



SSC620S/SSC620D 技术资料

应用手册及评价手册 (Ver. 0.1)

2009年01月18日 发行

Sanken Electric Co., Ltd.

三垦电气株式会社

<http://www.sanken-ele.co.jp>

目 次第一部分：SSC620S/SSC620D 应用手册

1. 概要	3
2. 特长	3
3. SSC620S/SSC620D 一览	3
4. 外形图	4~5
5. 内部方框图和各端子功能	6
6. 电气的特性	7~8
7. 应用电路例	8
8. 各端子功能及动作说明	9~16
9. 设计上的注意点	17~19
10. 实用电路图及 PCB LAYOUT	20

第二部分：SSC620S/SSC620D 评价手册

1. 通常动作状态	21
2. 漏极电压的最大值(通常动作时)确认	22
3. 过电流检测点确认	22
4. 电源起动时 VCC 端子电压确认	23
5. 电源起动时 FM 端子电压确认	23
6. 电源过渡状态下动作频率确认	24
7. MOSFET 最大开关电流确认	25
8. A. S. 0 确认	25
9. MOSFET 雪崩击穿时 A. S. 0 确认	26
10. MOSFET 温度确认	27

第三部分：DEMO 板测试数据及波形

1. DEMO 板电路图、PCB	28
2. 变压器设计资料	29
3. 静态测试数据	30~31
4. 动作波形	31~34
5. BOM 表	35~36

第四部分：PWM 变压器设计 37~42

第一部分：应用手册

1. 概要

SSC620S/SSC620D 是电流模式控制的 PWM 动作方式电源 IC 控制器。该 IC 采用副边电压检测方式，实现定电压控制。IC 采用了高耐压的 BCD 工艺，消耗功率低，外接元件少。通常动作时 PWM 模式，轻负载时自动切换到间隙振荡模式，内置起动电路，在宽电压输入下能够实现全负载领域的高效率化。

2. 特长

DIP-8 及 SOP-8 两种绝缘封装

动作频率抖动功能内藏 \Longrightarrow 简化 EMI 滤波器

定时器内藏型 Over Load Protection (OLP)

\Longrightarrow 削减了以前产品的 OLP 用电解电容，减少成本和空间

通过增加两个电阻，实现定电流垂下动作

待机自动间隙振荡功能内藏 \Longrightarrow 无负载时， $P_{in} < 0.1W$ ，低消耗功率

通常动作时 ……………PWM 模式

待机时（轻负载时） ……………Burst 模式

起动电路内藏 \Longrightarrow 没有了起动电阻的功耗，实现低功耗

非动作时电路电流（起动前电路电流） $I_{cc(Off)} = 18 \mu A$ (Typ.) ----- at $V_{cc} = 12V$

Leading Edge Blanking 功能内藏

丰富的保护功能

记号（名称）	功能动作状态
过电流保护 OCP (<u>O</u> ver <u>C</u> urrent <u>P</u> rotection)	Pulse by pulse MOSFET OFF
过负载保护 OLP (<u>O</u> ver <u>L</u> oad <u>P</u> rotection)	一定时间后关断，之后 Auto Restart
过电压保护 OVP (<u>O</u> ver <u>V</u> oltage <u>P</u> rotection)	关断，锁定
过热保护 TSD (<u>T</u> hermal <u>S</u> hut <u>d</u> own)	关断，锁定

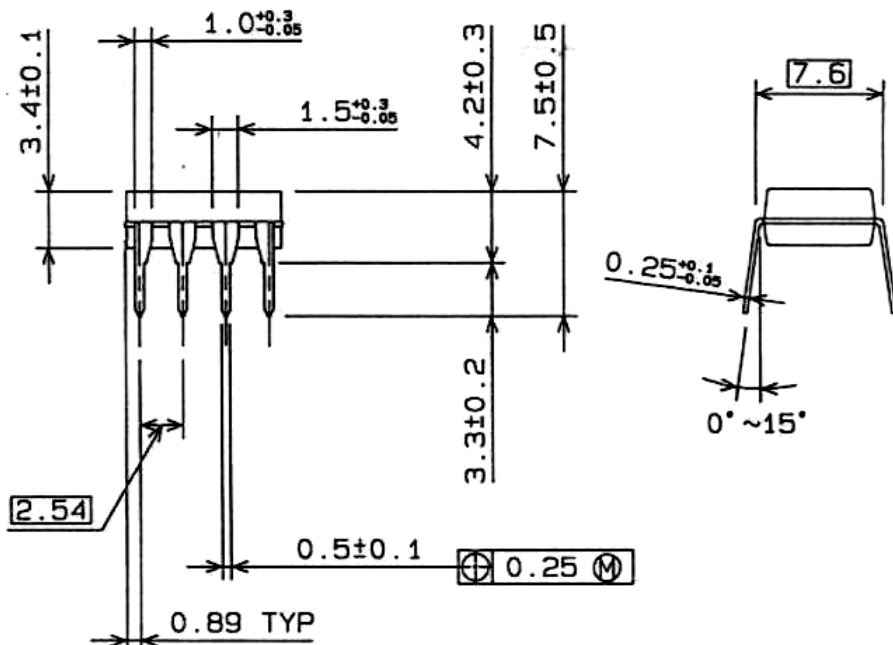
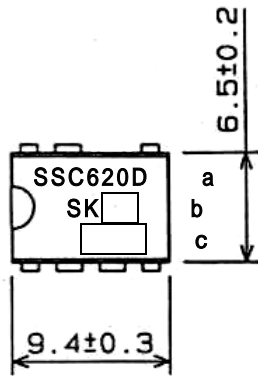
3. SSC620S/SSC620D 予定表

产品名	Fosc [kHz]	封装	图示
SSC620D	100	DIP-8	
SSC620S	100	SOP-8	

4. 外形图, PIN 配列

4.1. DIP-8 封装

注: 详细请参考产品规格书。



Material of terminal: Cu

Treatment of terminal : solder plating

Weight: Approx. 0.51g

a. Type Number

b. Lot Number

1st letter The last digit of year

2nd letter Month

1 ~ 9 月 : 阿拉伯数字

10 月 : O

11 月 : N

12 月 : D

(1 to 9 for Jan. to Sept.,

O for Oct. N for Nov. D for Dec.)

3rd letter Week

1 ~ 3 Arabic numerals

C. Sanken Registration Number

4.2. SOP-8 封装

注：详细请参考产品规格书。

a. Type Number

b. Lot Number

1st letter The last digit of year

2nd letter Month

1 ~ 9 月 : 阿拉伯数字

10 月 : O

11 月 : N

12 月 : D

(1 to 9 for Jan. to Sept.,

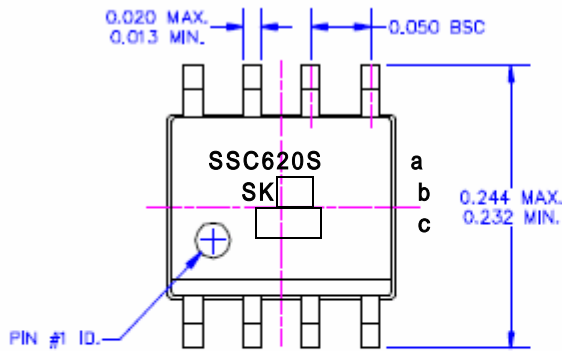
O for Oct. N for Nov. D for Dec.)

3rd letter Week

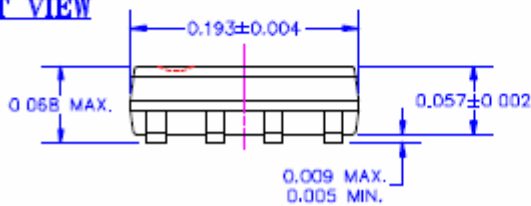
1 ~ 3 Arabic numerals

C. Sanken Registration Number

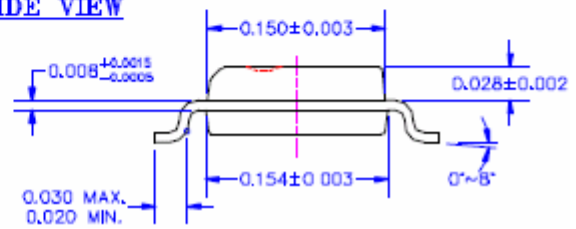
TOP VIEW



FRONT VIEW

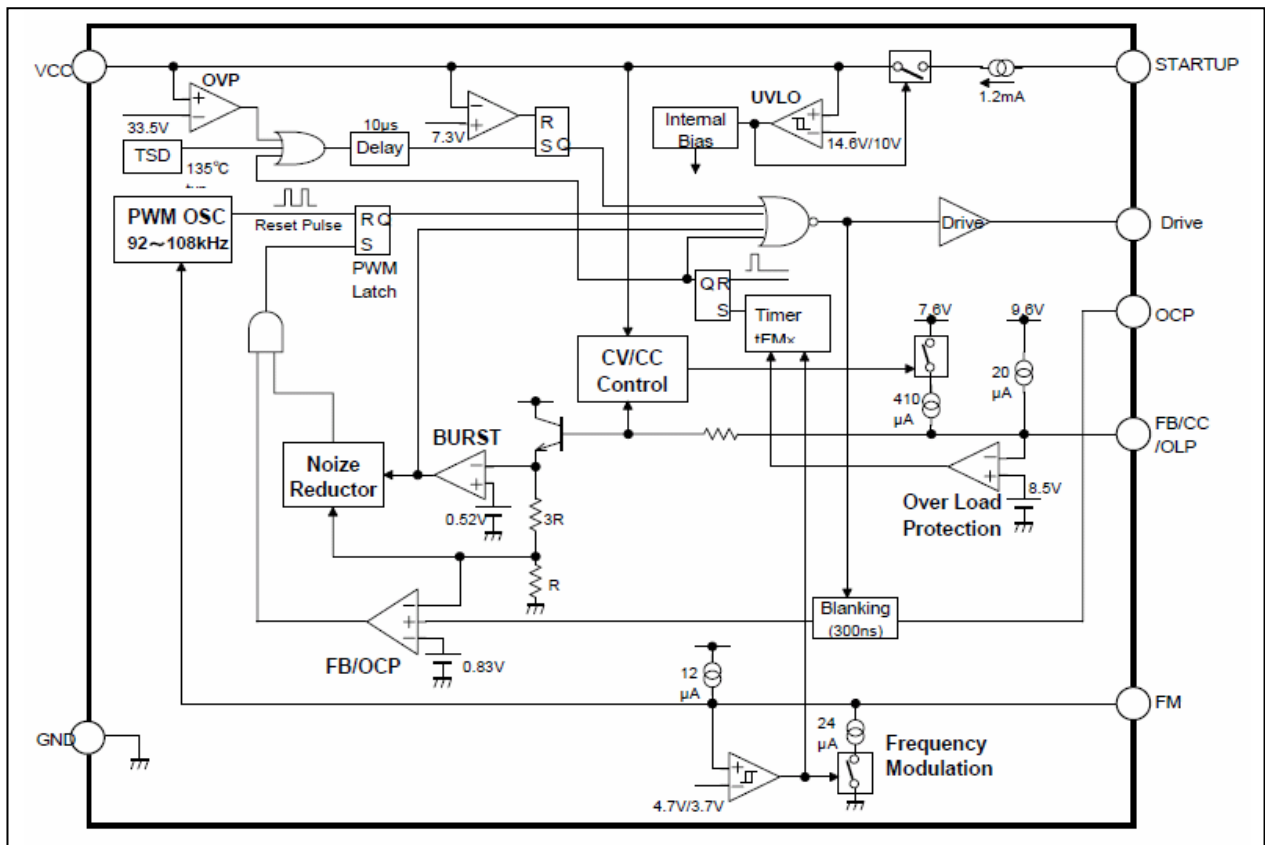


SIDE VIEW



Material of terminal: Cu

Treatment of terminal : solder plating



5. SSC620S/SSC620D 内部方框图

各端子功能

端子号 Terminal No.	记号 Symbols	名称 Description	功能 Functions
1	FB/CC/OLP	FB/CC/OLP 端子 FB/CC/OLP terminal	定电压控制/定电流垂下控制/过负载保护信号输入 Input of constant voltage control signal/constant current operation control signal/over load protection signal
2	Vcc	电源端子 Power supply terminal	控制电路电源输入 Input of power supply for control circuit
3	NC	-----	-----
4	Startup	Startup 端子 Startup terminal	启动电流输入 Input of Startup current
5	Drive	Gate 驱动端子 Gate drive terminal	MOSFET 门极驱动信号输入端子 Output of gate drive signal for MOSFET
6	OCP	OCP 端子 OCP Terminal	过电流保护 Over current protect
7	FM	FM 端子 FM terminal	频率抖动外接电容端子 Capacitor connection terminal for frequency jitter
8	GND	GND 端子 GND terminal	GND

其它功能

记号	功能
OVP	过电压保护
TSD	过热保护 (本产品的 8 号 PIN Frame 温度达到 125°C (Min.) 以上, 关断锁定)
OLP	过负载保护
CC	原边增加两个电阻, 可以实现定电流垂下特性

6. 电气特性: SSC620D(暂定规格, SSC620S 规格请参考产品规格书)

6.1 绝对最大额定值(Ta=25℃)

项 目 Parameter	端 子 Terminal	记 号 Symbol	规格值 Ratings	单 位 Unit	备 考 Note
OCP 端子电压 OCP terminal voltage	6-8	VOCP	-0.3~6	V	
控制部电源电压 Input voltage for control part	2-8	Vcc	36	V	
FB/CC/OLP 端子电压 FB/CC/OLP terminal voltage	1-8	VFB	-0.3~12	V	
FM 端子电压 FM terminal voltage	7-8	VFM	-0.3~6	V	
控制部容许损失 (MIC) Power dissipation for control part (MIC)	2-8	PD ^{*1}	0.15	W	按 Vcc×Icc 计算 Specified by Vcc*Icc
起动端子电压 Startup terminal voltage	4-8	Vstartup	-0.3~600	V	
动作时内部 Frame 温度 Internal frame temperature in operation	—	TF	-20~+125	℃	参考推荐动作温度
动作时周围温度 Operations ambient temperature	—	Top	-20~+125	℃	
保存温度 Storage temperature	—	Tstg	-40~+125	℃	
通道温度 Channel temperature	—	Tch	+150	℃	

1 详细请参照产品规格书。

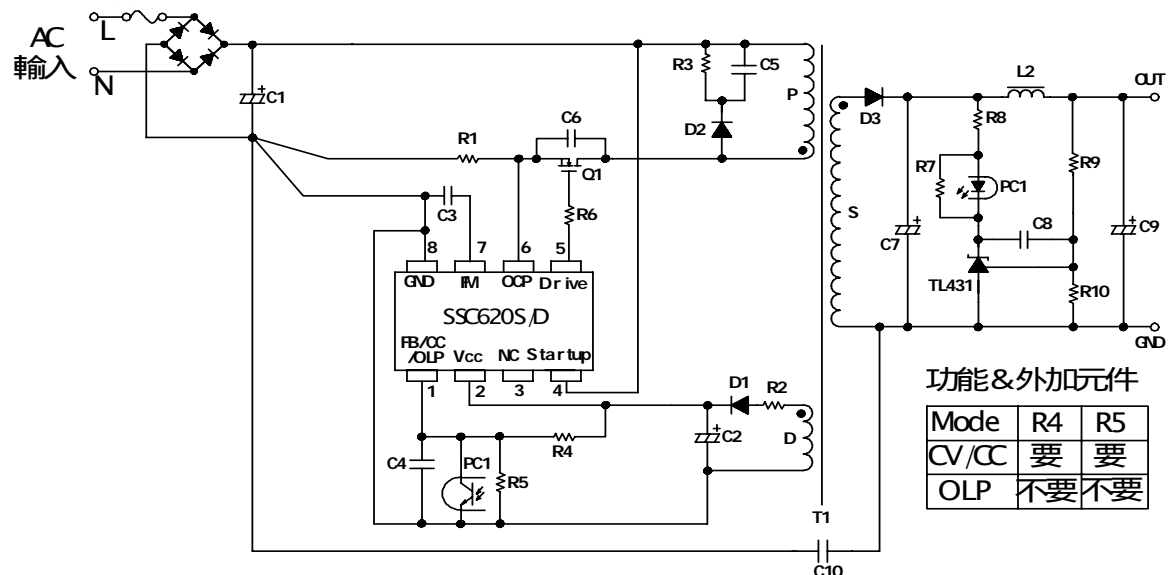
6.2 控制部电气特性 $T_a=25^{\circ}\text{C}$, $V_{cc}=18\text{V}$, $C3=0.047\mu\text{F}$

项 目 Parameter	端子 Terminal	记号 Symbol	规格值 Ratings			单位 Unit	测定 条件
			Min.	Typ.	Max.		
动作开始电源电压	2-8	$V_{cc}(\text{ON})$	12.9	14.3	15.7	V	参考 规格 书
动作停止电源电压	2-8	$V_{cc}(\text{OFF})^{*2}$	9	10	11	V	
动作时电路电流	2-8	$I_{cc}(\text{ON})$	—	—	4	mA	
非动作时电路电流 ($V_{cc}=12\text{V}$)	2-8	$I_{cc}(\text{OFF})$	—	—	25	μA	
平均振荡频率	5-8	$F_{osc}(\text{ave})$	90	100	110	kHz	
振荡频率变动幅度	5-8	Δf	6	10	14	kHz	
最大 ON-Duty	5-8	D_{MAX}	70	76	82	%	
FM 端子 High 电压	7-8	VHFM	4.0	4.5	5.0	V	
FM 端子 Low 电压	7-8	VLFM	3.2	3.6	4.0	V	
FM 端子流出电流	7-8	$I_{\text{src}}(\text{FM})$	7.7	11	15.4	μA	
FM 端子流入电流	7-8	$I_{\text{sink}}(\text{FM})$	-15.4	-11	-7.7	μA	
OCP 门坎电压	6-8	V_{OCP}	0.71	0.78	0.85	V	
Leading edge blanking时间	5-8	T_{bw}	240	350	460	nsec	
自动间隙振荡门坎电压	1-8	V_{burst}	1.0	1.12	1.24	V	
OLP 门坎电压	1-8	V_{OLP}	7.3	8.6	9.9	V	
OLP 流出电流	1-8	I_{OLP}	12	18	25	μA	
OLP 延迟时间	1-8	T_{OLP}	0.84	1.2	1.56	sec	
最大 FB 流出电流	1-8	$I_{\text{F.B}}(\text{MAX})$	220	310	430	μA	
CC Set 电压	1-8	$V_{\text{SET}}(\text{CC})$	4.9	5.8	6.7	V	
CC Reset 电压	1-8	$V_{\text{RES}}(\text{CC})$ * $V_{cc}=25\text{V}$	3.5	3.9	4.3	V	
起动电流	4-8	I_{startup}	0.77	1.1	1.43	mA	
OVP 动作电源电压	2-8	$V_{cc}(\text{OVP})$	28.8	32	35.2	V	
门极驱动电源电压	5-8	V_{drive}	7.8	8.5	9.2	V	
锁定电路保持电流	—	$I_{cc}(\text{H})^{*3}$	—	150	270	μA	
锁定电路解除电压	—	$V_{cc}(\text{La. OFF})^{*2,3}$	5.9	7.2	8.6	V	
过热保护动作温度	—	$T_j(\text{TSD})$	125	—	—	$^{\circ}\text{C}$	

※2 对于各产品, $V_{cc}(\text{OFF}) > V_{cc}(\text{La. OFF})$ 的关系成立。

※3 锁定电路是指由 OVP, TSD 发生动作的电路。

7. 应用电路例



8. 各端子功能及动作说明

8.1. Vcc (2号PIN) 端子

Vcc (2号PIN) 端子为控制电路的动作提供必要能量。Startup 端子在 IC 内部通过起动电路和 Vcc (2号PIN) 端子相连接。由 IC 内部产生定电流 (1.1[mA] Typ.)，为 Vcc (2号PIN) 端子外接的电解电容 C2 充电。Vcc 端子电压上升到动作开始电源电压 $V_{cc(ON)}=14.3[V]$ (Typ.) 后，电源起动。起动时间由 C2 的容量决定，该起动时间可由以下算式求出。

$$T_{start} = C2 \times (V_{cc(ON)} - V_{cc(Int)}) / I_{startup}$$

T_{start} : 起动时间 [s]

$V_{cc(Int)}$: Vcc 端子初期电压 [V]

对一般的电源规格，电解电容 C2 取 33~47 [μF]。

电源起动后 Startup 电路自动 OFF (切断)，Startup 电路不消耗能量。

Vcc 端子电压和电路电流的关系如图 2 所示。到控制电路动作开始前的电路电流，被限制在 $I_{cc(OFF)}=25[\mu A]$ (Max) ($V_{cc}=12[V]$, $T_a=25[^\circ C]$)，Vcc 端子电压达到 $V_{cc(ON)}=14.3[V]$ (Typ.) 后控制电路开始动作，电路电流增加。

控制电路动作后，如果 Vcc 端子电压下降，低于动作停止电源电压 $V_{cc(OFF)}=10[V]$ (Typ.) 后，低输入时动作禁止 (UVLO) 电路动作，控制电路停止，回到起动前的状态。控制电路动作后，由辅助绕组 D 的绕组电压通过整流滤波，提供电源。

起动时 Vcc 端子电压波形如图 3 所示。

由于辅助绕组 D 在控制电路动作开始后不会立即上升到设定电压 (由变压器绕线比决定的辅助绕组电压)，Vcc 端子电压虽然开始下降，但因为动作停止电压 $V_{cc(OFF)}=10[V]$ (Typ.) 设定得比较低，在下降到动作停止电压前，只要辅助绕组 D 的电压达到设定值，控制电路的动作就可以继续下去。

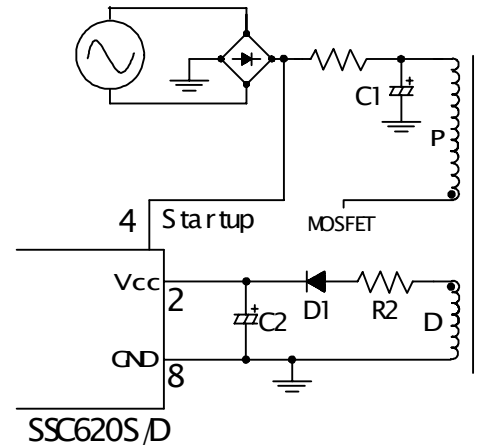


图 1 起动电路

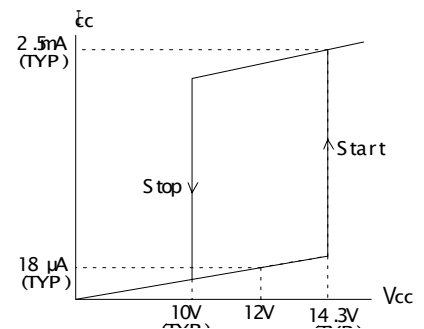


图 2 Vcc 端子电压 - 电路电流 I_{cc}

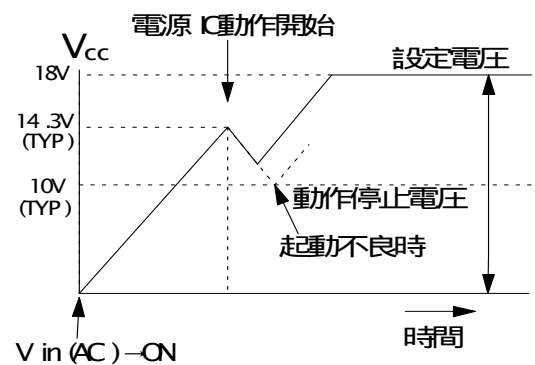


图 3 起动时 Vcc 端子电压

辅助绕组电压 Vcc 在电源正常动作的状态下，请参照以下的变动范围来设定电压值。

动作停止电压 $V_{cc(OFF)}=11[V]$ (Max.) $< V_{cc} < OVP$ 动作电压 $V_{cc(OVP)}=28.8[V]$ (Min.)。

通常，辅助绕组 D 的电压设定在 15[V]~20[V]。

另外，在实际的电源电路中，有时会出现如图 4 所示，Vcc 端子电压随副边输出电流 Iout 的变化而变化的情况。这是由于 SSC620S/SSC620D 的电路电流小，MOSFET 关断瞬间发生的浪涌电压为 C2 充电的结果。如图 5 所示，整流用二极管 D1 串联一个数[Ω]~数十[Ω]的电阻 R2，对解决这个问题很有效。（另外，将辅助绕组 D 的位置远离原边主绕组，也可以改善。）

关于该电阻的取值，由于变压器结构的不同，相对输出电压，Vcc 端子电压的变化率也有所不同。因此，要与实际使用的变压器匹配调整。另外，相对输出电压，Vcc 端子电压的变化率，取决于变压器原 - 副边耦合的好坏，辅助绕组 D 与安定化输出绕组（实行定电压控制的绕组）的耦合程度，在变压器设计时，请注意合理安排辅助绕组 D 的位置。

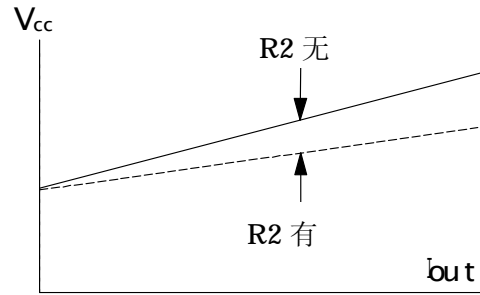


图 4 输出电流 Iout-Vcc 端子电压

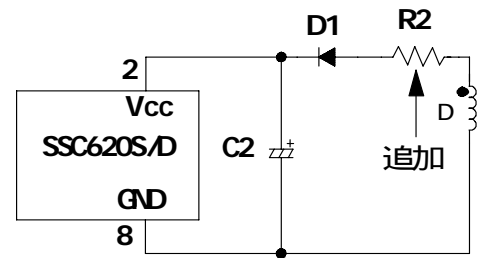


图 5 减少输出电流 Iout 的影响、辅助电源电路

8.2. 定电压控制电路（FB/CC/OLP（1号PIN）端子）

本 IC 采用 100[kHz]PWM 控制方式。Power MOSFET 在 ON 开始时收到的 Timing Pulse（Reset Pulse）信号，由 PWM OSC 振荡电路产生。IC 的内部电路图参见图 6。

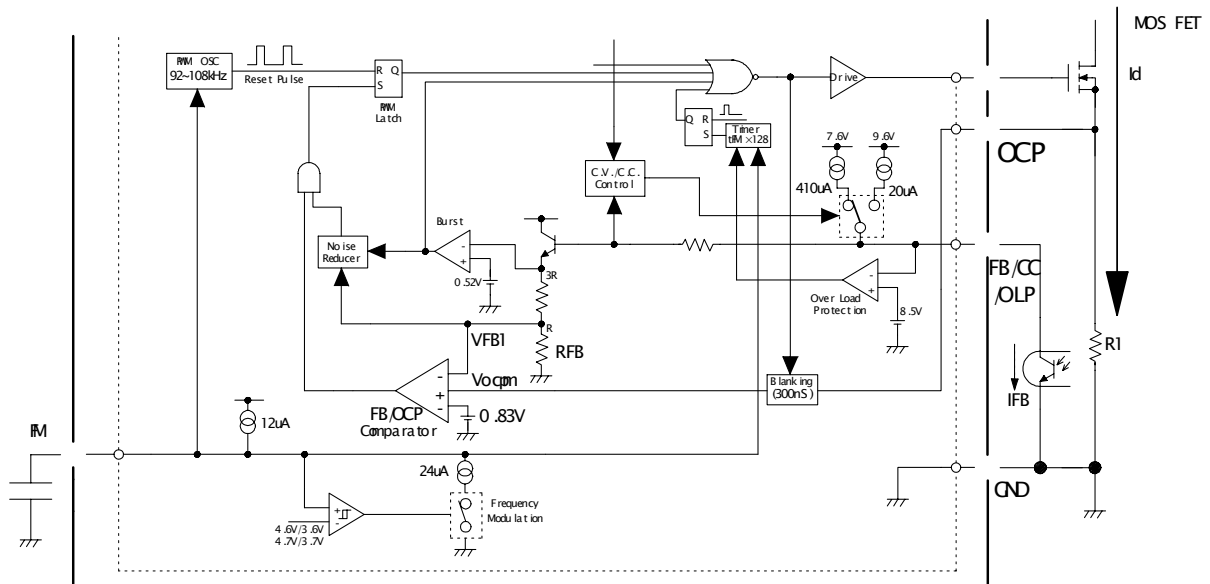


图 6 IC 内部 Block 图（Drain 电流检测电路和 Feedback 电路）

8.2.1 电源起动时的控制

如图 7 所示，Power MOSFET 导通后，OCP（6号 Pin）端子流过 Drain 电流 Id，在外接的电流检测用电阻 R1 上产生与 Id 同样形状的三角波状电压 VR1。该三角波状电压 VR1 施加在 OCP（6号 Pin）端子上，达到 OCP 门坎电压 Vocp=0.78V（Typ.）后，OCP Comparator 动作，设置了 PWM Latch 电路，PWM Latch 电路（Q）输出“High”，驱动电路输出“Low”，将 Power MOSFET 关断。

此后，PWM 振荡器提供 Reset Pulse 信号（ON 信号），PWM Latch 电路（Q）输出“Low”，驱动电路输出“High”，Power MOSFET 再度导通。以上动作可以观察到，在电源起动时仅根据 OCP Comparator 决定 ON 期间（OCP 动作），持续到定电压控制开始。

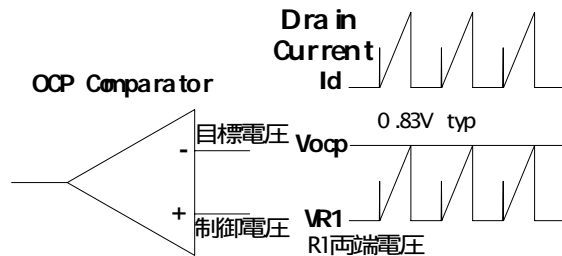


图 7 起动时的 OCP Comparator 动作

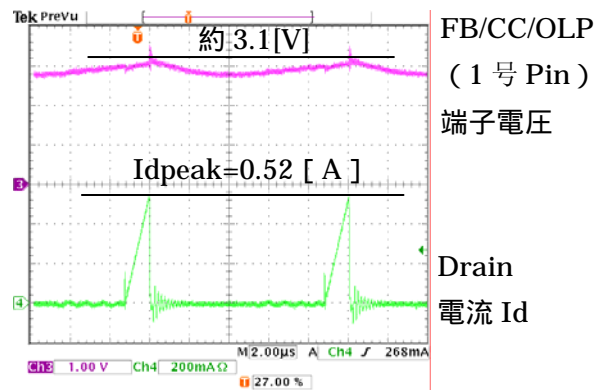


图 8 通常动作时的 Id 和 FB 端子电压

8.2.2 通常动作时的定电压控制

图 6 所示的是采用光耦进行定电压控制的动作模式。采用了稳定性优良的电流模式控制。通过光耦对 FB/CC/OLP（1 号 Pin）端子电压进行调整。

副边误差放大器提供控制信号，光耦受控端将与负载状况对应的反馈电流 IFB 从 FB/CC/OLP 端子引出。进而在 FB/CC/OLP 端子上产生与负载状况对应的控制电压，提供给 FB Comparator 的负输入端子（VFB1）。另一方面，由 Drain 电流波形所产生的 Vocpm 提供给 FB Comparator 的正输入端子，FB Comparator 由 VFB1 作为参考电压，对电压 Vocpm 的峰值，即 Drain 电流的峰值进行电流模式控制。

具体讲，在轻负载下输出电压会有上升，副边误差放大器提供的控制信号量增加，光耦受控端作用使 FB/CC/OLP 端子电压下降。进而使流入与 FB Comparator 负输入端子连接的电阻 RFB 的电流减少，电阻两端电压下降。因此，伴随 FB Comparator 参考电压 VFB1 的下降，FB Comparator 输出信号控制 PWM Latch，将 Power MOSFET 关断，使 Drain 电流峰值下降。进而由于 Drain 电流峰值受到控制，输出电压不会上升。

参见图 8 所示的实际动作波形。FB/CC/OLP 端子电压约 3.1[V]，进行定电压控制，FB Comparator 的参考电压 VFB1 约 0.625[V] $\{=(VFB-0.6V)/4\}$ 。电流检测用电阻 R1 为 1.2Ω，产生与 Drain 电流 Id（约 0.52A）同形的三角波电压 VR1 约 0.624V $\{=R1 \times Id\}$ ，相对于 FB Comparator 的参考电压 VFB1=0.625[V]，保持 OCP（6 号 Pin）端子电压 VR1 与参考电压相同。

负载加重后，进行相反的动作，使输出电压不会下降。

一般而言，通过电流模式进行控制时，Power MOSFET 导通瞬间产生的急剧的放电电流可能会引起 OCP Comparator 对其产生响应。对此问题，SSC620S/SSC620D 设计了 Leading edge blanking 期间 $T_{bw}=350\text{nsec}$ (Typ.)，在导通瞬间忽略 Drain 浪涌电流，抑制 OCP Comparator 的立即翻转（即 Power MOSFET 不会立即 OFF），避免了误动作。

8.3. Frequency Jitter (FM (7号PIN) 端子)

本 IC 具有频率抖动功能。

如图 9 所示的是 MOSFET 的 V_{ds} , I_d 动作波形。

开关动作的平均振荡频率 $F_{osc(ave)}$ 约 100[kHz]，振荡频率变动幅度 $\Delta f \approx 10$ [kHz]。该频率抖动的振幅由 IC 内部固定。

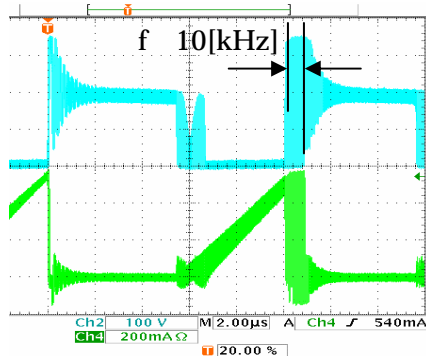


图 9 Jittering 动作时的 V_{ds} , I_d 动作波形

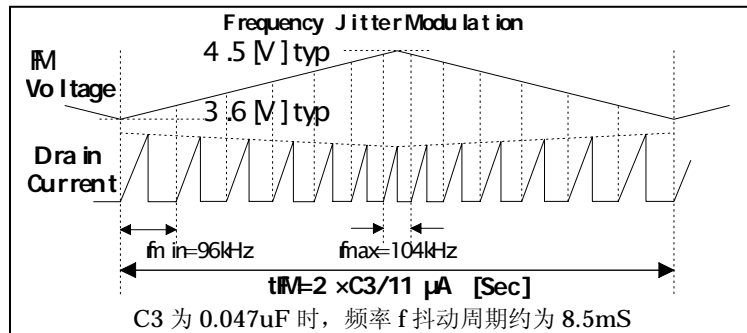


图 10 FM 端子电压和 Jitter 周期 (变调 Rate)

如图 10 所示的是，FM (7号 Pin) 端子电压与抖动动作周期的关系。

该抖动周期 (变调 Rate) 由与 FM (7号 Pin) 端子连接的电容 C_3 决定。 C_3 由 7号 Pin 流出电流 $I_{src(FM)} = 11$ [μA] (Typ.) 为其进行定电流充电，电容电压达到约 4.5V 后，7号 Pin 转而以流入电流 $I_{sink(FM)} = 11$ [μA] (Typ.) 进行定电流放电。随着 C_3 放电，FM 端子电压下降到约 3.6V 以下时，再度切换到 11 μA (Typ.) 定电流充电模式。充放电反复进行，在 FM 端子上形成三角波电压 (供抖动动作使用)，输入到 PWM 振荡电路，结合 FM 端子的变调 Rate 信号，进行抖动动作。由图 6 说明的 PWM 振荡电路 (抖动周期 t_{FM} 变调) 提供的 Reset Pulse 信号，输入到 PWM Latch 电路，Power MOSFET 的开关动作附加了抖动动作。因此，通过调整 C_3 的容量，可以任意调整抖动周期 t_{FM} 。

抖动周期 t_{FM} 根据以下算式可以求出近似值。

$$t_{FM} = (2 \times C_3 \times 1.0V) / 11 \mu A \quad [s], \quad \text{变调频率 } f_{FM} = 1 / t_{FM} \quad [Hz].$$

C_3 : FM 用电容容量 [F]

通常，电容 C_3 容量，选用 4700 [pF] ~ 0.047 [μF]。

最终，要根据对实际电源的评价来选定电容 C_3 。

不具有抖动功能的产品和增加抖动功能的产品，对传导噪声的比较数据如图 11 和图 12 所示。与 PRC (OFF 时间一定，控制 ON 期间) 动作方式相比较，增加抖动功能的电源，传导噪声在低频域和高频域都有所降低，因此可以削减或简化输入噪声滤波器。

图 11 STR-A6151 的传导噪声

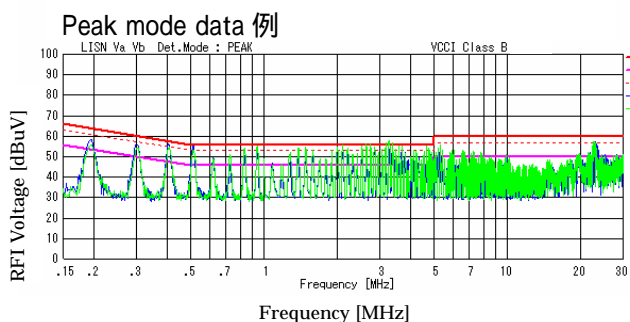
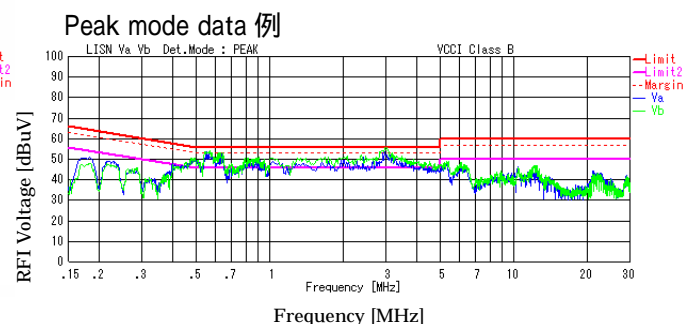


图 12 SSC620D 的传导噪声



8.4. 过电流保护电路 (OCP (6号PIN) 端子)

本 IC 的过电流保护是通过 MOSFET 的 Drain 电流峰值逐个 Pulse 检测, PWM Latch 输出翻转 Pulse by Pulse 方式进行。

MOSFET 的 Drain 电流检测, 如图 6 所示, 在 MOSFET 源极即 OCP (6号 Pin) 端子和 GND (8号 Pin) 端子间连接检测电阻 R1 来进行。

检测电阻 R1 的电压达到 OCP (6号 Pin) 端子的门坎电压 $V_{ocp}=0.83[V]$ (Typ.) 时, Power MOSFET 关断。

过电流保护电路动作时, 副边的输出过负载特性如图 14 所示。

与以往产品比较, 包含 OCP Comparator 的反馈系统的响应速度快, 过电流检测点的『误差』小。

过负载状态下输出电压开始下降后, 过负载保护 (OLP) 电路动作, 开关动作停止, V_{cc} (2号 Pin) 端子电压下降, 达到动作停止电压 $10[V]$ (typ.) 以下后, IC 的动作停止。该状态下电路电流减少 (进入电路高阻抗状态), Startup 电路再度起动, V_{cc} (2号 Pin) 端子电压通过 Startup 电路提供的定电流上升, 达到动作开始电压 $V_{cc(ON)}=14.3[V]$ (Typ.) 后再次起动 UVLO 间隙振荡动作。但是, 过负载状态解除后, Auto Restart 后回到通常动作。

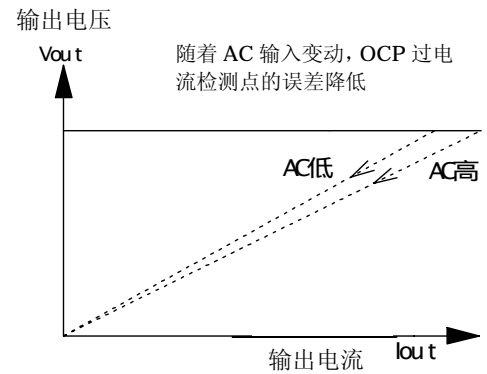


图 14 输出过负载特性

8.5. 定电流垂下保护电路 (FB/CC/OLP (1号PIN) 端子)

本 IC 在过负载时, 伴随副边输出电压垂下, 利用原边 V_{cc} 电压下降的特性, 在 V_{cc} 与 FB 间, FB 与 GND 间, 增加两个电阻, 实现简单的定电流垂下控制。图 16 所示的是定电流垂下时输出电压和输出电流的特性。图 15 所示的是实现定电流垂下动作的外围电路。增加了电阻 R4, R5, 保证最大负载时 FB/CC/OLP 端子电压约为 $3.7V$, 调整 V_{cc} 电压和两个电阻的值, 无需检测副边电流, 也可以进行定电流动作。

请将 V_{cc} 端子电压设定在约 $20\sim 25[V]$, 增加的电阻值 R5: $82\sim 150[k\Omega]$, R4: $1\sim 1.8[M\Omega]$ 。另外, 调整方法是, ∇ 字垂下时 (R4, R5) 将电阻值加大, 反之, \wedge 字垂下时 (R4, R5) 将电阻值减小, 垂下开始点请将 FB/CC/OLP 端子电压设定在 $3.7V$ 。

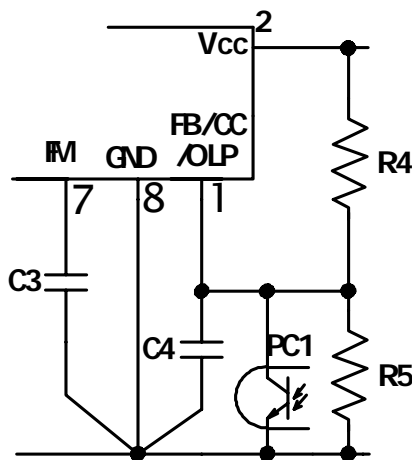


图 15

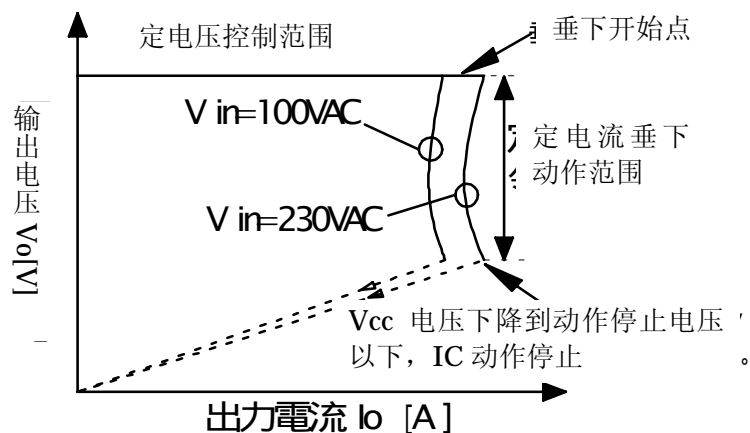


图 16

过负载时，伴随副边输出电压垂下，原边 Vcc 电压也会下降。定电流垂下动作时，Vcc (2 号 Pin) 端子电压达到动作停止电源电压 10[V] (typ.) 以下后，开关动作停止。

但是要提请注意，增加了以上两个电阻，进行定电流垂下控制，过负载保护电路 (OLP) 动作失效，定电流垂下控制和 OLP 功能不能够共用。

8.6. 过负载保护电路 (FB/CC/OLP (1 号 PIN) 端子)

本 IC 在原边过电流保护 (OCP) 电路之外，内藏了过负载保护 (OLP) 电路。过负载保护 (OLP) 电路的作用是，当负载侧发生异常过负载状态 (由于 OCP 动作限制了 Drain 电流峰值，光耦进入 OFF 状态) 持续一定期间，使振荡动作停止。

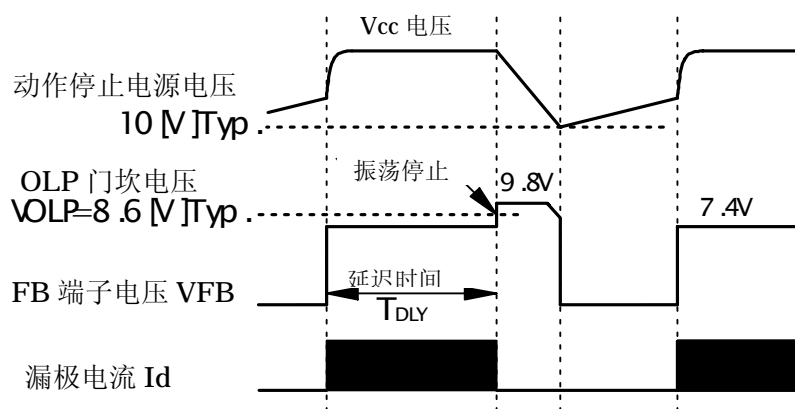


图 17 OLP 动作时各部波形

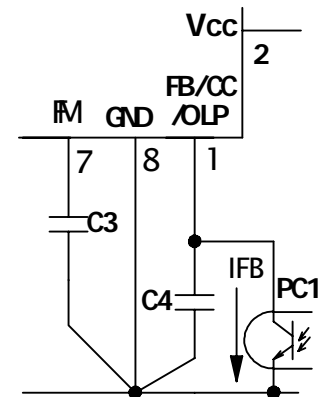


图 18 OLP 外围电路

如图 18 所示的是 OLP 外围电路。区别于以往产品的是，可省略 OLP 动作延迟时间用电解电容。

过负载状态 (由于 OCP 动作限制了 Drain 电流峰值的状态)，副边输出电压下降，误差放大器及光耦进入 OFF 状态，反馈信号 IFB 消失，FB/CC/OLP 端子流出的定电流 $I_{FB}=430[\mu A]$ (Max.) 为 C4 急速充电到约 7.4[V]。FB/CC/OLP 端子电压，充电到约 7.4[V] 后，经过一段延迟时间 T_{DLY} ，FB/CC/OLP 端子流出的定电流值切换到 $I_{OLP}=18[\mu A]$ (Typ.)，为电容 C4 以一定斜率充电。该电容 C4 (FB/CC/OLP 端子) 电压达到 OLP 门坎电压 $V_{OLP}=8.6[V]$ (Typ.) 后振荡动作停止。如图 17 所示的是 OLP 动作时各部波形。

振荡动作停止后，输出电压下降，同时 Vcc (2 号 Pin) 端子电压也下降。Vcc 电压下降到动作停止电源电压 10[V] (typ.) 后，低输入动作禁止 UVLO (Under Voltage Lockout) 电路动作，间隙振荡动作。振荡动作停止 UVLO 电路动作后，Startup 电路提供定电流充电，Vcc 电压上升到动作开始电源电压 $V_{cc(ON)}=14.3[V]$ (Typ.) 之前，动作停止。过负载状态解除后，自动恢复 (Auto Restart)，回到通常动作。

输出绕组较多，变压器耦合不佳时，过负载状态下虽然输出电压下降，但原边辅助绕组电压，即 Vcc (2 号 Pin) 端子电压并不下降，不会因为 UVLO 电路动作进入间隙振荡振荡动作。此时，就能够通过过负载保护 (OLP) 电路进行保护。

电容 C3 容量，决定了过负载状态开始到开关动作停止的延迟时间 T_{DLY} ，根据以下算式求得近似值。

$$T_{DLY}=t_{FM} \times 128 \quad [s]$$

$$t_{FM}=(2 \times C3 \times 1.0V) / 11 \mu A \quad [s]$$

C3: FM 用电容容量 [F]

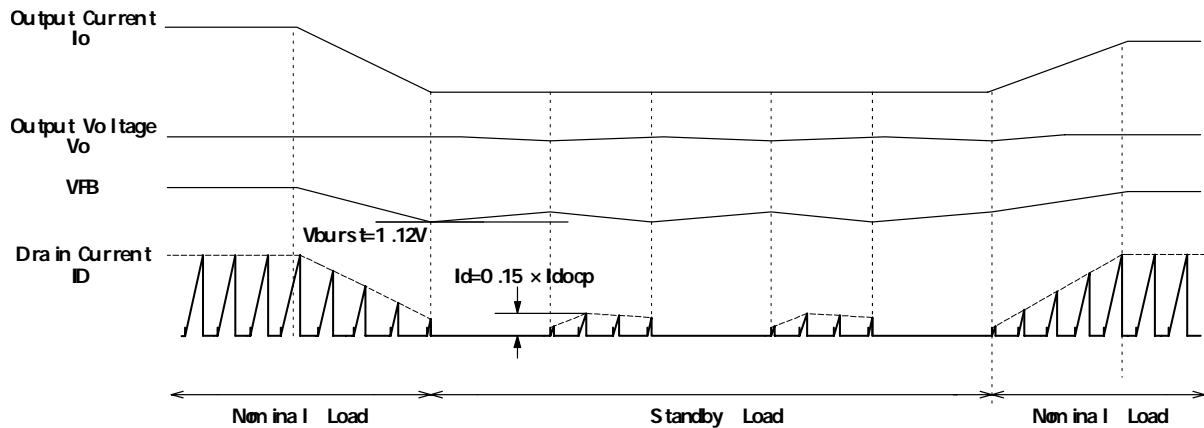
由电容 C3 确定的, 过负载状态开始到开关动作停止的延迟时间 T_{DLY} , 要长于定电压控制开始时间 (IC 振荡, 误差放大器控制动作开始, 产生反馈信号 IFB 的时间)。

通常, 电容 C3 容量, 选取 $4700 \text{ pF} \sim 0.047 \mu\text{F}$ 。最终, 要根据对实际电源的评价来选定电容 C3。

8.7. Auto Burst Mode (FB/CC/OLP (1 号 PIN) 端子)

自动间隙振荡模式, 通过检测 FB/CC/OLP 端子电压, 达到间隙振荡门坎电压 $V_{burst}=1.12[\text{V}]$ (TYP) 以下后 (负载状态为 Peak 负载约 15[%]以下), 自动切换到间隙振荡模式。

图 19 Auto Burst Timing Chart



如图 19 所示, 负载状态减轻, FB/CC/OLP 端子电压下降到 $V_{burst}=1.12[\text{V}]$ (Typ.) 以下后, IC 内部的间隙振荡 Comparator 动作。因此, PWM Latch 输出 (Q) 不能提供 Power MOSFET 导通驱动信号, 振荡动作持续停止。

振荡动作持续停止后, 输出电压下降, 副边的反馈量减少, FB/CC/OLP 端子电压上升。间隙振荡 Comparator 输出翻转, 再度开始振荡动作。以次反复进行 Burst 动作。

另外, 间隙振荡动作中 Drain 电流的 Peak 值减小到 Peak 负载时的约 15%。因此在 Burst 时, 能够降低变压器的声音。

8.8. Latch 电路

过电压保护 (OVP) 电路、过热保护 (TSD) 电路动作时, 驱动器输出 “Low”, 保持振荡动作停止的电路。

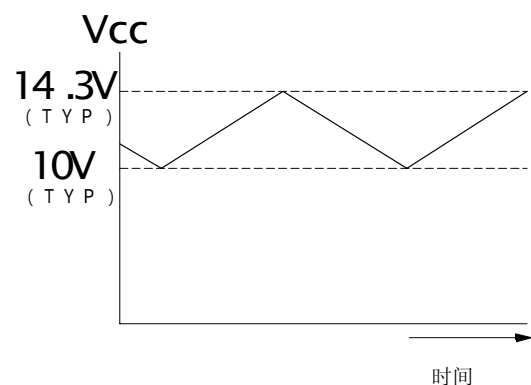
为了防止噪声等造成的误动作, 在 IC 内部内藏了延迟电路, OVP 电路、TSD 电路动作持续一定时间 (约 $10[\mu\text{s}]$) 以上, 锁定电路才能够动作。

另外, 即使锁定电路动作, 电源 IC 内部控制电路的定电压 (Reg.) 电路仍然动作, 电路电流维持很高, 因此 Vcc 端子电压下降。Vcc 端子电压下降到动作停止电源电压 $V_{cc(OFF)}=10[\text{V}]$ (Typ.) 以下后, 电路电流减小到 $20[\mu\text{A}]$ ($T_a=25^\circ\text{C}$) 以下, Vcc 端子电压开始上升。

再度达到动作开始电源电压 $V_{cc(ON)}=14.3[\text{V}]$ (Typ.) 后, 电路电流增加, Vcc 端子电压下降。如图 20 所示的是, 锁定电路动作时的 Vcc 端子电压波形。

Latch 电路动作时, Vcc 端子电压在 $10[\text{V}]$ (Typ.) 和 $14.3[\text{V}]$ (Typ.) 之间上下动作, 防止 Vcc 端子

图 20 锁定时的 Vcc 端子电压



电压异常上升。

Vcc 端子电压下降到锁定电路解除电压 $V_{cc(La. OFF)} = 7.2[V]$ (Typ.) 以下, 锁定电路解除, 一般通过切断电源 AC 输入后再起动来进行。

8.9. 过热保护电路 (TSD)

电源 IC 的 8 号 PIN Frame 温度达到 $125[^\circ C]$ (Min.) 后, 该电路使锁定电路动作。实际温度检测是通过控制电路元件进行。

8.10. 过电压保护 (OVP) 电路

在电压检测电路开路时, 不能进行控制, 副边发生输出过电压。本 IC 内藏了防止副边输出 (负载) 过电压的 OVP 功能。

不是对副边输出电压直接监视, 利用与输出电压成比例 (根据绕线比) 的控制绕组 D, 监视 Vcc 端子电压, 对负载侧进行过电压保护。Vcc (2 号 Pin) 端子电压超过 OVP 动作电源电压 $V_{cc(OVP)} = 32.0[V]$ (Typ.) 时, 锁定电路动作, 开关动作停止。

过电压保护电路动作时的副边输出电压, 近似可以通过以下算式计算。

$$V_{out(ovp)} B \frac{\text{正常动作时输出电压 } V_{out}}{\text{正常动作时 Vcc 端子电压}} \times 32.0typ$$

9. 设计上的注意点

9.1. 外接元件

请根据使用条件正确选择各元件的电容量、电感值以及容许的损耗。

请考虑适当的余量选用输入，输出端的滤波电容器以满足纹波电流和耐压的要求。在设计开关变压器时，要考虑变压器铜损，铁损引起的发热。

对于电解电容，请使用开关电源专用的，波纹耐量大，低阻抗的元件。

对于 MOSFET 的选择，一定要考虑 MOSFET 的 V_{dss} 、最大漏极电流 I_d 、导通阻抗 $R_{ds(on)}$ 、容许损失、输入电容 C_{iss} 等参数。

特别要注意的是，流过 OCP 电阻 R1 的是高频开关电流，如果使用分布电感大的电阻会引起电源误动作，请选用电感小，耐冲击的电阻。

因为开关电流含有大量高频成分，所以在设计变压器时要考虑集肤效应的影响，在选择变压器线径时，必要时使用多股线以增加导线的表面面积。

9.2. 关于相位校正

一般的副边误差放大器周边电路构成如图 22 所示。相位校正用电容 C8 容量，选取 $0.047\mu F \sim 0.22\mu F$ 。

对于特殊的负载、滤波电容的纹波电压非常大，而副边的误差增幅器的相位补偿效果不明显，FB/CC/OLP (1 号 PIN) 端子受噪声影响动作不稳定时，如图 21 所示，在 FB/CC/OLP (1 号 PIN) 端子与 GND (8 号 PIN) 端子间连接电容 C4。C4 容量，选取 $2200pF \sim 0.01\mu F$ 。

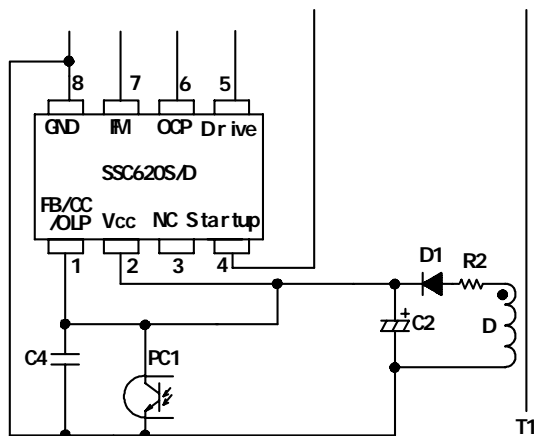


图 21 C4 设定 (调整)

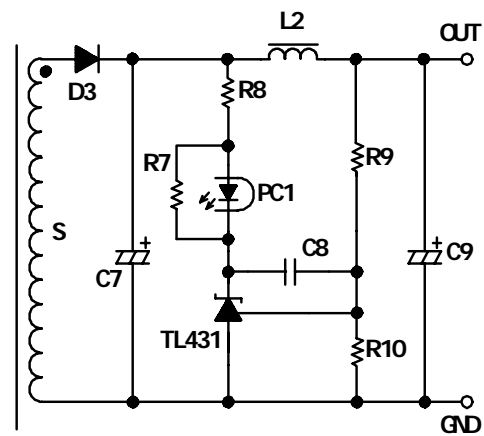


图 22 C8 设定 (调整)

9.3. 有关 FM (7 号 PIN) 端子的容量

对于 FM (7 号 PIN) 端子和 GND (8 号 PIN) 端子间连接的电容 C3 容量值，抖动频率 $f_{fm} [kHz]$ ，OLP 动作延迟时间 $T_{dly} [s]$ ，各种关系如图 23~图 24 所示。通常，电容 C3 容量，选取 $4700 [pF] \sim 0.047 [\mu F]$ 。最终，要根据对实际电源的评价来选定电容 C3。

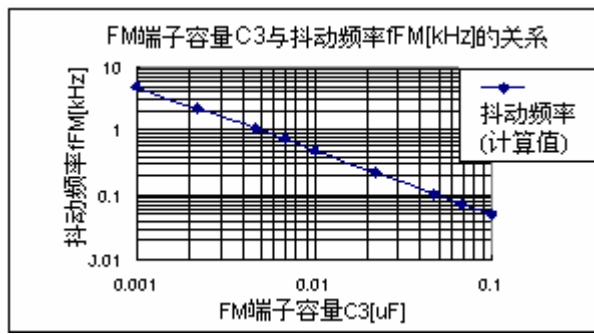


图 23

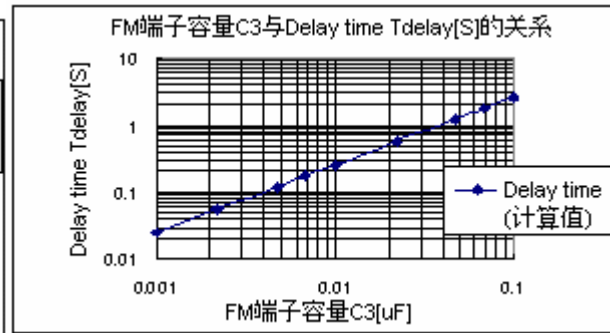


图 24

9.4. 有关电源动作的最大 ON duty 和变压器设计的注意点

该电源 IC，没有内藏斜率校正电路，请在变压器设计时，设置电源动作（AC 输入电压最低，输出电流最大时）的最大 ON duty 在 50% 以下。

如果使用中 ON duty 达到 50% 以上后，会导致动作不稳定，请注意。

9.5. 电路板的元件配置和设计注意点

9.5.1) 如图 25 红色粗线所示，MOSFET 的 Source 极~R1~C1(一侧)~C1(+侧)~T1(P 绕组)~MOSFET 的 Drain 极的铜箔，因为要流过开关电流，尽量使用短而粗的配线。

铜箔环路的长度，请设计在 100[mm] 以下。 MOSFET 与电解电容 C1 的距离较远的情况下，请在变压器和 MOSFET 附近增加电解电容或者薄膜电容（200V or 400V/0.1 μF 程度）。

9.5.2) 如图 25 绿色粗线所示，电源 IC 的 1 号 Pin (F B / C C / O L P) 端子~C4~C2(一侧)~D 绕组~R2~D1~C2(+侧)~电源 IC 的 2 号 Pin (Vcc) 端子的铜箔，尽量使用短而粗的配线。铜箔环路的长度请设计在 100[mm] 以下。 电源 IC 和电解电容 C2 的距离较远的情况下，请在 2 号 Pin (Vcc) 和 8 号 Pin (GND) 附近增加薄膜电容 C11（50V/0.1 μF 程度）。

9.5.3) IC 的 5 号 Pin (Drive) 至 MOSFET Gate 极间的走线，请尽量靠近。

9.5.4) 电源 IC 的 6 号 Pin (OCP) 端子和电流检测用电阻 R1 的距离尽量靠近。

8 号 PIN GND 和周边元件，为消除共通阻抗，电流检测用电阻 R1 附近尽量使用短的专用配线，将功率地和控制地分开。如图 25 紫色和红色粗线标示，将 R1 至 C1(一侧)铜箔配线与 IC 8 号脚至 C1(一侧)铜箔配线分开。

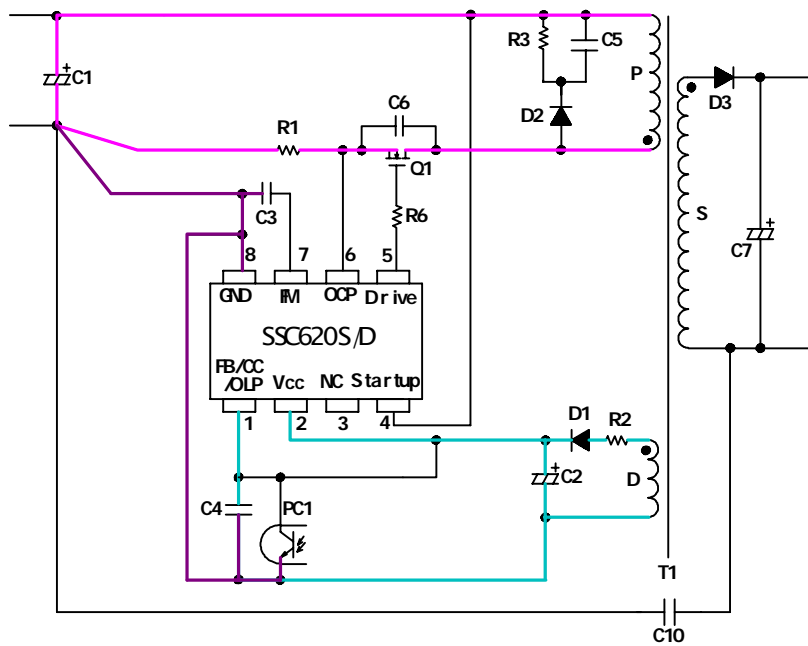


图 25 电源 IC 周边电路的连接例

9.6. 开关电源的实装设计注意点

电源电路的误动作，噪声，损耗等与电路板的配线和实装条件有关，所以请注意电路板的配线和元器件的配置。一般的原则是将流过高频电流的线路配粗线，元器件间用短线，以降低配线的阻抗。另外，如图 26 所示，在对高频电流的回路部分的配线，要尽可能使环路的环内面积小。电路中的地线，公共线是辐射噪声源之一，尽可能使用粗，短的配线。

开关电源中存在高频，高压的回路，请在考虑安全规格的同时，注意元件的配置及配线间的距离。

而且，MOS FET 的导通电阻具有正的温度系数，请在散热设计时加以注意。

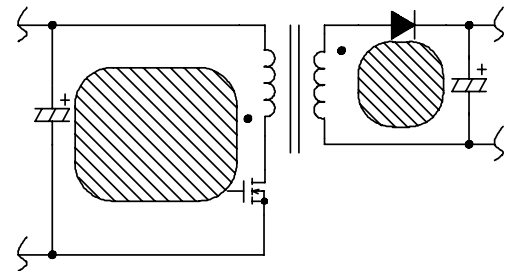


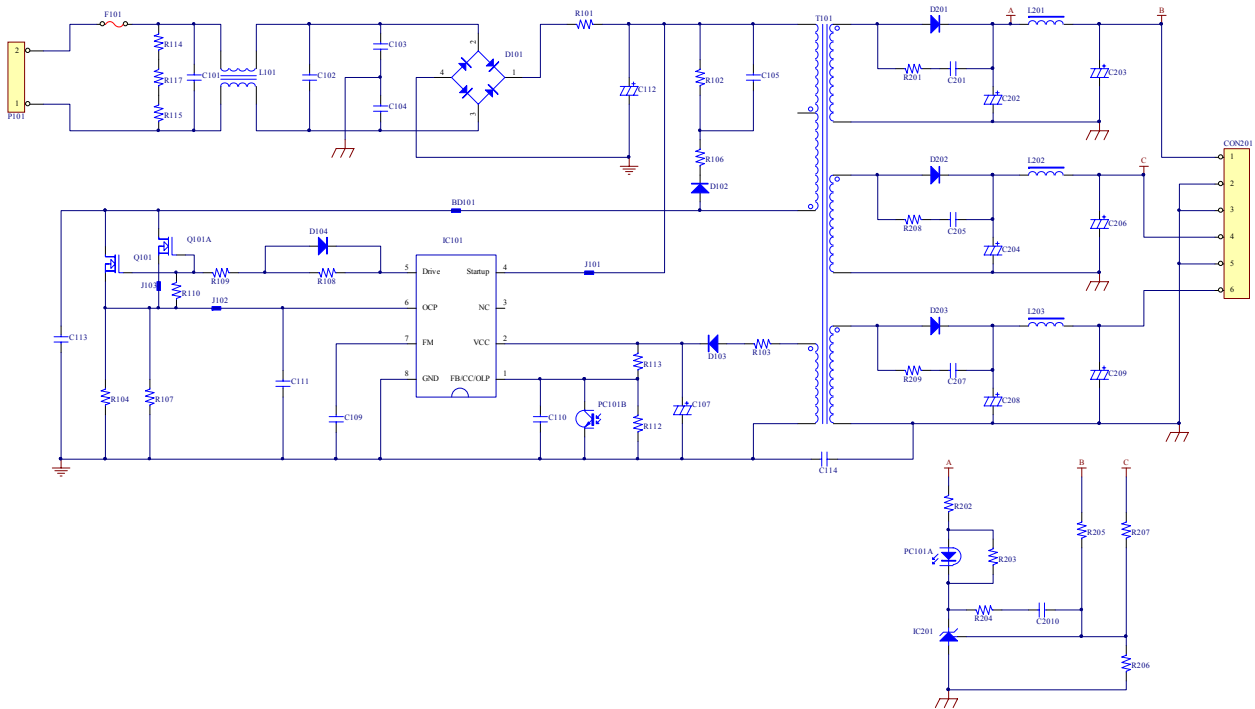
图26 高周波電流環

10. 实用电路图及 PCB Layout (三路输出)

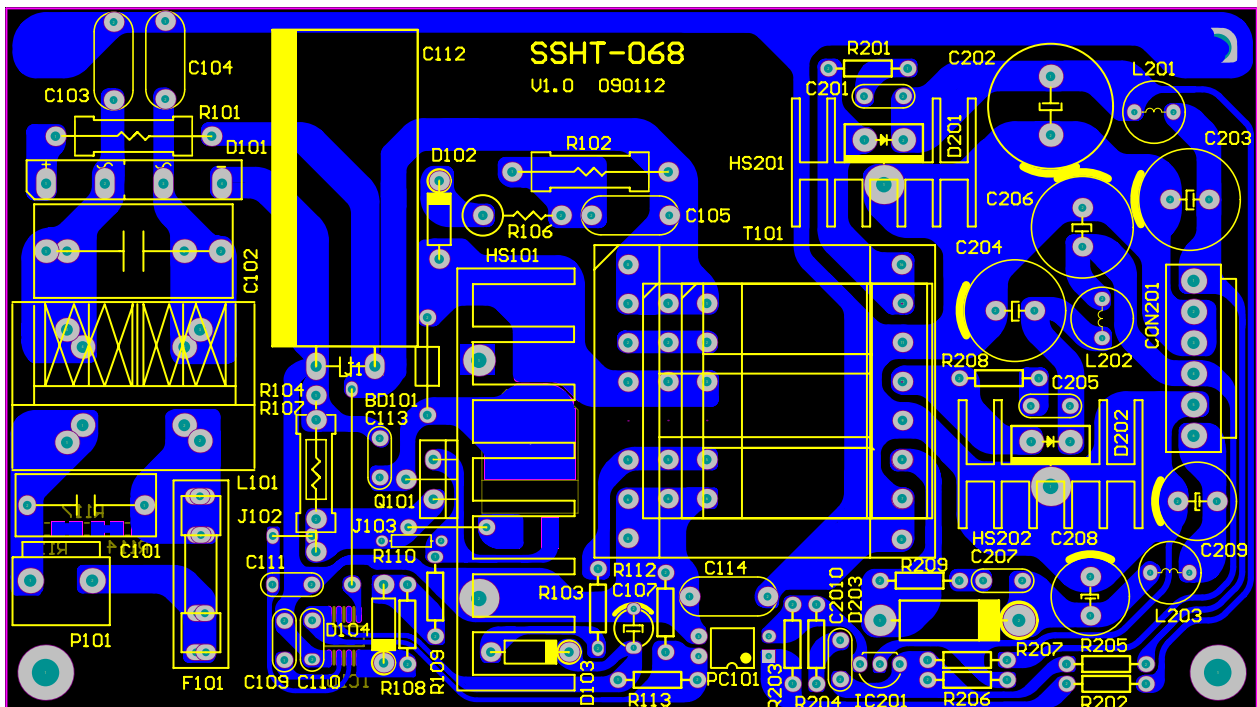
规格：输入电压 90V~264V

输出电压及电流：5V/4A；12V/3A；24V/2A

PCB 尺寸：160mm*90mm*25



注：R113, R112 只有在要求定电流垂下功能时增加。



第二部分：评价手册

1 通常动作确认

(1) SSC620S/SSC620D 采用 PWM 方式动作，轻负载时进行间歇振荡动作。

动作确认时，对应各负载条件，

① 重负载时→PWM 动作

② 轻负载→间歇振荡动作

确认动作是否正确。通常动作时，请确认是否有如 Fig.2 所示的漏极电流峰值出现周期性的波动。(fig.2 参照)

如 Fig.2 所示的不稳定动作出现时，请调整 FB/CC/OLP 端子-GND 间的电容 C4, 反馈相位调整电路中的 C8, R11 等。(Fig.6 参照)

(2) 采用电流控制模式 PWM 方式的电源中，ON DUTY 若超过 50%，漏极电流会在连续模式下动作，导致出现次谐波振荡。(fig.3 参照)

因此，在进行变压器设计时，在 DUTY 最大的条件 ($V_{in}(AC)$: MIN, LOAD: MAX) 下，使 DUTY 不要超过 50%。

(3) 轻负载时进入间歇振荡动作，Vcc 端子电压可能出现比较大的变动。

在全电压输入范围的最小负载到最大负载下，请保证 Vcc 端子电压的变化范围控制在

($V_{cc}(OFF) 11.0[V](MAX) \sim V_{cc}(OVP) 28.8[V](MIN)$))。(Fig4,5 参照)

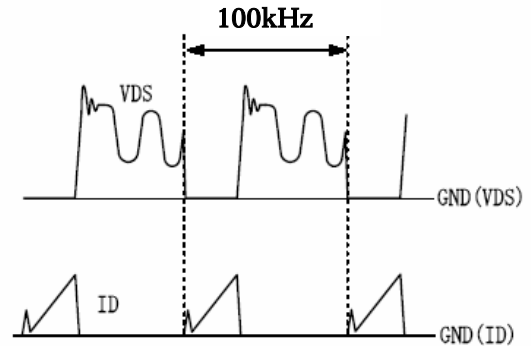


Fig.1 通常动作波形（稳定）

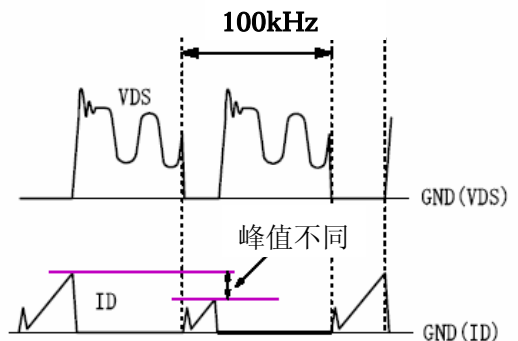


Fig.2 通常动作波形（不稳定）

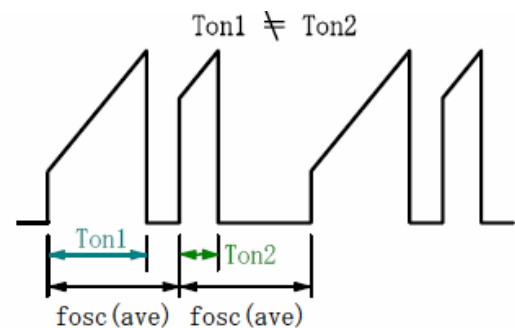


Fig.3 次谐波振荡时的漏极电流波形例

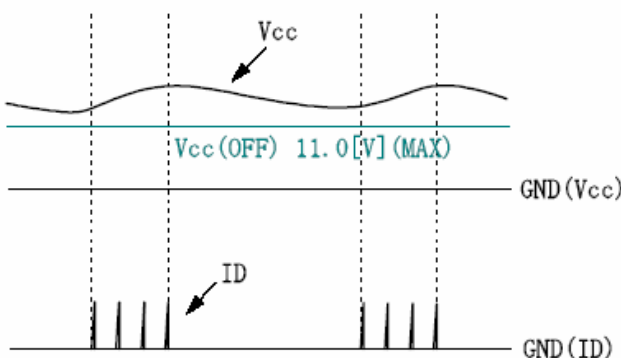


Fig.4 通常动作波形（轻负载）

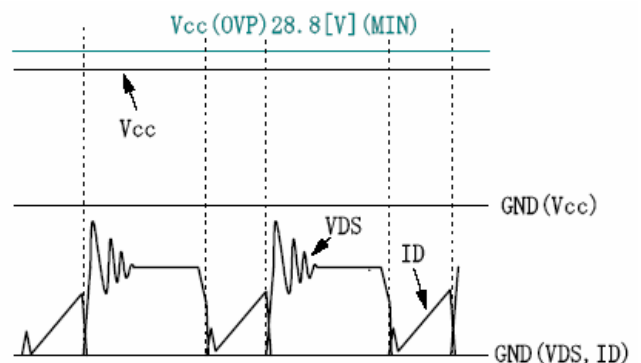


Fig.5 通常动作波形（重负载）

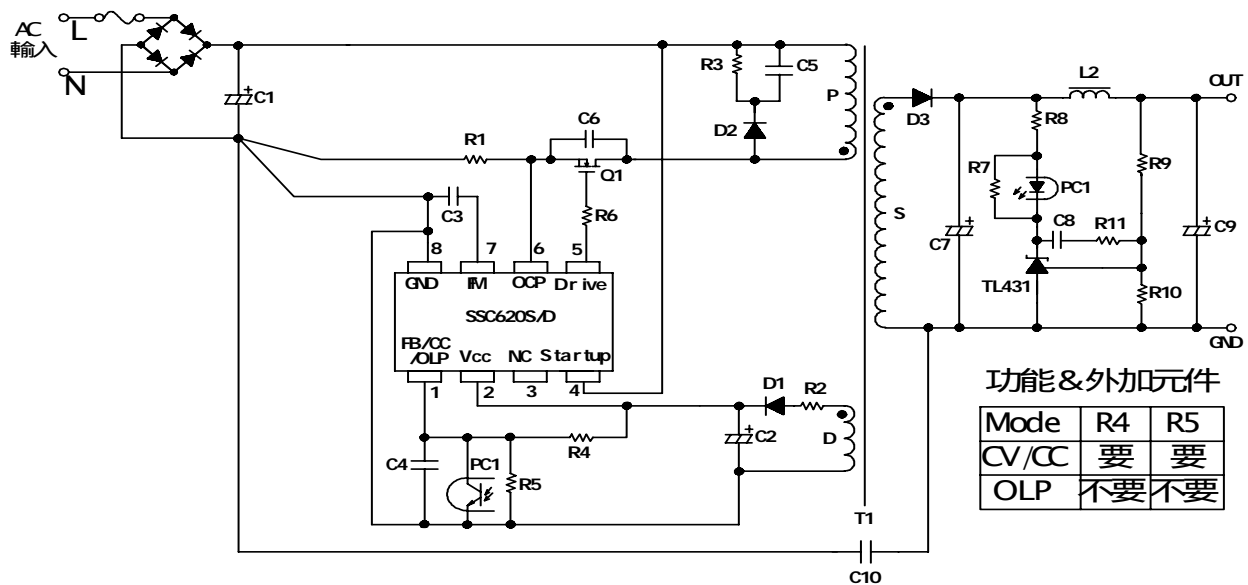


Fig 6 标准电路图(SSC620S/SSC620D)

2 MOSFET 漏极电压最大值(通常动作时)确认

使用漏感最大的变压器,在 Vin(AC)=MAX, LOAD=MAX 时,确认漏极电压 V_{DS} 的最大值在 MOSFET 的 V_{DSS} 以下。(Fig.7 参照)

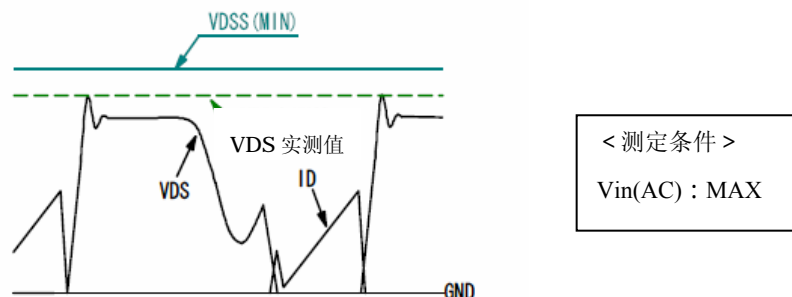


Fig.7 通常动作时(最大负载时)的漏极电压

3 过电流检测点确认

在 Vin(AC)=MIN, LOAD=MAX 时,请确认输出电压没有下降,并且 OLP 功能没有动作。确认时请使用附带 Vocp 数据的样品,需要考虑 Vocp 的偏差和 OCP 电阻(R1)的偏差(式中电阻值的偏差为 5%),通过 式计算过电流检测用电阻值。该电阻(Rocp')可以作为 OCP 电阻(R1)使用。

$$Rocp' = Rocp \times 1.05 \times \frac{Vocp(S)}{Vocp(MIN)} \dots\dots\dots$$

- Vocp(S) : OCP 门坎值电压的实测值
- Vocp(MIN) : 规格书记载的 OCP 门坎值电压的 MIN 值

4 电源起动时的 Vcc 端子电压确认

SSC620S/SSC620D 的 OVP 动作电压为 $V_{cc}(OVP)$
 $=28.8[V]$ (MIN)，动作停止电压 $V_{cc}(OFF)=11.0[V]$
 (MAX)。电源起动时，请确认 V_{cc} 端子电压是否在以下范围内

($V_{cc}(OFF)=11.0[V](MAX) \sim V_{cc}(OVP)=28.8[V](MIN)$)

起动时， V_{cc} 端子电压会出现短时的下降，可以通过调整电阻 R2、电容 C2 等，保证 V_{cc} 端子电压的最低点在 12V 以上。(Fig.8 参照)

另外，变压器设计时，设定辅助绕组的输出电压值为 18V 左右。

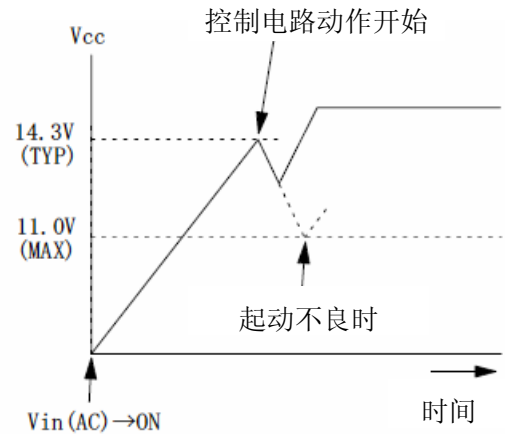


Fig.8 电源起动时的 Vcc 端子电压

5 电源起动时的 FM 端子电压确认

请确认电源起动时的过渡期间，与过负载保护动作延迟时间 T_{DLY} (式 参照)相比，应当较短。

电源起动后，根据 FM 端子流出电流和流入电流，FM 端子电压会在 FM 端子 High 门坎电压 $V_{HFM}=4.5[V]$ (TYP) 和 FM 端子 Low 门坎电压 $V_{LFM}=3.6[V]$ (TYP)之间上下变动。过渡期间中，由于没有副边的 FB 信号，IC 会进行过电流动作(OCP)。过电流动作期间中，IC 内部将 FM 端子的电压振荡周期进行计数，128 个计数单位达到后判断为过负载，过负载保护电路动作。振荡会在一定期间内停止，此后再起动。

电源起动时，观测 FB/CC/OLP 端子电压和 FM 端子电压，请确认电源的定电压控制开始时间 (Fig.9 参照)，与通过 式计算出的时间相比，应当较短。

$$T_{DLY} = \frac{C_3 \times \alpha \times \Delta V_{FM}}{I_{sorc}(FM)[MAX]} \times 128 \times \beta \dots \dots$$

- V_{FM} : 规格书记载的 $V_{HFM}(Typ)$ 和 $V_{LFM}(Typ)$ 差 (0.9V)
- C_3 : FM 用电容容量 [F]
- : C_3 电容容量偏差 = 0.8(例)
- $I_{sorc}(FM)$: FM 端子流出电流 7.7 μA [MAX]
- : 由于 FM 端子流出电流等于流入电流值 = 2

< 测定条件 >

OCP 电阻 = R_{ocp}' (式 参照)

$V_{in}(AC) = MIN, MAX$

LOAD : 起动负载 MAX

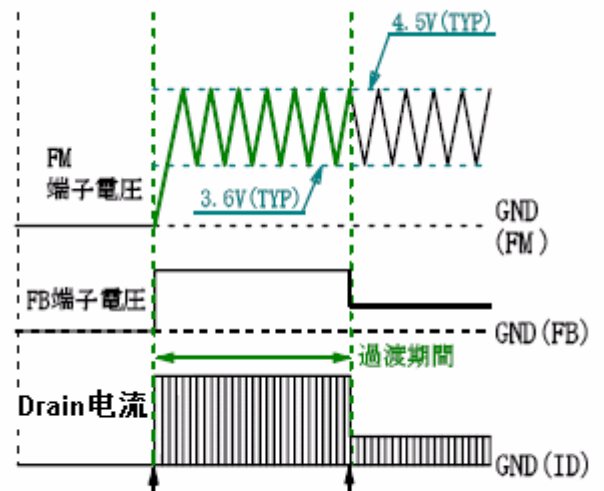


Fig.9 电源起动时的动作波形

< 测定条件 >

OCP 电阻 = R_{ocp}' (式 参照)

$V_{in}(AC) = MIN, MAX$

6 电源过渡状态时的动作频率确认

电源起动以及负载短路时，请确认 IC 是否会由于噪声等影响出现误动作(正常情况下动作频率为 $f_{osc}=60 \sim 100$ [kHz])。(Fig.10 参照)

确认时，请使用附带 V_{ocp} 数据的样品，需要考虑 OCP 电阻(R_1)的偏差(式中将电阻值的偏差为 5%。)，请使用根据 式算出的 OCP 电阻(R_1)值 R_{ocp}'' 。

使用漏感最大的变压器，在 $V_{in}(AC)=MAX$ 时进行确认。开关变压器在高温时如果出现饱和，请使用 L_p 值为 MAX 的变压器。

$$R_{ocp}'' = R_{ocp} \times 0.95 \times \frac{V_{ocp}(S)}{V_{ocp}(MAX)} \dots\dots$$

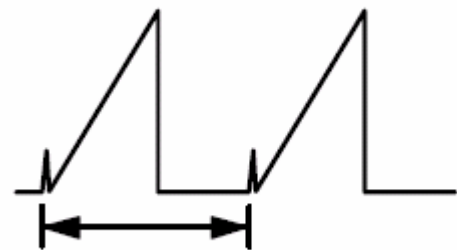
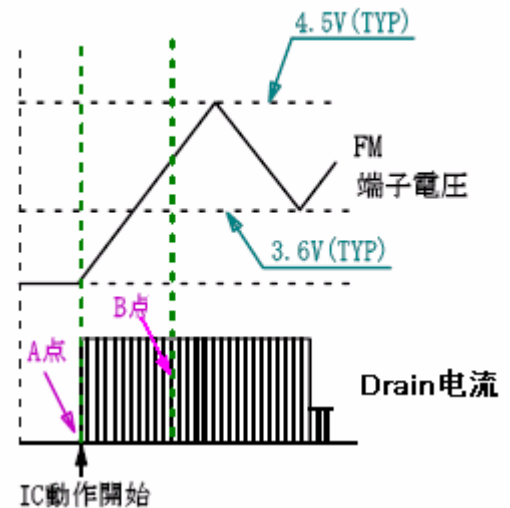
$V_{ocp}(S)$: 门坎值电压的实测值

$V_{ocp}(MAX)$: 规格书记载的门坎值电压实测值

< 测定条件 >

OCP 电阻 = R_{ocp}'' (式 参照)

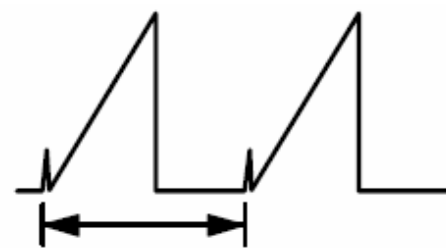
$V_{in}(AC) = MAX$



$f_{osc} = 60kHz$

A 点

FM 端子电压 < Low 门坎电压



$f_{osc(ave)} = 100kHz(Typ)$

B 点以后

Low 门坎电压 < FM 端子电压 < High 门坎电压

Fig.10 电源起动时的漏极电流

7 最大开关电流确认

请确认漏极电流的最大值是否在规格书记载的「最大开关电流」以下。确认时,请考虑到 V_{OC} 以及 OCP 电阻的偏差, OCP 电阻(R1)请使用通过 式计算出的 R_{OC} ’,在电源起动等过渡状态下确认漏极电流峰值。另外,如果在过渡状态下发生变压器饱和,则将变压器置入高温状态下,确认漏极电流峰值。

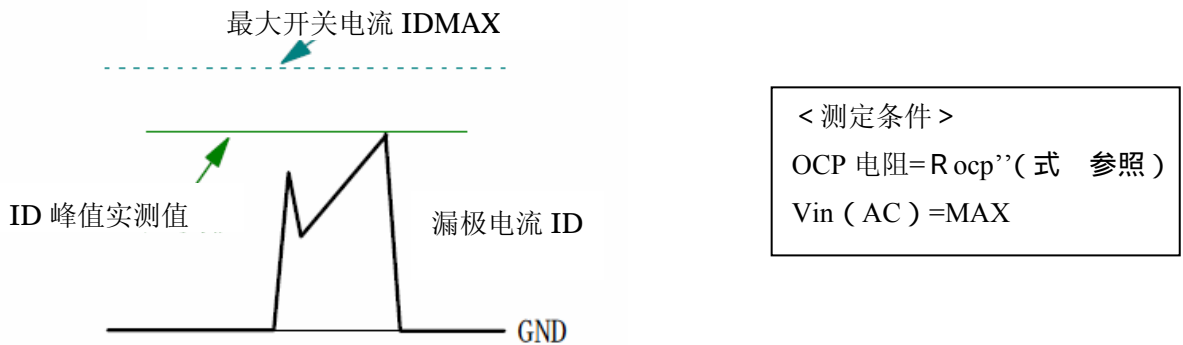


Fig.11 漏极电流峰值波形

8 A.S.O. 确认

A.S.O. (安全动作领域) 确认时,使用漏感为 MAX 的变压器,需要考虑 OCP 电阻(R1)的偏差。(变压器高温时磁芯如果发生饱和,则需在变压器高温时进行确认) 确认时,请使用附带 V_{OC} 数据的样品,考虑 V_{OC} 以及 OCP 电阻(R1)的偏差, OCP 电阻(R1)请使用 R_{OC} ’(R1)。

测定时,求得过渡状态下最大损耗。

损耗包括饱和损耗和开关损耗,通过规格书记载的过渡热电阻曲线得到过渡热电阻值 θ_t ,温度上升 ΔT 通过以下公式计算。

$$\Delta T = (P_{ON} + P_{SW}) \times \theta_t$$

P_{ON} : 饱和损耗, P_{SW} : 开关损耗, θ_t : 过渡期间的过渡热电阻

如果过渡期间前的功率器件沟道温度加上求得的温度上升值 ΔT ,在 150 以下则没有问题。

$$T_{ch} = T_F + P_b \times \theta_{ch-F} + \Delta T \leq 150 \quad (T_{ch}: \text{沟道温度})$$

P_b : 正常损耗 ($=P_{ON} + P_{SW}$)

θ_{ch-F} : 规格书记载的正常热电阻, T_F : 内部基板温度 (最恶劣条件时,实际使用最高温度)

如果在过渡状态时出现漏极电压超过 MOSFET 的 V_{DSS} 情况,请使用 V_{DSS} 的 MIN 品,按照第 9 项所述方法进行确认。

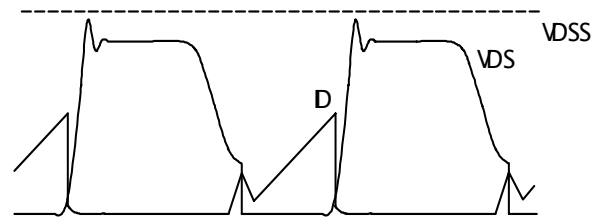


Fig.12 过渡时的漏极电压电流

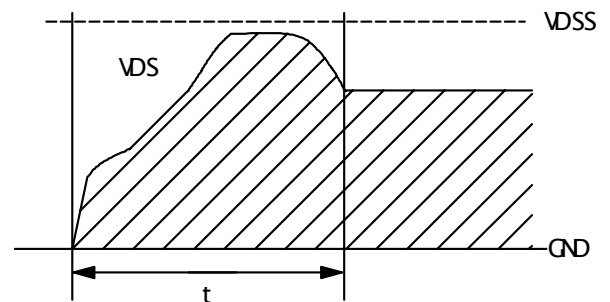


Fig.13 过渡期间的漏极电压

9 MOSFET 雪崩击穿时 A. S. O. 确认

MOSFET 具有雪崩耐量保证。因此，在电源起动等过渡期间内，即使出现 V_{DS} 超过 MOSFET 的 V_{DSS} 的情况，雪崩击穿所产生的功率损耗如果在雪崩耐量以下，则没有问题。（雪崩耐量请参考所选 MOSFET 的规格书。）

雪崩耐量确认时，请根据第 8 项的条件，采用 V_{DSS} 的 MIN 品，变压器漏感的 MAX 品，计算 MOSFET 的沟道温度。

实际沟道温度计算时，可以采用第 8 项中计算出的开关损耗和饱和损耗，再加上 Fig14 的 t_1 部分的电压电流积。

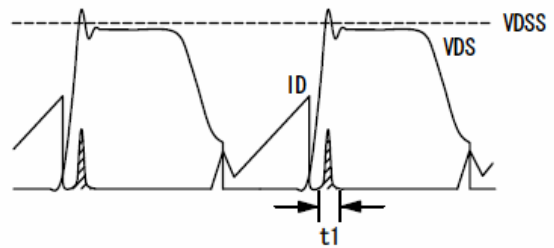


Fig.14 雪崩击穿时的漏极电压电流

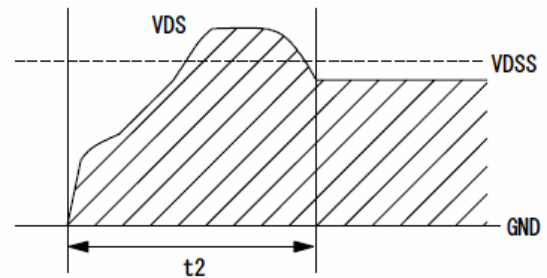


Fig.15 过渡期间的漏极电压

$$\Delta T' = (P_{ON} + P_{sw} + P_A) \times \theta_{t2}$$

θ_{t2} : t_2 期间的过渡热电阻

P_A : 浪涌能量 (t_1 期间的雪崩能量)

如果过渡期间前的功率器件沟道温度加上求得的温度上升值 ΔT ，在 150 以下则没有问题。

另外，如果在连续动作中的模式切换时出现过渡状态，则需在正常损耗上加上沟道温度的上升值。最终的沟道温度 T_{ch} 通过以下式子表达，

$$T_{ch} = T_F + P_b \times \theta_{ch-F} + \Delta T' \quad 150$$

P_b : 正常损耗 (= $P_{ON} + P_{sw}$)

θ_{ch-F} : 规格书记载的正常热电阻

T_F : 内部基板温度 (最恶劣条件时, 实际使用最高温度)

正确计算温度上升时，需要将 t_2 期间分割，将每一部分的损耗分别计算最后叠加。但是，实际计算时将最大损耗点当作 t_2 期间的代表来进行计算，因此相比正确的计算结果更为苛刻，上述的计算方法中并未将 t_2 期间分割而采用简便方法进行判断。

* 若在该方法的计算结果中，沟道温度的计算值超过了 150，则需将 t_2 期间分割，正确计算温度上升。

10 MOSFET 温度测定

输入电压较低时，整体损耗中饱和损耗所占的比例增加，反之输入电压较高时，开关损耗所占比例增加。（Fig.16 参照）

另外，作为仅 100V 系输入用电源时，损耗曲线参考 Fig16 的左半部分，作为仅 200V 系输入电源时，参考 Fig16 的右半部分。

但是，由于 SSC620D/S 采用 PWM 动作。MOSFET OFF 时的 V_{DS} 波形，在副边能量释放结束后，呈现自由振荡。根据 MOSFET ON 的瞬间状态，开关损耗不同。开关损耗比例较大情况下，例如 $V_{in}(AC) = MAX$ 的中间负载时，IC 的温度上升可能会达到最大。（fig.17 参照）

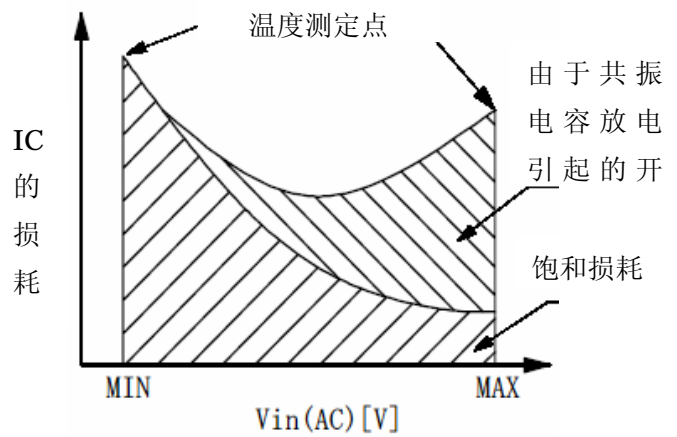
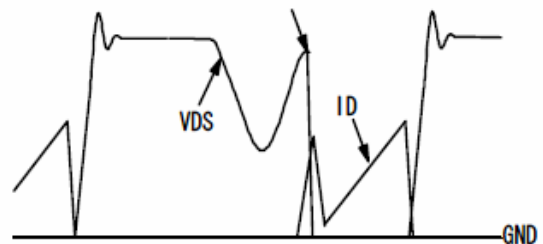


Fig.16 IC 的损耗曲线

导通时产生的开关损耗很大



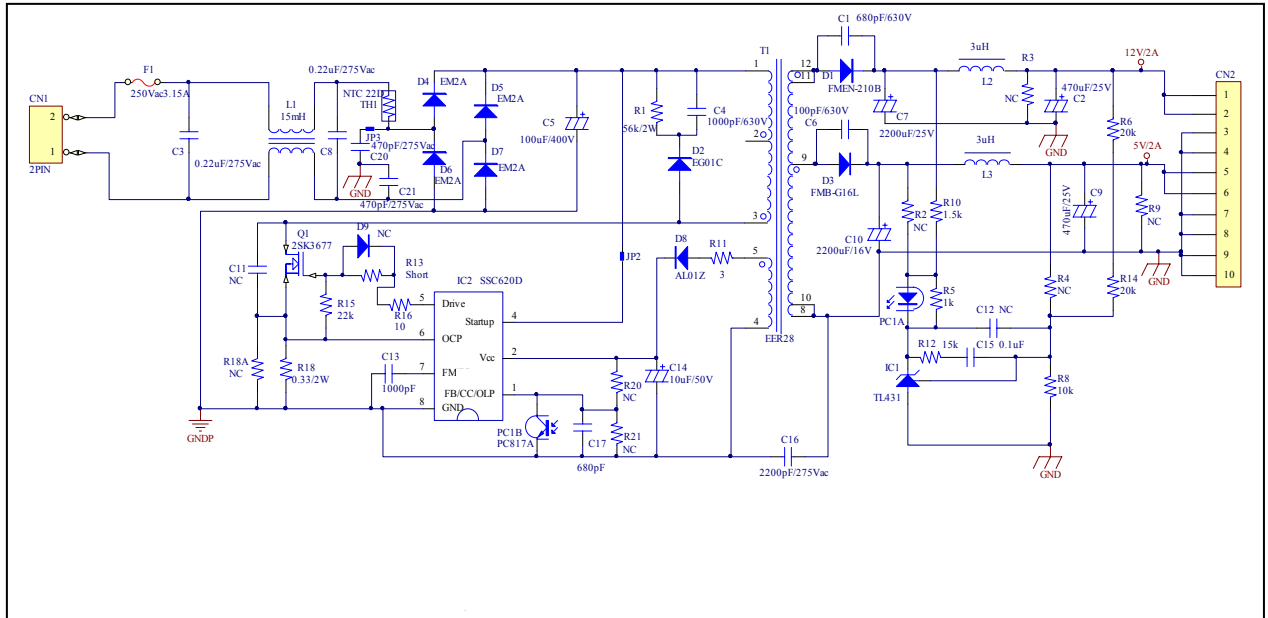
第三部分：Demo 板测试数据及动作波形

1. Demo 板规格、电路图及 PCB 图

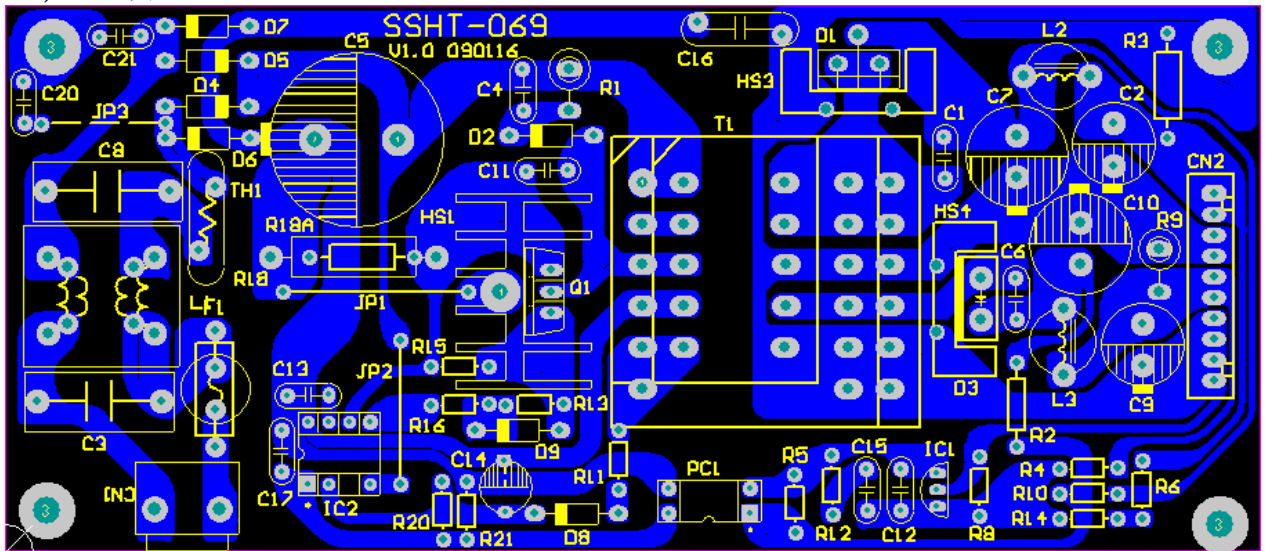
1.1) 电源规格：Input: 90Vac~265Vac

Output: 5V/2A ;12V/2A; Pout=34W

1.2) 电路图



1.3) PCB 图纸



2. 变压器设计图纸



SANKEN ELECTRIC CO., LTD.

Design for Switch Mode Power Supply Transformer

Hybrid IC : SSC620D

Specification of Switch Mode Power Supply

- TYPE : PWM
- Input voltage range : $V_{IN(AC)} = \underline{90}$ (V) ~ $\underline{265}$ (V)
- Total output power : $P_{out} = \underline{\quad}$ (W)(Ave.) ~ $\underline{34}$ (W)(Peak)

Target value of Calculation in MAX load, AC 90 (V)

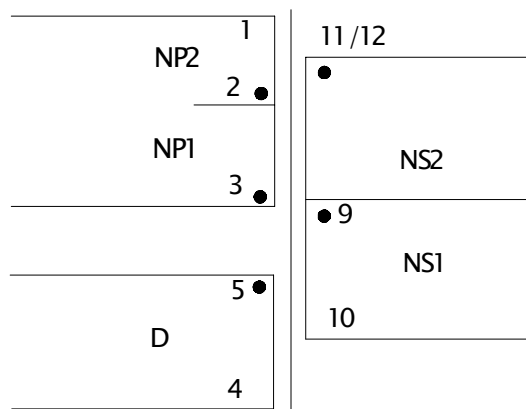
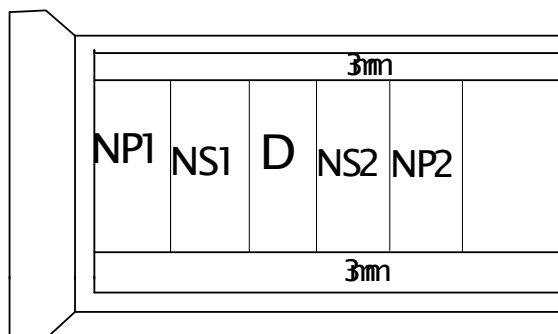
- Average Input Current : 0.414(A) Peak Switching Current : 1.97 (A)
- Max. On Duty : 42% Frequency : 100 (kHz)

Transformer

- Core Size : EER28 (TDK PC40) ·Lp Value : 212 (uH)
- Gap thickness(Ref.) : 1.0 (mm)[Center Gap] ·Cv Value : NC (pF)

Description	Symbol	Turns	Wire size(mm)	Winding type	Remarks
Primary	NP1	20	Φ0.4	Solenoid	串绕
Primary	NP2	20	Φ0.4	Solenoid	
Drive	D	10	Φ0.32	Space	
12V/2A	NS2	4(7)	2XΦ0.2X16	Solenoid	串绕
5V/2A	NS1	3	2XΦ0.2X20	Solenoid	

• Winding order

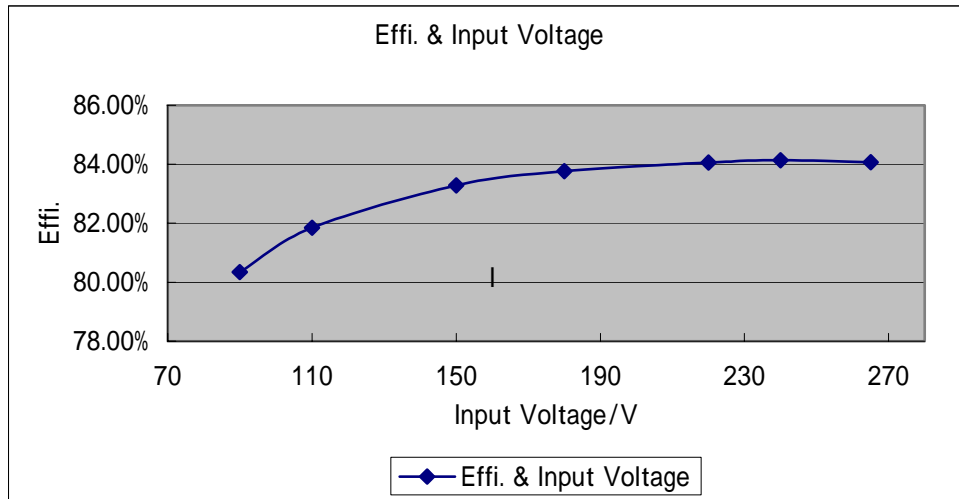


注：出脚加铁弗龙套管

3. 静态测试数据

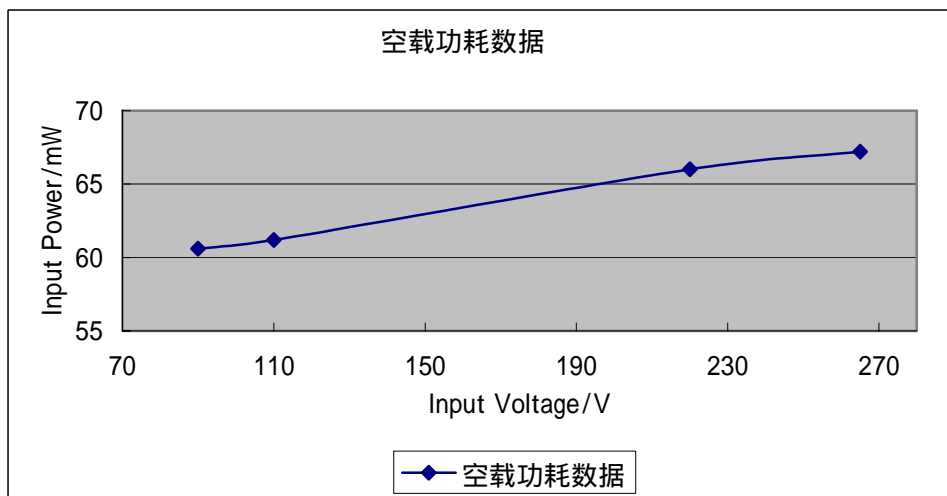
3.1) 正常工作效率

	Pin/W	5V/2A	12V/2A	效率
90V	43.63	4.93	12.6	80.35%
110V	42.81	4.92	12.6	81.85%
150V	42.07	4.92	12.6	83.29%
180V	41.83	4.92	12.6	83.77%
220V	41.66	4.92	12.59	84.06%
240V	41.62	4.92	12.59	84.14%
265V	41.63	4.92	12.58	84.07%



3.2) 空载时功耗

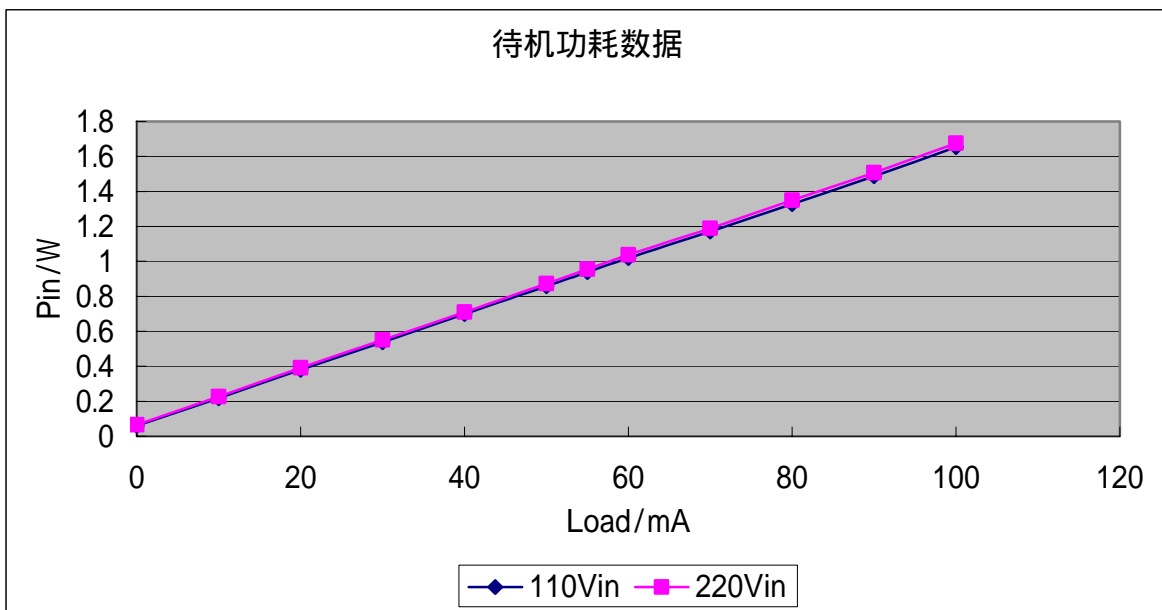
Input/V	Pin
90V	60.6mW
110V	61.2mW
220V	66.0mW
265V	67.2mW



3.3) 12V 负载为 0mA~100mA 时待机功耗

测试条件：12V 负载由 0mA-100mA 变化，5V 输出空载

Load Pin Input (W)	0mA	10mA	20mA	30mA	40mA	50mA
110V	0.061	0.218	0.381	0.537	0.698	0.858
220V	0.066	0.226	0.391	0.550	0.710	0.872
Load Pin Input (W)	55mA	60mA	70mA	80mA	90mA	100mA
110V	0.939	1.019	1.170	1.328	1.487	1.653
220V	0.955	1.037	1.189	1.350	1.508	1.676



4. 动作波形

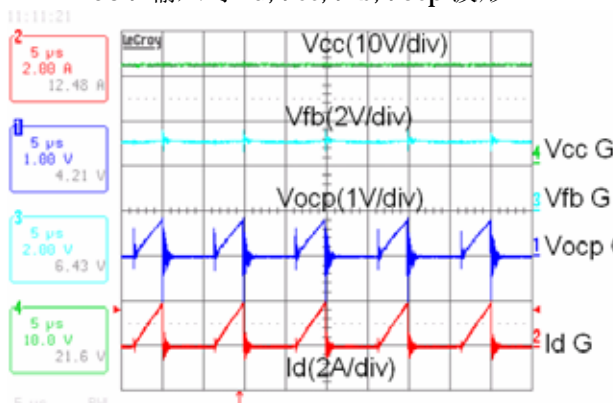
注：Id→ MOSFET 漏极电流； Vcc→IC 2pin Vcc 端子对地电压；

Vfb→IC 1pin FB/CC/OLP 对地电压； Vds→MOSFET 漏源极间电压

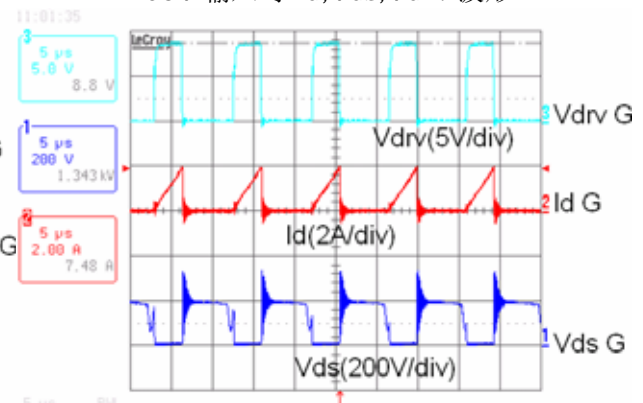
Vocp→ IC 6pin OCP 端子对地电压； Vdrv→IC 5pin Drive 端子对地电压(下同)

4.1) 满载时动作波形

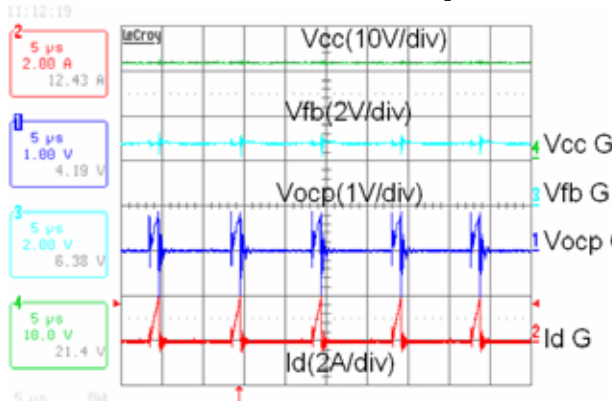
90V 输入时 Id,Vcc,Vfb,Vocp 波形



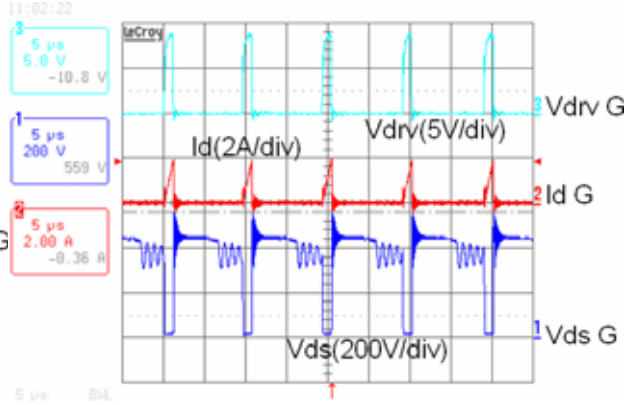
90V 输入时 Id, Vds, Vdrv 波形



265V 输入时 Id,Vcc,Vfb,Vocp 波形

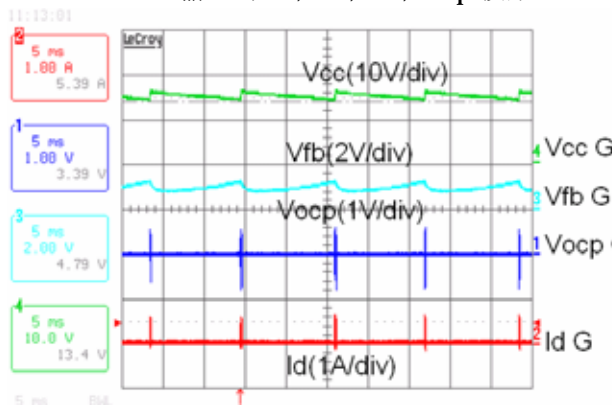


265V 输入时 Id,Vds,Vdrv 波形

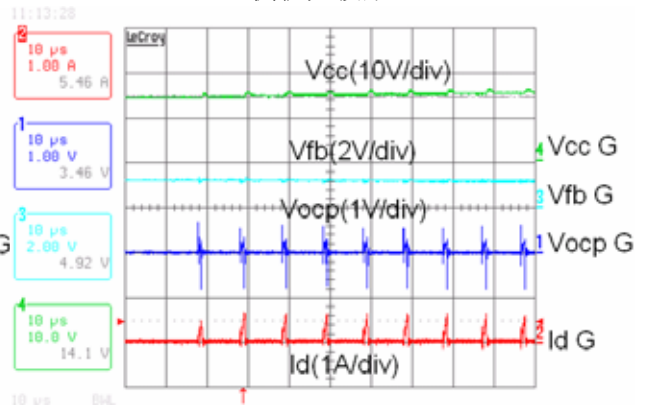


4.2) 空载时动作波形

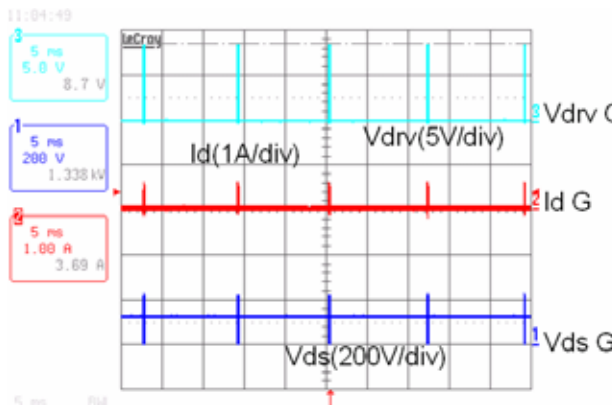
90V 输入时 Id,Vcc,Vfb,Vocp 波形



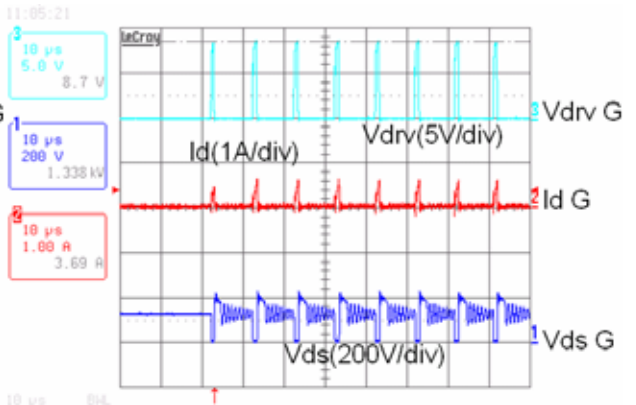
左侧扩大波形



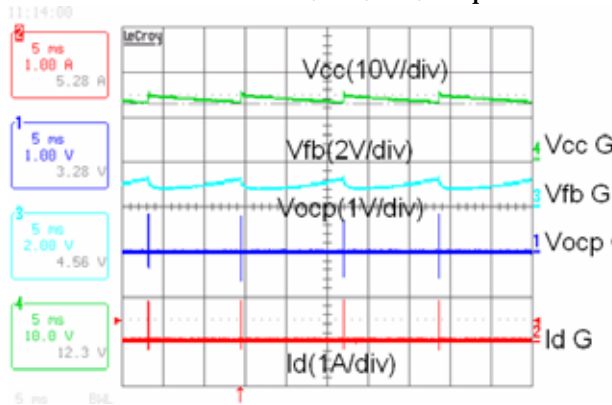
90V 输入时 Id,Vds,Vdrv 波形



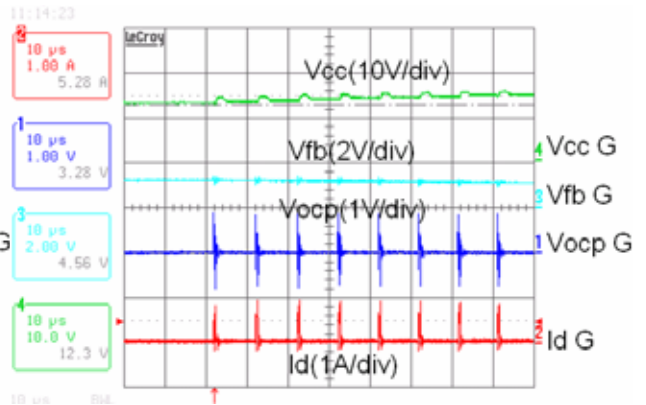
左侧扩大波形



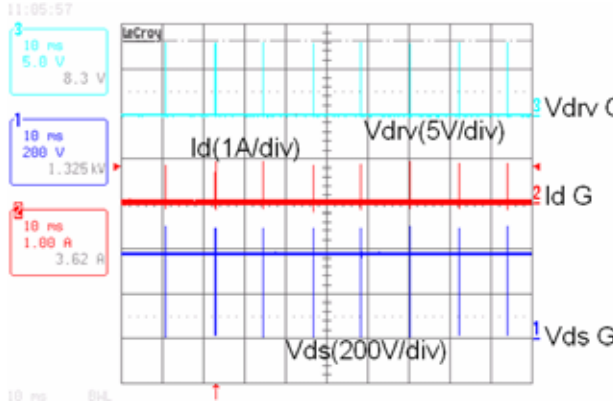
265V 输入时 Id,Vcc,Vfb,Vocp 波形



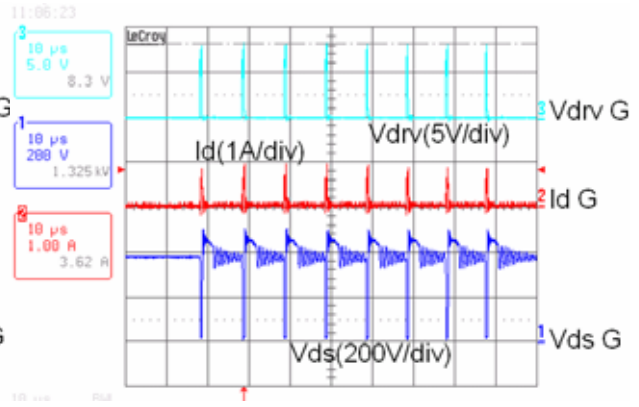
左侧扩大波形



265V 输入时 Id,Vds,Vdrv 波形

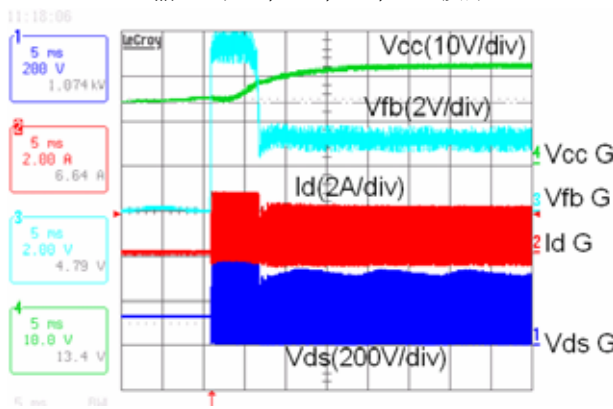


左侧扩大波形

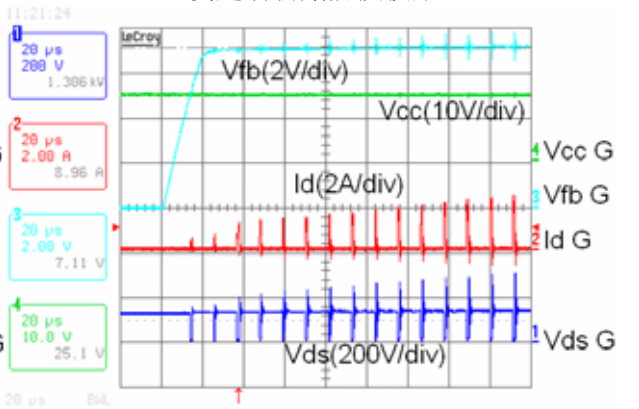


4.3) 起动时动作波形(满载起动)

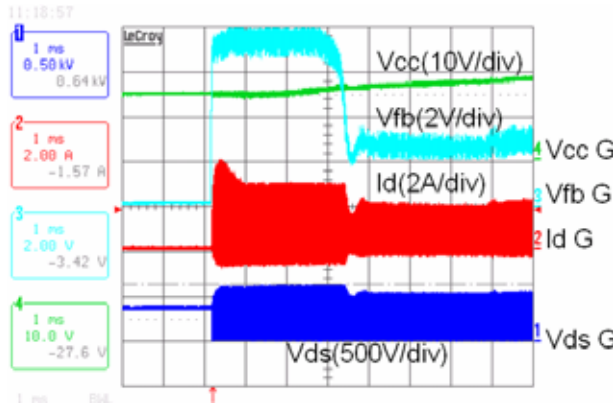
90V 输入时 Id,Vds,Vfb,Vcc 波形



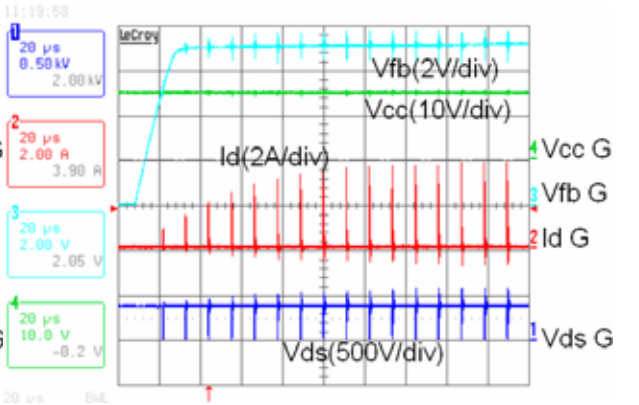
左侧起动初始阶段波形



265V 输入时 Id,Vds,Vfb,Vcc 波形

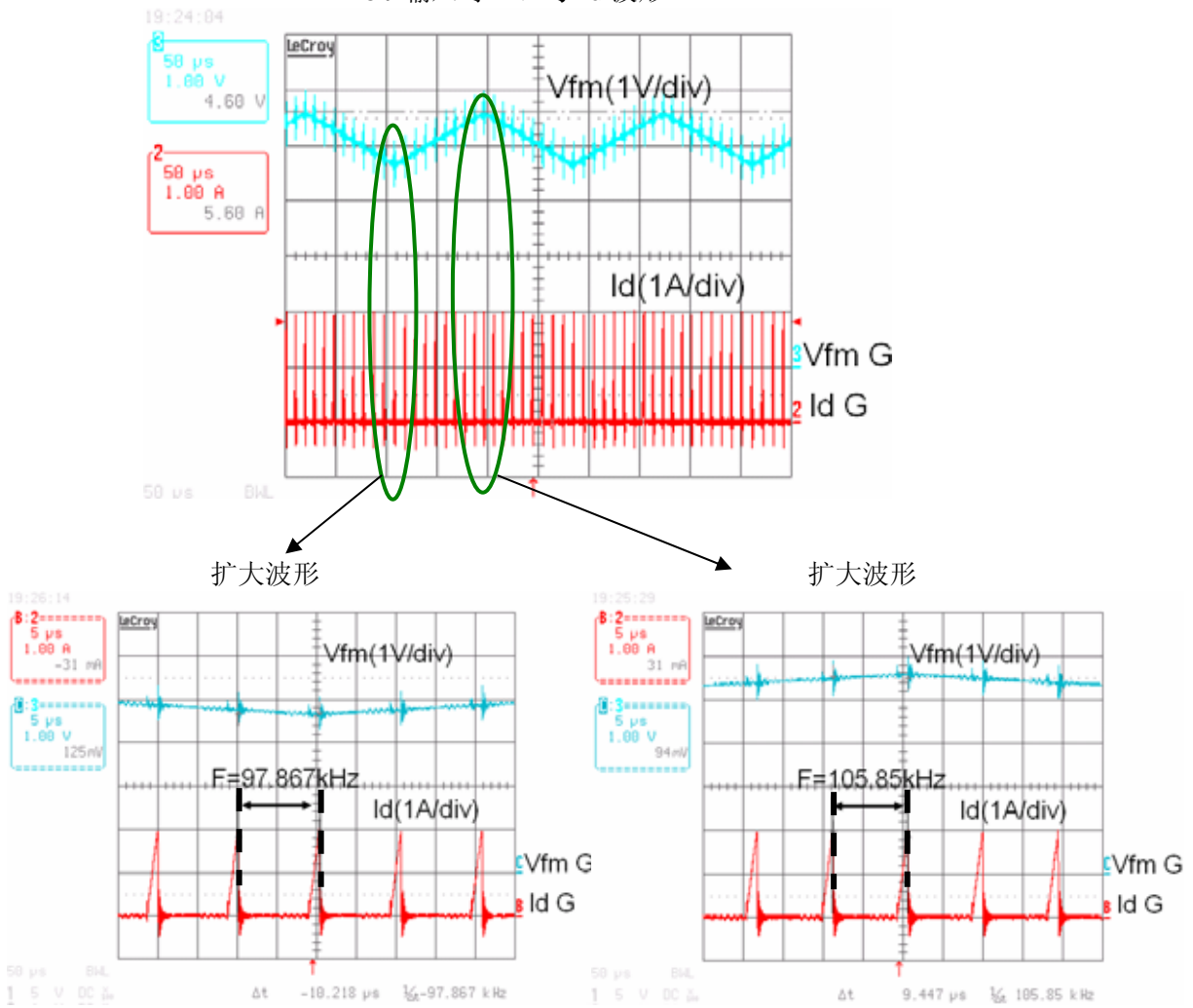


左侧起动初始阶段波形



4.4) FM 端子波形

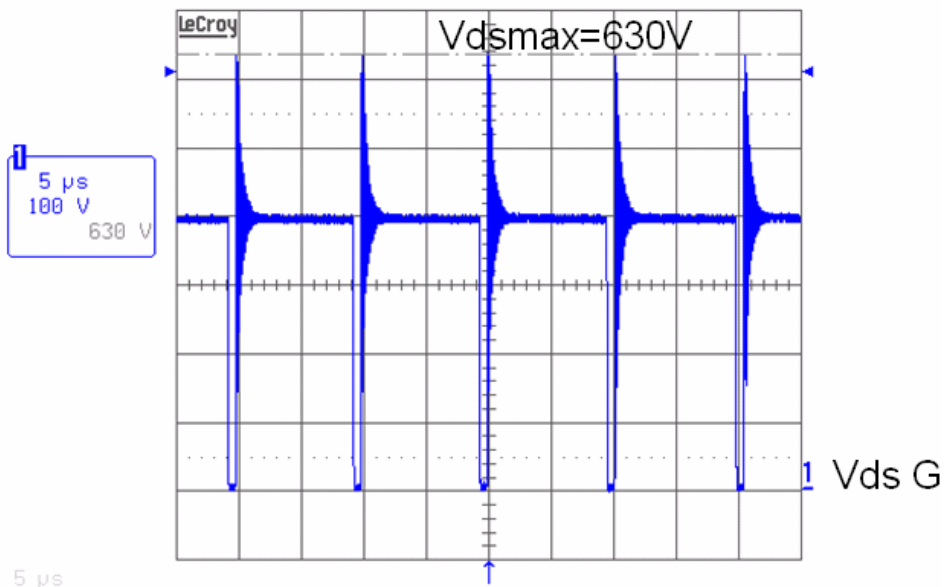
220V 输入时 FM 与 Id 波形



4.5) Vds 起动手形确认

测试条件：265V 输入，满载输出

18:34:02



Vds max=630V (MOSFET 规格 Vds=700V)

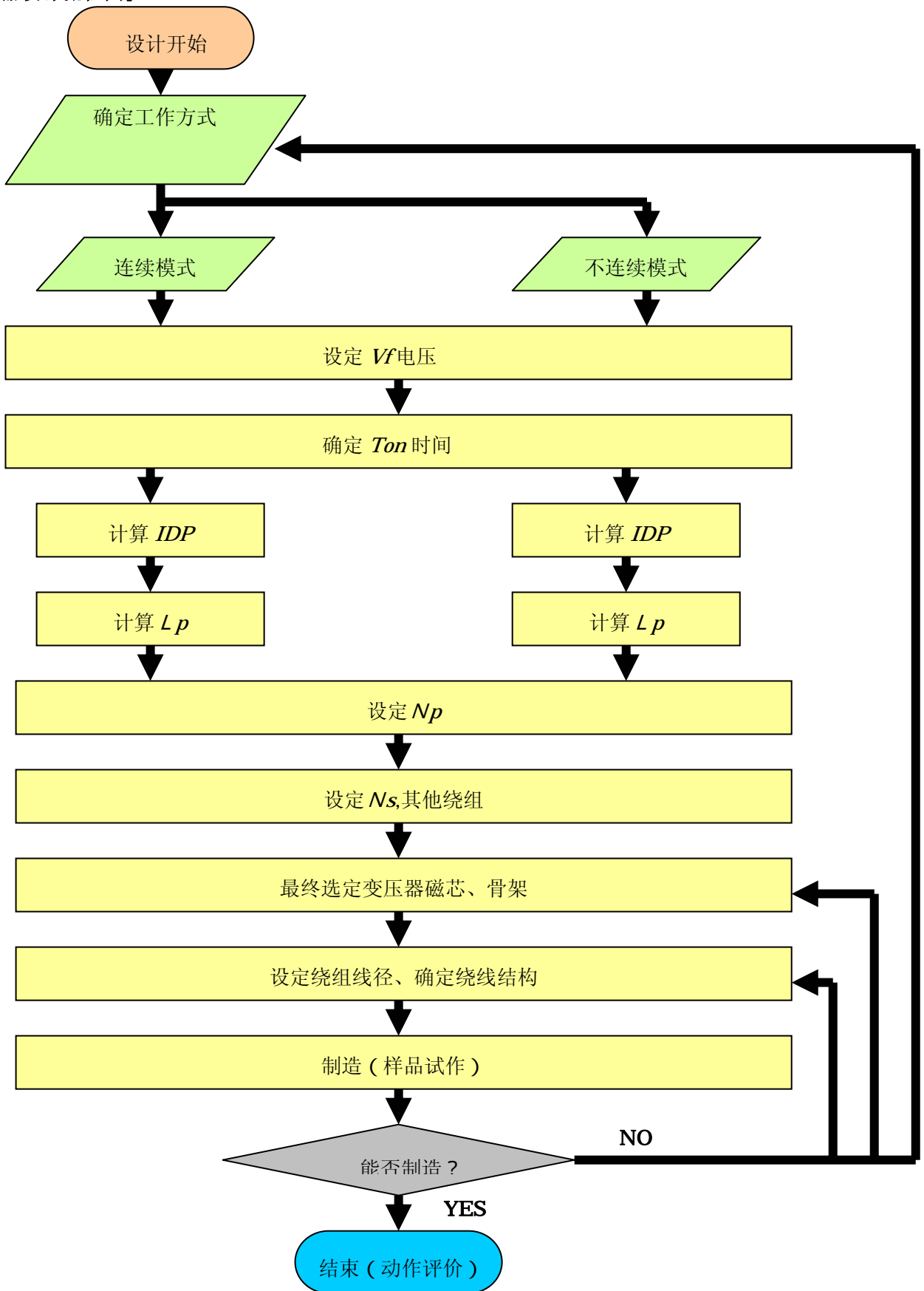
5. BOM 表 (棕黄色部分元件为三星产品)

Designator	Comment	Description	Quantity
PCB	SSHT-069	SSHT-069	1
F1	250Vac3.15A	Fuse	1
CN1	2PIN	2 Pin Connector	1
CN2	10Pin	10 Pin Connector	1
C1	680pF/1kV	CC 680pF 1kV	1
C6	100pF/1kV	CC 100pF 1kV	1
C2	470uF/25V	EC 470uF 25V	1
C3, C8	0.22uF/275Vac	X.Cap 0.22uF 275Vac	2
C4	1000pF/630V	1000pF 630V	1
C5	100uF/400V	EC 100uF 400V	1
C7	2200uF/25V	EC 2200uF 25V	1
C9	470uF/25V	EC 470uF 25V	1
C10	2200uF/16V	EC 2200uF 16V	1
C11, C12	NC		
C13	1000pF	CC 1000pF 50V	1
C14	10uF/50V	EC 10uF 50V	1
C15	0.1uF	CC 0.1uF 50V	1
C16	2200pF/275Vac	Y1-Cap. 2200pF 275Vac	1
C17	680pF	CC 680pF 50V	1
C20, C21	470pF/275Vac	Y2-Cap 470pF 275Vac	2
D1	FMEN-210B	SBD 10A 150V TO-220 3Pin	1
D2	EG01C	FRD 0.5A 1000V	1
D3	FMB-G16L	SBD 6A 60V TO-220 2Pin	1
D4, D5, D6, D7	EM2A	Rectifier Diode 1.2A 600V	4
D8	AL01Z	FRD 1A 200V	1
IC2	SSC620D	PWM Control IC	1
D9	NC		
HS1	HS1	HEAT SINK	1
HS2	HS2	HEAT SINK	1
HS3	HS3	HEAT SINK	1
IC1	TL431	TL431	1
JP1	JP1	Jump 22.5mm	1
JP2	JP2	Jump 17.5mm	1
JP3	JP3	Jump 15mm	1
L1	15mH	COMMON MODE INDUCTOR	1
L2, L3	INDUCTOR1	INDUCTOR 3uH 2A 棒形电感	2

Designator	Comment	Description	Quantity
PC1	OPTO	PC817A	1
Q1	2SK3677	N-ch MOSFET 700V 0.95 Ohm	1
R1	56k/2W	2W 56k	1
R2	NC		
R3, R18A	NC		
R9	NC		
R4, R20, R21	NC		
R5	1k	1/2W 1k	1
R6,R14	20k	1/2W 20k	2
R8	10k	1/2W 10k	1
R10	1.5k	1/2W 1.5k	1
R11	3	1/2W 3	1
R12	15k	1/2W 15k	1
R13	Short	Jump 7mm	1
R15	22k	1/2W 22k	1
R16	10	1/2W 10	1
R18	0.33/2W	2W 0.33	1
T1	EER28	EER28 PC40 215uH	1
TH1	Thermister	NTC 22 Ohm	1
元件总数		56	

第四部分：评价手册

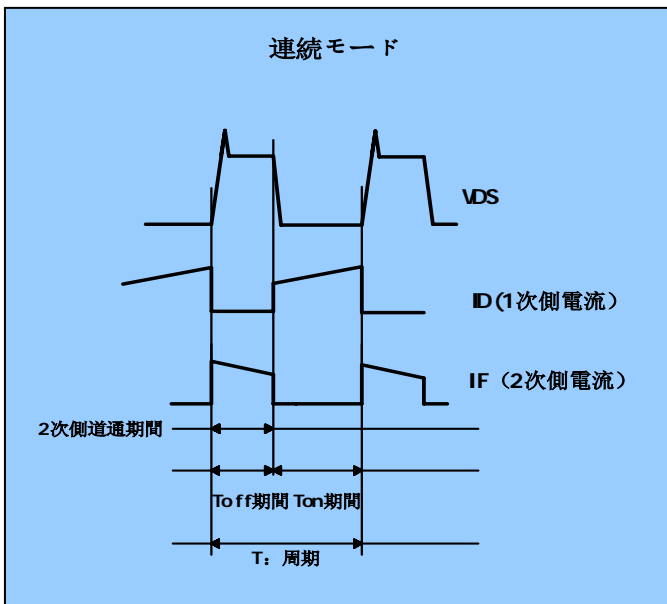
【变压器设计流程图】



【设计基准：确定工作模式】

设计 SW (开关) 电源变压器的时候, 在输入电压 MIN 输出电流 (总输出) MAX 的条件下进行计算。设计 PWM 控制 (开关频率固定, 控制 ON 时间) 的变压器时, 使用相同的条件进行计算, 但特别需要注意的是, PWM 控制的变压器设计前, 须要事先决定采用下述两种 SW 工作模式中的哪一种。PWM 控制的场合下, 开关频率固定, 根据输入电压、输出功率等条件, 与 RCC (频率变动) 等工作模式 (= 不连续模式) 相比较, 存在所谓连续模式的工作方式。该工作方式与变压器设计时所设定的 L 值 (电感量) 有关, 可以通过对 L 值的设定来决定工作模式。

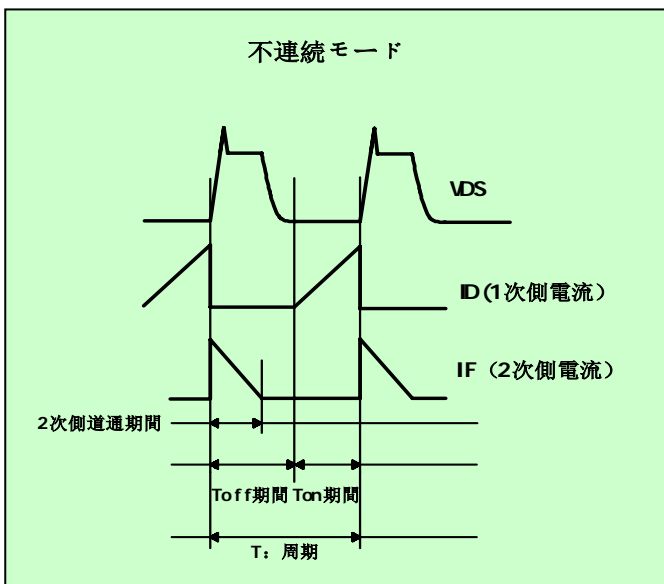
* 连续模式和不连续模式



连续模式

原边储存的能量通过变压器向副边传递, 如果在副边无法完全释放, 会使一部分能量残留在变压器内部。此时, 原边的开关元件和副边的整流元件中流过的电流均为梯形波。特点是峰值电流小, 由于 MosFET 导通电阻产生的损耗以及整流管 VF 产生的损耗 (= 发热) 小。但另一方面, 元器件导通瞬间由于电流急剧上升, 产生的噪声很大。

(本公司 SSC620D/S, 内藏了频率抖动的功能, 可以抑制噪声。)



不连续模式

原边储存的能量通过变压器向副边传递, 在副边能量完全释放, 因此变压器原边流过电流的期间和副边流过电流的期间之间, 存在不连续的区间, 该区间内变压器两侧都没有电流流过。因为电流波形为三角形, 相比连续模式的梯形波, 损耗 (= 发热) 较大, 但导通时, 电流上升缓慢, 产生的噪声小。

两种工作方式具有各自的优点和缺点, 究竟应该采用哪一种工作方式, 取决于该电源的用途、噪声对策、发热对策的实施程度等因素, 因此设计时需要综合多方面的因素再作出选择。

【FlyBack(Vf)电压设定】(连续模式, 不连续模式共通)

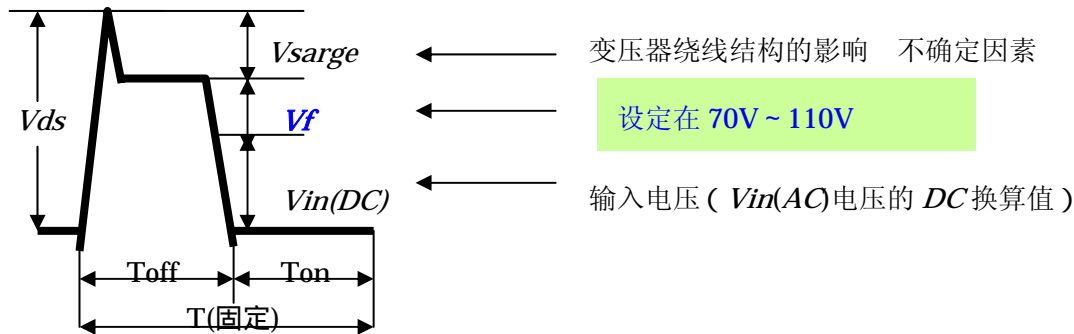
FlyBack 电压(V_f)是变压器副边的输出电压 V_o 乘以变压器的匝比 (N_p/N_s)，再叠加在原边的 SW (开关) 波形 (V_{ds}) 上的部分。(参考下图)

如何设置该电压，决定了 V_{ds} 的最大电压以及使用 IC 的耐压值。

变压器设计时，首先进行该电压的设定。

通常，如果使用耐压 650V 的 MOSFET，输入电压 AC85V ~ AC264V (宽电压输入)，变压器设计时设置 $V_f=70V \sim 110V$ 。

【SW工作时 V_{ds} 波形】



【 V_f 设定 参考值】

输入电压(AC)	输入电压范围 (AC)	MOSFET 的 V_{DSS} (V)	Fly back 电压(V_f)
100V 系	80 ~ 120	400	70 ~ 90V(DC)
	80 ~ 144	450	70 ~ 100V(DC)
200V 系	176 ~ 264	650	80 ~ 110V(DC)
	176 ~ 288	650	80 ~ 100V(DC)
宽电压输入	85 ~ 264	650	70 ~ 110V(DC)
	85 ~ 288	650	70 ~ 100V(DC)

* : V_{surge} 电压是根据变压器的绕线结构等影响所产生的电压，在设计初期难以推定。因此，为了抑制该电压，在电源电路的变压器主绕组两端加上吸收电路。

【决定 T_{on} 时间】(连续模式，不连续模式共通)

开关频率 f 通过下述公式和设定的 V_f 导出。

$$f = \frac{Vin(\min) DC}{Toff (Vin(\min) DC + Vf)}$$

$$Toff = \frac{Vin(\min) DC}{f (Vin(\min) DC + Vf)} \quad (1)$$

$$Ton = \frac{1}{f} - Toff \quad (2)$$

根据 (1) (2)

$$Ton = \frac{Vf}{f (Vin(\min) DC + Vf)}$$

f : 开关频率 (Hz)

$Vin(\min)DC$: 输入电压 MIN 值 (V)

* : PWM 控制 IC 在产品规格书中, 规定了 f (频率) 和最大占空比 (Ton/T)。上述计算得到的占空比如果超过了规定值, 须要重新设定 V_f 。

【计算 IDP】

【计算 Pin (输入功率)】 (连续模式, 不连续模式共通)

$$Pin = \frac{Pout (= \sum (Vout \times Iout))}{\eta}$$

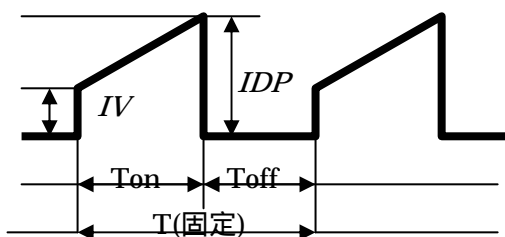
Pin : 输入功率 (W) $Pout$: 输出功率 (W)

$Vout$: 输出电压 (V) $Iout$: 输出电流 (A)

η : 效率

【计算 IDP (漏极峰值电流)】

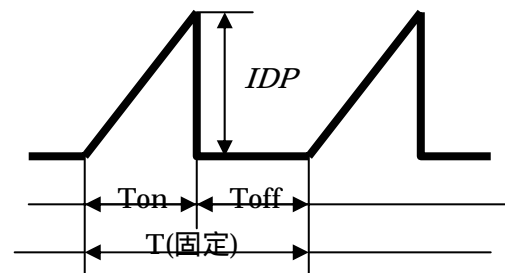
【连续模式】



【连续模式】

$$IDP = \frac{2 \times Pin}{(1 + K) \times Vin(\min) DC \times Ton \times f}$$

【不连续模式】



【不连续模式】

$$IDP = \frac{2 \times Pin}{Vin(\min) DC \times Ton \times f}$$

IDP : 漏极电流峰值 (A)

Pin : 输入功率 (W)

F : 频率 (Hz) T_{on} : 导通时间(Sec)

$K : IV/IDP$ 通常该值设定在 0.1~0.4, 如果为了减少连续模式工作时产生的噪声, 推荐采用 0.1 进行计算。

【计算 I_{in} (输入电流值)】

【连续模式】

$$I_{in} = \frac{IDP \times f \times T_{on} \times (1 + K)}{2}$$

【不连续模式】

$$I_{in} = \frac{IDP \times f \times T_{on}}{2}$$

【确定 L_p (原边绕组电感)值】

【连续模式】

$$L_p = \frac{V_{in(min)DC} \times T_{on}}{(1 - K)IDP}$$

【不连续模式】

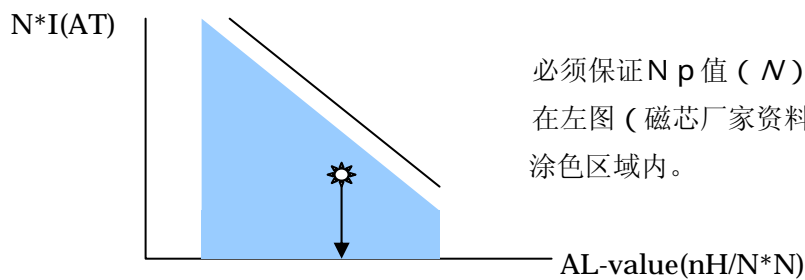
$$L_p = \frac{V_{in(min)DC} \times T_{on}}{IDP}$$

 L_p : 电感 (H)【确定 N_p (原边匝数)】 (连续模式, 不连续模式共通)

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{Al - value}}$$

*Al-value(nH/N²)选定方法:

以开关电流峰值(I_{dp})的 145% ~ 150%(目标), 根据磁芯的 NI-Limit 对 Al-value 曲线, 保证不饱和的情况下选定 Al-value 值。

【确定 N_s (副边匝数)及 N_d (Vcc 绕组)】 (连续模式, 不连续模式共通)

$$N_s = \frac{N_p \times (V_o + VF)}{V_{in(min)DC}} \times \frac{T_{off}}{T_{on}}$$

 N_s : 副边绕组匝数 V_o : 输出电压 VF : 副边整流二极管正向电压降 T_{off} : 关断时间 T_{on} : 导通时间

【变压器设计时的注意点】

电源在开关工作中产生的 VDS 浪涌电压对 MOSFET 的耐压，输出电压精度，产生的噪声都有影响。这个 VDS 浪涌电压取决于变压器的设计，因此变压器设计的重点就是尽量抑制 VDS 浪涌电压的产生。要点如下所述。

- 1) 绕线线径：用 2 根、3 根细线并绕要优于用一根粗线绕制
- 2) 对匝数较多的绕组（比如原边绕组），进行分割绕制（三明治结构），原边绕组与进行反馈的输出绕组尽量靠近。
- 3) 多输出时，除了进行反馈的绕组以外，其他绕组应尽量远离原边绕组，避免受到原边绕组的影响。

【关于变压器的温度】

- 1) 计算绕组的线径时，通过流过该绕组的开关电流和占空比计算其电流有效值，再按绕组的电流密度为 $3A \sim 4A/mm^2$ 计算其线径。
- 2) 骨架的最大绕厚下无法绕制的时候，先将远离磁芯的绕组线径减少。