阻或二极管应选用满足以下要求的类型。

此外，需通过最终的实际动作，确认其在整个输入动作范围内都能正常启动。

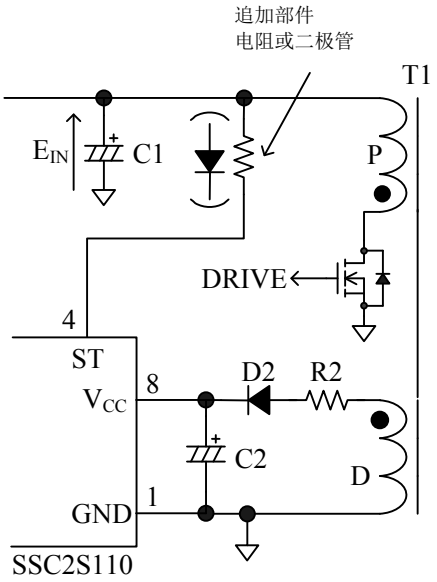


图 8-1 ST 端子负电位的解决方法

追加部件的推荐值/推荐型号

- 电阻的情况（需要加高压，因此应使用高耐电性的电阻）
  下限：5.6kΩ
  上限：满足公式(19)的阻抗值 R_{ST}

$$\left|I_{CC(STARTUP)}(MIN)\right| \times R_{ST} + V_{ST(ON)}(MAX) << E_{IN}(MIN) \quad \text{－(19)}$$

其中，

$I_{CC(STARTUP)}$(MIN)	:	启动电流的规格值 MIN（－3.9mA）
$V_{ST(ON)}$(MAX)	:	最低启动电压的规格值 MAX（21V）
E_{IN} (MIN)	:	C1 电压下限值

全电压输入的情况下，R_{ST} 的推荐范围为 5.6k～15kΩ 左右。

- 二极管

最高反向电压	VRM	>	35V
正向电流	IF	>	3.9mA
反向恢复时间	trr	<	27μs
反向漏电流	I_R	<	100μA

8.3 相位补偿

一般的使用 Shunt-regulator（U2）的 2 次侧误差放大器的周边部分电路结构如图 8-2 所示。

相位补偿用电容 C7 的容量为 0.047μF～0.47μF 左右，通过最终的实际动作进行确认以及调整。

图 8-3 所示的 FB/OLP 端子与 GND 端子之间的电容 C3 用于去除高频噪声以及相位补偿用。C3 应连接在接近 FB/OLP 端子与 GND 端子的位置，容量为 2200pF～0.01μF 左右，通过最终的实际动作进行确认以及调整。

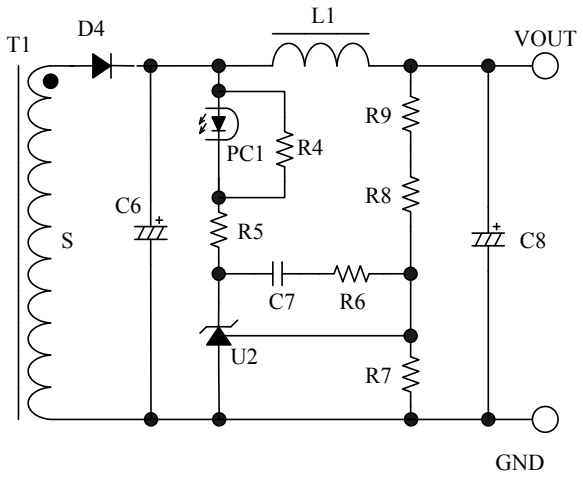


图 8-2　2 次侧 Shunt-regulator（U2）的周边电路

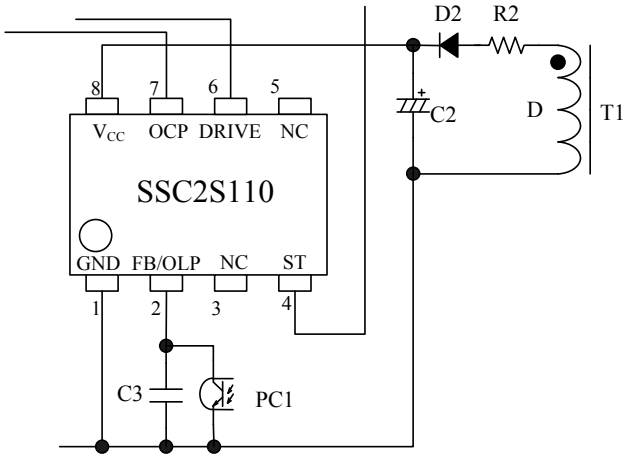


图 8-3　FB/OLP 端子周边电路

8.4 布线设计

布线方式以及实际安装条件等的不同，可能产生误动作、噪声、损失等较严重的影响。因此布线方式和部品排列都应充分注意。

如图 8-4 所示，在高频电流形成环路的部分，设计时应使布线尽量“粗”，部品间的连线尽量“短”，环路内面积尽量“小”，减少线路阻抗。

接地线对辐射噪声有较大影响，应采用尽量“粗”、“短”的布线。

开关电源存在高频高压的电流环路，因此需要考虑安全规格层面的部品配置及配线间的距离。

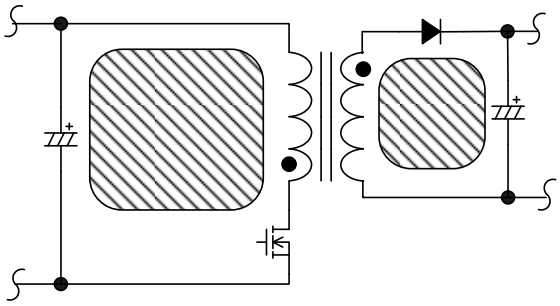


图 8-4　高频环路（斜线部分）

功率 MOSFET 的 ON 阻抗 $R_{DS(ON)}$ 为正的温度系数，在热设计上应加以注意。

IC 周边电路及 2 次侧整流平滑电路的连接例如图 8-5 所示。

- IC 周边电路

(1)　功率 MOSFET 及 OCP 端子周边

（OCP 端子，功率 MOSFET Source 端子～R_{OCP}～C1～T1（P 绕组）～功率 MOSFET Drain 端子）

此布线为开关电流流经的主环路，因此应尽量“粗”、“短”地布线。

IC 与输入电解电容 C1 的距离较远的情况下，为了降低高频电流环路的阻抗，可在变压器或 IC 的附近追加电解电容或薄膜电容（0.1μF 左右 / 施加电压合适的耐压品）等。

(2) GND 端子周围 （GND 端子～C2（－侧）～T1（D 绕组）～R2～D2～C2（+侧）～V_{CC} 端子）

此布线为 IC 供电用，因此应尽量粗”、“短”地布线。

IC 和电解电容 C2 的距离较远时，可在 V_{CC} 端子和 GND 端子附近追加薄膜电容器 C_f（0.1μF～1.0μF 左右 /（50V））等。

(3) 电流检测用电阻 R_{OCP} 周围

R_{OCP} 配置在 OCP 端子附近，由 R_{OCP} 以专用布线连接 OCP 端子。

为使布线的共通阻抗和开关电流不对控制电路造成影响，主电路系和控制系接地端在 R_{OCP} 近旁连接，由 R_{OCP} 以专用布线连接 GND 端子（图 8-5 中 A 点）。

- 2 次侧整流平滑电路 （T1（S 绕组）～D4～C6）

此布线为开关电流流经的 2 次侧主回路布线，因此应尽量“粗”、“短”地布线。

整流布线较细长时，寄生于布线的电感成分会增加，因此功率 MOSFET 关断时产生的浪涌电压会增加。考虑了 2 次侧整流电路布线设计后，可扩大功率 MOSFET 的耐压裕量，降低箝位缓冲电路的应力和损耗。

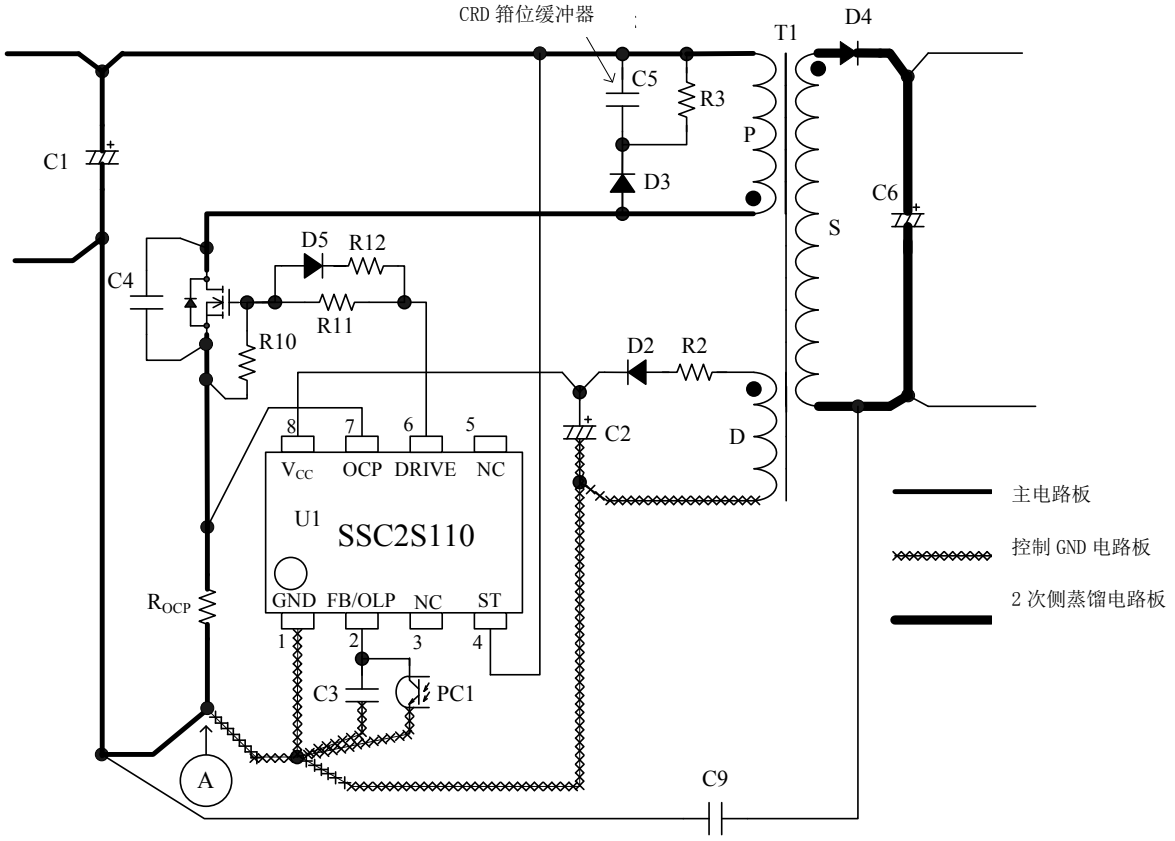


图 8-5 电源 IC 周边电路例

注意事项

- 本资料中的内容如有变更，恕不另行通知。
  使用时请您确认本资料为最新的信息。
- 本书中的动作例以及电路例为使用时的参考，因其产生的本公司或第三方的工业产权、知识产权等权利的侵害问题，本公司概不负责。
- 本公司一直致力于提升产品质量和可靠性，但半导体产品可能会在一定几率下产生缺陷和故障。为避免因部件故障结果造成的人身事故、火灾事故、社会公害等，请在使用者的责任范围内，在安装和系统上进行充分的安全设计以及确认。
- 本书中提到的产品可供普通电子设备（家电产品，办公器材，通信终端设备，测量设备等）使用。用于可靠性要求较高的设备（运输设备及其控制装置，交通信号控制装置，防灾、防火设备，各种安全设备等）以及用于一般电子设备但要求使用寿命较长的情况下，请务必和本公司的销售窗口联系。
  如果没有本公司的书面许可，请勿用于可靠性要求极高的设备（航空航天设备，原子能控制，用于生命维持的医疗器械等）。
- 使用本公司的产品或设计使用本公司产品的各种装置时，对规格值降额使用的程度将在很大程度上影响可靠性。
  降额是指为确保或提高可靠性，设定从各规格值减轻负载的动作范围，对浪涌和噪声等加以考虑的做法。需要实行降额的因素，一般包括电压、电流、功率等电气应力，周围温度、湿度等环境应力，半导体设备发热等造成的热应力等。对这些应力，瞬时值或最大值、最小值等都需要考虑。
  此外，对于功率器件及功率器件内置 IC，自己发热较多的接合部温度(Tj)的降额程度将对可靠性产生较大影响，请对其作出充分考虑。
- 在使用本书中提到的产品时，将产品与其他产品、部材组合使用，或将产品进行物理、化学、及其它的加工处理等情况下，请在使用者的责任范围内，充分检讨其中的风险。
- 本书中提到的产品未经耐放射线设计。
- 对于在本公司物流网之外进行运输的过程中，因为产品掉落等原因导致的纠纷，本公司概不负责。
- 本资料中的内容未经本公司书面许可，禁止转载、复制。