

LC5560LD 系列
应用手册 Rev.1.3

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

目录

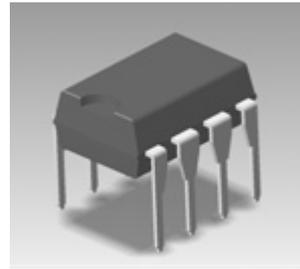
概要	3
1. 绝对最大额定规格	4
2. 电气特性	5
2.1 控制部电气特性	5
2.2 MOSFET 部电气特性	6
3. 框图	6
4. 各引脚功能	6
5. 应用电路示例	7
6. 外形尺寸	8
7. 标记规格	8
8. 动作说明	9
8.1 启动动作	9
8.2 导通宽度控制动作	13
8.3 准共振动作和谷值导通时间	14
8.4 过电压保护功能(OVP)	19
8.5 过负载保护功能(OLP)	21
8.6 过电流保护功能(OCP)	22
8.7 过热保护功能(TSD)	28
8.8 最大导通时间限制功能	28
9. 设计注意事项	29
9.1 外围元件	29
9.2 变压器设计	29
9.3 布线设计	31
注意事项	33

概要

LC5560LD 系列为将功率 MOSFET 和控制集成电路内置在同一封装中的 LED 驱动器集成电路。输入端采用无电解电容的一个变换器方式，轻负载工作时也可对应高次谐波规范(IEC61000-3-2 class C)。通过控制平均电流实现高功率因数；并通过准共振工作实现高效率和低噪声。具有丰富的保护功能，实现外置元件少、性价比高的电源系统。

封装

DIP8



特点

- 内置电流调光功能
- 内置导通宽度控制电路
(通过控制平均电流实现高效率因数)
- 内置启动电路
(可减少外围元件)
- 内置软启动功能
(降低电源启动时的功率 MOSFET 和二次侧整流二极管的应力)
- 内置辅助偏置功能
(提高启动性能、抑制工作时 Vcc 电压下降、降低 Vcc 电容容量，控制电路的备用电源输出电容可以使用陶瓷电容)
- 内置前沿消隐功能
- 内置最大导通时间限制电路
- 保护功能
 - 过电流保护(OCP) ----- 逐个脉冲检测
 - 过电压保护(OVP) ----- 锁定
 - 过负载保护(OLP)----- 锁定
 - 过热保护(TSD)----- 锁定

应用

- LED 照明设备
- LED 灯泡

系列产品

产品名称	MOSFET		PWM 工作频率 f_{OSC} (TYP)	最大导通时间 $t_{ON(MAX)}$ (TYP)	P_{OUT}^* AC230V / AC85~265V
	V_{DSS} (MIN)	$R_{DS(ON)}$ (MAX)			
LC5565LD	650V	3.95Ω	72kHz	9.3μs	13W / 10W
LC5566LD	650V	1.9Ω	60kHz	11.2μs	20W / 16W

* 上述输出功率为基于热额定的数值。最大输出功率可达到热额定的 120%~140%。但是输出电压低时或因变压器设计时的 ON Duty 设置，输出功率可能受到限制

1. 绝对最大额定规格

- 详细内容请参考各产品的规格书。
- 电流值的极性以集成电路为基准，规定灌电流为“+”，拉电流为“-”
- 没有特别说明时 $T_a=25^{\circ}\text{C}$

项目	引脚	符号	测量条件	规格值	单位	备注
漏极电流	8-1	I_{DPEAK}	单脉冲	2.5	A	LC5565LD
			单脉冲	4.0	A	LC5566LD
雪崩耐量	8-1	E_{AS}	单脉冲 $V_{DD}=99\text{V}, L=20\text{mH}$ $I_{LPEAK}=2.0\text{A}$	47	mJ	LC5565LD
			单脉冲 $V_{DD}=99\text{V}, L=20\text{mH}$ $I_{LPEAK}=2.7\text{A}$	86	mJ	LC5566LD
控制部电源电压	2-1	V_{CC}		35	V	
OCP 引脚电压	3-1	V_{OCP}		-2.0~+5.0	V	
COMP 引脚电压	4-1	V_{COMP}		-0.3~+7.0	V	
REF 引脚电压	5-1	V_{REF}		-0.3~+5.0	V	
SENSE 引脚电压	6-1	V_{SEN}		-0.3~+5.0	V	
MOSFET 部允许损耗	8-1	P_{D1}		0.97	W	安装在基板上时 基板尺寸 15mm×15mm
工作环境温度	—	T_{OP}		-55~+125	$^{\circ}\text{C}$	
保存温度	—	T_{stg}		-55~+125	$^{\circ}\text{C}$	
通道温度	—	T_{ch}		+150	$^{\circ}\text{C}$	

2. 电气特性

- 详细内容请参考各产品的规格书。
- 电流值的极性以集成电路为基准，规定灌电流为“+”，拉电流为“-”

2.1 控制部电气特性

没有特别说明时 $T_a=25^{\circ}\text{C}$ ， $V_{CC}=20\text{V}$

项目	引脚	符号	规格值			单位	备注
			MIN	TYP	MAX		
电源启动动作							
工作开始电源电压	2-1	$V_{CC(ON)}$	13.8	15.1	17.3	V	
工作停止电源电压 *	2-1	$V_{CC(OFF)}$	8.4	9.4	10.7	V	
工作时电路电流	2-1	$I_{CC(ON)}$	—	—	4.7	mA	
启动电路工作电压	8-1	$V_{STARTUP}$	18	21	24	V	
启动电流	2-1	$I_{CC(STARTUP)}$	-8.5	-4.0	-1.5	mA	$V_{CC}=13\text{V}$
启动电流供给阈值电压 *	2-1	$V_{CC(BIAS)}$	9.5	11.0	12.5	V	
通常动作							
PWM 工作频率	8-1	f_{OSC}	60	72	84	kHz	LC5565LD
			50	60	70	kHz	LC5566LD
最大导通时间	8-1	$t_{ON(MAX)}$	8.0	9.3	11.2	μs	LC5565LD
			9.0	11.2	13.4	μs	LC5566LD
COMP 引脚控制下限电压	4-1	$V_{COMP(MIN)}$	0.30	0.55	0.80	V	
错误放大器参考电压	6-1	$V_{SEN(TH)}$	0.312	0.335	0.358	V	
错误放大器拉电流	4-1	$I_{SEN(SOURCE)}$	-22	-14	-6	μA	
错误放大器灌电流	4-1	$I_{SEN(SINK)}$	6	14	22	μA	
前沿消隐时间	3-1	$t_{ON(LEB)}$	—	600	—	ns	
准共振工作阈值电压 1	3-1	$V_{BD(TH1)}$	0.14	0.24	0.34	V	
准共振工作阈值电压 2	3-1	$V_{BD(TH2)}$	0.11	0.16	0.21	V	
保护动作							
过电流检测阈值电压	3-1	V_{OCP}	-0.66	-0.60	-0.54	V	
OCP 引脚流出电流	3-1	I_{OCP}	-120	-40	-10	μA	
OCP 引脚 OVP 阈值电压	3-1	$V_{BD(OVP)}$	2.2	2.6	3.0	V	
OLP 阈值电压	4-1	$V_{COMP(OLP)}$	4.1	4.5	4.9	V	
ISENSE 引脚 OVP 阈值电压	6-1	$V_{SEN(OVP)}$	1.6	2.0	2.4	V	
V_{CC} 引脚 OVP 阈值电压	2-1	$V_{CC(OVP)}$	28.5	31.5	34.0	V	
热保护工作温度	—	$T_j(TSD)$	135	—	—	$^{\circ}\text{C}$	

* $V_{CC(BIAS)} > V_{CC(OFF)}$ 的关系成立

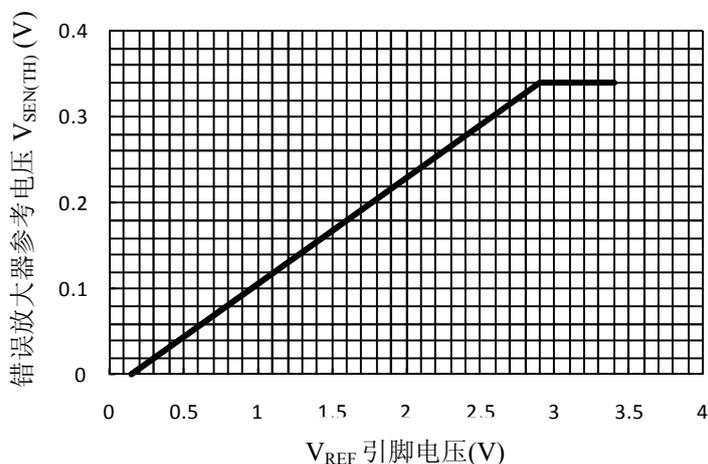


图2 V_{REF} 引脚电压和 $V_{SEN(TH)}$ 参考电压

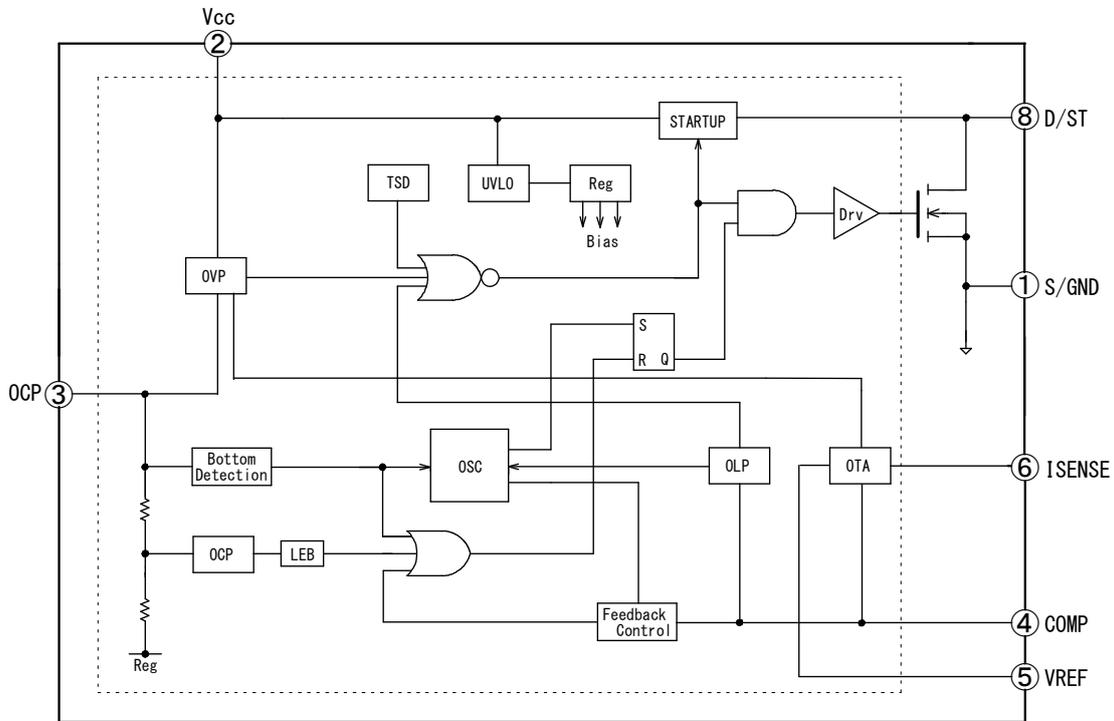
2.2 MOSFET 部电气特性

没有特别说明时 Ta=25°C

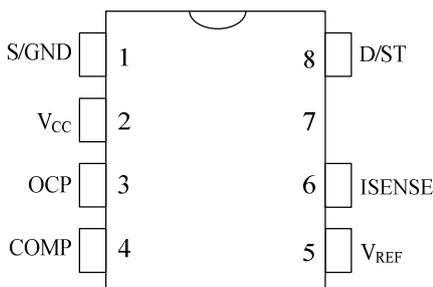
项目	引脚	符号	规格值			单位	备注
			MIN	TYP	MAX		
漏极、源极间电压	8-1	V_{DSS}	650	—	—	V	
漏极漏电流	8-1	I_{DSS}	—	—	300	μA	
ON 电阻	8-1	$R_{DS(ON)}$	—	—	3.95	Ω	LC5565LD
			—	—	1.9	Ω	LC5566LD
开关定时	8-1	t_f	—	—	250	ns	LC5565LD
			—	—	400	ns	LC5566LD
热电阻*	—	θ_{ch-c}	—	—	42	$^{\circ}C/W$	LC5565LD
			—	—	35.5	$^{\circ}C/W$	LC5566LD

* MOSFET 通道与外壳之间的热电阻。外壳温度 T_C 以标记面中心温度为准规定

3. 框图



4. 各引脚功能



引脚号	符号	功能
1	S/GND	MOSFET 源极/控制部 GND
2	V_{CC}	控制电路电源输入/过电压保护信号输入
3	OCP	过电流保护/准共振信号输入/过电压保护信号输入
4	COMP	反馈相位补偿
5	V_{REF}	调光信号输入
6	ISENSE	反馈电流检测/过电压保护信号输入
7	—	(空引脚)
8	D/ST	MOSFET 漏极/启动电流输入

5. 应用电路示例

非绝缘结构的 LED 照明电源电路示例

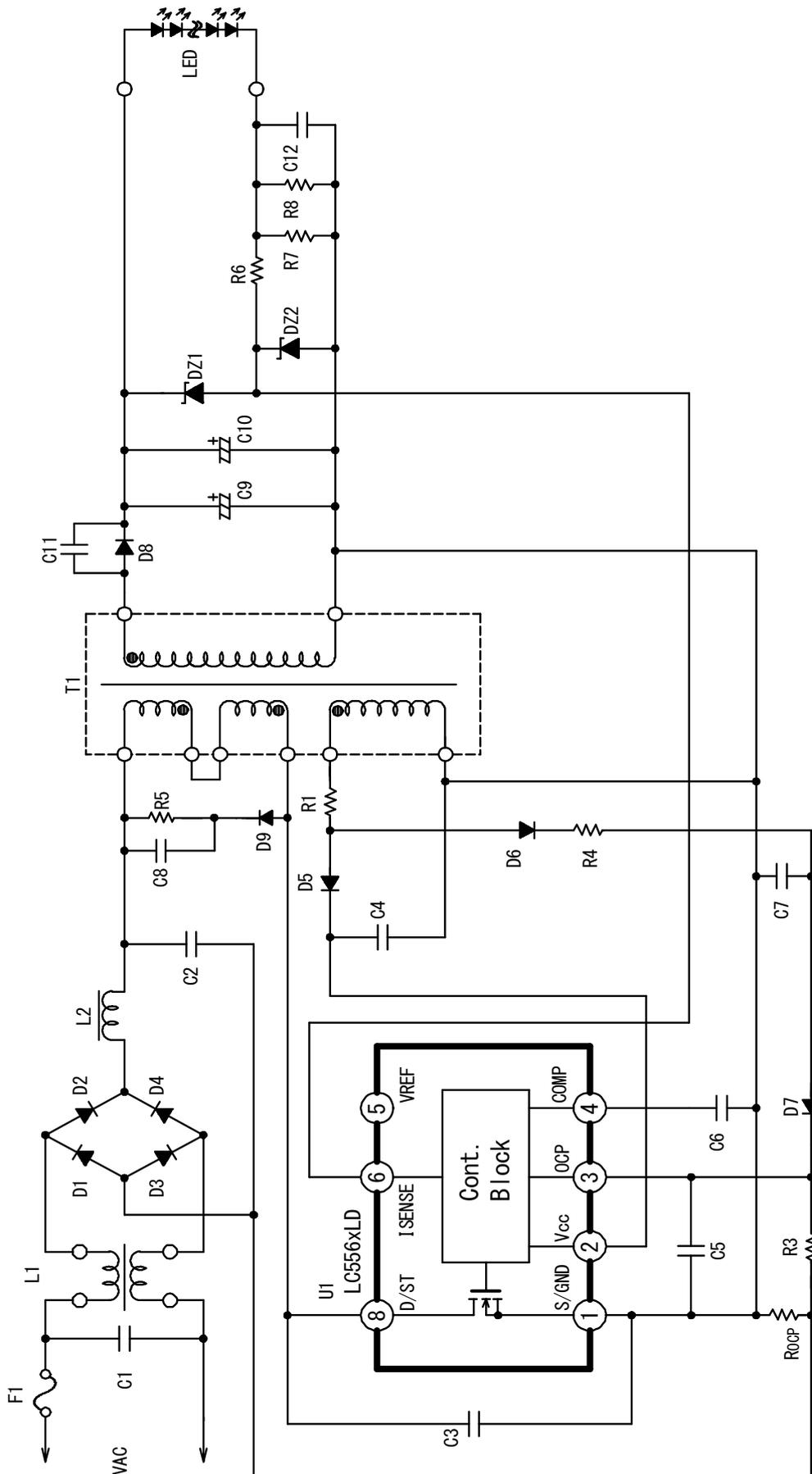
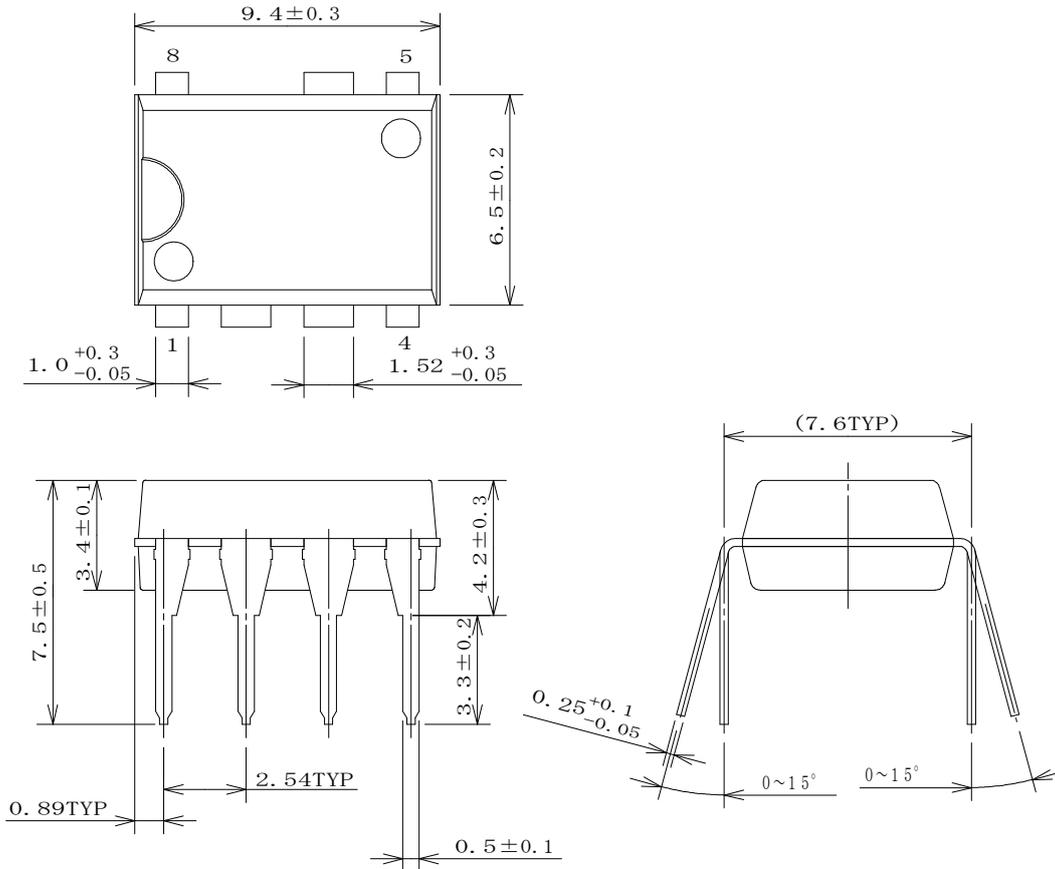


图 5 应用电路示例

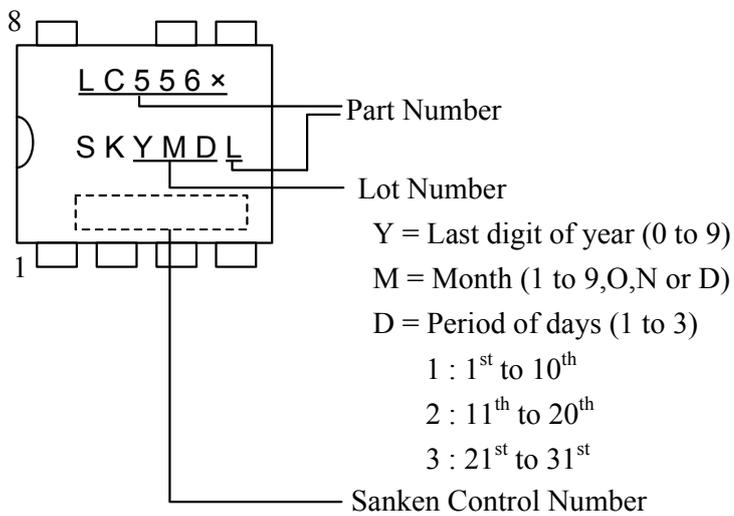
6. 外形尺寸 DIP8



NOTES:

- 1) 单位: mm
- 2) 无铅产品 (支持 RoHS)

7. 标记规格



8. 动作说明

- 电流值的极性以集成电路为基准，规定灌电流为“+”，拉电流为“-”。
- 没有特别说明时，特性数值以 LC5565LD 的规格为准，标注 TYP 值。

8.1 启动动作

8.1.1 启动时间

V_{CC} 引脚周围的电路如图 8-1 所示。

集成电路内置启动电路，启动电路与 D/ST 引脚相连接。当 D/ST 引脚的电压达到启动电路工作电压 $V_{STARTUP} = 21V$ 时，启动电路工作。

在集成电路内部被定电流化的启动电流 $I_{CC(STARTUP)} = -4.0mA$ 向连接在 V_{CC} 引脚上的电容 C4 充电， V_{CC} 引脚电压上升至开始工作电压 $V_{CC(ON)} = 15.1V$ 时，集成电路开始工作。电源启动后，集成电路内部的启动电路将自动关断，启动电路不再耗电。

启动时间由 C4 的电容容量决定。C4 使用陶瓷电容或薄膜电容，普通电源规格时为 $0.22\mu F \sim 22\mu F$ 左右。

启动时间的近似值可根据以下公式计算得出。

$$t_{START} \doteq C4 \times \frac{V_{CC(ON)} - V_{CC(INT)}}{|I_{CC(STARTUP)}|} \quad \text{-----(1)}$$

这里， t_{START} : 启动时间 (s)
 $V_{CC(INT)}$: V_{CC} 引脚的初始电压 (V)

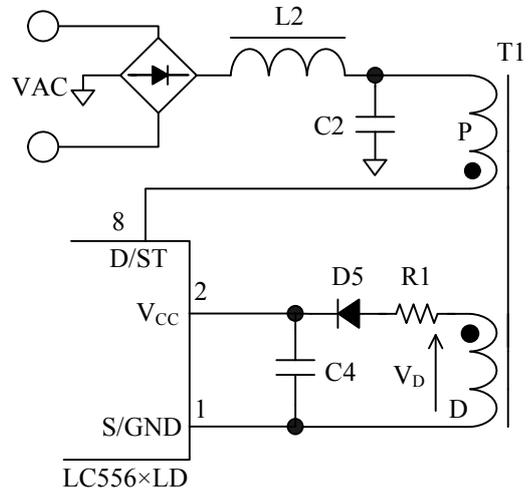


图 8-1 V_{CC} 引脚周围电路

8.1.2 欠压动作停止电路 (UVLO: Undervoltage Lockout)

V_{CC} 引脚电压和电路电流 I_{CC} 的关系如图 8-2 所示。 V_{CC} 引脚电压达到 $V_{CC(ON)} = 15.1V$ 时，控制电路将开始工作，电路电流增大。控制电路工作后， V_{CC} 引脚电压下降到工作停止电压 $V_{CC(OFF)} = 9.4V$ 时，在欠压动作停止 (UVLO: Undervoltage Lockout) 电路的作用下，控制电路将停止工作，并恢复启动前的状态。

正常工作时的 V_{CC} 引脚电压为图 8-1 中辅助绕组电压 V_D 整流平滑后的电压。调整辅助绕组 D 的圈数，使其在电源规格的输入输出变化范围内， V_{CC} 引脚电压在以下公式的范围内。辅助绕组电压 V_D 的参考值为 20V。

$$12.5(V)(V_{CC(BIAS)MAX}) < V_{CC} < 28.5(V)(V_{CC(OVP)MIN}) \quad \text{-----(2)}$$

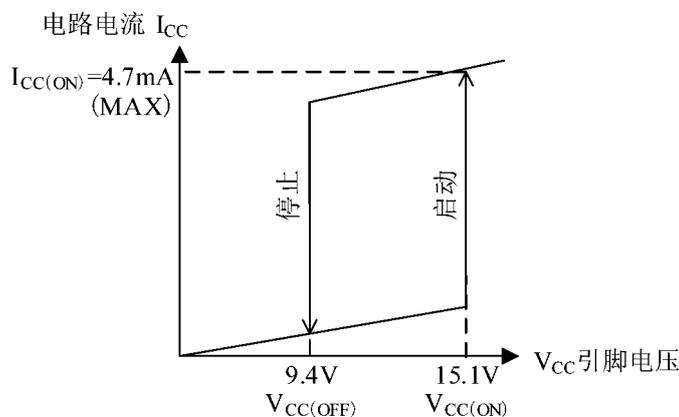


图 8-2 V_{CC} 引脚电压和电路电流 I_{CC}

8.1.3 辅助偏置功能

V_{CC} 引脚电压下降后，在达到工作停止电压 $V_{CC(OFF)}=9.4V$ 前，如果先达到启动电流供给阈值电压 $V_{CC(BIAS)}=11.0V$ ，则辅助偏置功能将工作。

辅助偏置功能的作用：在 V_{CC} 引脚电压达到 $V_{CC(BIAS)}$ 时，启动电路会供给启动电流，抑制 V_{CC} 引脚电压的下降，使工作时的 V_{CC} 引脚电压基本保持恒定。

输出电压上升时的 V_{CC} 引脚电压，在由集成电路的电路电流增大导致的电压下降和与输出电压成比例的辅助绕组电压 V_D 的平衡下，上升至设定电压。

图 8-3 表示电源启动时 V_{CC} 引脚电压波形示例。

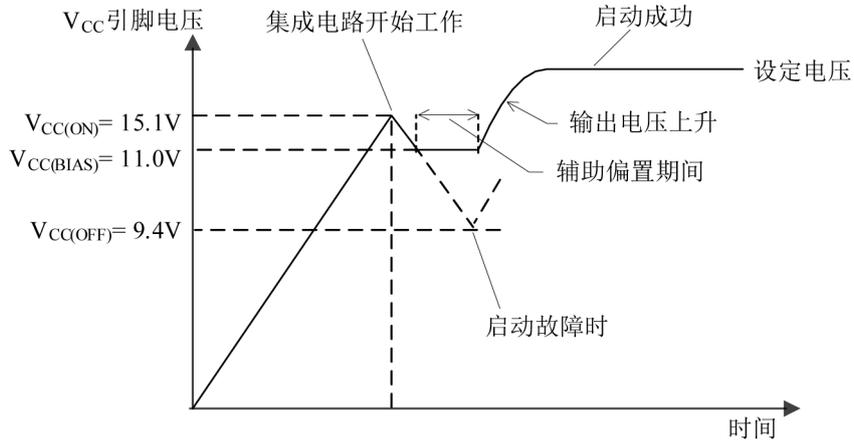


图 8-3 启动时 V_{CC} 引脚电压

有了辅助偏置功能，C4 可以使用低容量。此外，输出过电压时， V_{CC} 引脚电压会快速上升，因此，还可以缩短过电压保护功能的响应时间。

为了避免启动故障，最后还需要在实际工作时进行确认和调整。

8.1.4 辅助绕组

在实际的电源电路中，功率 MOSFET 关闭的瞬间会在辅助绕组 D 上激发浪涌电压，对 C4 进行峰值充电。随着 I_{OUT} 的增大，该浪涌电压也会升高，因此，如图 8-4 所示，二次侧输出电流 I_{OUT} 增大时， V_{CC} 引脚电压会变高。

当 V_{CC} 引脚的电压达到 OVP 阈值电压 $V_{CC(OVP)}=31.5V$ 以上时， V_{CC} 引脚的过电压保护功能工作。为防止这种情况发生，如图 8-5 所示，在整流二极管 D5 上串联电阻 R1（数 Ω ~数十 Ω ）十分有效。 V_{CC} 引脚电压相对输出电流的变化会因变压器的构造而不同，请根据实际使用的变压器来调整 R1 的最佳值。

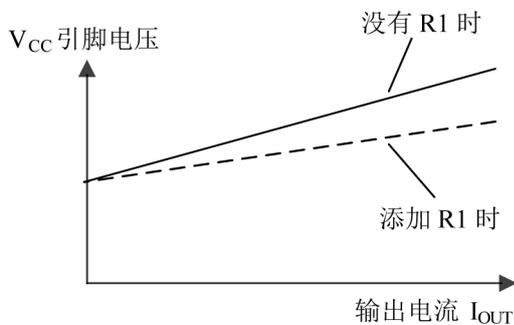


图 8-4 R1 的输出电流 I_{OUT} 和 V_{CC} 引脚电压

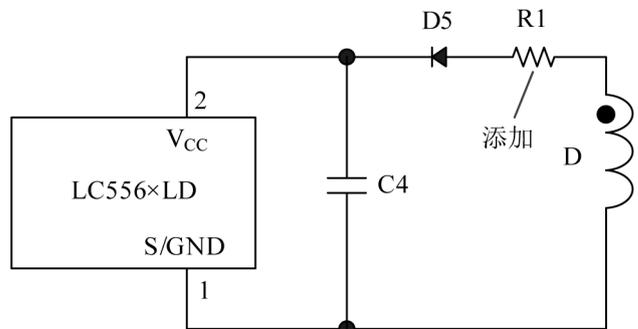


图 8-5 不易受输出电流 I_{OUT} 影响的 V_{CC} 引脚周围电路

当出现以下情况时， V_{CC} 引脚电压随输出电流 I_{OUT} 的变化率会变差，需要在设计变压器时注意辅助绕组 D 的缠绕位置。

- 变压器的一次侧和二次侧之间的耦合不良，浪涌电压升高时（低输出电压、大电流负载规格等）
- 辅助绕组 D 和二次侧输出绕组的耦合不良，易受浪涌电压的变动影响时

为了降低 V_{CC} 引脚浪涌电压的影响，如图 8-6 所示，为考虑了辅助绕组 D 缠绕位置后的变压器参考示例（一次侧绕组或二次侧绕组使用三重绝缘电线，且无护栏带时）。

- 绕组构造示例①
 - 辅助绕组 D 远离一次侧绕组 P1 和 P2 的结构
 - P1、P2 是对一次侧绕组进行 2 分割后的绕组
- 绕组构造示例②
 - 使二次侧稳定输出绕组 S1 和辅助绕组 D 良好耦合的构造

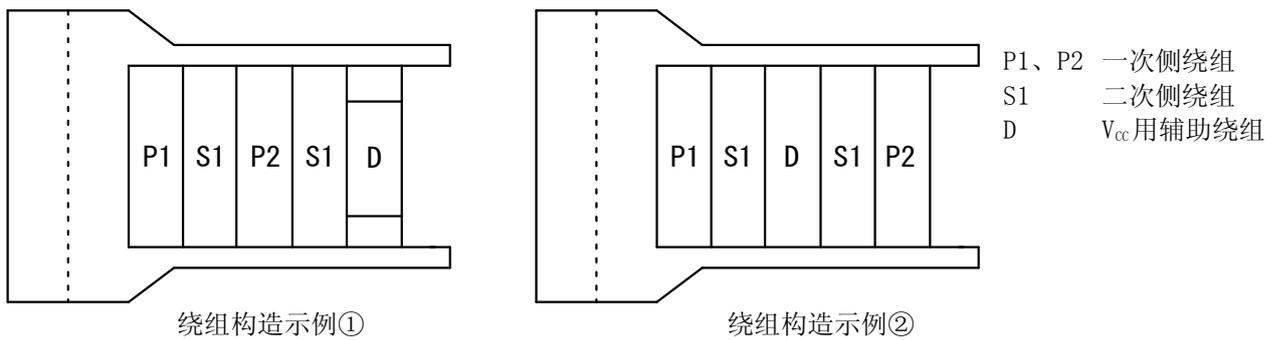


图 8-6 绕组构造示例

8.1.5 软启动功能

图 8-7 表示启动时的工作波形。

软启动功能可以降低电源启动时的功率 MOSFET 和二次侧整流二极管的电压、电流应力。如图 8-7 所示，软启动工作期间从达到 COMP 引脚电压的控制下限电压 $V_{COMP(MIN)} = 0.55V$ 开始，到对输出电流进行定电流控制，在此期间输出功率逐渐增大。

电源启动时需进行以下确认及调整。

- V_{CC} 引脚电压不可低于工作停止电压 $V_{CC(OFF)}$
- 过负载保护功能 (OLP) 工作前，输出电流应达到设定电流
(此时，COMP 引脚电压应未达到 OLP 阈值电压 $V_{COMP(OLP)} = 4.5V$)

8.1.6 启动时的工作模式

图 8-7 表示启动时的工作模式。

集成电路开始启动后，COMP 引脚电压达到 $V_{COMP(MIN)} = 0.55V$ 时，通过 PWM 工作开始开关动作。PWM 工作频率 f_{OSC} 为 72kHz (LC5566LD 为 60kHz)。

随着输出电压的上升，辅助绕组电压上升，OCP 引脚的正极电压增大，达到准共振工作阈值电压 $1 V_{BD(TH1)} = 0.24V$ 时切换到准共振工作 (QR)。图 8-8 表示从 PWM 工作切换到准共振工作 (QR) 模式时的 OCP 引脚电压放大波形 (图 8-7 中的 A 点)。

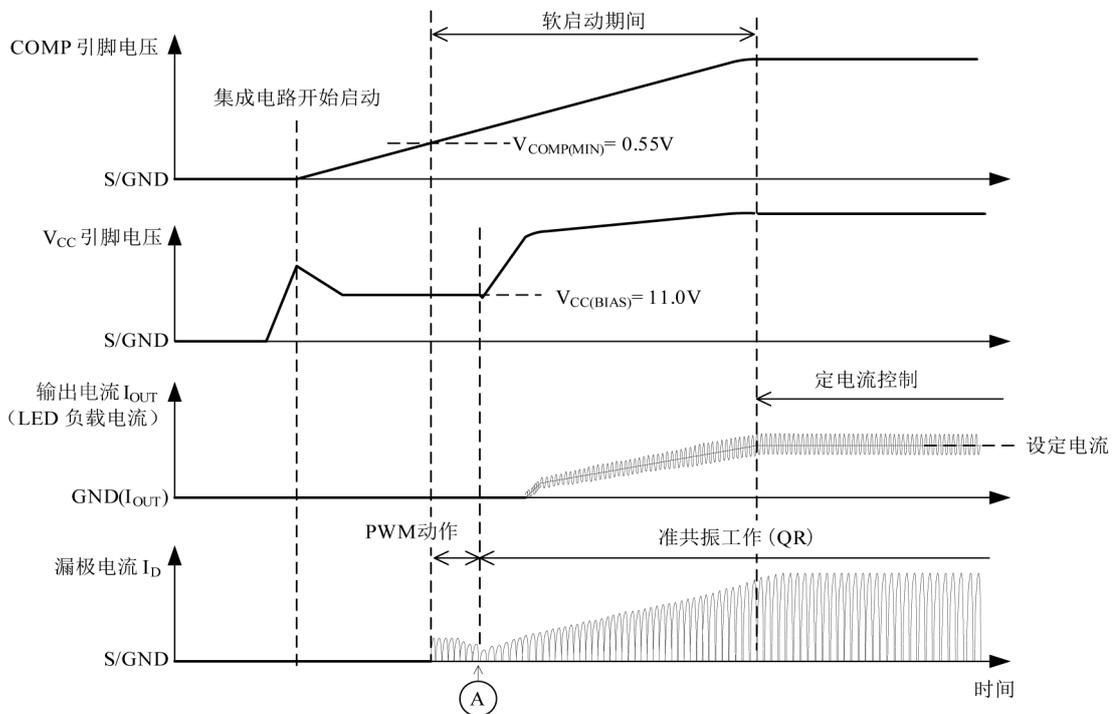


图 8-7 电源启动时的工作模式

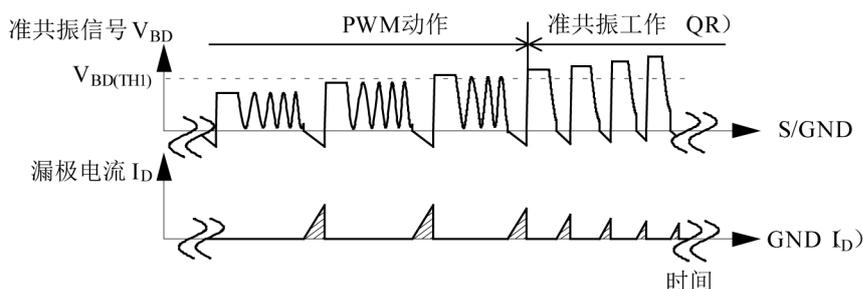


图 8-8 OCP 引脚电压放大波形 (A 点放大)

8.2 导通宽度控制动作

图 8-9 表示 COMP 引脚周围的电路, 图 8-10 表示导通宽度控制。

根据输出负载通过控制导通宽度的电压控制和平均电流控制进行输出控制。

如图 8-10 所示, 本集成电路的平均电流控制利用 OTA 电路比较二次侧电流检测电阻的电压下降和内部误差放大器参考电压 $V_{SEN(TH)} = 0.335V$, 在 COMP 引脚上产生平均化的电压。

通过 FB 转换器将该平均化的 COMP 引脚电压与集成电路内部振荡器 (OSC) 输出比较, 进行导通宽度控制。集成电路内部振荡器 (OSC) 是进行 PWM 工作频率、准共振振荡及最大导通时间限制等的振荡电路。

连接在 COMP 引脚上的 C6 容量的推荐值为 $2.2\mu F$ 左右。

R6 电阻的参考值为 $1k\Omega$ 。

输出电流的定电流控制根据负载进行以下控制。

- LED 负载电流小于设定电流时
负载电流小于设定电流时, ISENSE 引脚电压下降, 将 OTA 电路输出平均化后的 COMP 引脚电压变高。导通宽度变宽, 输出电流增大。
- LED 负载电流大于设定电流时
如果负载电流大于设定电流, 则进行与上述相反的动作, 平均化后的 COMP 引脚电压变低。导通宽度变窄, 输出电流减小。

图 8-11 表示平均输入电流波形。

由于平均化后的 COMP 引脚电压恒定, 结合 E_{IN} 电压 (图 5 中的 C2 电压) 控制 Duty, 输入电流呈正弦波状, 由此可实现高功率因数。

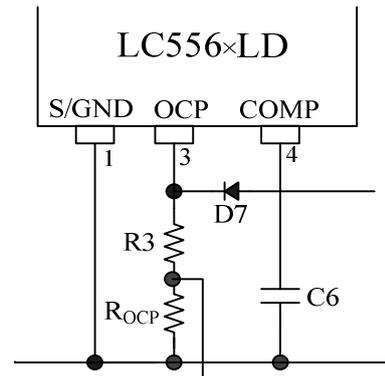


图 8-9 COMP 引脚周围电路

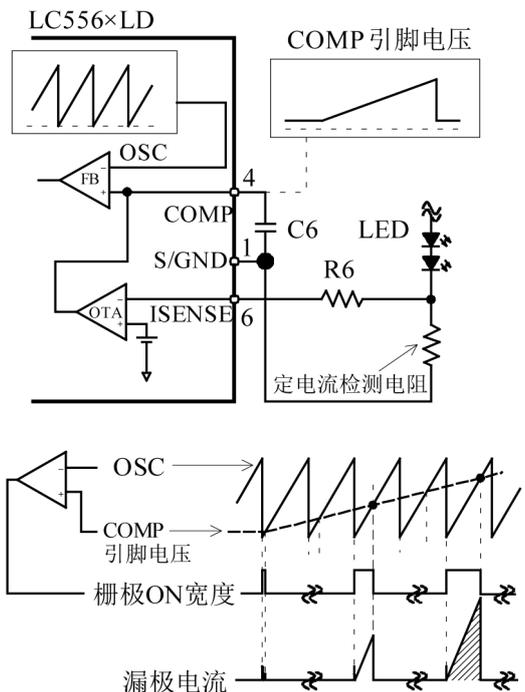


图 8-10 导通宽度控制

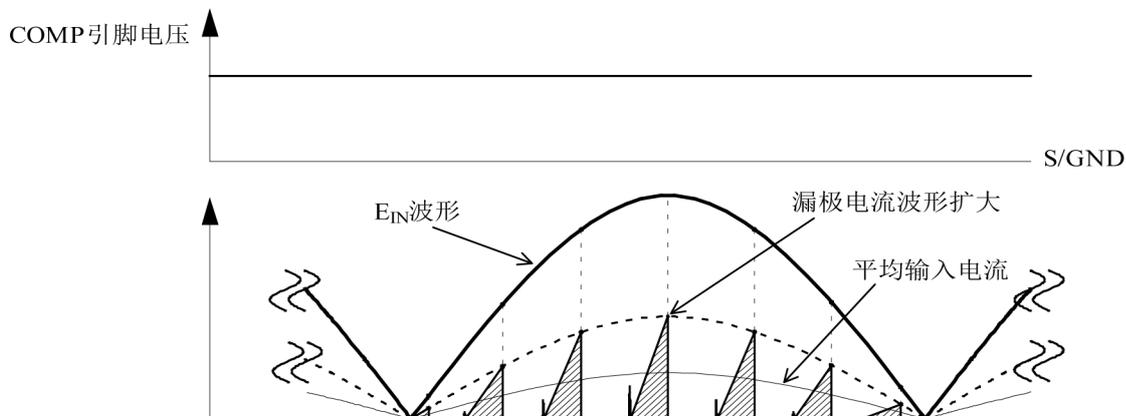


图 8-11 平均输入电流波形

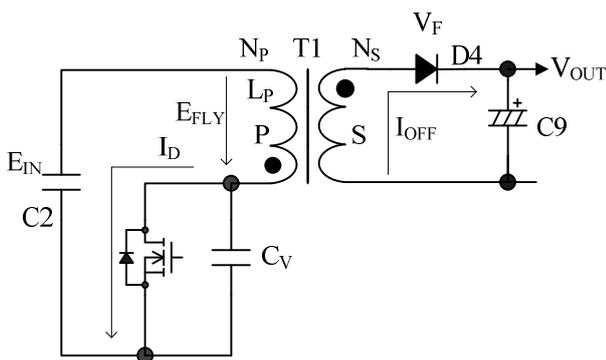
8.3 准共振动作和谷值导通时间

8.3.1 准共振动作

图 8-12 表示反激方式的电路。反激方式是指当功率 MOSFET 关闭后，将变压器积蓄的能量供给到二次侧的方式。在反激方式中，能量释放到二次侧后，功率 MOSFET 仍将保持 OFF 状态。此时漏极和源极之间的电压 V_{DS} 做自由振动，振动频率由变压器的一次侧电感 L_P 和漏极与源极之间的电容 C_V 决定。

所谓准共振动作，是指在该自由振动期间，在 V_{DS} 电压波形的谷点开启功率 MOSFET 的动作（谷值导通动作）。图 8-13 表示理想的 bottom-on 工作时的 V_{DS} 电压波形。

利用谷值导通动作可降低开关损耗及开关噪音，实现高效率、低噪音。



- E_{IN} : 输入电压
- E_{FLY} : 反激电压 $E_{FLY} = \frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F)$
- N_P : 一次侧圈数
- N_S : 二次侧圈数
- V_{OUT} : 输出电压
- V_F : 二次侧整流二极管正向电压下降
- I_D : 功率 MOSFET 的漏极电流
- I_{OFF} : 功率 MOSFET 关闭时，流入二次侧整流二极管的电流
- C_V : 电压共振电容器
- L_P : 一次侧电感

图 8-12 反激方式

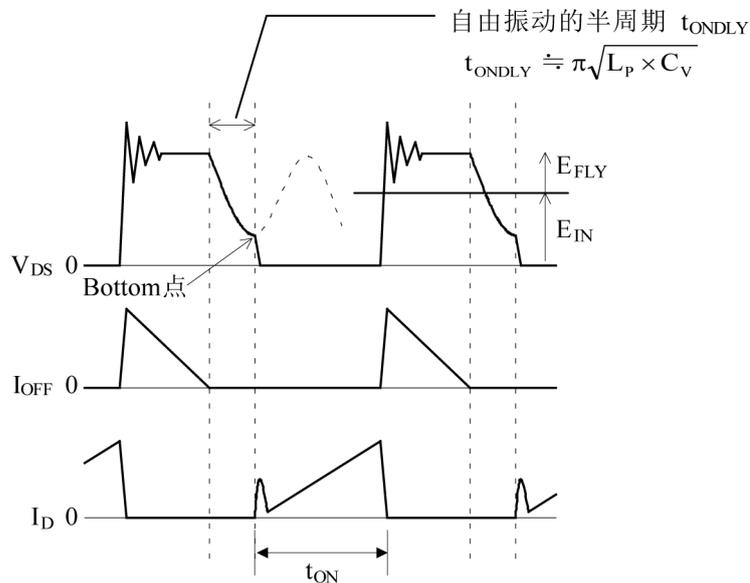


图 8-13 理想的谷值导通动作
(在 V_{DS} 电压波形的谷点开启)

8.3.2 谷值导通时间（延迟时间）设定

图 8-14 表示 OCP 引脚周围电路和辅助绕组电压。

从 V_{DS} 电压波形开始自由振动到开启功率 MOSFET 之间的延迟时间 t_{ONDLY} ，根据与 V_{DS} 波形同步的辅助绕组电压计算。

反激期间（功率 MOSFET 关闭期间），辅助绕组电压经由延迟电路（图 8-14 中的 D6、R4、C7、D7）向 OCP 引脚电压提供正压电压（准共振信号 V_{BD} ）。

功率 MOSFET 关闭时，如果 V_{BD} 超过准共振动作阈值电压 1 $V_{BD(TH1)} = 0.24V$ ，功率 MOSFET 将继续处于 OFF 期间。之后， V_{BD} 下降， V_{BD} 达到准共振动作阈值电压 2 $V_{BD(TH2)} = 0.16V$ 时，功率 MOSFET 开启。 V_{BD} 达到 $V_{BD(TH2)}$ 时，会在集成电路内部自动提高到准共振动作阈值电压 $V_{BD(TH1)}$ ，因此，可防止 OCP 引脚的噪声导致误动作。

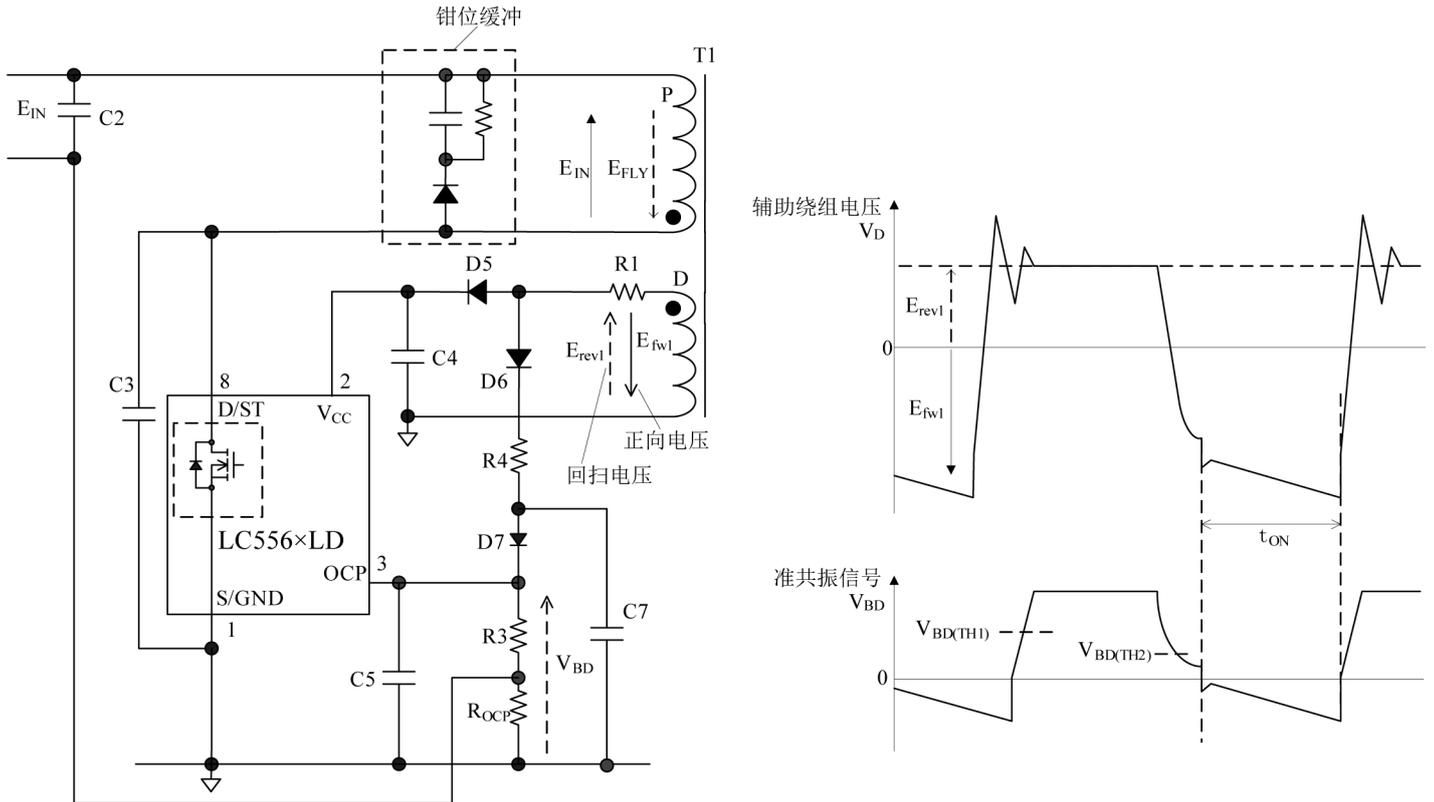


图 8-14 OCP 引脚周围电路和辅助绕组电压

图 8-15 表示准共振电压波形。

延迟时间 t_{ONDLY} 由延迟电路的常数决定，因此，应调整常数，使其在 V_{DS} 电压波形的谷底进行开启。调整准共振信号的峰值电压 $V_{\text{BD(PK)}}$ 和有效时间 t_{QR} ，在电源规格的输入输出波动范围内，并考虑 R3、R4 的波动，使准共振信号的峰值电压 $V_{\text{BD(PK)}} = 1.5 \sim 2.0\text{V}$ ，准共振信号有效时间 $t_{\text{QR}} \geq 1.2\mu\text{s}$ 。

- R3 的推荐值：100~330Ω
- C5 的推荐值：100pF~470pF

• R4 的设定

调整 R4，在电源规格的输入输出波动范围内， V_{CC} 引脚电压达到最低的条件下，使 $V_{\text{BD(PK)}} \geq V_{\text{BD(TH1)}}$ 。正常工作时，确认在 V_{CC} 引脚电压最大的条件下，是否满足 $V_{\text{BD(PK)}} < \text{OVP 动作电压 } V_{\text{BD(OVP)}} = 2.6\text{V}$ ，如不满足则需要调整。

假设 $R_{\text{OCP}} \ll R3$ 对 R_{OCP} 无影响，则 R4 的计算公式如下。

$$R4 = \frac{(V_{\text{CC}} - V_{\text{BD(PK)}} - 2 \times V_{\text{F}}) \times R3}{V_{\text{BD(PK)}}} \quad \text{----- (3)}$$

例如，假设电源规格范围的 V_{CC} 引脚电压下限值为 16V、R3= 220Ω、 $V_{\text{BD(PK)}} = 1.5\text{V}$ 、D6 和 D7 的正向电压下降 $V_{\text{F}} = 0.8\text{V}$ ，则 $R4 = 1.89\text{k}\Omega$ 。因此，E12 系列的电阻为 1.8kΩ。

无法确保有效期间 t_{QR} 时，进行以下调整。

- 增大 R3 的值，提高 $V_{\text{BD(PK)}}$
- 减小 R4 的值，提高 $V_{\text{BD(PK)}}$
- 增加电压共振电容 C3 的容量，延长自由振动周期
(增加 C3 容量时，功率 MOSFET 关闭时的开关损耗会增加，因此需要确认集成电路的发热)

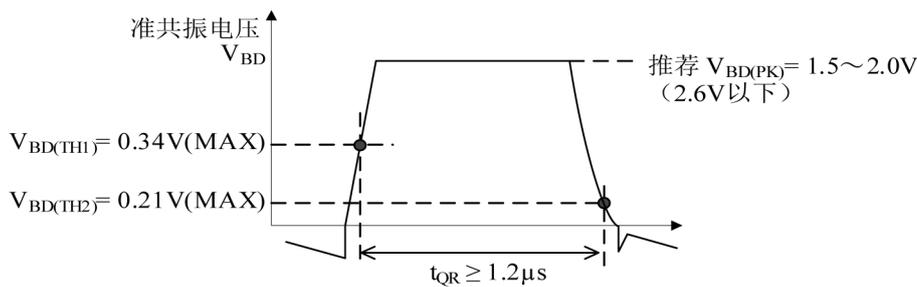


图 8-15 准共振信号的有效时间

• C7 的设定

调整功率 MOSFET 进入 bottom-on 状态的延迟时间 t_{ONDLY} 时通过 C7 进行。调整 C7，在电源输入电压达到上限、输出负载最大的条件下，观察 MOSFET 的漏极和源极之间的电压 V_{DS} 、准共振信号 V_{BD} 和漏极电流 I_{D} 的实际波形，实现理想的 bottom-on (参考图 8-13)。

此时，观察 V_{DS} 波形中振幅变成最大部分 ($V_{\text{DS(PEAK)}}$) 的波形。

- $V_{\text{DS(PEAK)}}$ 部的开启时间比谷点更早时 (图 8-16)
确认初始常数时的 C7 容量的谷点，慢慢增加 C7 的容量，使开启时间与 V_{DS} 的谷点一致。
- $V_{\text{DS(PEAK)}}$ 部的开启时间比谷点更晚时 (图 8-17)
确认初始常数时的谷点，慢慢减小 C7 的容量，使开启时间与 V_{DS} 的谷点一致。

C7 的初始常数的大致标准为约 1000pF。

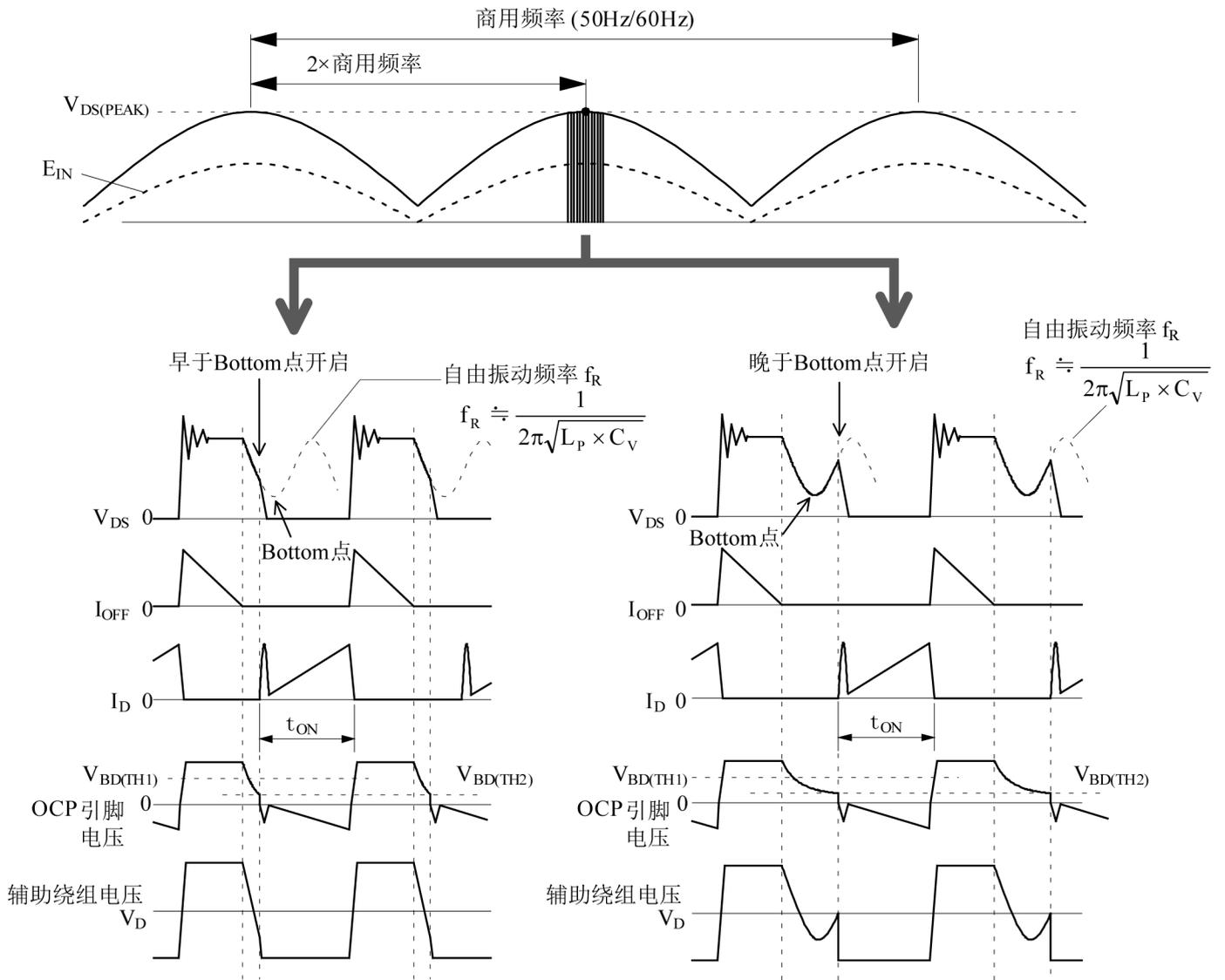


图 8-16 开启时间比 V_{DS} 波形的谷点更早时

图 8-17 开启时间比 V_{DS} 波形的谷点更晚时

8.3.3 BD 消隐时间

图 8-18 表示 OCP 引脚电压的正常波形和变压器的一次侧和二次侧绕组的耦合不良时的波形。

输出负载小的规格等，一次侧绕组和二次侧输出绕组圈数比 (N_p/N_s) 极大的情况下，变压器的耦合会变差。此外，如果漏电感大，功率 MOSFET 关闭时，有时也会通过辅助绕组在 OCP 引脚电压上产生浪涌电压。

OCP 引脚设有 250ns (MAX) 的 BD 消隐时间，此期间内不会检测准共振信号。但是，如果浪涌电压的发生时间比 BD 消隐时间长，集成电路可能会识别为准共振信号输入，功率 MOSFET 进行高频开关动作。该高频动作会导致功率 MOSFET 的损耗过大，一旦超过通道温度，功率 MOSFET 会受到损害。

出现以上高频动作时，需进行以下调整。

- 将图 8-14 中的 C5 连接到 OCP 引脚和 S/GND 引脚的附近
- OCP 引脚和 S/GND 引脚之间的布线环路应离开大电流布线
- 采用能够降低一次侧绕组和辅助绕组耦合的缠绕方法
- 调整钳位缓冲常数

为了准确测量浪涌电压，用于确认 OCP 引脚动作波形的探头应连接到 OCP 引脚和 S/GND 引脚的附近。

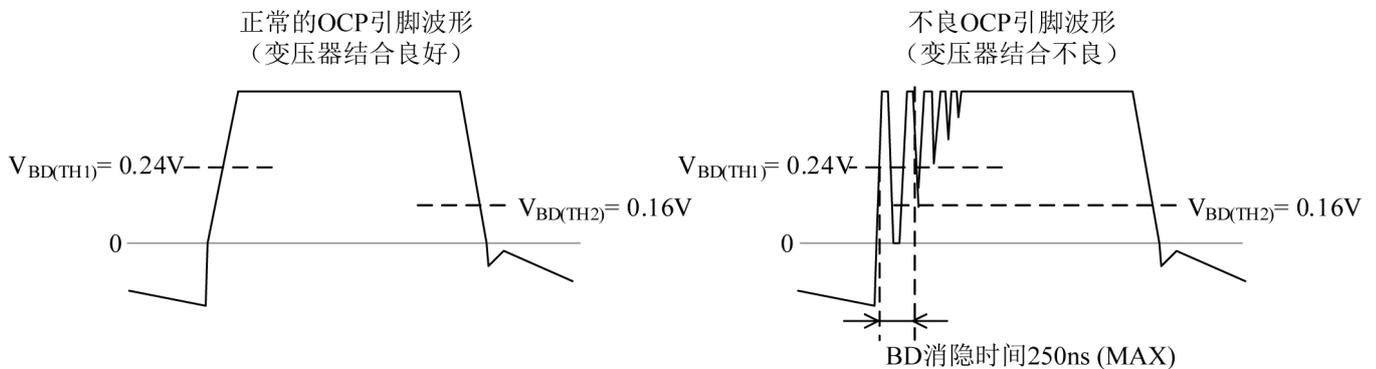


图 8-18 基于变压器耦合情况的 OCP 引脚电压波形

8.4 过电压保护功能(OVP)

过电压保护功能 (OVP) 包括 V_{CC} 引脚、OCP 引脚和 ISENSE 引脚 3 种。

OVP 工作后, 在锁定模式下停止开关动作。开关动作停止后, V_{CC} 引脚电压开始下降, 在降低到 V_{CC(BIAS)}=11.0V 时, 辅助偏置功能工作。辅助偏置功能工作后, 向 V_{CC} 引脚供给启动电流, 防止工作停止电源电压 V_{CC(OFF)} 下降到 9.4V, 一直保持锁定状态。

要解除锁定状态, 应断开电源电压, 将 V_{CC} 引脚电压下降到 V_{CC(OFF)} 以下。

8.4.1 V_{CC} 引脚过电压保护功能 (V_{CC_OVP})

图 8-19 表示 V_{CC_OVP} 功能工作时的波形。

在 V_{CC} 引脚上施加 V_{CC} 引脚 OVP 阈值 V_{CC(OVP)}= 31.5V 以上的电压时, V_{CC_OVP} 功能将工作, 在锁定模式下停止开关动作。

由于 V_{CC} 引脚电压与输出电压成正比, 因此可检测 LED 负载开路时的二次侧过电压等。此外, V_{CC_OVP} 功能工作时的二次侧输出电压 V_{OUT(OVP)} 可以根据以下公式计算得出近似值。

$$V_{OUT(OVP)} = \frac{\text{正常工作时的输出电压 } V_{OUT}}{\text{正常工作时的 } V_{CC} \text{ 引脚电压}} \times 31.5(\text{V}) \quad \text{-----(4)}$$

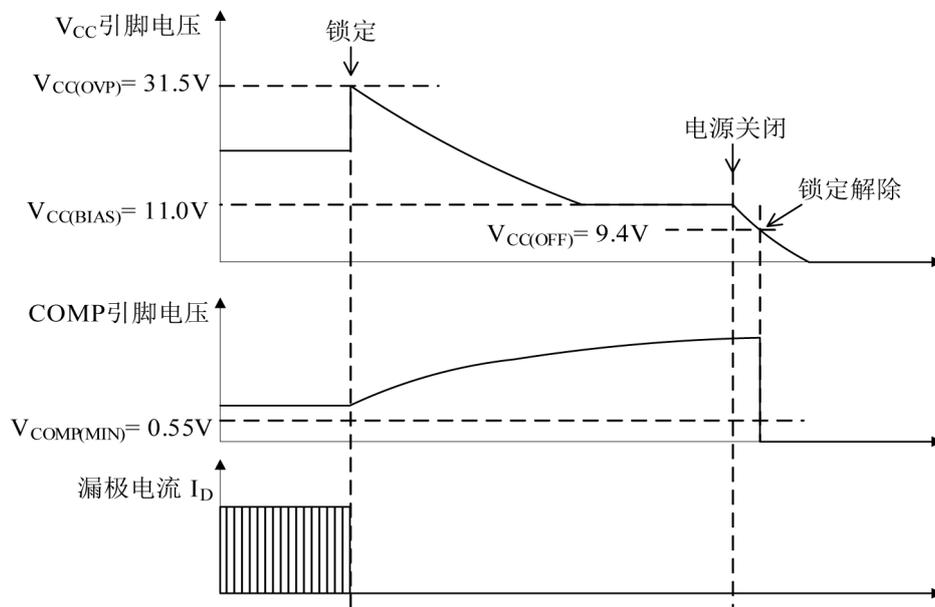


图 8-19 V_{CC_OVP} 功能工作时的波形

8.4.2 OCP 引脚过电压保护功能(OCP_OVP)

图 8-20 表示 OCP_OVP 功能工作时的波形。

在 OCP 引脚和 S/GND 引脚之间施加 OCP 引脚 OVP 阈值电压 $V_{BD(OVP)} = 2.6V$ 以上、绝对最大额定规格 5V 以下的电压时，OCP_OVP 功能将工作，在锁定模式下停止开关动作。

该功能在准共振信号 V_{BD} 设定不当、一次侧和二次侧的变压器耦合不良或二次侧 LED 负载电流增大等情况下工作。

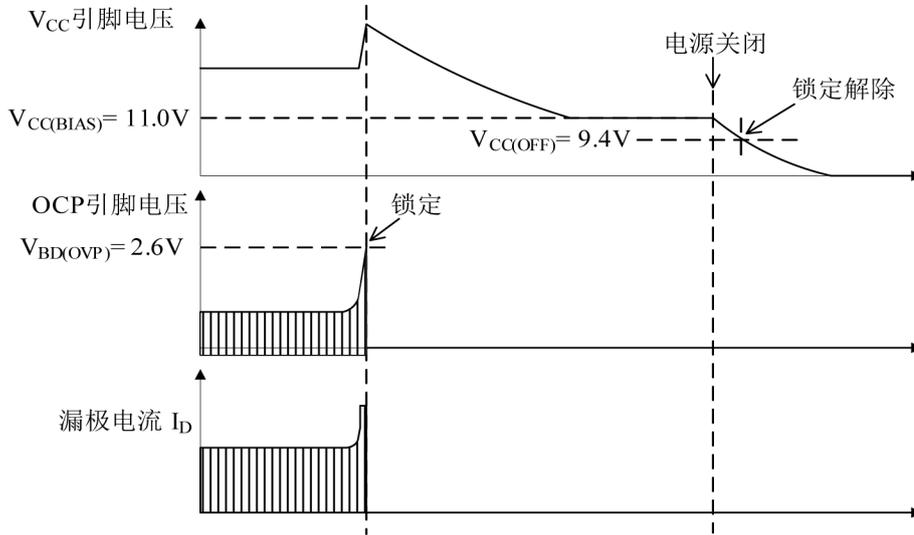


图 8-20 OCP_OVP 功能工作时的波形

8.4.3 ISENSE 引脚过电压保护功能(ISENSE_OVP)

图 8-21 表示 ISENSE_OVP 功能工作时的波形。

在 ISENSE 引脚上施加 ISENSE 引脚 OVP 阈值电压 $V_{SEN(OVP)} = 2.0V$ 以上、绝对最大额定规格 5V 以下的电压时，ISENSE_OVP 功能将工作，在锁定模式下停止开关动作。

该功能在串联连接的 LED 负载开路等异常情况下，通过图 5 中的 DZ1 检测二次侧过电压并工作。

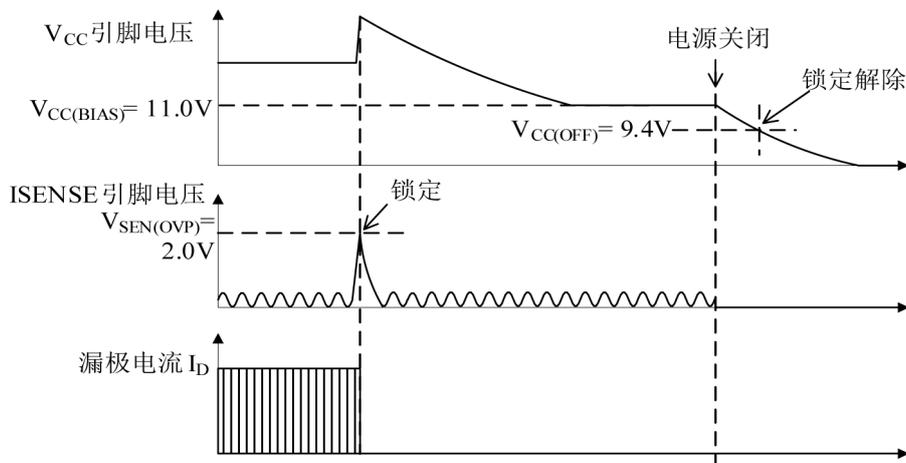


图 8-21 ISENSE_OVP 功能工作时的波形

8.5 过负载保护功能(OLP)

过负载保护 (OLP) 状态是指, 负载电流增大, 通过 OCR 动作来限制漏极电流峰值的状态。

COMP 引脚周围电路图如图 8-22 所示, 过负载保护功能 (OLP) 工作时各部分波形如图 8-23 所示。

进入过负载状态后, 由于输出电压下降, 因此 V_{CC} 引脚电压下降。 V_{CC} 引脚电压达到启动电流供给阈值电压 $V_{CC(BIAS)} = 11.0V$ 时, 辅助偏置功能工作, 抑制 V_{CC} 引脚电压下降。

同时 ISENSE 引脚电压也会下降。ISENSE 引脚电压下降至内部错误放大器参考电压 $V_{SEN(TH)} = 0.335V$ 时, 集成电路内部的 OTA 电路输出将消失, 因此通过 COMP 引脚内部的定电流电源向连接到 COMP 引脚的 C6 充电。COMP 引脚电压达到 OLP 阈值电压 $V_{COMP(OLP)} = 4.5V$ 时, 与 8.4 项的过电压保护功能 (OVP) 一样, 在锁定模式下停止开关动作。

要解除锁定状态, 应断开电源电压, 将 V_{CC} 引脚电压下降到 $V_{CC(OFF)}$ 以下。

一般情况下, COMP 引脚的电容 C6 的大致容量约为 $1\mu F \sim 4.7\mu F$ 。如果 C6 的容量过小, 则停止输入电源后重新启动时, OLP 可能会工作。最终应通过实际动作确认, 然后调整 C6 的容量。

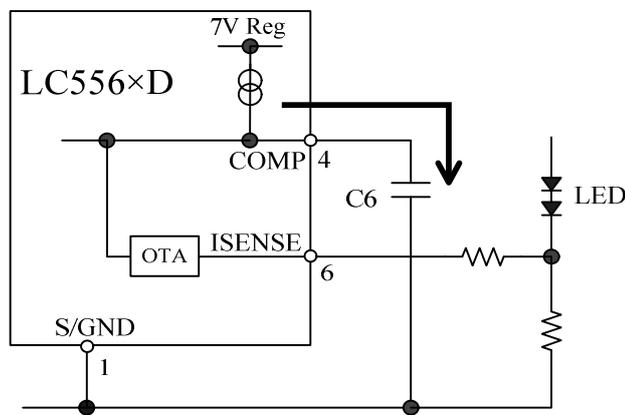


图 8-22 COMP 引脚周围电路图

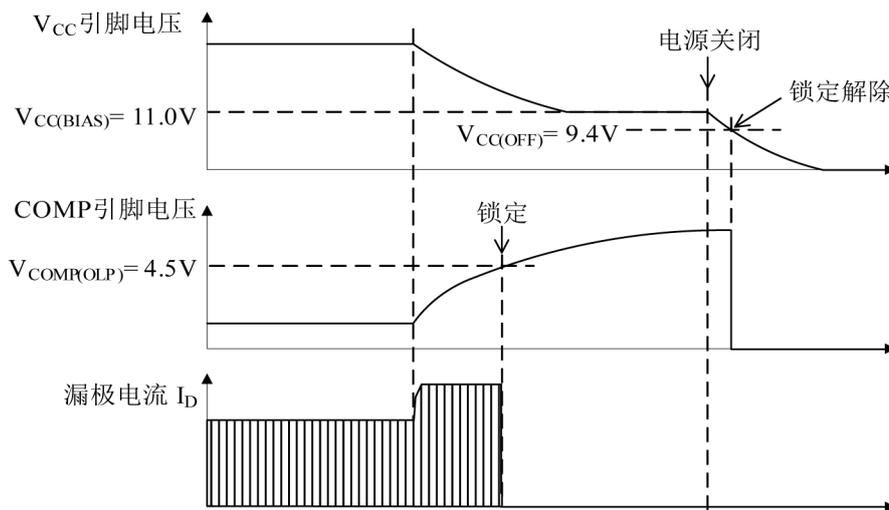


图 8-23 OLP 工作时的波形

8.6 过电流保护功能 (OCP)

过电流保护功能 (OCP) 以逐个脉冲方式对功率 MOSFET 的漏极电流峰值进行检测, 并限制功率。

8.6.1 OCP 的检测方法和前沿消隐功能

如图 8-24 所示, 功率 MOSFET 的漏极电流通过 OCP 引脚和 S/GND 引脚之间的电流检测电阻 R_{OCP} 进行检测。将该检测电压 V_{ROCP} 经由 R3 输入到 OCP 引脚。

V_{ROCP} 达到以下公式时, 功率 MOSFET 将关闭。

$$V_{ROCP} = -(|V_{OCP}| + R3 \times |I_{OCP}|) \quad \text{----- (5)}$$

这里, V_{OCP} : 过电流检测阈值电压 (-0.6V)

R3 : R3 的电阻值

I_{OCP} : OCP 引脚流出电流 (-40 μ A)

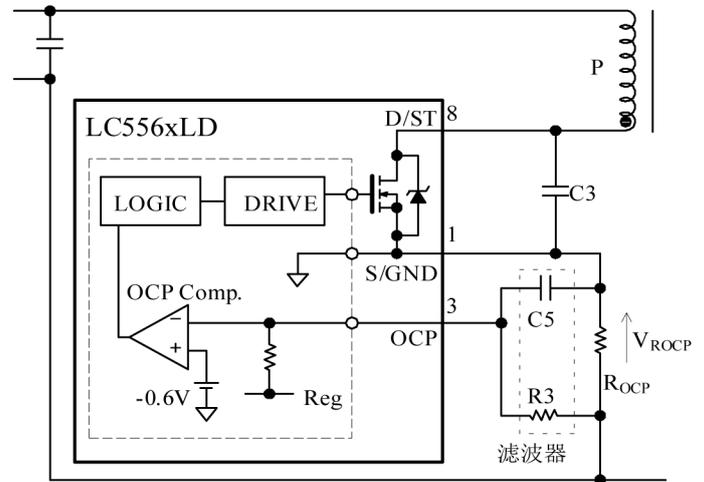


图 8-24 负压检测 OCP 电路

为防止误动作, 在 OCP 引脚中插入滤波器。

- R3 的设定

为减小内部电阻波动的影响, 设为 100~330 Ω 左右。

- C5 的设定

C5 使用温度引起的容量变化小的电容, 设定的大致标准为 100pF~470pF。如果该容量过大, OCP 的响应速度会变慢, 可能导致电源启动等过渡状态时的漏极电流峰值增大。

OCP 引脚的过电流检测为电流峰值检测, 因此功率 MOSFET 开启时产生的浪涌电压可能会导致 OCP 响应, 使功率 MOSFET 关闭。

为防止此现象, 内置前沿消隐功能。为了使其不响应开启时的浪涌电压, 自功率 MOSFET 导通的瞬间起设置有前沿消隐时间 $t_{ON(LEB)} = 600\text{ns}$ 。

这里, 如图 8-25 所示, 将开启时在 OCP 引脚电压中产生的浪涌电压宽度调整至短于 $t_{ON(LEB)}$ 。

该浪涌电压宽度达到 $t_{ON(LEB)}$ 以上时, 需进行以下研究, 降低浪涌电压值及浪涌宽度。

- 开启时间与谷点不一致时, 调整至与 V_{DS} 电压波形的谷点一致
- 降低电压共振电容 C_V (C3) 容量和二次侧整流二极管的缓冲吸收电容容量

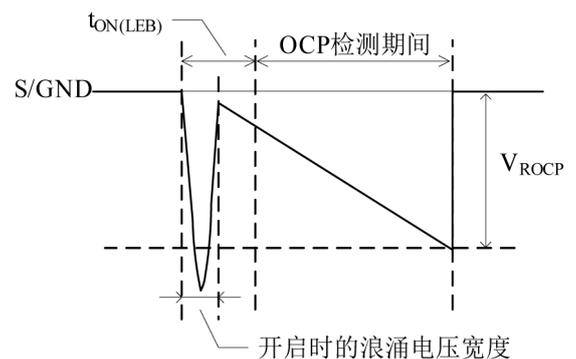


图 8-25 OCP 引脚电压 (通过 R_{OCP} 对漏极电流进行电压转换后的波形)

8.6.2 过电流 (OCP) 输入修正功能

利用过电流输入修正功能, 可根据电源输入电压修正过电流检测阈值电压 V_{OCP} 。在通用输入 (AC85V~AC265V) 中使用准共振型转换器时, 若输出功率恒定, 则电源输入电压越高, 工作频率也会越高, 漏极电流的峰值会降低。使过电流检测阈值电压恒定, 并考虑最大负载进行调整后, 如图 8-26 中的“无 OCP 输入修正”所示, 过电流保护工作点上的输出电流 $I_{OUT(OCP)}$ 会随电源输入电压的升高而增大。

若在电源输入电压范围的上限处抑制 $I_{OUT(OCP)}$, 需添加 OCP 输入电压修正电路 (D_{X1} 、 DZ_{X1} 、 R_{X1}) (参见图 8-27)。

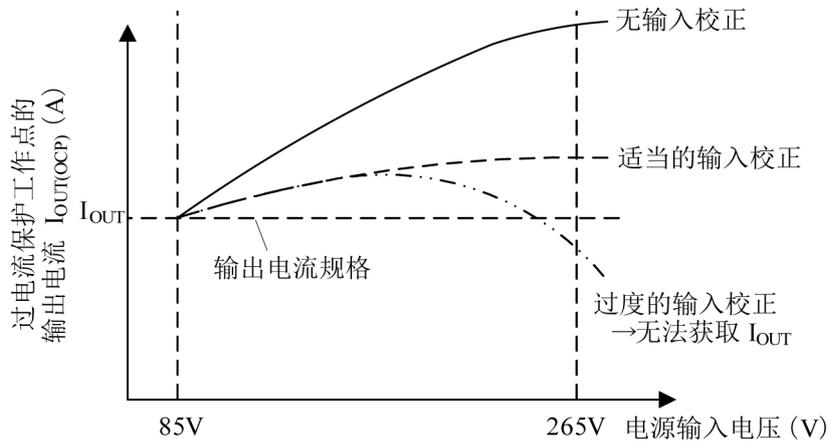


图 8-26 有/无 OCP 输入修正功能时
输入电压与过电流保护动作时输出电流特性

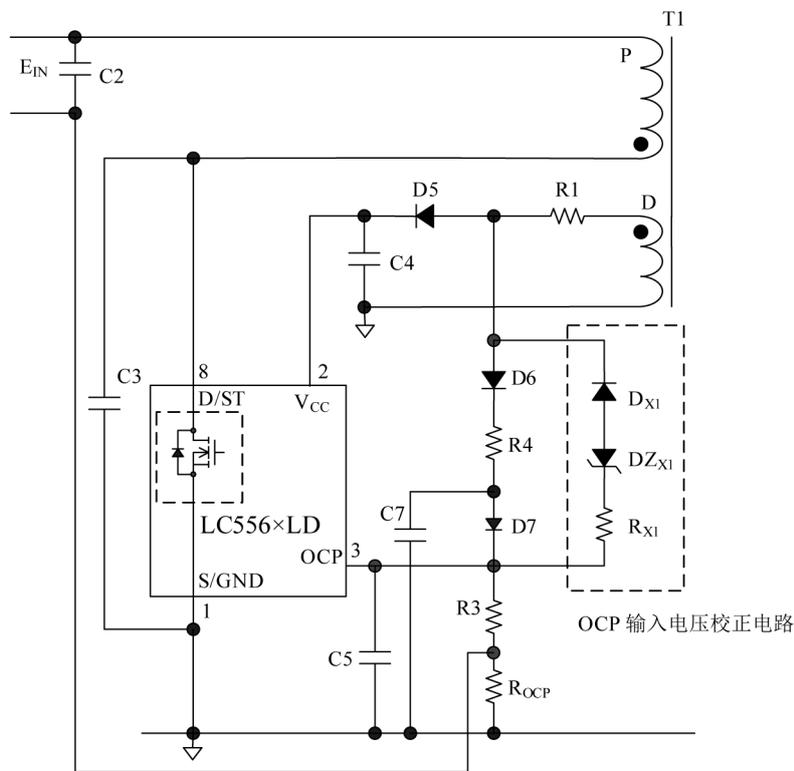


图 8-27 外围 OCP 输入电压修正电路

图 8-28 表示 OCP 输入电压修正电路；图 8-29 表示相对于电源输入电压的 E_{fw1} 、 E_{fw2} 电压。过电流检测阈值电压的输入修正量取决于输入修正电流 I 和电阻 (R_{X1} 、 R_3 、 R_{OCP}) 的常数。输入修正电流 I 用以下公式表示。

$$I = \frac{E_{fw1} - V_{ZX1} - V_{FX1}}{R_{X1} + R_3 + R_{OCP}} \quad \text{----- (6)}$$

这里， I : 输入修正电流
 E_{fw1} : 与输入电压成正比的辅助绕组 D 的正向电压
 V_{FX1} : 整流二极管 D_{X1} 的正向电压
 V_{ZX1} : 齐纳二极管 DZ_{X1} 的齐纳电压

修正 OCP 输入电压后的过电流检测阈值电压 V_{ROCP}' 的公式如下。

$$V_{ROCP}' = -(|V_{OCP}| + |R_3 \times I_{OCP}| - R_3 \times I) \quad \text{----- (7)}$$

这里， I : 输入修正电流
 R_3 : R_3 的电阻值
 V_{OCP} : 过电流检测阈值电压 ($-0.60V$)
 I_{OCP} : OCP 引脚流出电流 ($-40\mu A$)

输入电压 (E_{IN}) 变高时，输入修正电流 I 导致的电压下降 ($R_3 \times I$) 会变大，输入修正量也会变大， V_{ROCP}' 的绝对值变小。

OCP 输入电压的修正开始电压通过齐纳二极管 DZ_{X1} 的齐纳电压 V_{ZX1} 设定。 V_{ZX1} 设定成与开始修正 OCP 输入电压时的 E_{fw1} 相同。

V_{ROCP}' 应使电源输入电压范围的上限与下限处的 $I_{OUT(OCP)}$ 之差缩小，并将电源输入电压上限处的 $I_{OUT(OCP)}$ 调整至设定电流 I_{OUT} 以上，如图 8-26 中的“适当的输入修正”。

需要对电源输入电压上限处的浪涌电压等进行确认和调整，使 OCP 引脚的电压在绝对最大额定规格 ($-2.0V \sim +5.0V$) 以内。

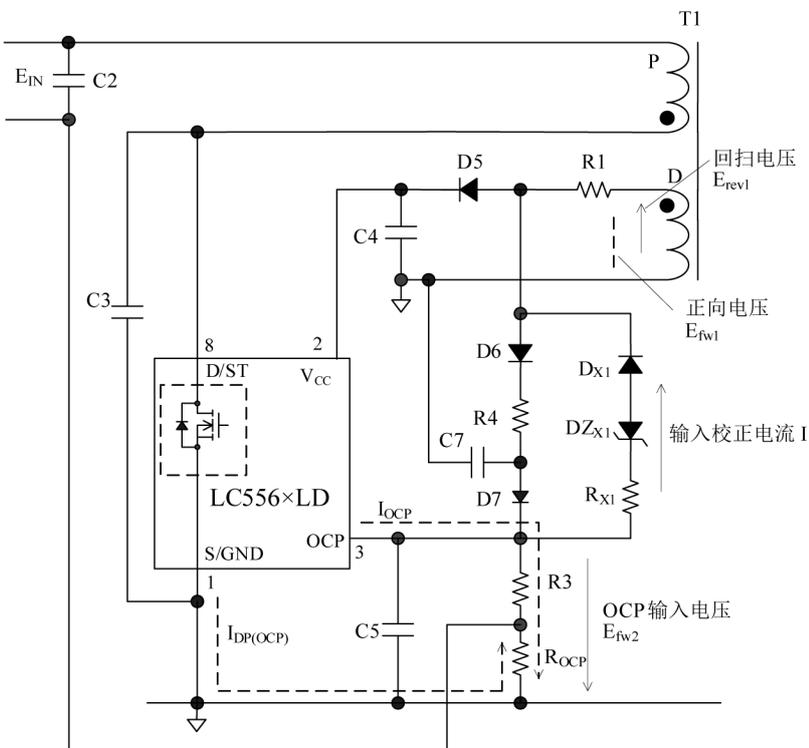


图 8-28 OCP 输入电压修正电路

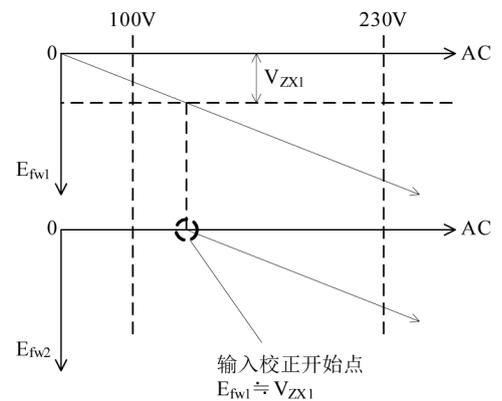


图 8-29 电源输入电压对应的 E_{fw1} 、 E_{fw2} 电压

8.6.3 OCP 阈值的计算（有/无输入修正电路时）

不连接 OCP 输入电压修正电路时，过电流检测阈值电压 V_{ROCP} 的公式如下。

如图 8-30，相对于 S/GND 引脚电压的 V_{ROCP} 的电压下降在达到 V_{OCP} 和 R3 的电压下降 $R3 \times I_{OCP}$ 合计值时，执行 OCP 动作。

$$V_{ROCP} = - | R_{OCP} \times I_{DP(OCP)} | = - (| V_{OCP} | + R3 \times | I_{OCP} |) \quad \text{----- (8)}$$

- 这里，
 V_{ROCP} : 不连接 OCP 输入修正电路时，过电流检测阈值电压
 $I_{DP(OCP)}$: OCP 工作时的漏极电流峰值
 V_{OCP} : 过电流检测阈值电压 (-0.6V)
 I_{OCP} : OCP 引脚流出电流 (-40μA)

连接了 OCP 输入电压修正电路时，过电流检测阈值电压 V_{ROCP}' 的公式如下。

如图 8-31，相对于 S/GND 引脚电压的 V_{ROCP}' 的电压下降在达到 V_{OCP} 和 R3 的电压下降 $R3 \times I_{OCP}$ 、 $R3 \times I$ 合计值时，执行 OCP 动作。

$$V_{ROCP}' = - | R_{OCP} \times I_{DP(OCP)'} | = - (| V_{OCP} | + | R3 \times I_{OCP} | - R3 \times I) \quad \text{----- (9)}$$

- 这里，
 V_{ROCP}' : 连接了 OCP 输入修正电路时，过电流检测阈值电压
 $I_{DP(OCP)'}$: 连接了 OCP 输入修正电路时，OCP 工作时的漏极电流峰值
 V_{OCP} : 过电流检测阈值电压 (-0.6V)
 I_{OCP} : OCP 引脚流出电流 (-40μA)
 I : 输入修正电流

如上所述，通过增加 OCP 输入电压修正电路来改变过电流检测阈值电压，抑制输出功率。

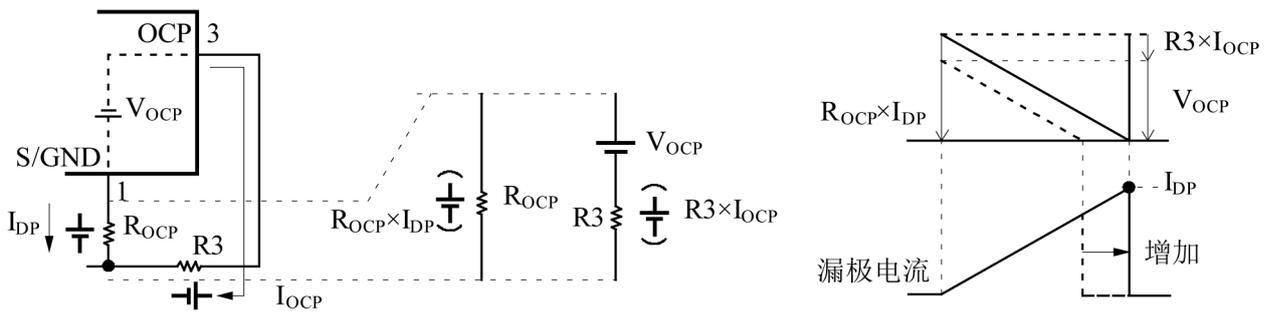


图 8-30 无 OCP 输入修正

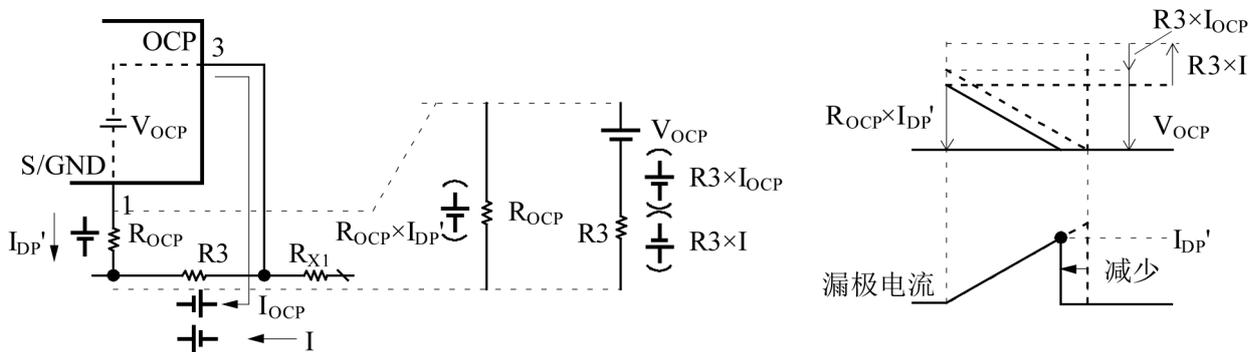


图 8-31 有 OCP 输入修正

8.6.4 OCP 输入修正电路的常数计算公式

- I_{DP} : 功率 MOSFET 的漏极电流峰值
- V_{FX1} : 整流二极管 D_{X1} 的正向电压
- V_{ZX1} : 齐纳二极管 DZ_{X1} 的齐纳电压
- V_{OCP} : 过电流检测阈值电压 $V_{OCP} = -0.6V$
- I_{OCP} : OCP 引脚流出电流 $I_{OCP} = -40\mu A$
- I : 输入修正电流

此外，电阻值等的常数符号参见图 8-28。

不进行 OCP 输入电压修正时，根据图 8-30，OCP 工作时的漏极电流峰值 $I_{DP(OCP)}$ 的公式如下。此时， $I_{DP(OCP)}$ 在电源输入电压的下限处，与漏极电流（由无 OCP 输入修正时的过电流检测阈值电压限制）相同。

$$R_{OCP} \times |I_{DP(OCP)}| = |V_{OCP}| + R3 \times |I_{OCP}|$$

$$\therefore |I_{DP(OCP)}| = \frac{|V_{OCP}| + R3 \times |I_{OCP}|}{R_{OCP}} \quad \text{----- (10)}$$

进行 OCP 输入电压修正时，根据图 8-31，OCP 工作时的漏极电流峰值 $I_{DP(OCP)'}$ 的公式如下。

$$R_{OCP} \times |I_{DP(OCP)' }| = |V_{OCP}| + R3 \times |I_{OCP}| - R3 \times I$$

$$\therefore |I_{DP(OCP)' }| = \frac{|V_{OCP}| + R3 \times (|I_{OCP}| - I)}{R_{OCP}} \quad \text{----- (11)}$$

电源输入电压上限处的 $I_{DP(OCP)'}$ 设定为满足图 8-26 中“适当的输入修正”中的输出电流时的漏极电流值。输入修正电流 I 根据公式（10）、公式（11）变成以下公式。

$$I = (|I_{DP(OCP)}| - |I_{DP(OCP)' }|) \times \frac{R_{OCP}}{R3} \quad \text{----- (12)}$$

此外，基于电源输入电压上限 C2 峰值电压 $E_{IN(PK)MAX}$ 的正向电压 E_{fw1} 的公式如下所示。

$$E_{fw1} = \frac{N_D \times E_{IN(PK)MAX}}{N_P} \quad \text{----- (13)}$$

这里，如果要设定成电源输入电压上限时流入输入修正电流 I ，则输入修正电流 I 的公式如下。

$$I = \frac{E_{fw1} - V_{ZX1} - V_{FX1}}{R_{X1} + R3 + R_{OCP}} \quad \text{----- (14)}$$

这里， $R3 \ll R_{X1}$ 、 $R_{OCP} \ll R_{X1}$ ，因此， R_{X1} 的公式如下。

$$R_{X1} = \frac{E_{fw1} - V_{ZX1} - V_{FX1}}{I} \quad \text{----- (15)}$$

在其中代入公式（13），计算 R_{X1} 的公式如下。

$$R_{X1} = \frac{\frac{N_D \times E_{IN(PK)MAX}}{N_P} - (V_{ZX1} + V_{FX1})}{I} \quad \text{----- (16)}$$

8.6.5 通用输入电压规格的 OCP 输入修正常数设定示例（参考）

输入电压为通用规格（AC85V~AC265V）时，OCP 输入电压修正电路（DZ_{X1}、R_{X1}）的常数要通过实际动作确认，并作如下设定。

- ① 临时设定 OCP 输入电压的修正开始电压。

修正开始电压 $V_{IN(OCP_ST)}$ 临时设定为电源输入电压约 AC100V~AC130V。
这次临时设定为 $V_{IN(OCP_ST)} = AC120V$ 。

- ② 电路的元件常数（参考）设定如下。

项目	常数	备注
E_{IN}	AC85V~AC265V	电源输入电压
P_{OUT}	40W	输出功率
N_P	40T	变压器圈数（一次侧）
N_D	6T	变压器的圈数（辅助绕组）
R_{OCP}	0.2Ω	OCP 检测电阻值
R_3	220Ω	OCP 引脚滤波器电阻值
V_{FX1}	0.8V	D _{X1} 的正向电压下降

- ③ 利用电源输入电压下限（AC85V），测量 OCP 工作时的漏极电流 $I_{DP(OCP)}$ 。

- ④ 电源输入电压上限（AC265V）的漏极电流 $I_{DP(OCP)'}$ 在电源输入电压上限（AC265V）时，测量当输出电流 $I_{OUT(OCP)}$ 为图 8-26 中“适当的输入修正”的输出电流时的漏极电流。

- ⑤ 利用②的电路常数（参考）及③、④的结果，计算 OCP 输入电压修正电路的元件常数。

- 若 D_{ZX1} 设定为

$V_{IN(OCP_ST)} = AC120V$ ，则辅助绕组的正向电压 E_{fw1} 根据公式（13），

$$E_{fw1} = \frac{N_D}{N_P} \times E_{IN(PK)MAX} = \frac{N_D}{N_P} \times V_{IN(OCP_ST)} \times \sqrt{2} = \frac{6(T)}{40(T)} \times 120(VAC) \times \sqrt{2} = 25.5V$$

在本设定示例中，齐纳二极管 D_{ZX1} 的齐纳电压 V_{ZX1} 选定为 27V。

- 输入修正电流 I 的计算

假设③、④的结果分别为 $I_{DP(OCP)} = 3.0A$ ， $I_{DP(OCP)'} = 1.9A$ ，则根据公式（12），

$$I = (|I_{DP(OCP)}| - |I_{DP(OCP)' }|) \times \frac{R_{OCP}}{R_3} = (3.0(A) - 1.9(A)) \times \frac{0.2(\Omega)}{220(\Omega)} = 1mA$$

- R_{X1} 的设定，

根据公式（16），

$$R_{X1} = \frac{\frac{N_D \times E_{IN(PK)MAX}}{N_P} - (D_{ZX1} + V_{FX1})}{I} = \frac{\frac{6(T) \times 265(VAC) \times \sqrt{2}}{40(T)} - (27(V) + 0.8(V))}{1(mA)} = 28.4k\Omega$$

R_{X1} 自 E12 系列开始为 27kΩ。

- ⑥ 利用⑤中设定的常数进行实际动作确认，在整个电源输入电压范围内，确认 OCP 工作时的输出电流 $I_{OUT(OCP)}$ 符合图 8-26 中的“适当的输入修正”。根据需要更改 OCP 输入电压的修正开始电压 $V_{IN(OCP_ST)}$ ，重新调整 D_{ZX1}、R_{X1} 的常数。

8.7 过热保护功能(TSD)

集成电路控制电路部分的温度达到热保护工作温度 $T_{j(TSD)} = 135^{\circ}\text{C}$ 时，与 8.4 项的过电压保护功能 (OVP) 一样，在锁定模式下停止开关动作。

要解除锁定状态，应断开电源输入电压，将 V_{CC} 引脚电压下降到 $V_{CC(OFF)}$ 以下。

8.8 最大导通时间限制功能

电源输入电压低的状态或电源输入电压 ON/OFF 时等过渡状态下，将功率 MOSFET 的导通时间限制为最大 ON 时间 $t_{ON(MAX)} = 9.3\mu\text{s}$ (LC5566LD 为 $11.2\mu\text{s}$) (参见图 8-32)。以此抑制变压器的噪音，降低功率 MOSFET 及二次侧整流二极管等的器件应力。

设计电源时需要确认：在电源输入电压下限、负载最大的条件下，功率 MOSFET 的导通时间未达到 $t_{ON(MAX)}$ 。

如果在电源输入电压下限、负载最大的条件下使用了超过 $t_{ON(MAX)}$ 的变压器，由于电源输入电压下限处功率 MOSFET 的导通时间不会超过 $t_{ON(MAX)}$ ，因此输出功率会下降。此时应考虑以下情况重新设计变压器。

- 降低变压器的电感 L_p ，提高开关频率，缩短导通时间
- 缩小一次侧和二次侧的圈数比 N_p/N_s ，缩小 ON Duty

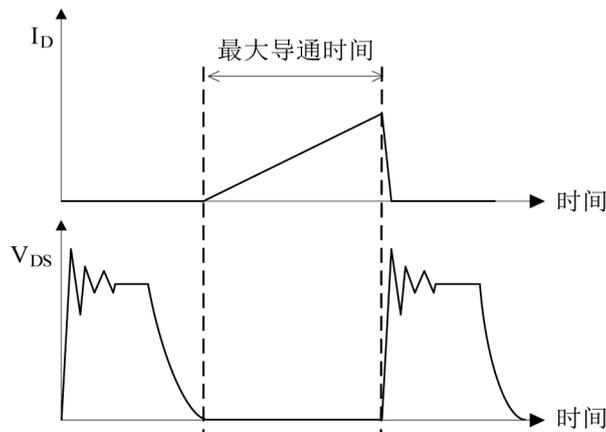


图 8-32 确认最大导通时间

9. 设计注意事项

9.1 外围元件

各元件应根据使用条件选择合适的产品。

- 输出的平滑用电解电容器

输出的平滑用电解电容器对纹波电流、电压和温度上升设置合适的设计余量。
 电解电容器应使用开关电源用的允许纹波电流大、低阻抗型的产品。

- 变压器类

变压器类对铜损和铁损导致的温度上升设置合适的余量。

开关电流含高频成分可能受到集肤效应的影响。因此，用于变压器的绕组线径应考虑工作电流的有效值，选择时以电流密度约 $3\sim 4\text{A}/\text{mm}^2$ 为参考。如果因集肤效应的影响需进一步采取温度对策时，需要增加绕组表面面积，应研究以下事项。

- 增加绕组的个数
- 使用绞合线
- 增大线径

- 电流检测电阻 R_{OCP}

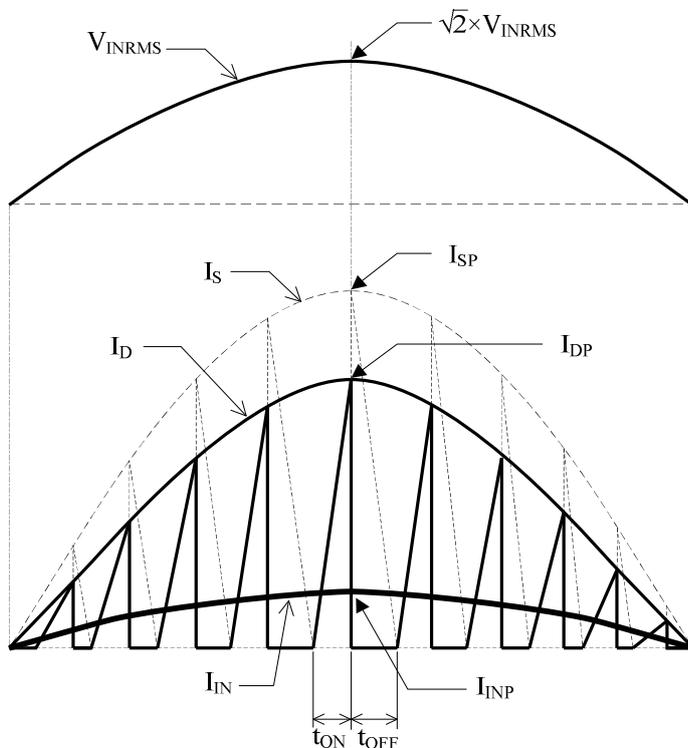
R_{OCP} 内有高频开关电流流过，如果使用内电导较大的元件，可能会导致误动作。 R_{OCP} 应使用内电导小，且浪涌耐量较大的型号。

9.2 变压器设计

平均电流控制中，电源输入电压为正弦波时的理想波形如图 9-1 所示。

平均电流控制针对商用频率的正弦波电源输入电压 V_{IN} ，将 COMP 引脚电压控制为恒定电压。因此，将漏极电流峰值 I_{DP} 的包络线（连接 I_{DP} 的曲线）以及 I_{DP} 平均后的输入电流 I_{IN} 为与电源输入电压相似的正弦波波形。

为了使 COMP 引脚电压恒定，需调整该引脚上连接的 C6 容量和二次侧电流检测电阻的常数。



- V_{INRMS} : 正弦波电源输入电压的有效值
- I_{IN} : 输入电流
- I_{INP} : 输入电流的峰值
- I_{D} : 功率 MOSFET 漏极电流
- I_{DP} : 功率 MOSFET 漏极电流的峰值
- I_{S} : 二次侧整流二极管的正向电流
- I_{SP} : 二次侧整流二极管正向电流的峰值

图 9-1 理想的电流波形

变压器的设计以 RCC 方式（Ringing Choke Converter: 自励反激式转换器）的基本公式为依据。准共振动作会延迟开启的时间，Duty 会随之变化。由于没有输入电容，变压器的施加电压为商用频率的正弦波电源输入电压 V_{IN} 。

因此在 RCC 方式的基本公式中加入与准共振延迟时间相当的 Duty 修正，使用将其转换为正弦波电源输入电压 V_{IN} 后的计算公式。

考虑准共振延迟时间，施加正弦波电源输入电压时一次侧电感 L_p' 的公式如下。

$$L_p' = \frac{(V_{INRMS(MIN)} \times D_{ON})^2}{\left(\sqrt{\frac{2 \times P_{OUT} \times f_{S(MIN)}}{\eta}} + V_{INRMS(MIN)} \times D_{ON} \times f_{S(MIN)} \times \pi \sqrt{C_V} \right)^2} \quad \text{----- (17)}$$

- 其中，
- $V_{INRMS(MIN)}$: 正弦波电源输入电压下限时有效值
 - P_{OUT} : 最大输出功率 $P_{OUT} = V_{OUT} \times I_{OUT}$
其中， V_{OUT} : 输出电压、 I_{OUT} : 最大输出负载电流
 - $f_{S(MIN)}$: 正弦波电源输入电压的峰值频率（最低工作频率）
 - η : 电源效率 $\eta = 80 \sim 90\%$
 - C_V : 电压共振电容器（C3）。一般情况下，大致标准为 $47pF \sim 470pF$
 - D_{ON} : 未修正正弦波电源输入电压下限时准共振延迟时间的最大导通 Duty

$$D_{ON} = \frac{E_{FLY}}{\sqrt{2} \times V_{INRMS(MIN)} + E_{FLY}}$$

- E_{FLY} : 反激电压

$$E_{FLY} = \frac{N_p}{N_s} \times (V_{OUT} + V_F)$$

- 其中，
- N_p : 一次侧圈数
 - N_s : 二次侧圈数
 - V_F : 二次侧整流二极管（D8）正向电压下降 $V_F \doteq 0.7V$

E_{FLY} 应考虑功率 MOSFET 的耐压、浪涌电压后决定。

本集成电路的功率 MOSFET 的耐压为 $650V$ ，因此，在通用输入规格下使用时，一般情况下的大致标准约为 $E_{FLY} = 100 \sim 150V$ 。

准共振延迟时间 t_{ONDLY} 的公式如下。

$$t_{ONDLY} = \pi \sqrt{L_p' \times C_V} \quad \text{----- (18)}$$

如果考虑准共振延迟时间 t_{ONDLY} ，将 Duty 修正后的最大导通 Duty 设为 D_{ON}' ，则变成以下公式。

$$D_{ON}' = (1 - f_{S(MIN)} \times t_{ONDLY}) \times D_{ON} \quad \text{----- (19)}$$

正弦波电源输入电压下限时输入电流有效值 $I_{INRSM(MAX)}$ 的公式如下。

$$I_{INRSM(MAX)} = \frac{P_{OUT}}{\eta \times V_{INRMS(MIN)}} \quad \text{----- (20)}$$

考虑准共振延迟时间 t_{ONDLY} 的漏极电流峰值 $I_{DP(DLY)}$ 的公式如下。

$$I_{DP(DLY)} = \frac{2\sqrt{2} \times P_{OUT}}{\eta \times D_{ON}' \times V_{INRMS(MIN)}} \quad \text{----- (21)}$$

变压器使用的铁氧体磁芯的 AL-value 值,考虑到根据一次侧绕组 N_P 和漏极电流峰值 $I_{DP(DLY)}$ 计算的 NI-Limit (AT) ($= N_P \times I_{DP(DLY)}$) 的值,选定不会产生磁饱和的 AL-value 值。

选择满足 NI-Limit 和 AL - value 之间关系的铁氧体磁芯时,考虑对温度等偏差的设计余量,计算出的 NI-Limit 值相对磁芯数据的 NI-Limit,建议采用磁饱余量约低 30%、图 9-2 的 NI-Limit vs. AL-value 特性曲线内(斜线)设定。

$$NI-Limit \leq N_P \times I_{DP(DLY)} \times 130\% \quad \text{-----(22)}$$

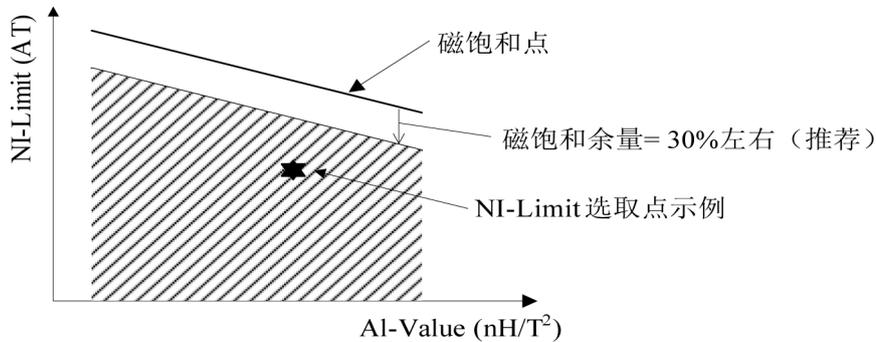


图 9-2 Core 的 NI-Limit vs. AL-Value 特性示例

一次侧绕组 N_P 、二次侧绕组 N_S 、 V_{CC} 辅助绕组 N_D 根据以下公式计算。

$$N_P = \sqrt{\frac{L_P'}{AL-value}} \quad \text{-----(23)}$$

$$N_S = \frac{V_{OUT} + V_F}{E_{FLY}} \times N_P \quad \text{-----(24)}$$

$$N_D = \frac{V_{CC}}{V_{OUT} + V_F} \times N_S \quad \text{-----(25)}$$

9.3 布线设计

布线及封装条件对误动作、噪声和损耗的影响较大,请在布线和元件布置时注意。

如图 9-3 所示,设计高频电流形成的环路部分时,线条图案应尽量“粗”,元件之间的布线应尽量“短”,以“缩小”环路内的面积,减少线路阻抗。

地线对辐射噪声的影响较大,因此布线应尽可能“粗”而“短”。

开关电源中存在高频、高压电流回路,元件的配置以及布线距离应充分满足安全规格的要求。

功率 MOSFET 的 ON 电阻 $R_{DS(ON)}$ 为正值的温度系数,请在热设计时注意。

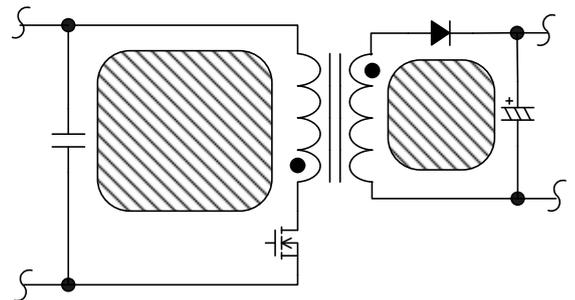


图 9-3 高频环路(斜线部分)

集成电路周围电路的连接示例如图 9-4 所示。

• 集成电路周边电路

(1) S/GND 引脚附近 1 (S/GND 引脚~R_{OCP}~C2~T1 (P 绕组)~D/ST 引脚)

此布线为开关电流流经的主电路布线方式，因此布线时应尽可能使其“粗”而“短”。
输入电容器 C2 会降低高频电流环路的阻抗，应连接到变压器或集成电路的附近。

(2) S/GND 引脚附近 2 (S/GND 引脚~C4 (-侧)~T1 (D 绕组)~R1~D5~C4 (+ 侧)~V_{CC} 引脚)

此布线为集成电路供给用布线方式，因此布线时应尽可能使其“粗”而“短”。
集成电路与电容器 C4 的距离较远时，在 V_{CC} 引脚和 S/GND 引脚附近追加陶瓷电容器或薄膜电容器(约 0.1μF~1.0μF)。

(3) 电流检测电阻 R_{OCP} 附近

R_{OCP} 布置在 S/GND 引脚附近。

为了不让布线的通用阻抗及开关电流对控制电路产生影响，R3 的布线应连接到 R_{OCP} 的根部附近(图 9-4 的 A 点)。

• 二次侧整流平滑电路 (T1 (S 绕组)~D8~C9)

此布线为开关电流流经的二次侧主电路布线方式，因此在布线时应使其尽可能“粗”而“短”。

如果整流线路呈细长状，则寄生在线路上的漏电感成分会增加，因而关闭功率 MOSFET 时产生的浪涌电压会升高。

考虑了二次侧整流布线的线路设计，可以扩大功率 MOSFET 的耐压余量，降低钳位缓冲电路的应力及损耗。

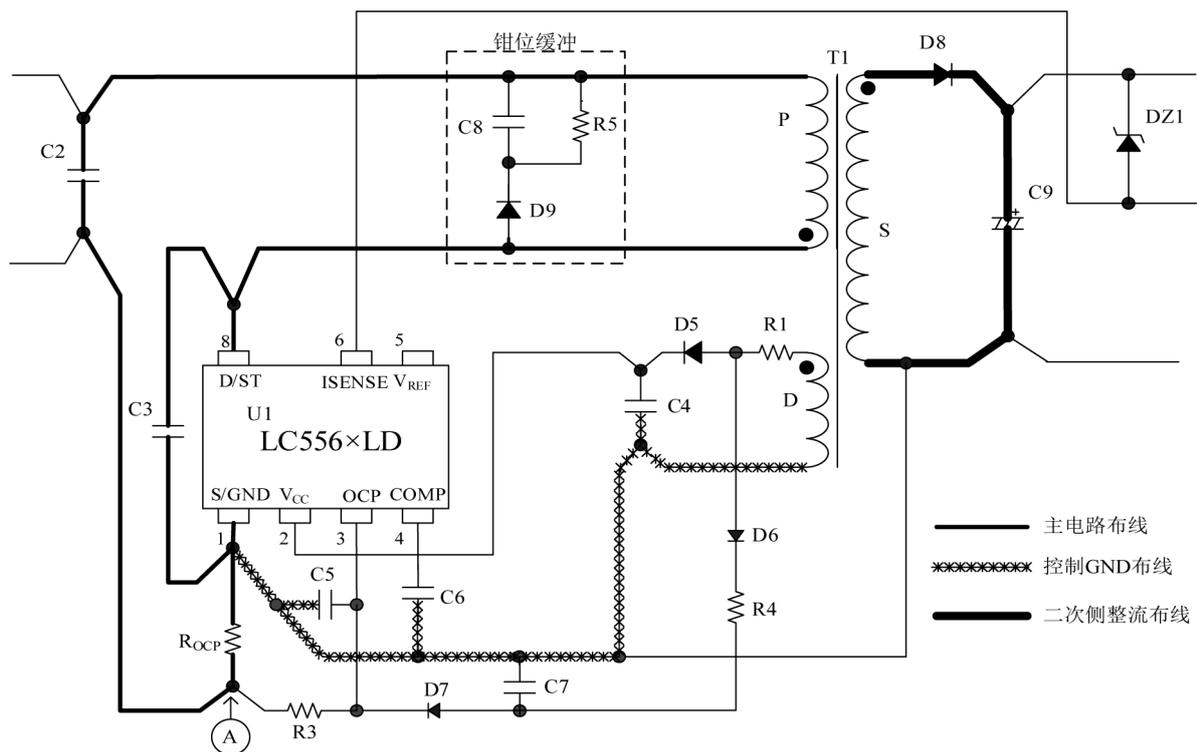


图 9-4 周围电路的连接示例

注意事项

- 本资料中记载的内容如因改良需要而有所变更，恕不另行通知。
使用时请确认获得的是最新资料。
- 手册中记载的工作示例及电路示例仅供参考，由此产生的我公司或第三方的工业所有权、知识产权以及其它权利侵害，本公司概不负责。
- 我公司在品质、可靠性上做了最大努力，但作为半导体产品，会不可避免地发生一定概率的缺陷和故障。为了在产品故障时不引发人身伤害、火灾事故、社会损失等，请使用者担负责任，确保所设计的装置和系统具有充分的安全性。
- 手册中记载的产品设计用于一般电子设备（家电产品、办公设备、通信终端设备、测量设备等）。如果需要用于有高可靠性要求的装置（运输设备及其控制装置、交通信号控制装置、防灾/防水装置、各种安全装置等），以及虽然是普通电子设备，但要求具备长使用寿命时，请务必与本公司的销售部门联系。
对于可靠性要求非常高的装置（航天设备、核能控制、用以维护生命的医疗设备等），没有本公司的书面同意不得使用。
- 使用本公司产品或将其用于设计各种装置时，针对额定值采取多大程度的降额设计，对产品可靠性的影响很大。
所谓降额，是指为了确保或提升可靠性，设定小于各额定值负载的工作范围或考虑浪涌及干扰等因素。影响降额的因素一般包括电压、电流、功率等电气应力、环境温度、湿度等环境应力、半导体产品自身发热产生的热应力等。以上应力还需考虑瞬时数值或最大值、最小值。
此外，大功率设备及内置大功率设备的集成电路自身发热量很大，接合部温度的降额程度对可靠性的影响非常大，应引起足够的重视。
- 使用手册中记载的产品、手册所记载的产品中组装其它产品、元件或对这些产品进行物理、化学或其它加工和处理时，请使用者负责，首先研究其可能存在的风险。
- 手册记载的产品未进行抗辐射设计。
- 对于非本公司物流网络所实施的运输、产品掉落等导致的故障，本公司不负任何责任。
- 未经本公司书面允许，严禁转记复制手册记载的内容。