



**LC5500 系列  
应用手册 (Rev.0.5)**

本应用手册所记载的内容为 IC 开发初期作成，以后内容变更恕不事先通知，敬请原谅。

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

2010/9/15

## 目录

1. 概要 .....	3
2. 特征及产品系列表、产品命名方法 .....	3
3. Block 图及各端子功能 .....	4
4. 外观图 .....	6
5. 电气特性 .....	9
6. 应用电路图 .....	11
7. 动作说明 .....	13
7.1 起动动作 .....	13
7.2 ON 幅宽控制动作 .....	15
7.3 软启动功能 .....	17
7.4 电源起动时的动作模式 .....	18
7.5 锁定电路 .....	23
7.6 过电压保护功能(OVP) .....	23
7.7 过负载保护功能(OLP) .....	27
7.8 过电流保护功能(OCP) .....	29
7.9 过热保护电路(TSD) .....	33
7.10 最大 ON 时间限制功能 .....	33
8. 设计注意点 .....	34

## 注 意

- 本文档中的所记载的可能会由于改善或其它目的发生更改，如有更改，恕不另行通知。  
使用之前，请确保是文档的最新版本。
- 本文档中的工作与电路示例仅供参考。如果这些示例引起对Sanken或第三方的工业产权、知识产权或其它权利的侵犯，对此Sanken不承担任何责任。
- 用户必须负责判断并确认本文中产品的使用目的。
- 尽管本公司将持续改善产品的质量与可靠性，但是半导体产品本身的性质决定了这些产品会存在一定的缺陷率与故障率。用户必须负责进行设计与检查，确保设备与系统安全可靠，不会由于零件故障导致人身伤害、火灾、社会损害或其它损失。
- 本文档中的产品旨在用于一般电子设备（例如，家用电器、办公设备、通信终端或测量设备）。  
如果考虑将本公司产品用于可靠性要求很高的设备（例如，运输机器及其控制装置、交通灯控制系统、防灾装置以及保密设备或任何其它种类的安全设备）中，请务必咨询本公司的销售代表。  
未经本公司书面同意，不得将这些产品用在可靠性要求极高的设备（例如、航空仪器、原子能控制装置或生命维持系统）。
- 本文档中的产品未对防辐射进行设计。
- 未经本公司书面同意，不得转载或复制本文档中的内容。

## 1. 概要

LC5500系列，将功率MOSFET与控制IC集成于同一Package，适用于无输入电解电容方式的准共振开关电源IC。

通过平均电流控制可实现高功率因素，且此IC为准共振动作方式，可实现高效率·低噪声。

封装根据输出功率的不同，采用DIP8和TO-220F-7L封装（弊社称为FMY207），具有丰富的保护功能，容易构成外部元件少、高性价比的电源系统。

## 2. 特长及产品系列表、产品命名方法

### 特长及优点

- DIP8封装 (LC551XD/LC552XD系列)、TO-220F-7L封装(LC552XF)
- 内置启动电路（用于启动的外置元件不要。Vcc端子可使用陶瓷电容。）
- 内置软启动功能(可降低电源启动时功率MOSFET及输出二极管的应力)
- 内置LEB(Leading Edge Blanking)时间（外部Filter元件可省略，减少元件）
- 内置最大ON时间限定电路
- 内置ON幅宽控制电路
- 保护功能
  - 过电流保护(OCP)----- Pulse By Pulse
  - 过电压保护(OVP) -----Burst

系列	端子	V <sub>CC</sub>	I <sub>SENSE</sub>	OVP	OCP
LC551XD				-	
LC552XD			-		
LC552XF			-		

表示此端子具有此类保护功能。 - 表示此端子不具备此类保护。

- 过负载保护(OLP) ----- Burst
- 过热保护(TSD) ----- Latch Off\*

\*Latch Off..... IC 维持停振，实现保护动作

- 由于采用2 Chip构成，保证雪崩耐量（可简化Surge吸收电路）

### 产品系列表

产品名	MOSFET V <sub>DSS</sub> (MIN)	R <sub>DS(ON)</sub> (Max)	用途	Package	Pout <sup>1</sup> AC230V/Universal	Sample
LC5511D	650V	3.95Ω	非绝缘用	DIP8	13W / 10W	OK
LC5513D		1.9Ω			20W / 16W	OK
LC5521D		3.95Ω	绝缘用		13W / 10W	OK
LC5523D		1.9Ω			20W / 16W	OK
LC5523F				TO-220F-7L	60W / 40W	OK

1 产品开发时的暂定值。

2 上述输出功率为热额定功率，最大输出功率为热额定功率的120%~140%左右。但是，输出电压低时或变压器设计时On Duty设计等原因，输出功率可能被限制。

### 产品命名方法

LC55XXX

1 2 3 4

第1项 产品系列名

第2项 表示非绝缘用、绝缘用。1...非绝缘用、2...绝缘用

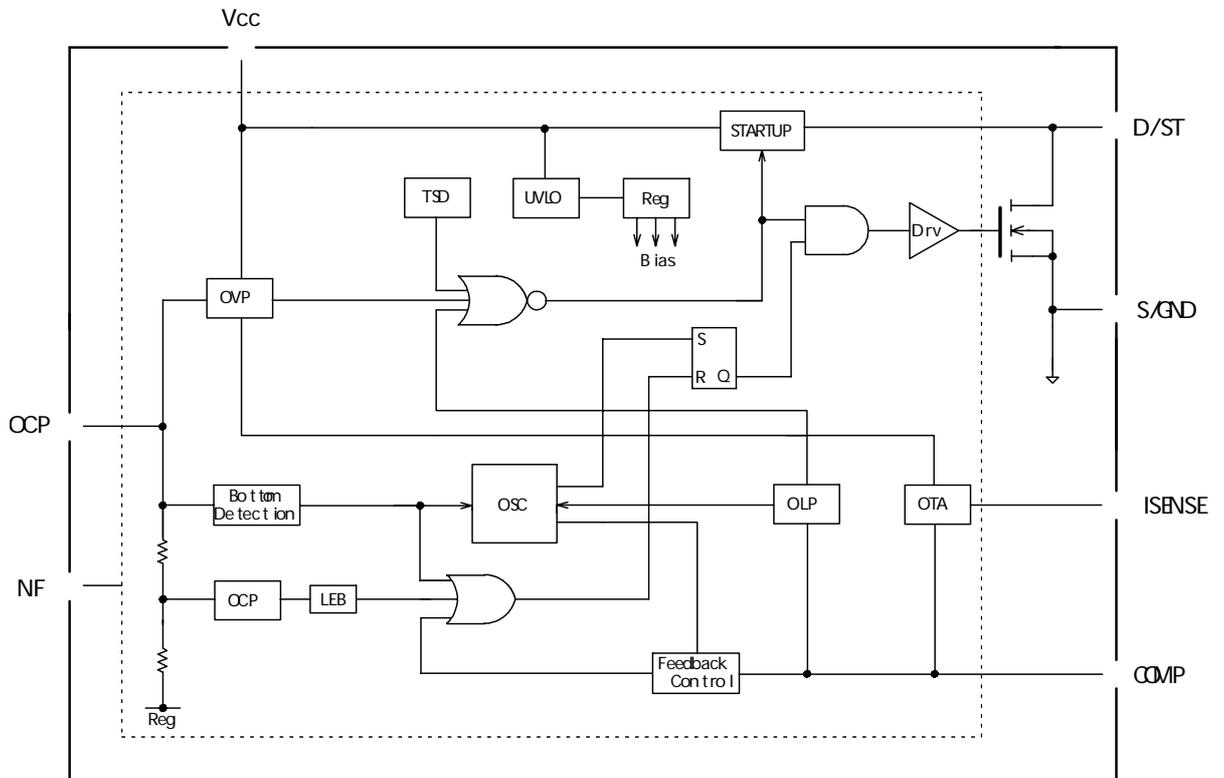
第3项 表示内置 MOSFET 的导通阻抗。1...3.95Ω、3...1.9Ω

第4项 表示封装。D...DIP8、F...TO-220F-7L(FMY207)

### 3. Block 图及各端子功能

#### 3.1 LC551XD(非绝缘用)

##### Block 图



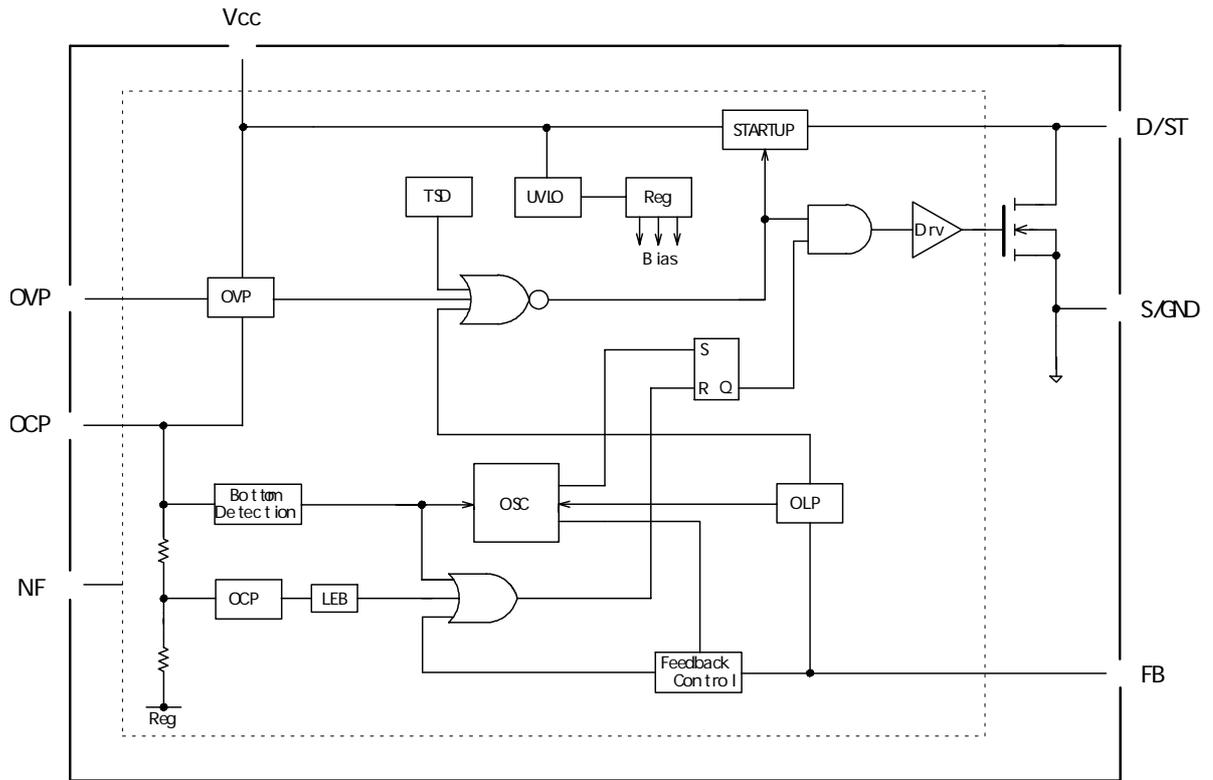
##### 各端子功能

端子编号	记号	功能
1	S/GND	MOSFET Source/ 控制部分 GND
2	V <sub>CC</sub>	控制部分电源输入
3	OCP	过电流保护/准共振信号输入
4	COMP	Feedback 相位补偿
5	NF	没有功能
6	ISENSE	Feedback 电流检测
8	D/ST	MOSFET Drain/ 起动电流输入

NF(5号端子)、以最短距离连接到为了动作稳定作为稳定电位的 GND 端子(1号端子)。

### 3.2 LC552XD(绝缘用)

Block 图



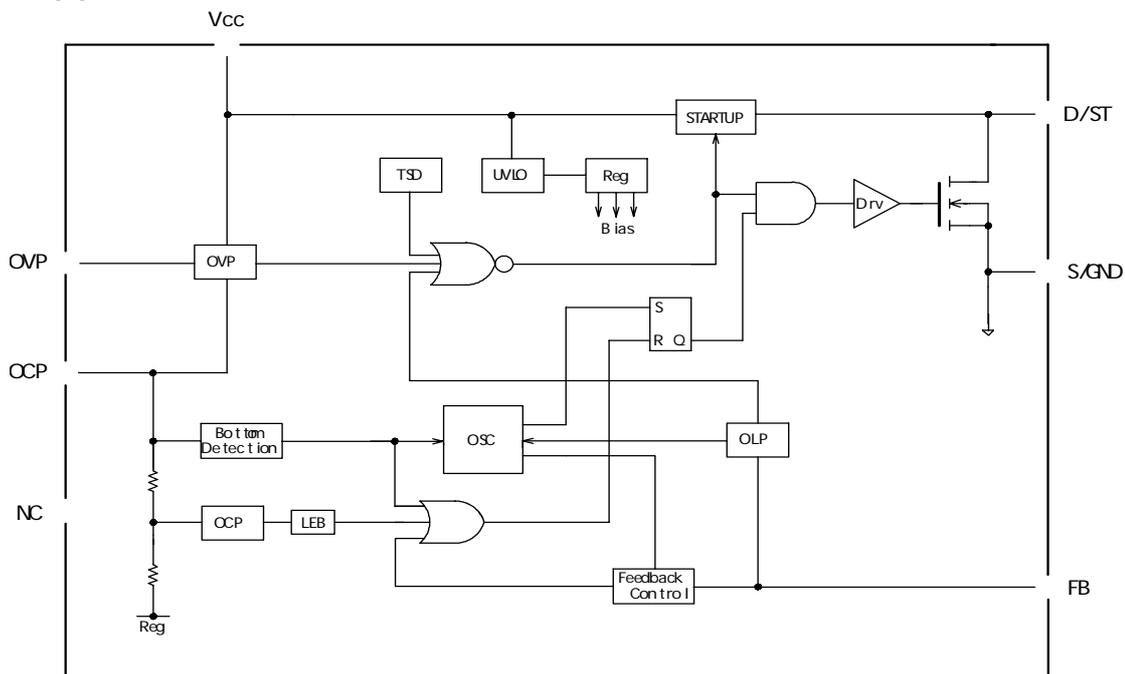
各端子功能

端子编号	记号	功能
1	S/GND	MOSFET源极 / 控制部分GND
2	V <sub>CC</sub>	控制部分电源输入
3	OCP	过电流保护 / 准共振信号输入
4	FB	反馈信号输入 / 过负载保护信号输入
5	NF	没有功能
6	OVP	过电压保护信号输入
8	D/ST	MOSFET漏极 / 启动电流输入

NF(5号端子)、以最短距离连接到为了动作稳定作为稳定电位的GND端子(1号端子)。

### 3.3 LC552XF(绝缘用)

Block 图

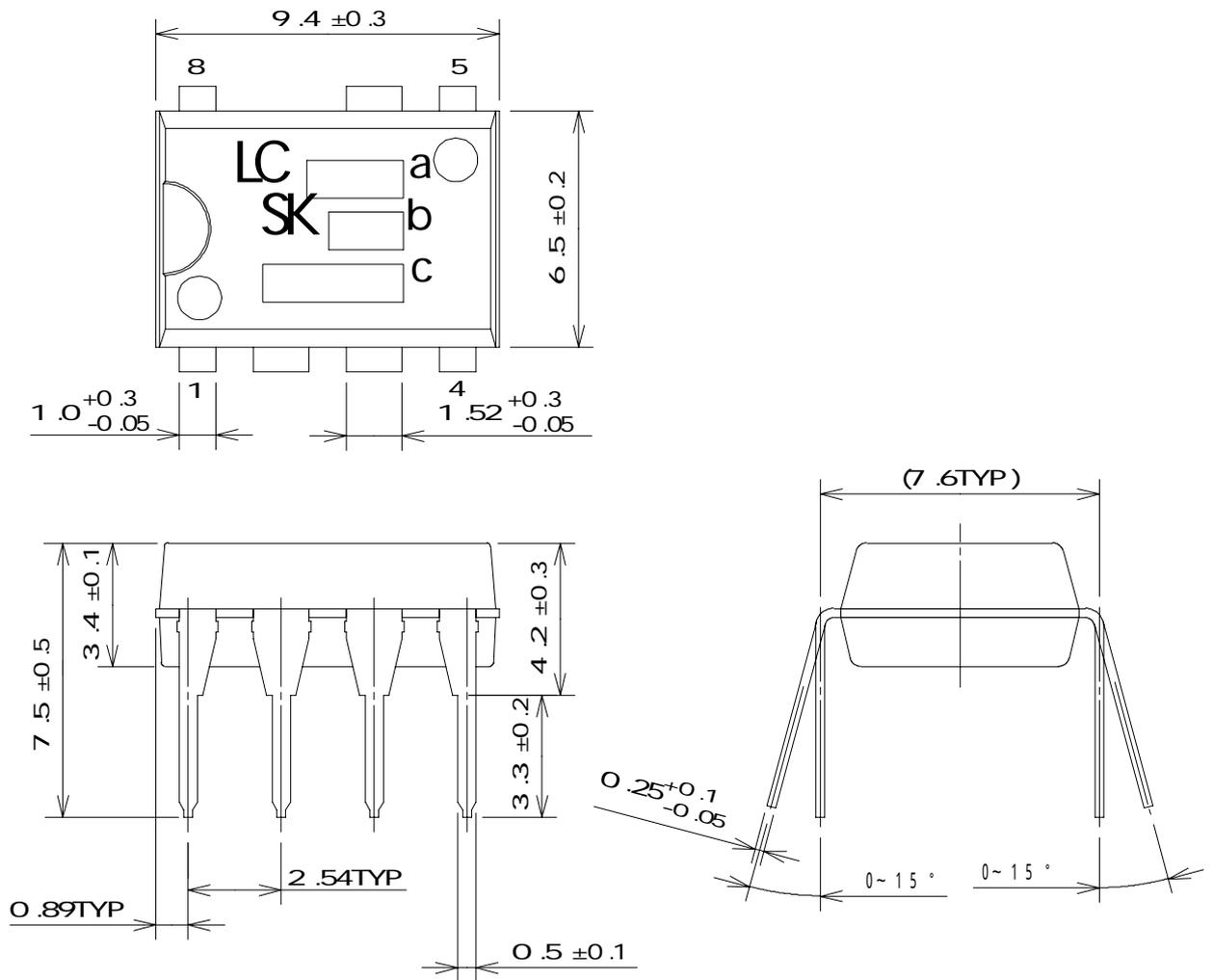


各端子功能

端子编号	记号	功能
1	D/ST	MOSFET漏极 / 启动电流输入
2	S/GND	MOSFET源极 / 控制部分GND
3	NC	-
4	V <sub>CC</sub>	控制部分电源输入
5	OCP	过电流保护 / 准共振信号输入
6	FB	反馈信号输入 / 过负载保护信号输入
7	OVP	过电压保护信号输入

## 4. 外形图

### 4.1 DIP8 封装



端子材料：Cu  
 端子处理：镀锡  
 产品重量：约 0.51g

单位：mm

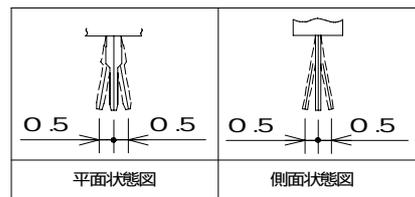
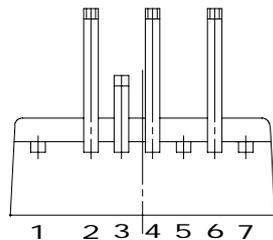
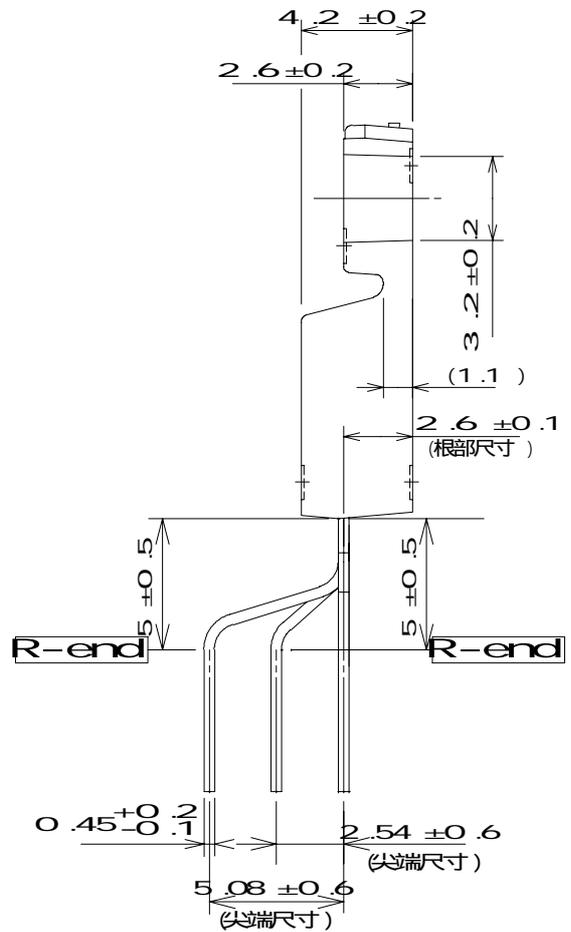
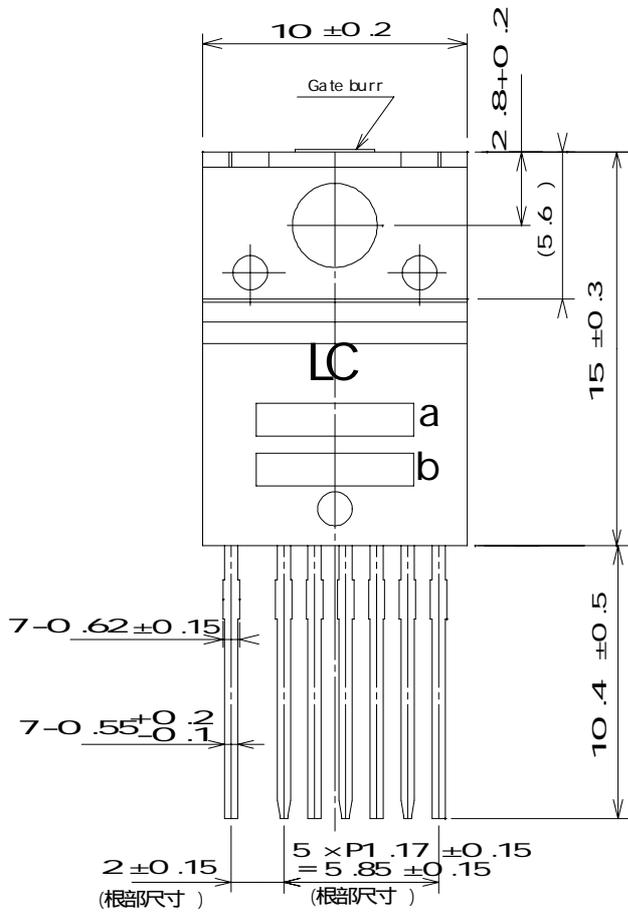
a：品名标示 55XX  
 b：SK + 3 位 Lot Number  
 第 1 文字：公历年号最后一位

第 2 文字：制造月  
 1~9 月：阿拉伯数字  
 10 月：O  
 11 月：N  
 12 月：D

第 3 文字：制造周  
 1~10 日：1  
 11~20 日：2  
 21~31 日：3  
 c：本公司管理番号

### 4.2 TO-220F-7L 封装

リードフォーミング No.3051



封装：TO-220F-7L(本公司称为 FMY207)  
 端子材料：Cu  
 端子处理：浸锡  
 产品重量：约 1.45g

单位：mm

a：品名标示 552XF  
 b：Lot Number  
 第 1 文字：公历年号最后一位

第 2 文字：制造月  
 1~9 月：阿拉伯数字  
 10 月：O  
 11 月：N  
 12 月：D

第 3、4 文字：制造日  
 01~31 阿拉伯数字

第 5 文字：本公司管理番号

## 5. 电气特性

LC5500系列的电气特性，在此以LC5513D为代表进行说明。

详细内容，请参考各产品的规格书。

### 5.1 绝对最大规格 没有特殊标记的条件下 Ta=25°C

项目	端子	记号	规格值	单位	备注
Drain 电流	<sup>1</sup> 8-1	I <sub>DPeak</sub>	4.0	A	Single Pulse
雪崩耐量	<sup>1</sup> 8-1	E <sub>AS</sub>	86	mJ	Single Pulse V <sub>DD</sub> =99V, L=20mH I <sub>LPeak</sub> =2.7A
控制部电源电压	2-1	V <sub>CC</sub>	35	V	
OCP端子电压	3-1	V <sub>OCP</sub>	-2.0 ~ +5.0	V	
COMP端子电压	4-1	V <sub>COMP</sub>	-0.3 ~ +7.0	V	
ISENSE端子电压	6-1	V <sub>ISEN</sub>	-0.3 ~ +5.0	V	
MOSFET部分容许损耗	<sup>2</sup> 8-1	P <sub>D1</sub>	1.35	W	
控制部分容许损耗(MIC)	2-1	P <sub>D2</sub>	1.2	W	
动作环境温度	—	T <sub>OP</sub>	-20 ~ +125	°C	
保存温度	—	T <sub>stg</sub>	-40 ~ +125	°C	
Channel温度	—	T <sub>ch</sub>	+150	°C	

1 根据产品不同，详细情况请参考产品规格书。

2 基板实装时 (基板Size 15mm × 15mm)

### 5.2 MOSFET 部分电气特性 没有特殊标记的条件下 Ta=25°C

项目	端子	记号	规格值			单位	备注
			MIN	TYP	MAX		
Drain· Source 间电压	<sup>1</sup> 8-1	V <sub>DSS</sub>	650	—	—	V	
Drain 漏电流	8-1	I <sub>DSS</sub>	—	—	300	μA	
ON 阻抗	<sup>1</sup> 8-1	R <sub>DS(ON)</sub>	—	—	1.9	Ω	
Switching· time	<sup>1</sup> 8-1	t <sub>f</sub>	—	—	400	ns	
热阻抗	<sup>1</sup> <sup>3</sup> —	θ <sub>ch-c</sub>	—	—	22	°C/W	Channel-Case

1 根据产品不同，详细情况请参考产品规格书。

3 Case温度Tc是指IC丝印面中央部分的温度。

5.3 控制部分电气特性 没有特殊标记的条件下 Ta=25°C、V<sub>CC</sub>=20V

项目	端子	记号	规格值			单位
			MIN	TYP	MAX	
<b>电源起动动作</b>						
动作开始电源电压	2-1	V <sub>CC(ON)</sub>	13.8	15.1	17.3	V
动作停止电源电压 <sup>4</sup>	2-1	V <sub>CC(OFF)</sub>	8.4	9.4	10.7	V
动作时电路电流	2-1	I <sub>CC(ON)</sub>	-	-	3.7	mA
起动电路动作电压	8-1	V <sub>START(ON)</sub>	42	57	72	V
起动电流	2-1	I <sub>CC(STARTUP)</sub>	-5.5	-3.0	-1.0	mA
起动电流供给门槛电压1 <sup>4</sup>	2-1	V <sub>CC(BIAS)1</sub>	9.5	11.0	12.5	V
起动电流供给门槛电压2 <sup>4</sup>	2-1	V <sub>CC(BIAS)2</sub>	14.4	16.6	18.8	V
<b>正常动作</b>						
最低振荡频率	8-1	f <sub>OSC</sub>	11.0	14.0	18.0	kHz
最大ON时间	8-1	t <sub>ON(MAX)</sub>	30.0	40.0	50.0	μs
COMP端子控制下限电压	4-1	V <sub>COMP(MIN)</sub>	0.45	0.80	1.15	V
Error Amp基准电压	6-1	V <sub>SEN(th)</sub>	0.27	0.30	0.33	V
Error Amp Source电流	4-1	I <sub>SEN(SOURCE)</sub>	-30	-20	-10	μA
Error Amp Sink电流	4-1	I <sub>SEN(SINK)</sub>	10	20	30	μA
Leading Edge Blanking时间	1-4	t <sub>BW</sub>	300	500	700	ns
准共振动作门槛电压1	3-1	V <sub>BD(TH1)</sub>	0.14	0.24	0.34	V
准共振动作门槛电压2	3-1	V <sub>BD(TH2)</sub>	0.10	0.15	0.20	V
<b>保护动作</b>						
过电流检测门槛电压	3-1	V <sub>OCP</sub>	-0.54	-0.60	-0.66	V
OCP端子流出电流	3-1	I <sub>OCP</sub>	-120	-40	-10	μA
OCP端子OVP动作电压	3-1	V <sub>BD(OVP)</sub>	2.2	2.6	3.0	V
OLPI门槛电压1	4-1	V <sub>COMP(OLP)1</sub>	5.0	5.5	6.0	V
OLPI门槛电压2	4-1	V <sub>COMP(OLP)2</sub>	4.1	4.5	4.9	V
ISENSE端子OVP门槛电压	6-1	V <sub>ISENSE(OVP)</sub>	1.6	2.0	2.4	V
OVP动作电源电压	2-1	V <sub>CC(OVP)</sub>	28.5	31.5	34.0	V
热保护动作温度	-	T <sub>J(TSD)</sub>	135	-	-	°C

<sup>4</sup> V<sub>CC(BIAS)1</sub> > V<sub>CC(OFF)</sub>关系成立。

电流的规格以 IC 为基准，Sink 表示+，Source 表示-。

## 6. 应用电路例

### LED 照明用电源例

非绝缘用(LC551XD)

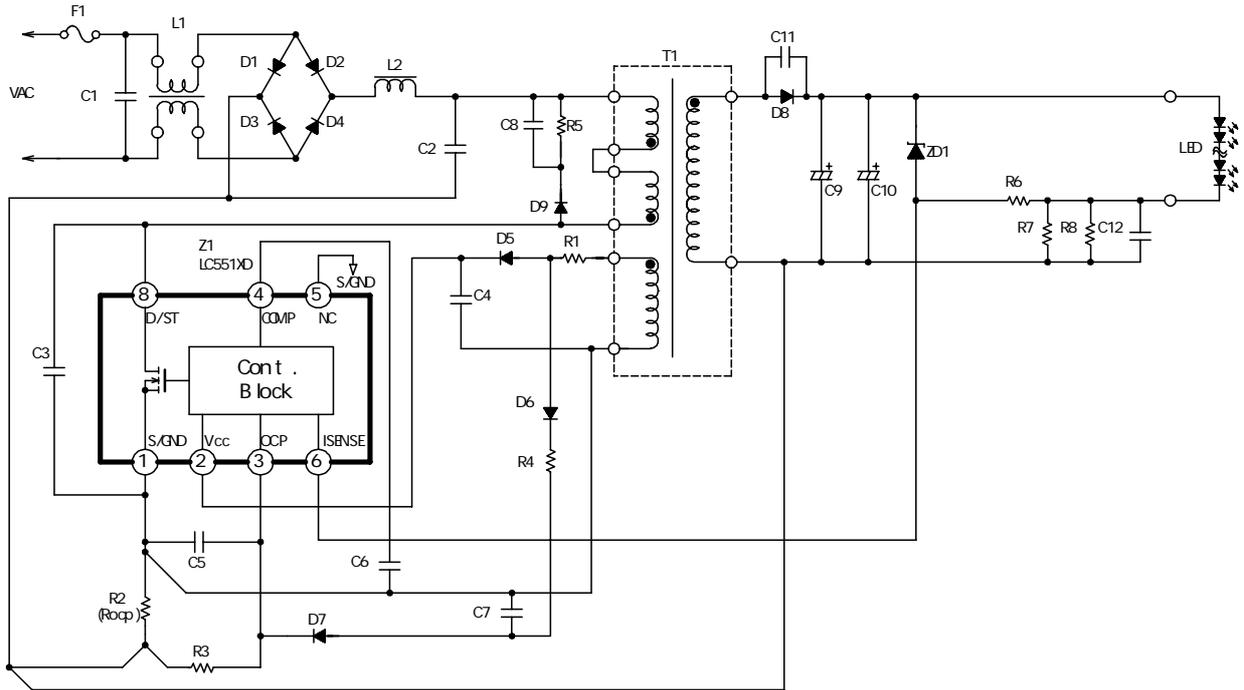


图 6-1 应用电路例 1

绝缘用(LC552XD)

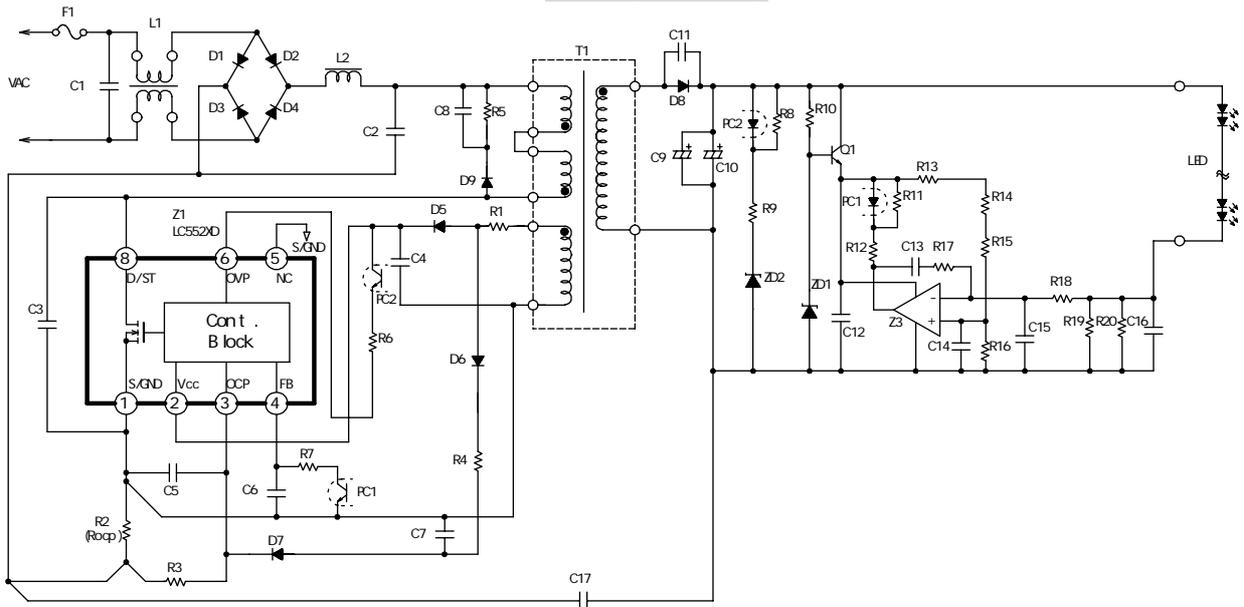


图 6-2 应用电路例 2

绝缘用 (LC552XF)

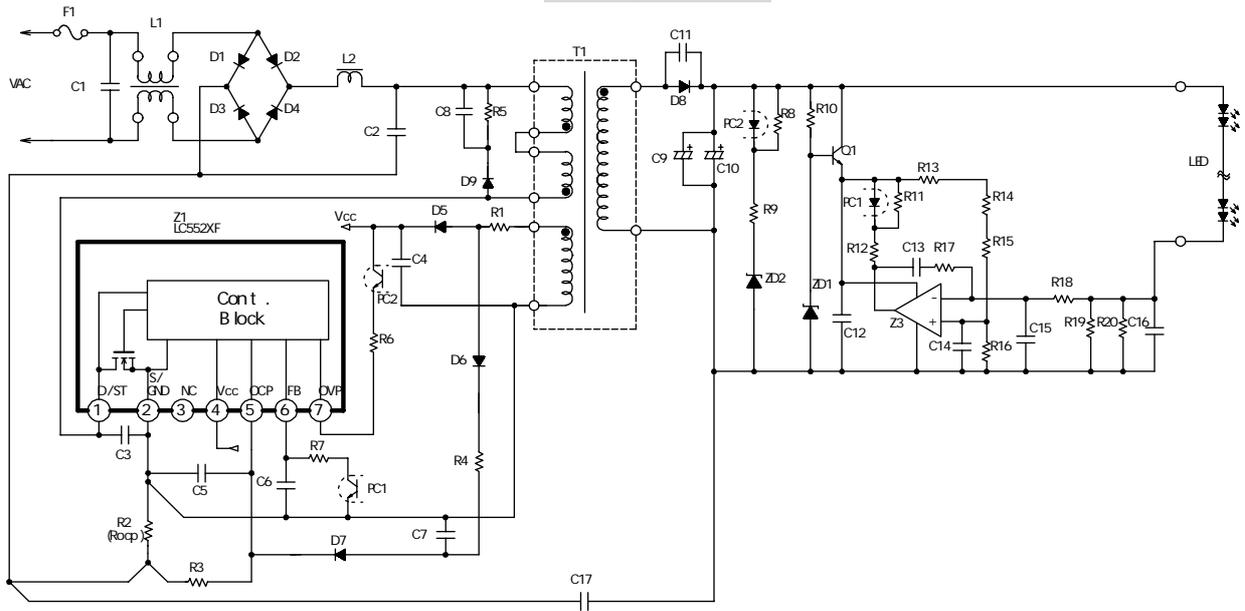


图 6-3 应用电路例 3

## 7. 动作说明

以 LED 照明用电源为例进行动作说明。

### 7.1 起动动作

$V_{CC}$  端子周边线路如图 7-1 所示。

起动电路内置于 IC，在 IC 内部与 D/ST 端子(8 号脚)相连。

起动电流在 IC 内部被定电流化后，以  $I_{CC(STARTUP)} = -3.0\text{mA(TYP)}$  的电流给连接与  $V_{CC}$  端子的电解电容 C4 充电，当  $V_{CC}$  端子电压上升到动作开始电源电压  $V_{CC(ON)} = 15.1\text{V(TYP)}$  后，IC 开始动作。

电源启动后，当  $V_{CC}$  端子电压达到起动电流供给门槛电压  $2 V_{CC(BIAS)2} = 16.6\text{V(TYP)}$  以上时，起动电路切断，起动电路无功率消耗。

起动时间由 C4 的电容容量决定，起动时间的估算值如公式(1)：

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

其中： $t_{START}$  为起动时间 (sec)

$V_{CC(INT)}$  为  $V_{CC}$  端子的初始电压 (V)

C4 可采用瓷片电容或者薄膜电容，容量一般选择  $0.22\mu\text{F} \sim 22\mu\text{F}$ 。

$V_{CC}$  端子电压与电路电流  $I_{CC}$  的关系如图 7-2 所示。 $V_{CC}$  端子电压达到  $V_{CC(ON)} = 15.1\text{V(TYP)}$  时，控制电路开始动作，电路电流增加。控制电路动作后，当  $V_{CC}$  端子电压跌落至动作停止电源电压  $V_{CC(OFF)} = 9.4\text{V(TYP)}$  以下时，欠电压动作禁止 UVLO(Undervoltage Lockout) 电路动作，控制电路动作停止，又一次回复到起动前的状态。控制电路动作后，IC 供电改由图 7-1 中的辅助绕组 D 经平滑整流后的电压(辅助绕组电压  $V_D$ ) 提供。

在电源输入输出规格变动范围内，确保  $V_{CC}$  端子电压控制在如下范围：

$$V_{CC(OFF)} = 9.4\text{V(TYP)} < V_{CC} < V_{CC(OVP)} = 31.5\text{V(TYP)}$$

辅助绕组电压可通过辅助绕组 D 的圈数进行调整，辅助绕组电压目标设计值为 20V 左右。

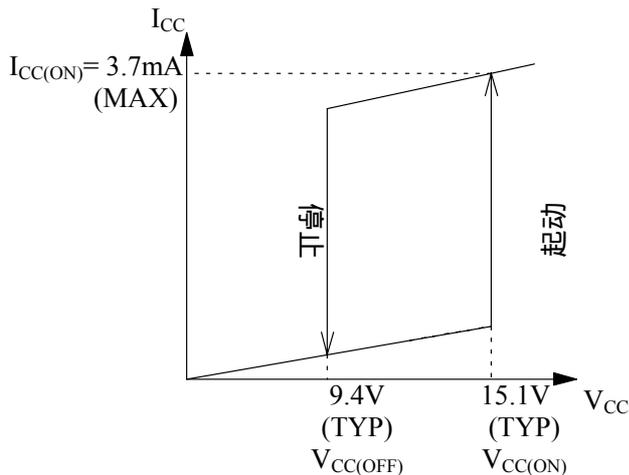


图 7-2  $V_{CC}$  端子电压 - 电路电流  $I_{CC}$

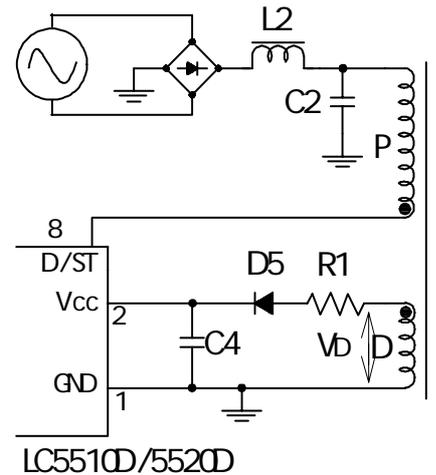


图 7-1  $V_{CC}$  端子周边线路

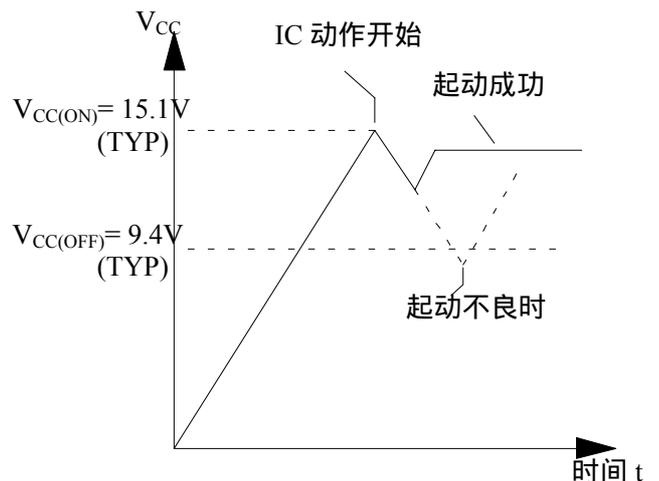


图 7-3 起动时  $V_{CC}$  端子电压波形

电源起动时的  $V_{CC}$  端子电压波形如图 7-3 所示。当  $V_{CC}$  端子电压跌至  $V_{CC(OFF)}$ ，起动出现不良时，可增大  $C4$  容量。同时，当容量增大后，起动时间也会变长，务必确认使用上是否存在问题。

实际电源电路中，如图 7-4 所示，随着 2 次侧输出电流  $I_{OUT}$  的变化， $V_{CC}$  端子电压会发生变化，有可能出现过电压保护动作(OVP)，这是由功率 MOSFET 管关断瞬间所产生的浪涌电压对  $C4$  进行峰值充电所致。为防止浪涌充电导致过电压保护动作，如图 7-5 所示，与整流二极管  $D5$  串联一个数  $\Omega \sim$  数十  $\Omega$  的电阻  $R1$ ，可有效防止此现象。

由于  $V_{CC}$  端子电压的变化与所采用变压器的构造有关， $R1$  的最佳值请根据实际采用的变压器耦合情况调整。

另外，与输出电压对应的  $V_{CC}$  端子电压的变化率，在如下两种情况时较为恶劣，因此，设计变压器时，请务必注意辅助绕组 D 的绕线位置。

- 变压器 1 次侧与 2 次侧的耦合较差时 (输出规格为低电压，大电流等条件下)
- 辅助绕组 D 与安定化输出绕组 (实行定电压控制的输出绕组)的耦合较差时

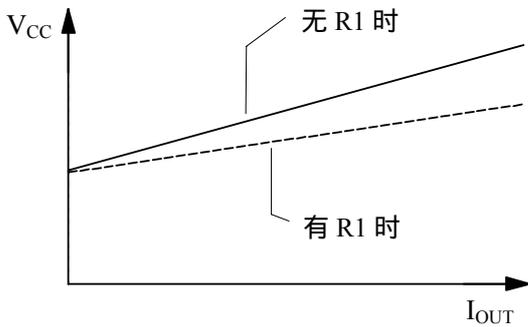


图 7-4 有无  $R1$  时  
输出电流  $I_{OUT}$  -  $V_{CC}$  端子电压的关系

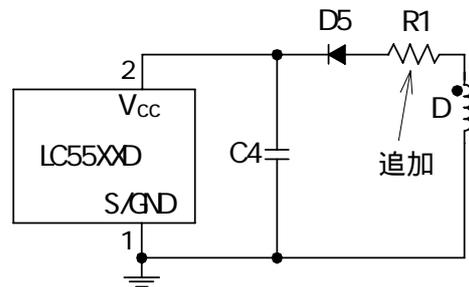
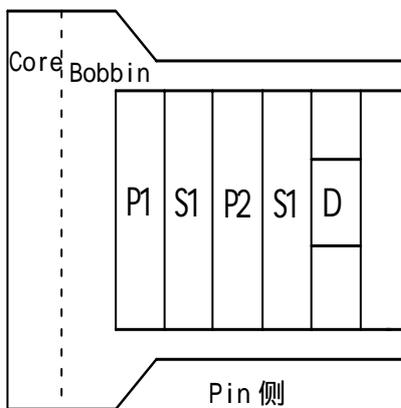


图 7-5 不易受输出电流  $I_{OUT}$  影响的  
 $V_{CC}$  端子周边电路

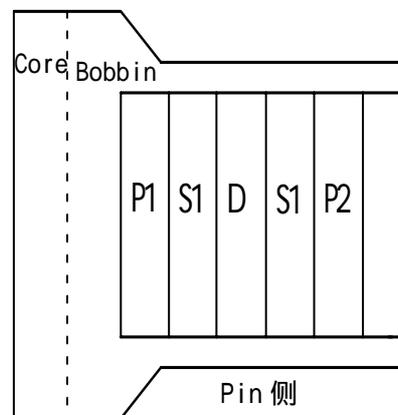
以绝缘型变压器设计为例，辅助绕组 D 的绕线位置参考例(1 次侧绕线或者 2 次侧绕线采用 3 重绝缘线) 下图 7-6、图 7-7。

- 辅助绕组 D 远离 1 次侧绕组 P1 和 P2(图 7-6 绕线构造例 )。  
P1、P2: 将 1 次侧绕线分成 2 部分后进行三明治绕法。
- 将辅助绕组 D 夹在 2 次侧安定化输出绕组 S1 之间,进行三明治绕法(图 7-7 绕线构造例 )。  
2 次侧输出绕组 S1 是安定化输出绕组(实行定电压控制的输出绕组)。



P1,P2 1 次侧绕组  
S1 2 次侧绕组  
D  $V_{CC}$  用辅助绕

图 7-6 绕线构造例



P1,P2 1 次侧绕组  
S1 2 次侧绕组  
D  $V_{CC}$  用辅助绕

图 7-7 绕线构造例

## 7.2 ON 幅宽控制动作

### 7.2.1 LC551XD(非绝缘用)

LC551XD 系列 COMP 端子周边电路如图 7-8 所示,ON 幅宽控制部分如图 7-9 所示。

LC551XD 采用电压模式实现平均电流控制,即通过输出负载的变化调整 ON 幅宽。

如图 7-9 所示,LC551XD 的平均电流控制如下:2 次测定电流检测阻抗的压降与 IC 内部 OTA 电路的基准电压进行比较,产生一个电流放大信号,此信号给连接至 COMP 端子的电容充电,在 COMP 端子形成平均化电压。COMP 端子电压与 IC 内部发振器(OSC)通过 FB 比较器进行比较,从而调整 ON 幅宽实行平均电流控制。

LED 负载电流减小的情况下,COMP 端子电压减小,由 FB 比较器产生的 ON 幅宽变窄,从而形成相应的漏极电流峰值波形(漏极电流峰值与输入电压成比例),实现平均电流控制。

LED 负载电流增大的情况下,与上述动作正好相反。COMP 端子电压升高,由 FB 比较器产生的 ON 幅宽变宽,漏极电流峰值增大,从而形成相应的漏极电流峰值波形(漏极电流峰值与输入电压成比例),实现平均电流控制。

这样,通过 2 次侧负载电流与发振器的比较控制,调整漏极电流的 ON 幅宽,可以实现平均电流控制。

图 7-10 是图 7-9 中 ON 期间 A 的动作波形。

COMP 端子电压一定时,对应  $E_{IN}$  电压(图 6-1 中 C2 电压)实行 ON 幅宽控制。通过平均电流控制,可实现高 PFC 值。

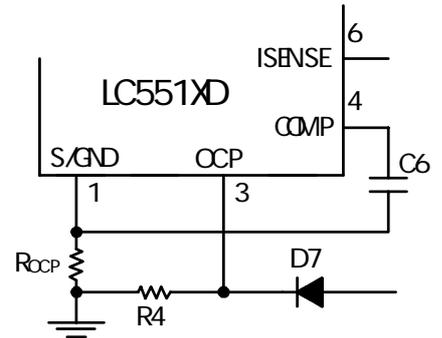


图 7-8 COMP 端子周边电路

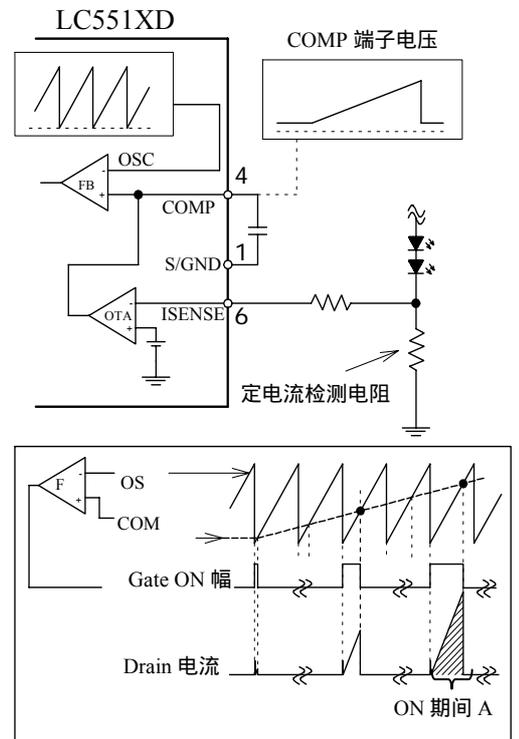


图 7-9 ON 幅宽控制

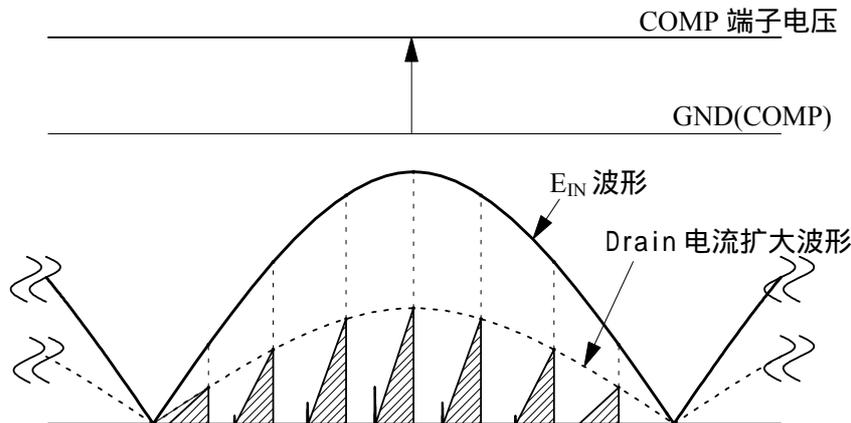


图 7-10 ON 幅宽控制时的 Drain 电流波形(ON 期间 A 时)

### 7.2.2 LC552XD/LC552XF(绝缘用)

LC552XD 的 FB 端子周边电路如图 7-11 所示,ON 幅宽控制部分如图 7-12 所示。

LC552XD 采用电压模式实现平均电流控制,即通过输出负载的变化调整 ON 幅宽。

如图 7-12 所示,LC552XD 的平均电流控制如下:2 次侧定电流检测阻抗的压降与 OP-AMP 所设置的基准电压进行比较,通过光耦,在 1 次侧 FB 端子形成平均化电压。平均化后的 FB 端子电压通过 IC 内部 FB 比较器与振荡器(OSC)进行比较,从而调整 ON 幅宽实行平均电流控制。

LED 负载电流减小的情况下,2 次侧定电流检测电阻的压降减小,流经光耦的电流增大,通过光耦反馈至 1 次侧的电流也增大,平均化的 FB 端子电压随之减小,由 FB 比较器产生的 ON 幅宽变窄,这样形成与输入电压成比例的漏极电流峰值波形。

LED 负载电流增大的情况下,与上述动作正好相反,2 次侧定电流检测电阻的压降增大,流经光耦的电流减小,反馈至 1 次侧的电流也减小,平均化的 FB 端子电压随之升高,ON 幅宽变宽,这样形成与输入电压成比例的漏极电流峰值波形。

图 7-13 是图 7-12 中 ON 期间 A' 的动作波形。

平均化的 FB 端子电压一定时,对应  $E_{IN}$  电压(图 6-2 中 C2 电压)进行 ON 幅宽控制,使输入电流成为正弦化,从而实现高功率因素。

另外说明一下,LC552XF 和 LC552XD 的封装不同,S/GND 端子是 2 号端子,FB 端子是 6 号端子,OCP 端子是 7 号端子,但是功能是相同的。

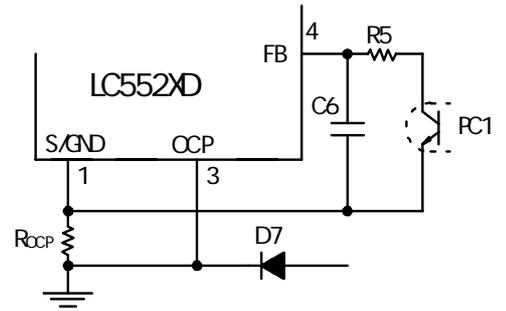


图 7-11 COMP 端子周边电路

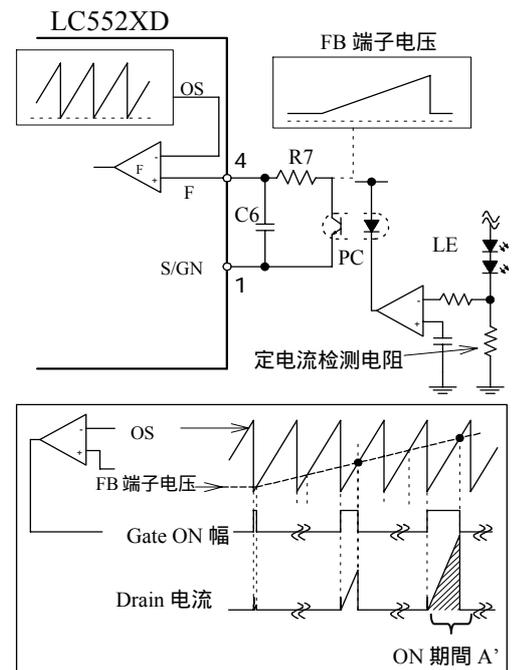


图 7-12 ON 幅宽控制

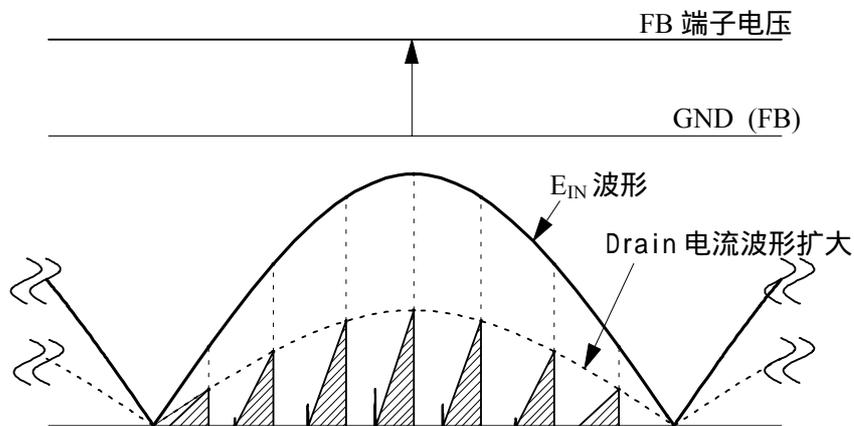


图 7-13 ON 幅宽控制时的 Drain 电流波形(ON 期间 A' 时)

### 7.3 软启动功能

电源启动时的软启动动作，LC551XD(非绝缘用)如图 7-14 所示，LC552XD(绝缘用)如图 7-15 所示。软启动功能，可以减小电源启动时功率 MOSFET、以及 2 次侧 Diode 的电压·电流应力。

#### LC551XD(非绝缘用)

从 COMP 端子控制下限电压  $V_{COMP(MIN)} = 0.80V(TYP)$  开始到 2 次侧进行定电流控制为止这段动作期间为软启动动作。并且，COMP 端子电压从 0V 上升至 0.8V 这段时间，ON 幅宽为 Leading-Edge-Blanking 时间  $t_{BW} = 500ns(TYP)$ 。电源启动时，调整并确认  $V_{CC}$  端子电压不要跌到动作停止电压以下，而且输出电流要在 OLP Delay 时间内上升至输出电流的设定值。

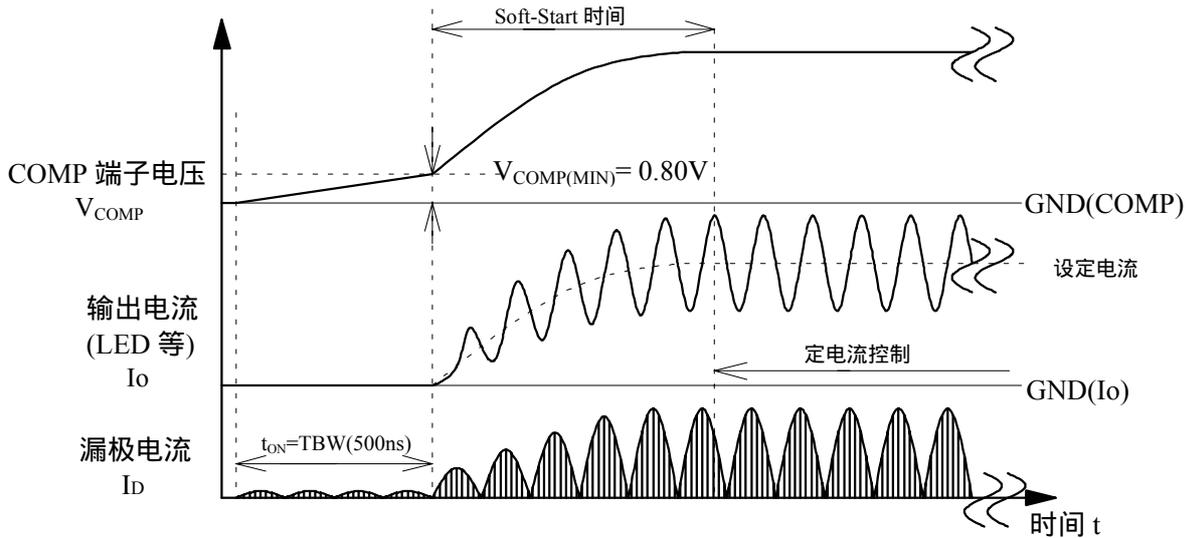


图 7-14 电源启动时的软启动动作(LC551XD)

#### LC552XD(绝缘用)

从 FB 端子控制下限电压  $V_{FB(MIN)} = 0.80V(TYP)$  开始到 2 次侧进行定电流控制为止这段动作期间为软启动动作。并且，FB 端子电压从 0V 上升至 0.8V 这段时间，ON 幅宽为 Leading-Edge-Blanking 时间  $t_{BW} = 500ns(TYP)$ 。电源启动时，调整并确认  $V_{CC}$  端子电压不要跌到动作停止电压以下，而且输出电流要在 OLP Delay 时间内上升至输出电流的设定值。

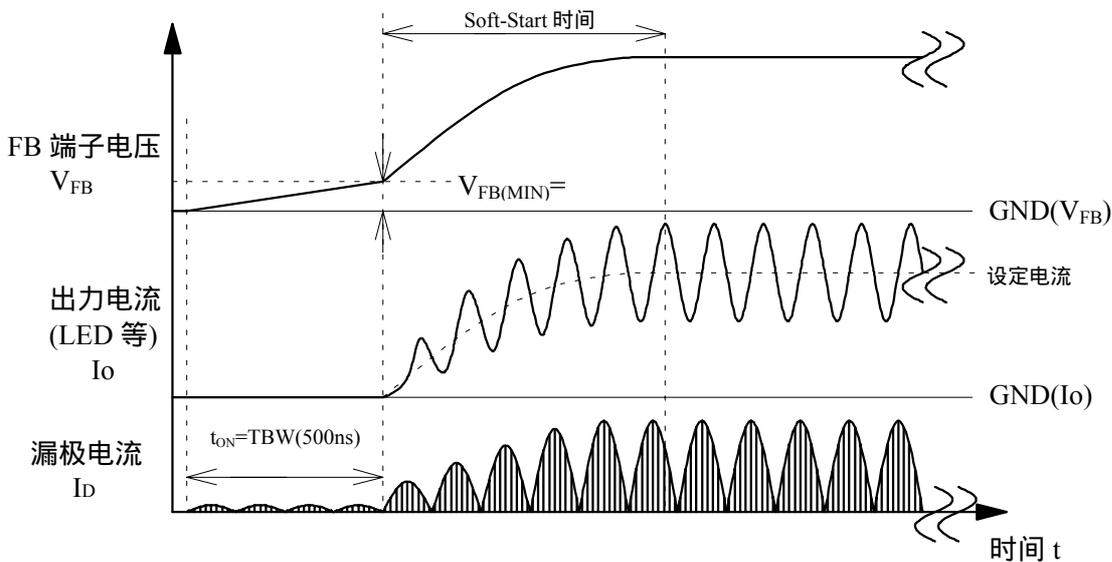


图 7-15 电源启动时的软启动动作(LC552XD/LC552XF)

### 7.4 电源起动时的动作模式

LC551XD(非绝缘用)电源起动时的动作模式如图 7-16 所示。而图 7-17 所示是动作模式切换时 OCP 端子电压扩大波形。

电源起动时,在输出电压上升至设定电压之前,由于辅助绕组电压较低,准共振信号未达到准共振动作门槛电压  $1 V_{BD(TH1)} = 0.24V(TYP)$ 、同时准共振信号时间未达到 OCP 端子 Blanking 时间 500ns 以上时,IC 以振荡频率  $f_{osc} = 14.0kHz(TYP)$ 的 PWM 方式进行开关动作。之后,随着输出电压建立,准共振信号达到所需电压值后,如图 7-17 所示,IC 动作由 PWM 动作转为准共振动作。

而且,LC552XD/LC552XF 都是同样的动作。

由 PWM 动作转为准共振动作的条件请参考 7.4.1Bottom On Timing (准共振信号)。

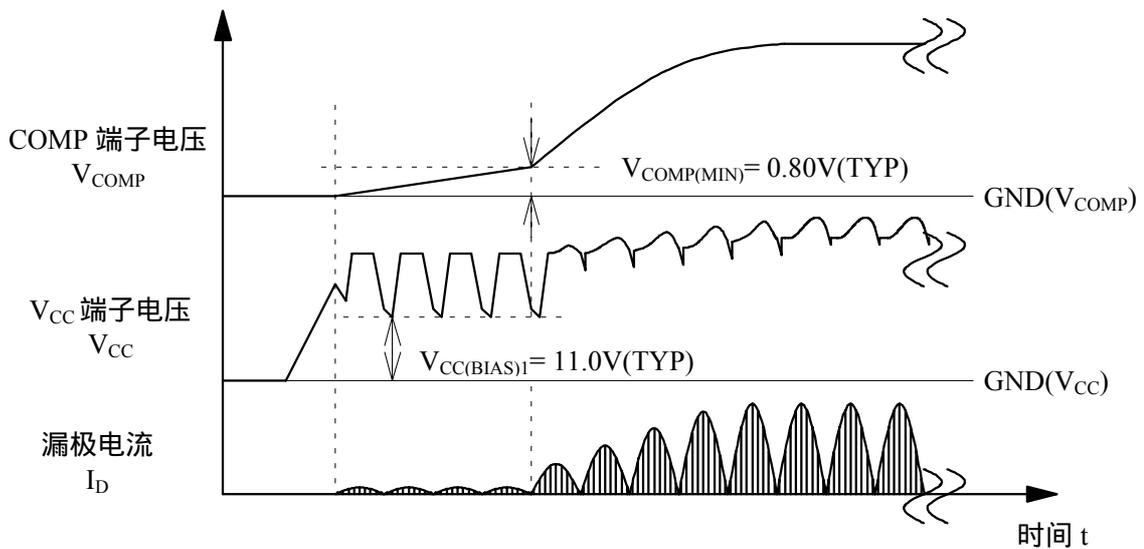


图 7-16 LC551XD 系列电源启动时的动作模式

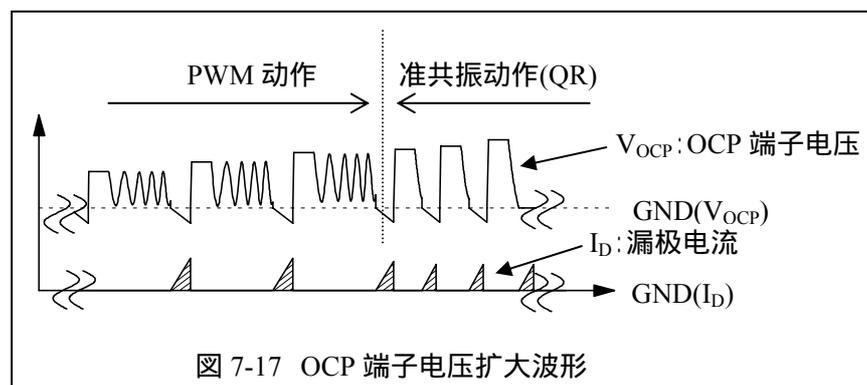
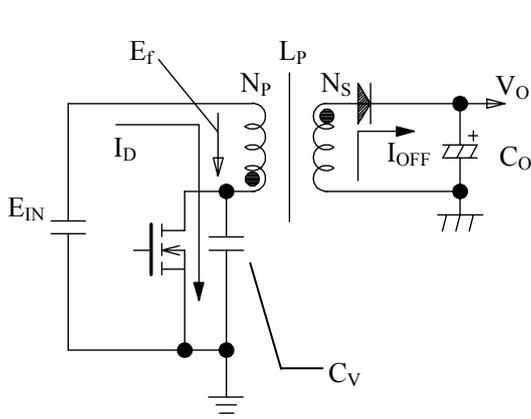


图 7-17 OCP 端子电压扩大波形

### 7.4.1 准共振动作及 Bottom On Timing

如图 7-18 所示的 Fly-back 方式(功率 MOSFET 关断时,向 2 次侧提供能量的方式),当 2 次侧能量释放完后, Drain 电压以变压器  $L_p$  和 Drain-Source 间的电容  $C_v$  决定的频率自由振动。



- $E_{IN}$ : 输入电压
- $E_f$ : Fly-back 电压  $E_f = \frac{N_P}{N_S} \times (V_O + V_F)$
- $N_P$ : 1 次侧的匝数
- $N_S$ : 2 次侧的匝数
- $V_O$ : 输出电压
- $V_F$ : Diode 的正向压降
- $I_D$ : Power MOSFET 的漏极电流
- $I_{OFF}$ : Power MOSFET OFF 时流过 2 次侧的 Diode 电流
- $C_V$ : 电压共振电容
- $L_P$ : 励磁电感

图 7-18 Fly-back 方式

功率 MOSFET 导通的最佳点,是  $V_{DS}$  自由振动的谷底点。如图 7-19 为理想的谷底导通时的  $V_{DS}$  波形。准共振动作,因为在  $V_{DS}$  谷底点导通,开关损耗以及开关噪声可以减小,从而实现高效率、低噪声。为使  $V_{DS}$  在自由振动期间导通所需的延迟时间,由与  $V_{DS}$  波形同步的辅助绕组电压建立。

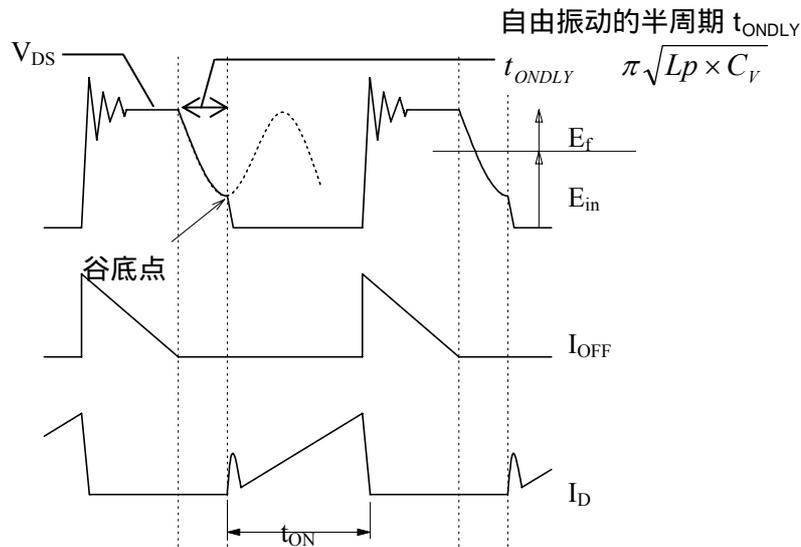


图 7-19 理想的谷底导通:在  $V_{DS}$  电压波形的谷底点导通

LC551XD/LC552XD 的 OCP 端子周边电路以及辅助绕组电压如图 7-20 所示。

OCP 端子具有如下功能：

准共振工作及决定谷底导通时间点

过电流保护功能 --- 参考“7.8 过电流保护功能(OCP)”项

( LC552XF 也有同样的功能，说明省略。)

上述 、 两项，根据图 7-20 调整 OCP 端子周边电路的 R3、R4。

Bottom On Timing，如图 7-20 所示，辅助绕组 D 的 Flyback 电压  $E_{rev1}$  减去 D6、D7 的正向压降  $V_F$  后的电压差，经 R4、R3 分压后的电压  $E_{rev2}$  (由于  $R_{ocp} \ll R3$ ， $R_{ocp}$  不予考虑)，功率 MOSFET 关断时，当 OCP 端子电压超过准共振动作门槛电压  $1 V_{BD(TH1)} = 0.24V(TYP)$  时，功率 MOSFET 维持关断直到  $E_{rev2}$  波形下降，达到  $V_{BD(TH2)} = 0.15V(TYP)$ ，当 OCP 电压达到  $V_{BD(TH2)} = 0.15V(TYP)$  时，功率 MOSFET 导通。当达到  $V_{BD(TH2)}$  后，准共振动作门槛电压切换到  $V_{BD(TH1)}$ ，以防止准共振发生误动作。

R3 的推荐值为 100~330Ω，C5 的推荐值为 100p~470pF。调整 R4 值，确保在  $V_{CC}$  端子最低电压时准共振信号  $E_{rev2}$  高于  $V_{BD(TH1)}$ 。同时，要确保准共振信号  $E_{rev2}$  要低于 OCP 端子 OVP 动作电压  $V_{BD(OVP)} = 2.6V(TYP)$ 。

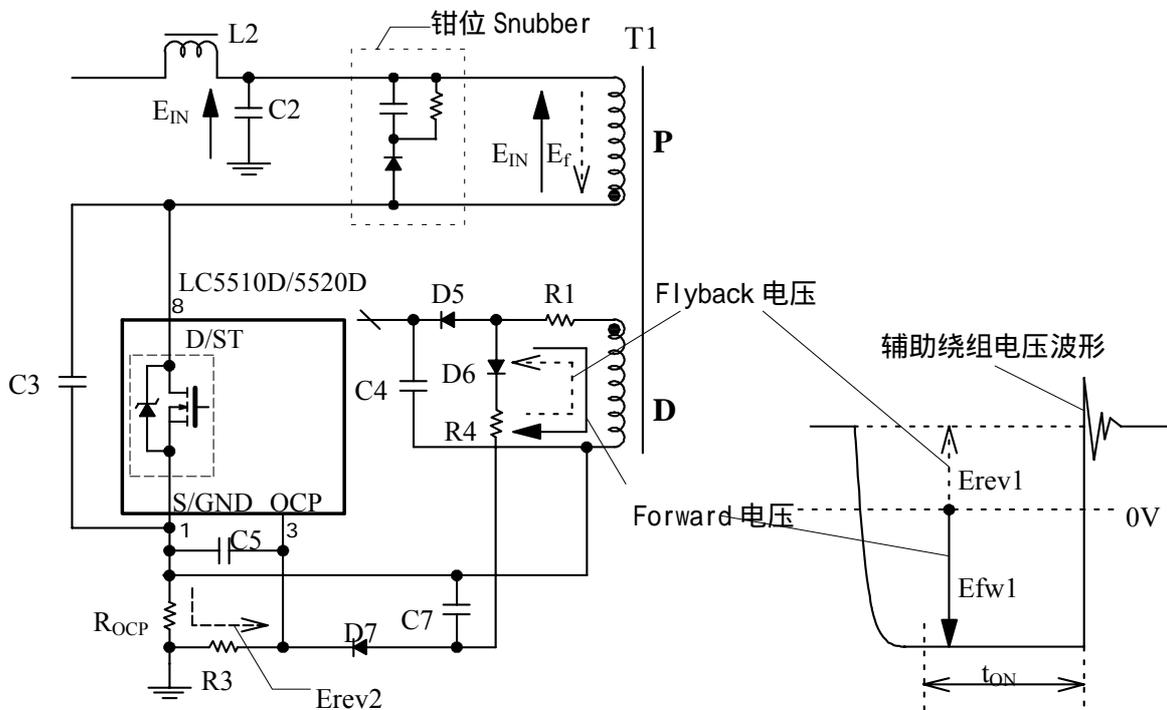


图 7-20 OCP 端子周边电路和辅助绕组电压

准共振信号有效时间如图 7-21 所示。

准共振信号是进行准共振动作的条件，必须保证 OCP 端子输入准共振信号的有效时间以上的电压。当 AC 输入 MIN ~ MAX 时，考虑到 R3、R4 的偏差， $V_{OCP}$  峰值电压一般调整在 1.5 ~ 2.0V 之间。

计算 R4 的公式如下式(2)：

$$R4 = \frac{R3(V_{CC} - V_{ocp} - 2V_F)}{V_{OCP}} \quad \text{-----(2)}$$

$R3=220\Omega$ ， $V_{OCP}=1.5V$ ， $V_{CC}=20V$ ，D6 和 D7 的正向压降为  $V_F=0.8V$  时，按上式计算  $R4 = 2.7k\Omega$ 。

准共振动作时，必须确保准共振信号的有效期间  $t_{QR}$  在  $1.2\mu s$  以上。如图 7-21 所示，在 AC 输入 MIN ~ MAX 范围内，确认有效时间在  $1.2\mu s$  以上。若有效时间不能确保时，可以增大 R3 或减小 R4 值，抬升  $V_{OCP}$  峰值电压。或者，增大电压共振电容 C3 的容量，调整自由振动的周期。因为这样会增大功率 MOSFET 导通时的开关损耗，所以 IC 的发热需要确认。

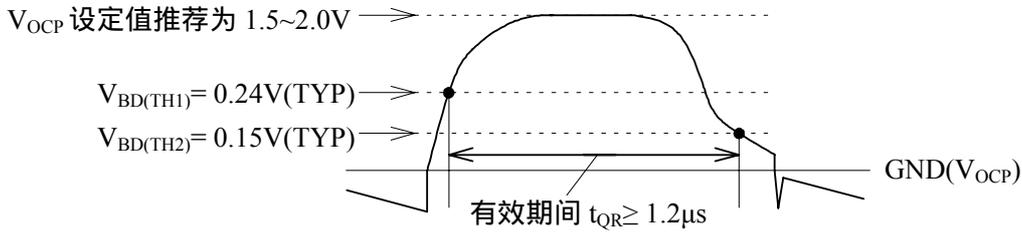


图 7-21 准共振信号的有效期间

变压器耦合较差时 OCP 端子波形如图 7-22 所示。

1 次侧绕组和 2 次侧控制绕组的匝数比( $N_p/N_s$ )非常大等情况下(LED 总点灯数是多个的情况)，漏电感比较大的情况，功率 MOSFET 关断时，经辅助绕组产生的 OCP 端子电压有可能产生 Surge 电压。

由于 OCP 端子设置了 OCP 端子 Blanking 时间  $500ns$ (TYP)，在这段时间内不能检测准共振信号。一旦输入至 OCP 端子的 Surge 电压超过 OCP 端子所设置的 Blanking 时间，IC 则认为准共振信号有效，进行高频开关动作。这时，功率 MOSFET 损耗非常大，一旦超出允许的沟道温度，功率 MOSFET 就会损坏。

发生这种高频动作时，使 C5 靠近 OCP 端子 - GND 端子连接，并且 OCP 端子 - GND 之间的布线环路远离大电流布线，降低 1 次侧绕组和辅助绕组间的耦合，调整 Clamp-Snubber 参数等方法，确保不进入高频动作。

另外，确认 OCP 端子动作波形时，Probe 尽可能近地接 OCP 端子与 GND 端子。

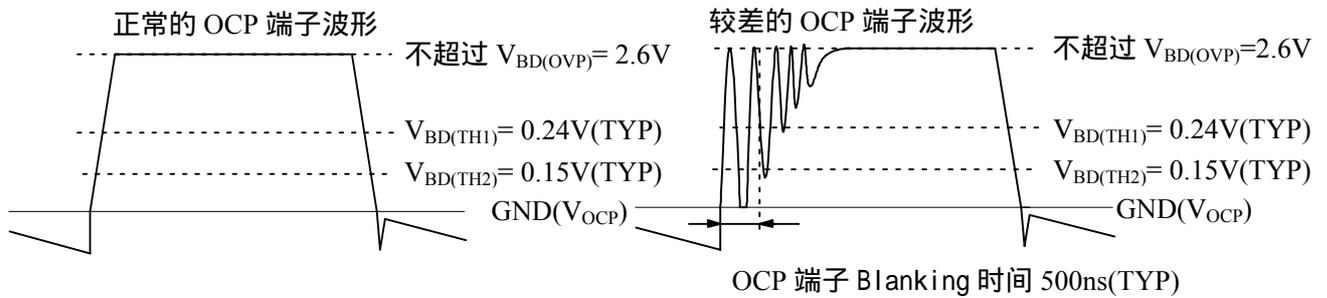


图 7-22 变压器耦合较差时 OCP 端子波形

$V_{DS}$  谷底导通的调整方法，观测  $V_{DS}$ 、 $E_{rev2}$  (OCP 端子电压波形)、 $I_D$  实际动作的波形，调整图 7-20 所示的 C7 容量和延迟时间  $t_{ONDLY}$ ，尽可能将谷底导通点 ( $V_{DS}$  谷底点导通) 调整至图 7-19 所示的理想状态。

- AC 输入电压 MAX,  $P_o=MAX$  时,  $V_{DS(peak)}$  波形的导通点若在谷底点之前(图 7-23), 增大 C7 容量, 确认谷底点, 使导通点与  $V_{DS}$  的谷底点保持一致。
- AC 输入电压 MAX,  $P_o=MAX$  时,  $V_{DS(peak)}$  波形的导通点若在谷底点之后(图 7-24), 减小 C7 容量, 确认谷底点, 使导通点与  $V_{DS}$  的谷底点保持一致。

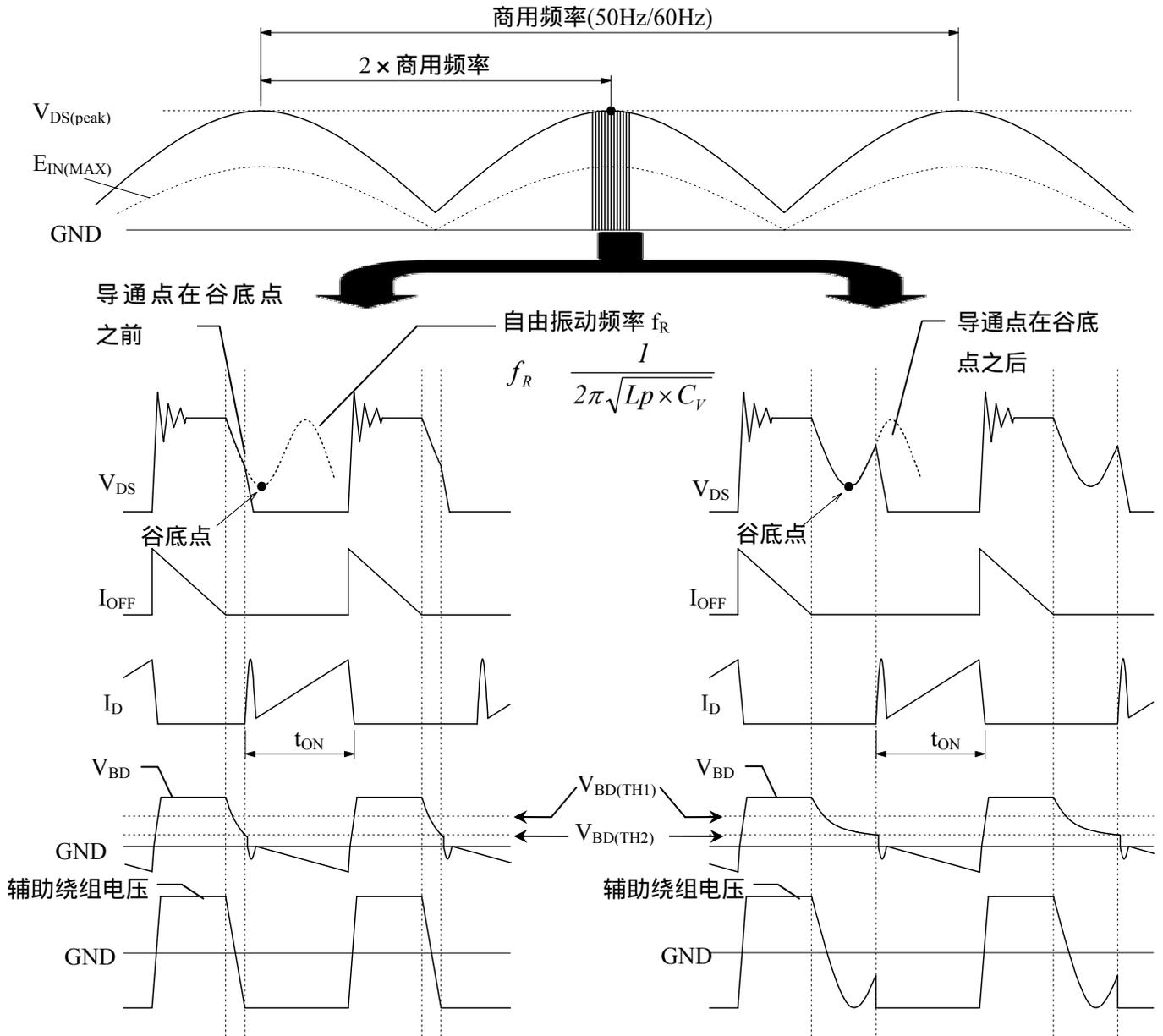


图 7-23 导通点在  $V_{DS}$  波形谷底点之前的动作波形

图 7-24 导通点在  $V_{DS}$  波形谷底点之后的动作波形

## 7.5 Latch 电路

过热保护(TSD)动作时，开关动作停止，进入锁定模式。

锁定电路动作后，开关动作停止， $V_{CC}$  端子电压开始下降，端子电压下降至  $V_{CC(BIAS)1} = 11.0V(TYP)$  时，起动电路动作。起动电路动作后，向  $V_{CC}$  端子提供起动电流，防止跌至  $V_{CC(OFF)} = 9.4V(TYP)$ ，保持锁定状态。

锁定电路的解除，关断 AC 输入，或  $V_{CC}$  端子电压降至  $V_{CC(OFF)}$  以下即可解除锁定状态。

## 7.6 过电压保护功能(OVP)

### LC551XD(非绝缘用)

LC551XD 具有 3 种过电压保护功能： $V_{CC}$  端子、OCP 端子以及 ISENSE 端子。

#### $V_{CC}$ 端子过电压保护功能

LC551XD 的 OVP 动作时的动作波形如图 7-25 所示。

LED 负载开路等情况下， $V_{CC} - GND$  端子间所加电压达到 OVP 动作电源电压  $V_{CC(OVP)} = 31.5V(TYP)$  以上时，如图 7-25 所示，过电压保护功能动作， $V_{CC}$  端子电压通过起动电路保持在  $V_{CC(BIAS)1} = 11.0V$ ，一旦  $V_{COMP} = 2.0V$  后起动电路停止，因此， $V_{CC}$  端子电压跌至  $V_{CC(OFF)} = 9.4V(TYP)$  以下，启动电路再动作，IC 进入间歇动作。

$V_{CC}$  端子电压由于和输出电压成正比，当 LED 负载开路等情况下可检测出 2 次侧过电压。

这种情况下，过电压保护动作时的 2 次侧输出电压可按下式(3)粗略计算。

$$V_{OUT(OVP)} = \frac{\text{通常動作時出力電圧}}{\text{通常動作時 } V_{CC} \text{ 端子電圧}} \times 31.5V(TYP) \quad \text{-----}(3)$$

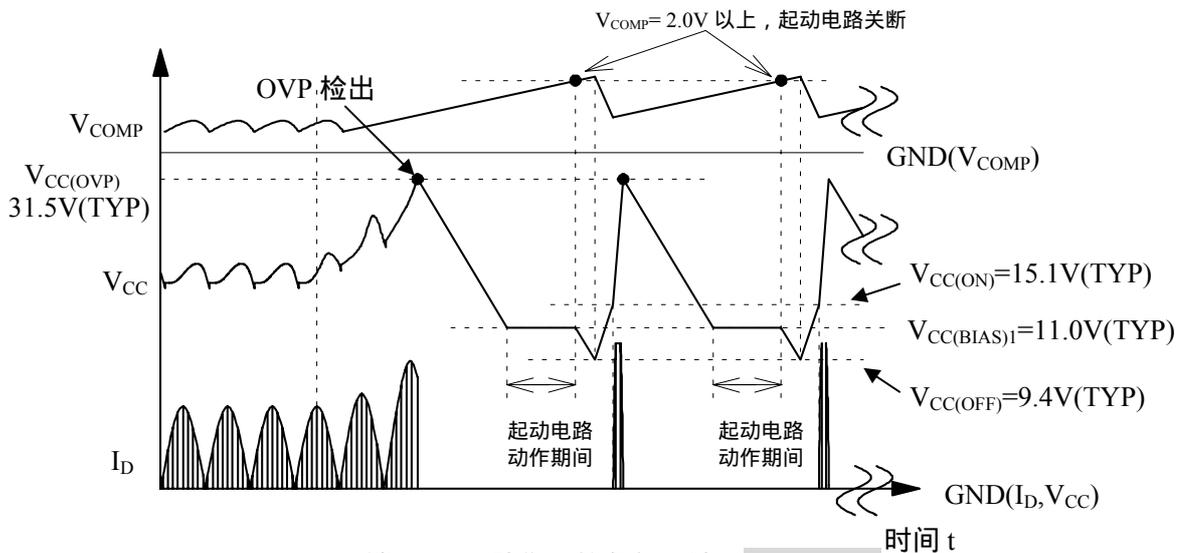


图 7-25  $V_{CC}$  端子 OVP 动作是的各部分波形(LC551XD)

#### OCP 端子过电压保护功能

OCP 端子 OVP 动作波形如图 7-26。

一旦 OCP 端子 - GND 端子间所加电压达到 OCP 端子 OVP 动作电压  $V_{BD(OVP)} = 2.6V(TYP)$  以上时，OCP 端子过电压保护功能动作，进行间歇振荡动作。

OCP 端子过电压保护功能，是在准共振信号设定不正确的情况下，或者变压器 1 次侧-2 次侧间耦合较差时增大 2 次侧 LED 负载电流的情况(图 7-26)等，参数设计不良、变压器设计不良等因素时防止连续动作。

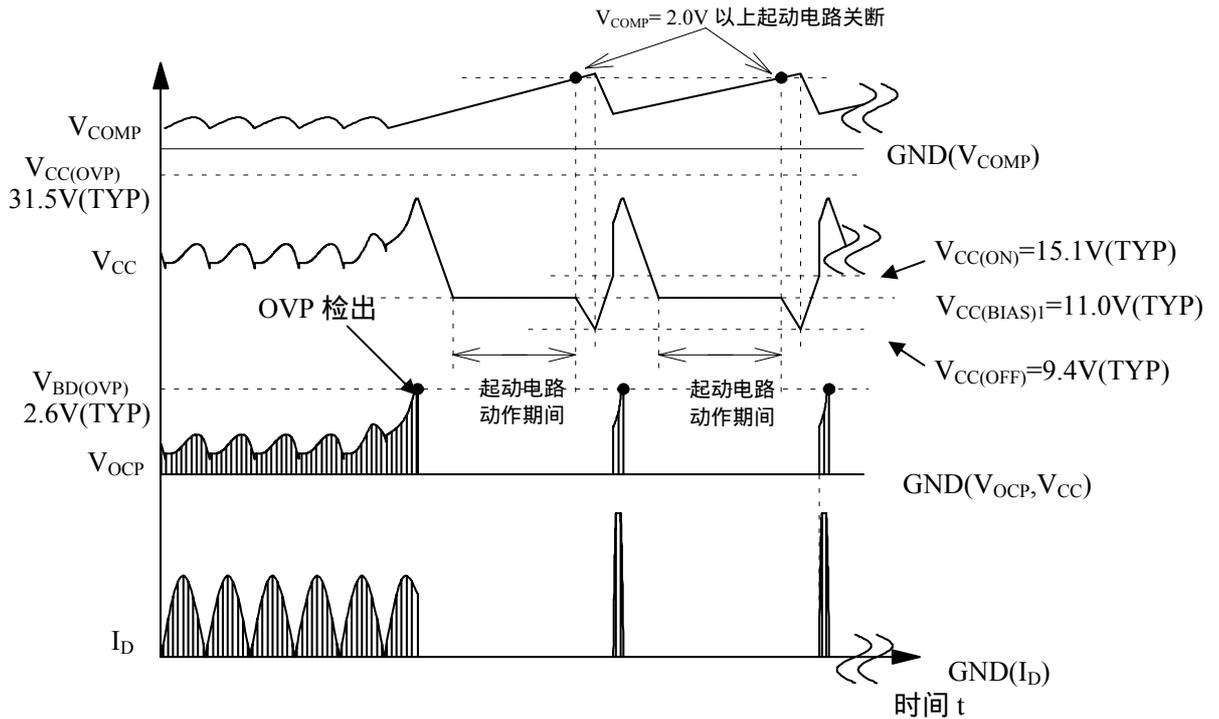


图 7-26 OCP 端子 OVP 动作时的各部分波形(LC551XD)

ISENSE 端子过电压保护功能

ISENSE 端子 OVP 动作波形如图 7-27 所示。

一旦 ISENSE 端子 - GND 端子间所加电压达到 ISENSE 端子 OVP 门槛电压  $V_{ISEN(OVP)} = 2.0V(TYP)$  以上时, ISENSE 端子过电压保护功能动作, 进行间歇振荡动作。

串联连接的 LED 负载, 当 LED 负载开路等异常情况下, 如图 6-1 所示, 通过 ZD1, 此保护功能可检测出 2 次侧过电压。

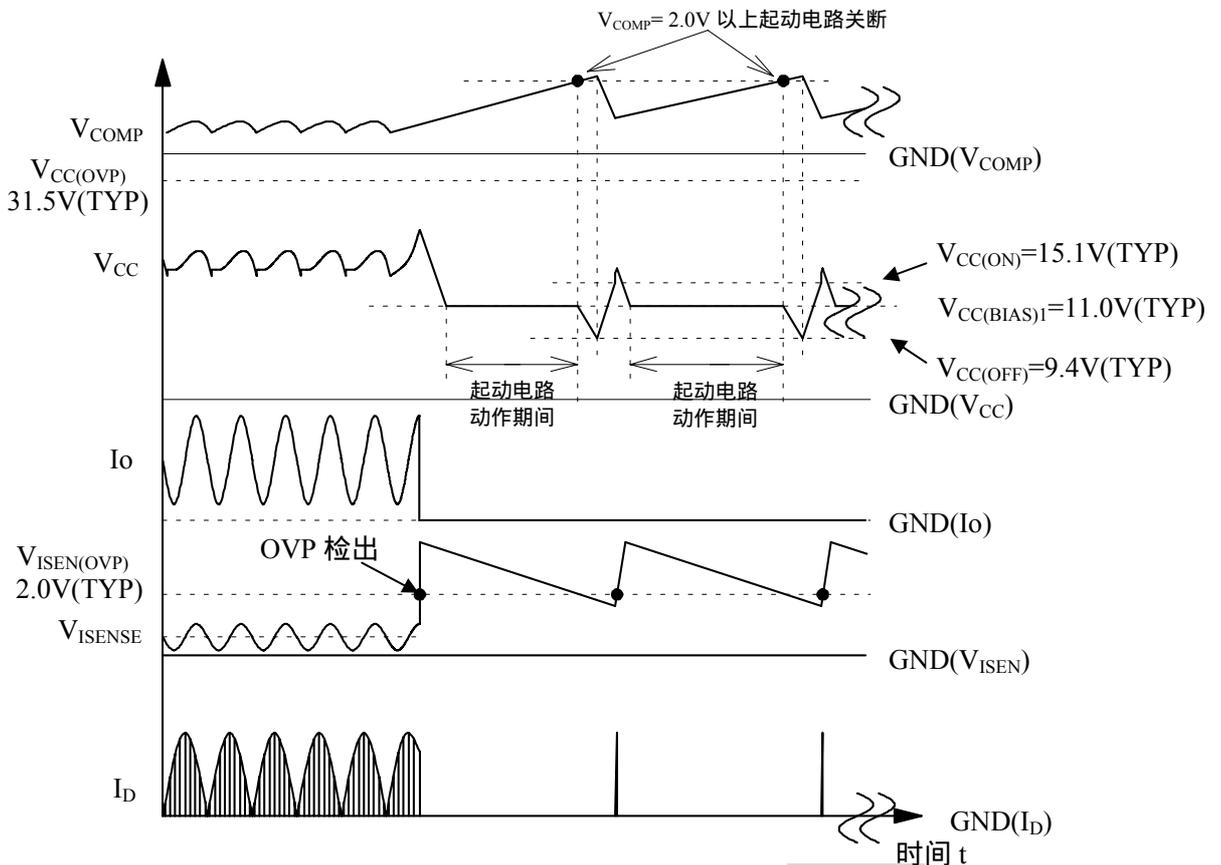


图 7-27 ISENSE 端子 OVP 动作时的各部分波形(LC551XD)

LC552XD/LC552XF(绝缘用)

LC552XD/LC552XF 具有 3 种过电压保护功能：V<sub>CC</sub> 端子、OCP 端子以及 OVP 端子。

V<sub>CC</sub> 端子过电压保护功能

LC552XD/LC552XF 的 OVP 动作时的动作波形如图 7-28 所示。

LED 负载开路等情况下，V<sub>CC</sub> - GND 端子间所加电压达到 OVP 动作电源电压 V<sub>CC(OVP)</sub>= 31.5V(TYP)以上时，过电压保护功能动作，V<sub>CC</sub> 端子电压通过起动电路保持在 V<sub>CC(BIAS)I</sub>= 11.0V，一旦 V<sub>FB</sub>=2.0V 后起动电路停止，因此，V<sub>CC</sub> 端子电压跌至 V<sub>CC(OFF)</sub>= 9.4V(TYP)以下，启动电路再动作，IC 进入间歇振荡动作。

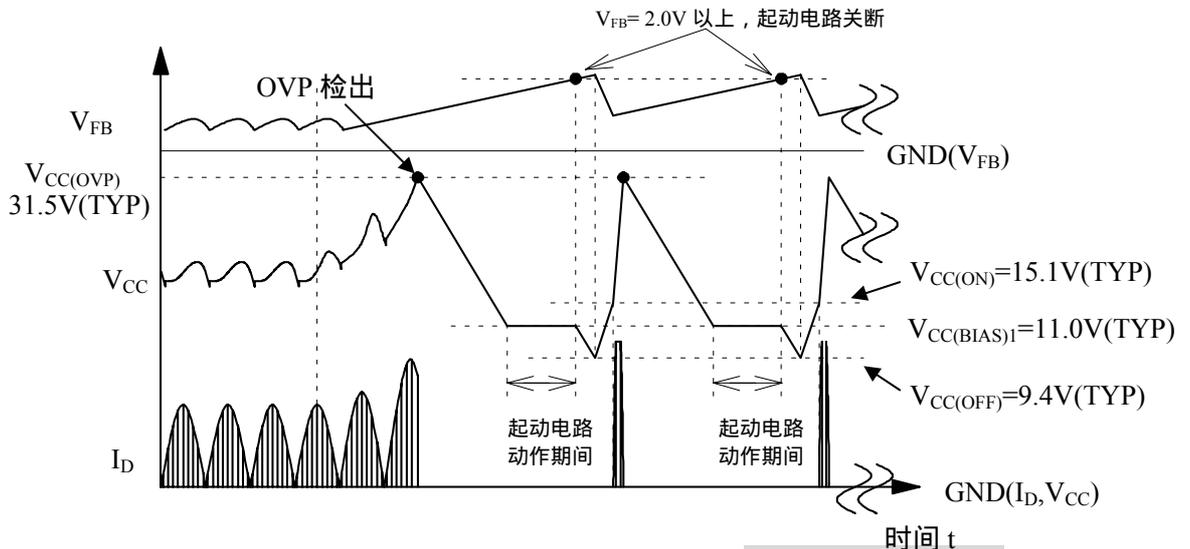


图 7-28 V<sub>CC</sub> 端子 OVP 动作时的各部分波形(LC552XD/LC552XF)

OCP 端子过电压保护功能

OCP 端子 OVP 动作波形如图 7-29 所示。

与 LC551XD 系列相同，一旦 OCP 端子 - GND 端子间所加电压达到 OCP 端子 OVP 动作电压 V<sub>OCP(OVP)</sub>= 2.6V(TYP)以上时，OCP 端子过电压保护功能动作，进行间歇振荡动作。

在准共振信号设定不正确的情况下，或者变压器 1 次侧-2 次侧间耦合较差时增大 2 次侧 LED 负载电流的情况(图 7-26)等，参数设计不良、变压器设计不良等因素时防止连续动作。

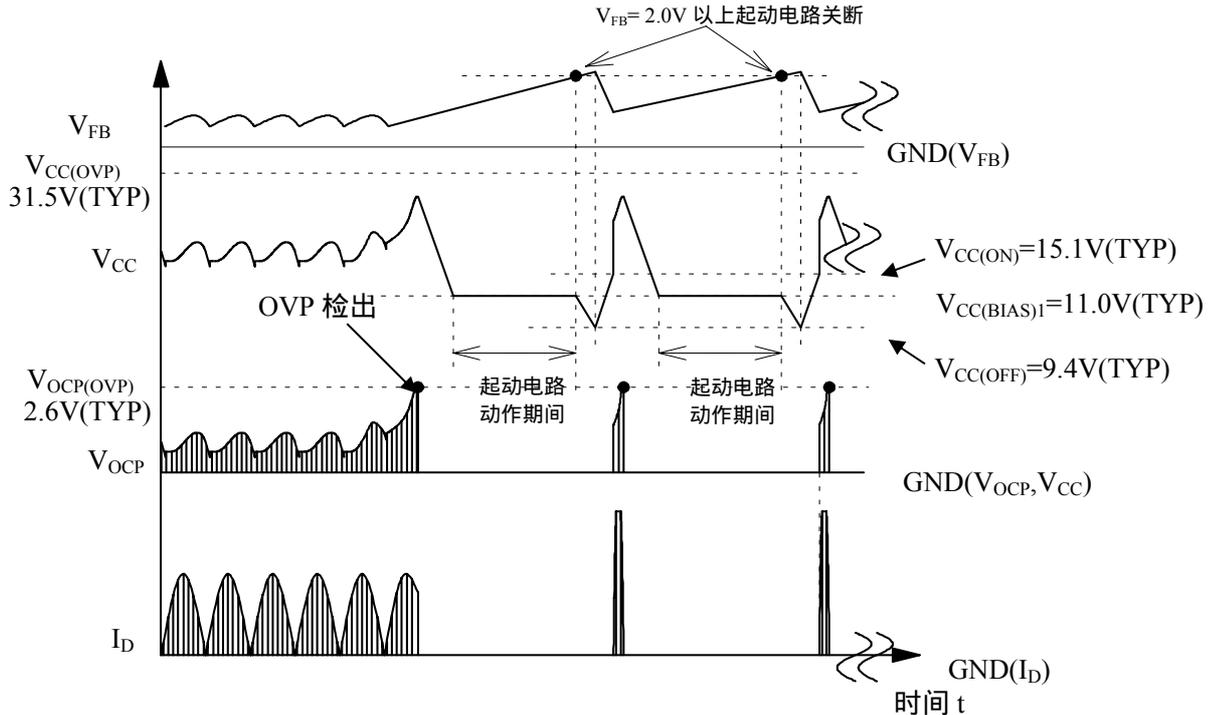


图 7-29 OCP 端子 OVP 动作时的各部分波形(LC552XD/LC552XF)

OVP 端子过电压保护功能

OVP 端子的 OVP 动作波形如图 7-30 所示。

一旦 ISENSE 端子 - GND 端子间所加电压达到 ISENSE 端子 OVP 门槛电压  $V_{OVP(th)} = 2.0V(TYP)$  以上时, OVP 端子过电压保护功能动作, 进行间歇振荡动作。

串联连接的 LED 负载, 当 LED 负载开路等异常情况下, 如图 6-2 所示, 通过 PC2, 此保护功能可检测出 2 次侧过电压。

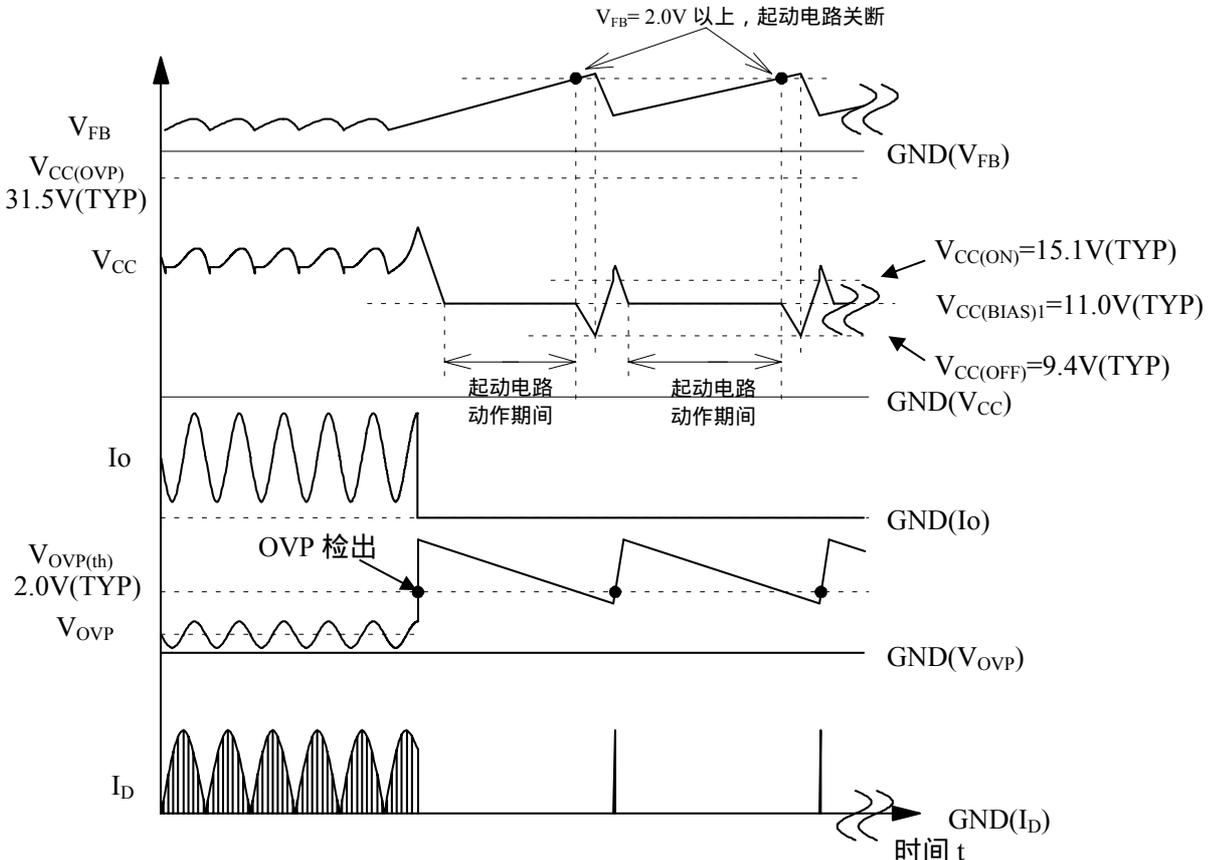


图 7-30 OVP 端子过电压动作时的各部分波形(LC552XD/LC552XF)

### 7.7 过负载保护功能(OLP)

过负载保护状态(过电流保护动作导致 Drain 电流的峰值被限制的状态),持续一定时间(延迟时间  $t_{DLY}$ )后,开关动作进入间歇动作,可减轻功率 MOSFET 及 2 次侧整流 Diode 等元件的应力。

#### LC551XD(非绝缘用)

LC551XD 的 COMP 端子周边电路如图 7-31 所示,过负载保护功能(OLP)动作时的各部分波形如图 7-32 所示。

一旦发生过负载状态,输出电压降低,ISENSE 端子电压随之降低。ISENSE 端子电压降低到内部的误差基准电压  $V_{SEN(th)} = 0.30V(TYP)$ 时,由于 IC 内部的 OTA 电路所产生的电流放大信号消失,通过 COMP 端子内部的定电流源给 COMP 端子外接的电容 C6 充电。

COMP 端子电压达到 OLP 门槛电压 2  $V_{COMP(OLP)2} = 4.5V(TYP)$ 后,ON 幅宽变成 Leading·Edge·Blanking 时间  $t_{BW} = 500nS$ 。之后,COMP 端子继续充电,当达到 OLP 门槛电压 1  $V_{COMP(OLP)1} = 5.5V(TYP)$ 时,振荡完全停止。此时,起动电路同时导通,进行反复重启和停止的间歇振荡动作。

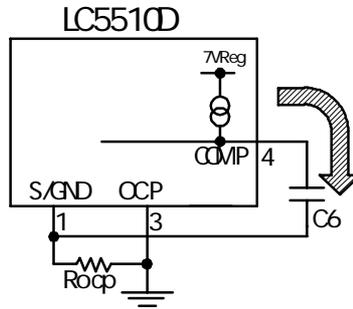


图 7-31 COMP 端子周边电路图

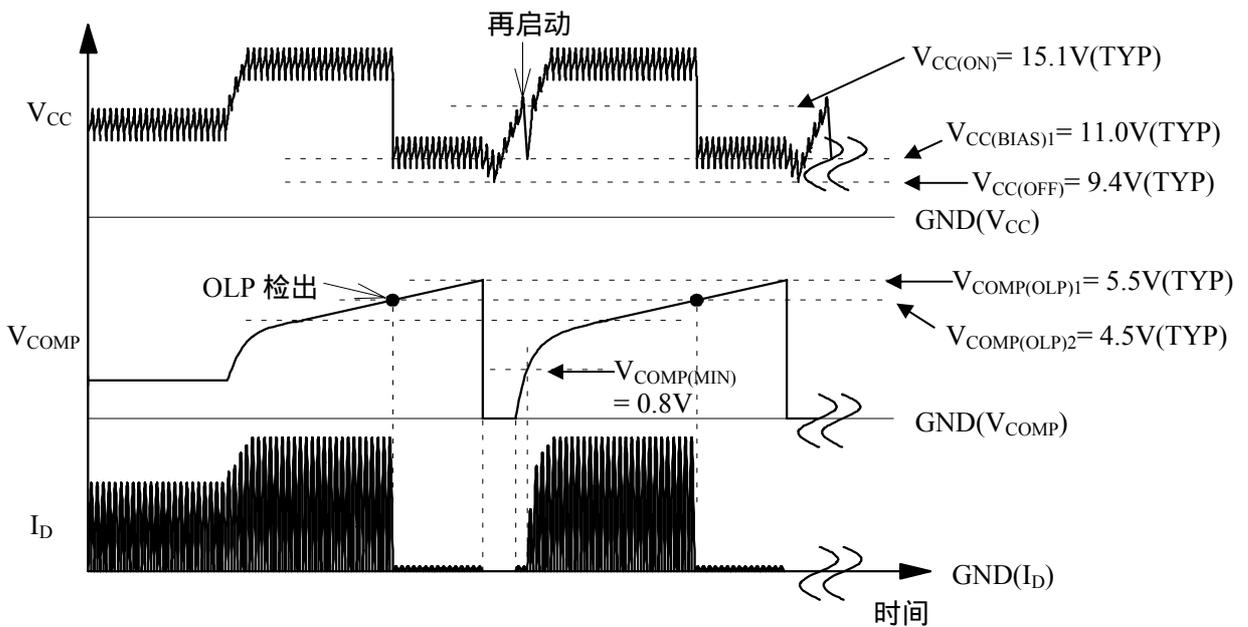


图 7-32 OLP 动作时的各部分波形

LC552XD/LC552XF(绝缘用)

LC552XD/LC552XF 的 FB 端子周边电路图如图 7-33 所示，过负载保护功能(OLP)动作时各部分波形如图 7-34 所示。

一旦发生过负载状态，输出电压下降，2 次侧误差放大器关断，不产生反馈电流。反馈电流消失后，由 FB 端子内部的定电流源给 FB 外接的电容 C6 充电。

FB 端子电压达到 OLP 阈值电压 2  $V_{FB(OLP)2} = 4.5V(TYP)$ 后，ON 幅宽变成 Leading Edge Blanking 时间  $t_{BW} = 500ns$ 。之后，FB 端子继续充电，当达到 OLP 阈值电压 1  $V_{FB(OLP)1} = 5.5V(TYP)$ 时，振荡完全停止。此时，起动电路同时导通，进行反复重启和停止的间歇振荡动作。

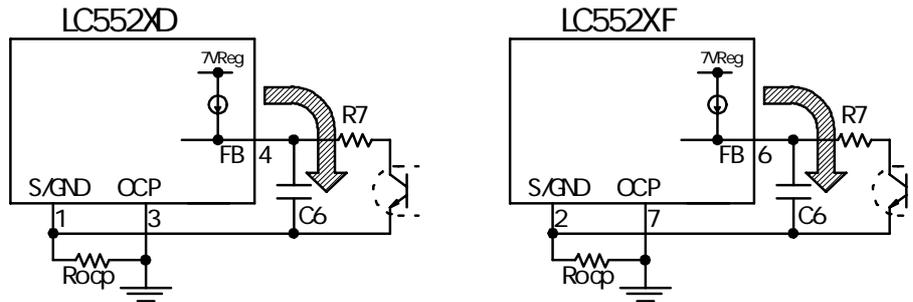


图 7-33 FB 端子周围电路图

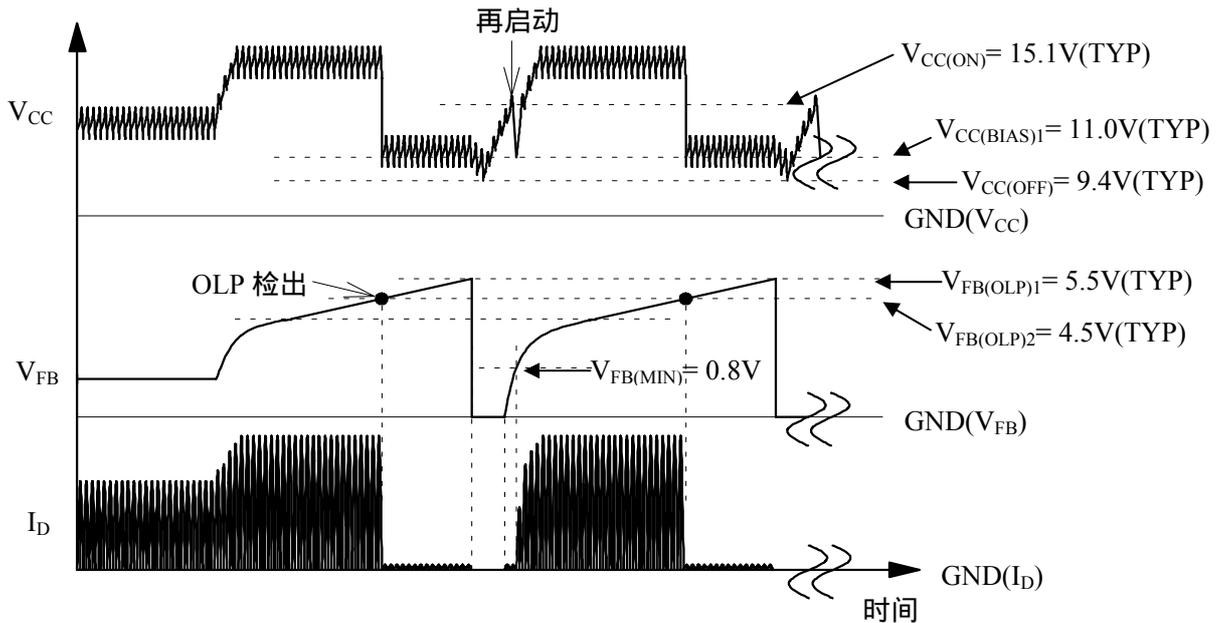


图 7-34 OLP 动作时的各部分波形

### 7.8 过电流保护功能(OCP)

过电流保护电路(OCP)，通过逐个脉冲方式检测功率 MOSFET 的 Drain 电流的峰值，从而限制功率。

功率 MOSFET 的 Drain 电流由 S/OCP 端子与 GND 端子间的电流检测电阻  $R_{OCP}$  检测,通过 IC 内部电阻将内部  $R_{reg}$  电压和  $R_{ocp}$  电压分压可得到检测电压  $V_{ROCP}$ 。  $V_{ROCP}$  的压降一旦达到过电流检测门檻电压 ( $V_{OCP} = -0.60V(TYP)$ ), 功率 MOSFET 即关断。

为减小内部电阻误差的影响,  $R_3$  取值一般为  $100 \sim 330\Omega$ 。

$C_5$  要采用温度特性好的电容, 容量一般设定为  $100 \sim 470pF$ 。容量过大的话, 会导致 OCP 响应速度变慢, 电源启动等过渡状态时, Drain 电流的峰值有可能会增大。

准共振变换器在 AC100V 系 ~ AC230V 系宽电压输入条件下使用时, 由于输入电压和动作频率变化, Drain 电流峰值也会随之变化(输入电压高时, Drain 电流峰值减小), 输入电压高时的过电流保护动作点会向更过负载侧偏移。由于设计过电流动作保护点时要考虑 AC100V 系下限输入电压及输出最大负载状态, 因此当 AC265V(AC230V 系上限+15% 时)输入时, 输出电流会增大。

当输入电压为 AC100V 系 ~ AC230V 系等宽电压范围时, 为抑制 AC100V 系和 AC230V 系过电流保护动作点的差异, 可增加图 7-36 点线框内的  $D_{X1}$ 、 $D_{ZX1}$ 、 $R_{X1}$  进行输入电压补偿电路。

由于 OCP 端子检测电流峰值, 功率 MOSFET 导通瞬间会产生一个陡峭的 Surge 电流, 这个冲击电流如果使 IC 内部 FB 比较器及 OCP 电路响应动作, 致使功率 MOSFET 关断。

为了防止这种现象发生, 内置了 Leading Edge Blanking 功能, 对 MOSFET 导通时的 Surge 电流不响应。从功率 MOSFET 导通瞬间开始设置了 Blanking 时间。( 由于产品不同, 详细内容请参考各产品规格书。LC5513D 的 Leading Edge Blanking 时间为  $t_{ON(LEB)} = 500nS(TYP)$ 。)

导通时 Drain 电流的 Surge 电流幅度, 如图 7-37 所示, 请调整在  $t_{BW}$  以下。

Drain 电流 Surge 很大的情况下, 调整方法如下:

- 使 MOSFET 在  $V_{DS}$  谷底点导通
- 减小电压共振电容  $C_V$  容量或 2 次侧 Snubber 吸收电路的电容容量
- 减小导通时的 Surge 电压等

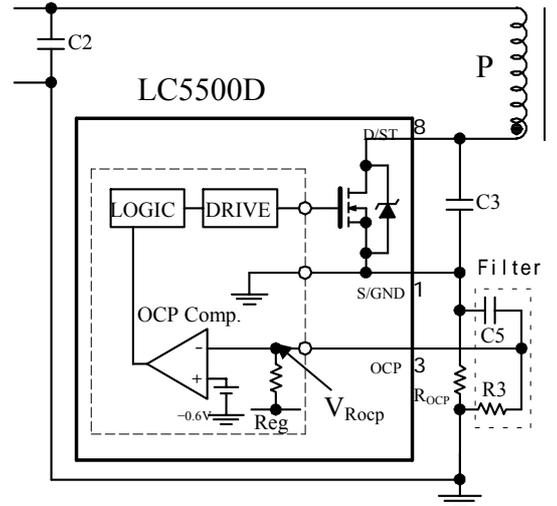


图 7-35 负电压检测 OCP 电路

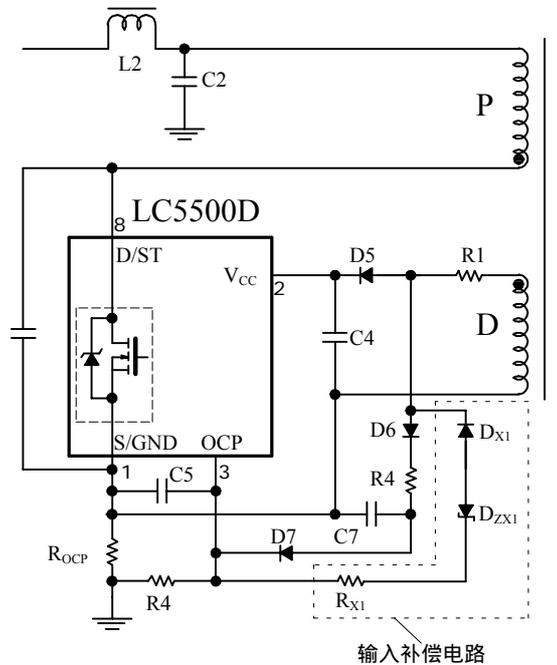
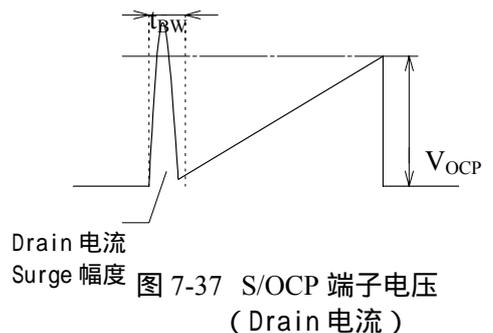


图 7-36 外置输入补偿电路



Drain 电流 Surge 幅度 图 7-37 S/OCP 端子电压 (Drain 电流)

### 7.8.1 过电流输入补偿功能

过电流输入补偿电路如图 7-38 所示。同时，AC150V 开始输入补偿时的 OCP 端子波形如图 7-39 所示。LC5500 系列，通过过电流输入补偿功能，可以修正过电流检测门槛电压值( $V_{OCP}$ )，使之与输入电压相对应。

如图 7-40 所示，辅助绕组 D 的 Forward 电压  $E_{fw1}$  与输入电压成正比， $E_{fw1}$  经  $D_{ZX1}$ (用于设定输入补偿开始电压)后，被  $R_{X1}$  和  $R_4$  限流、分压，如图 7-39 所示，与  $E_{fw1}$  相对应的输入补偿后的  $V_{OCP}$  减小，从而实现过电流的输入补偿。

$D_{ZX1}$  是 Zener 二极管(Zener 电压)。 $D_{ZX1}$ ，根据输入电压规格和变压器规格，选择 6.8V~30V 的稳压管。 $R_3$  具有滤波作用，一般选择 100~330Ω 范围的电阻。

过电流输入补偿，以减小输入电压低时的过电流点和输入电压高时的过电流点的差为目标进行调整。同时，确保全电压输入范围内，过电流保护点都要在输出电流规格  $I_{OUT}$  之上。

OCP 端子电压，包含 Surge 电压，在 AC 输入电压最大时确保在绝对最大规格(-2.0V ~ +5.0V)以内。

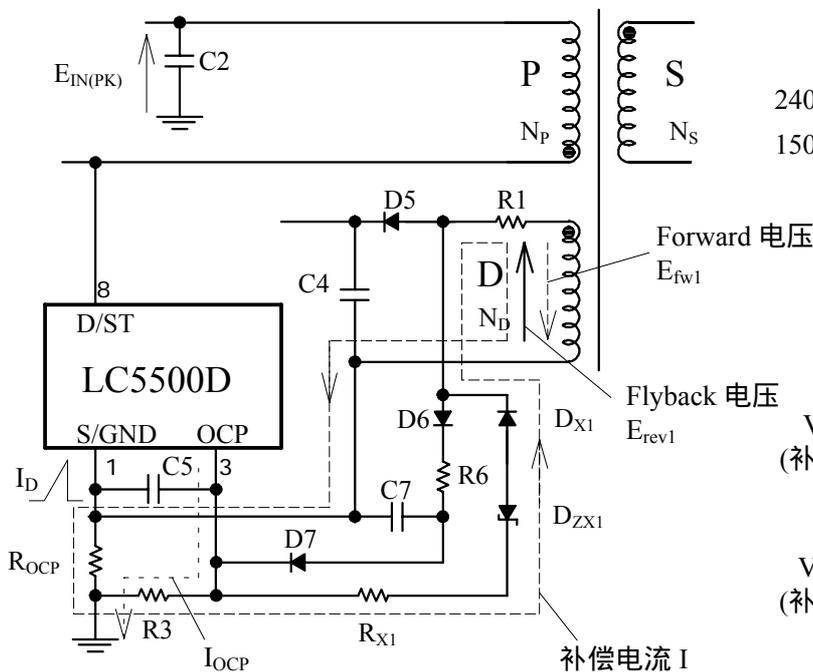


图 7-38 过电流输入补偿电路

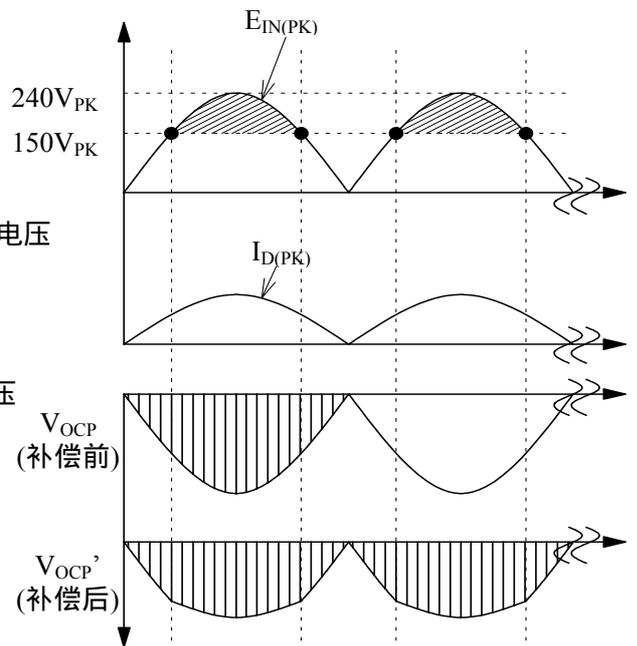


图 7-39 输入补偿时的 OCP 端子波形 (AC150V<sub>PK</sub> 开始进行补偿的情况)

准共振动作时，对应于输入电压的各电压波形如图 7-40 所示。

A 点的  $D_{ZX1}$   $E_{fw1}$  时，由于输入补偿电路不动作， $V_{OCP}$  的过电流检测门槛电压为 -0.60V(TYP)。从 B~D 点时，输入电压上升， $E_{fw1}$  超过  $D_{ZX1}$  电压后，补偿电流沿如图 7-38 中虚线箭头方向流动，产生负向偏置电压，使之容易进入过电流动作，从而抑制过电流动作点的偏差。

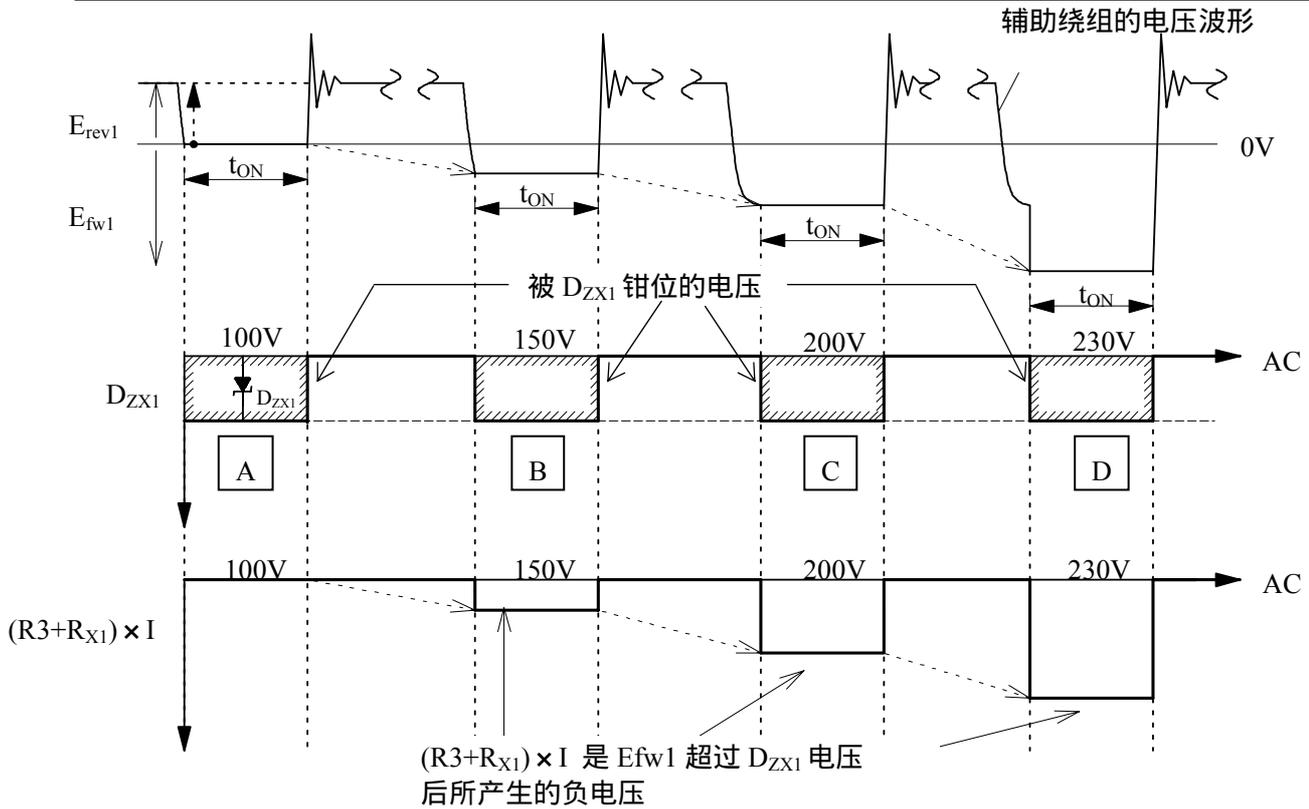


图 7-40 相对于输入电压的各电压波形(准共振动作时)

不接输入补偿电路的时候，如图 7-41 的上图所示，过电流检测点电压值为过电流检测门槛电压  $V_{ocp} = -0.60V(TYP)$  加上 OCP 端子流出电流  $I_{OCP}$  与  $R_3$  的乘积。

$$\text{由 } R_{OCP} \times I_{DP} = V_{OCP} + R_3 \times I_{OCP} \text{ 得到、 } V_{OCP} = R_{OCP} \times I_{DP} - R_3 \times I_{OCP} \text{ -----(4)}$$

接上输入补偿电路的时候，如图 7-41 的下图所示，过电流检测点电压值由三部分的总和决定。即过电流检测门槛电压和由输入补偿电流  $I$  所产生的  $R_3$  的压降  $R_3 \times I$  以及 OCP 端子流出电流  $I_{OCP}$  所产生的压降  $R_3 \times I_{OCP}$  的总和。

因此，AC 输入峰值 ( $E_{IN(PK)}$ ) 时流过补偿电流  $I$ ，过电流点即调整为图 7-41 中的  $I_{DP}'$ ，低输入电压和高输入电压时的过电流点的差就减小了。

$$\text{由 } R_{OCP} \times I_{DP}' = V_{OCP} + R_3 \times I_{OCP} - R_3 \times I \text{ 得到、 } V_{OCP} = R_{OCP} \times I_{DP}' - R_3 \times (I_{OCP} - I) \text{ -----(5)}$$

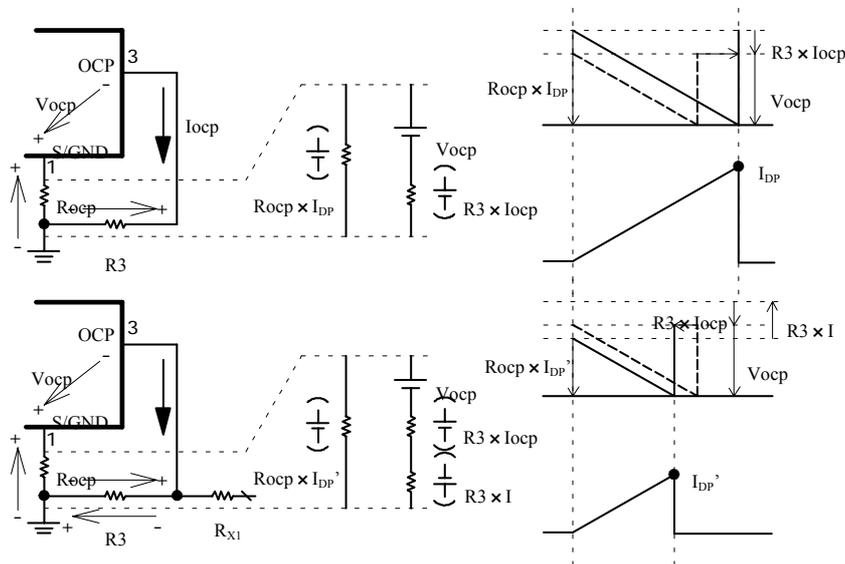


图 7-41 输入补偿时 Drain 电流修正波形

OCP 端子输入补偿电路参数设定

$E_{IN(PK)}$ : C2 电压  
 $I_{DP}$ : MOSFET 的 Drain 电流峰值  
 $V_{FX1}$ :  $D_{X1}$  的正向压降  
 $D_{ZX1}$ :  $D_{ZX1}$  的 Zener 电压  
 其它电路参数请参照图 7-38。

输入补偿前的过电流点的 Drain 电流峰值  $I_{DP}$ ，参照图 7-41，由下式(6)得到。

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

$$I_{DP} = \frac{V_{OCP} + R3 \times I_{OCP}}{R_{OCP}} \quad \text{----- (6)}$$

输入补偿后的过电流点的 Drain 电流峰值  $I_{DP}'$ ，参照 7-41，由下式(7)得到。

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

$$I_{DP}' = \frac{V_{OCP} + R3 \times (I_{OCP} - I)}{R_{OCP}} \quad \text{----- (7)}$$

假设希望修正的电流峰值为  $I_{DP} - I_{DP}' = 2.0A - 1.5A = 0.5A$ ，通过(6)、(7)式，输入补偿电路的补偿电流  $I$  可由下式(8)得出。

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

$$I_{DP} - I_{DP}' = \frac{R3}{R_{OCP}} \times I \quad \text{----- (8)}$$

然后， $R_{X1}$  的设定，要使得在 AC 输入电压最大时( $E_{IN(MAX)}$ )流过补偿电流  $I$ ，如下式(9)。

$$I = \frac{E_{fw1} D_{ZX1} V_{FX1}}{R_{X1} + R3 + R_{OCP}}$$

$$R_{X1} = \frac{E_{fw1} D_{ZX1} V_{FX1}}{I}$$

$$(\ominus R3, R_{OCP}) \quad R_{X1}$$

$$R_{X1} = \frac{\frac{N_D \times E_{IN(MAX)}}{N_P} - (D_{ZX1} + V_{FX1})}{I} \quad \text{----- (9)}$$

● 输入补偿电路参数的设定例

宽输入电压规格、假定输入电压  $V_{IN(AC)}$  为 AC150V 时输入补偿开始起作用。

参考例：

变压器匝数：1 次侧  $N_P = 40T$ 、辅助绕组  $N_D = 5T$ ；  
 $V_{IN(AC)} = \text{MIN}$  时， $I_{DP} = 2.0A$ 、 $V_{IN(AC)} = \text{Max}$  时  $I_{DP}' = 1.5A$ ；  
 $R_{OCP} = 1.0\Omega$ 、 $R3 = 220\Omega$ ；  
 $D_{X1}$  正向压降为 0.7V；  
 AC150V 时的  $E_{fw1}$  可按式(10)求得，从而设定  $D_{ZX1}$ 。

$$E_{fw1} = \frac{N_D}{N_P} \times V_{IN(AC)} \times \sqrt{2} = \frac{5}{40} \times 150\sqrt{2} = 26.5V \quad \text{----- (10)}$$

因而，使用  $D_{ZX1} = 27V$ ，并且，补偿量  $I$  由式(8)求得：

$$I_{DP} - I_{DP}' = \frac{R3}{R_{OCP}} \times I$$

$$\therefore I = \frac{1.0}{220} \times 0.5 = 2.27mA$$

$R_{X1}$  的取值，参考  $V_{IN(AC)} = \text{Max}$  时的  $E_{fw1}$  和公式(9)，由下式求得：

$$R_{X1} = \frac{E_{fw1} - D_{ZX1} - V_{FX1}}{I}$$

$$R_{X1} = \frac{\frac{5}{40} \times 264\sqrt{2} - 27 - 0.7}{2.27mA}$$

$$R_{X1} = 8.35k\Omega$$

因此， $R_{X1} = 8.2k\Omega$ 。

实际动作时，请确认所设定的参数能否满足输出功率的规格。

### 7.9 过热保护电路(TSD)

IC 控制电路部分的温度，一旦达到热保护动作温度  $T_{j(TSD)} = 135^\circ\text{C}(\text{MIN})$  以上，IC 进入锁定状态，开关动作停止。

### 7.10 最大 ON 时间限制功能

低输入电压时或电源 ON/OFF 时等过渡状态下，功率 MOSFET 的 ON 时间被限制在最大 ON 时间  $t_{ON(\text{MAX})} = 40\mu\text{s}(\text{TYP})$  (参照图 7-42)、开关频率下限也被限制，从而有效抑制了电源 ON/OFF 时的变压器声音。

电源设计时，在最低输入电压最大负载条件下，确保功率 MOSFET 的 ON 时间低于最大 ON 时间。最低输入电压最大负载时，若设计的变压器使 IC 工作在最大 ON 时间以上，由于功率 MOSFET 的 ON 时间被限制在最大 ON 时间，在最低输入电压下，得不到所需的输出功率，因此变压器需要重新设计(减小变压器电感量  $L_p$ ，提高开关频率，或者减小 1 次侧和 2 次侧匝比  $N_p/N_s$  以减小占空比 Duty 等方法)。

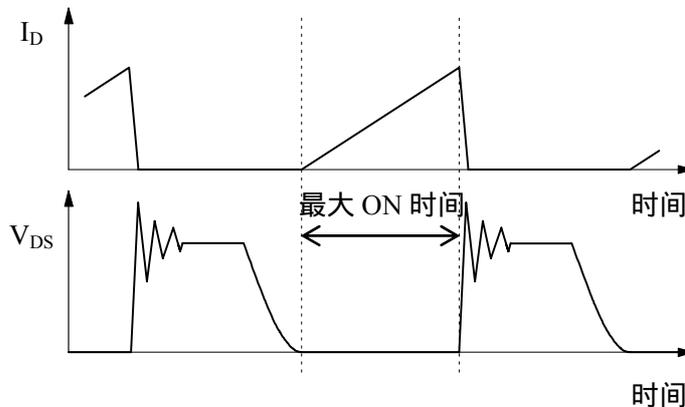


图 7-42 最大 ON 时间的确认

## 8. 设计注意点

### 8.1 外围元件

请采用使用条件合适的元器件。

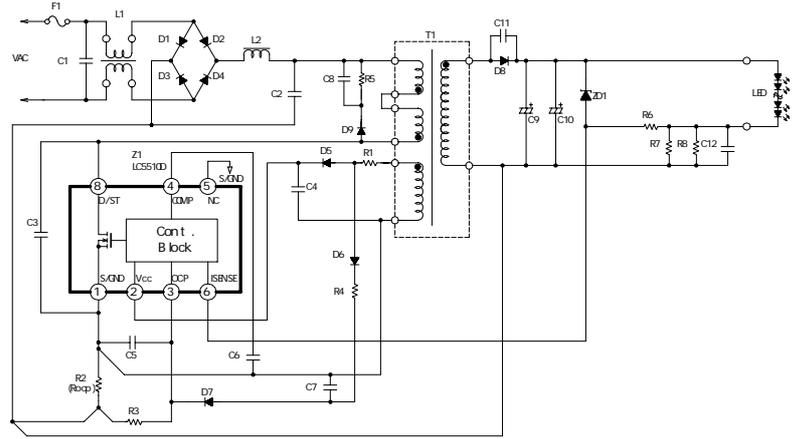
- 输出平滑用电解电容，设计时要满足纹波电流·电压·温升等规格，并留有一定的余量。并且，请采用用于开关电源的高纹波电流，低阻抗的产品。
- 设计变压器时，考虑到铜损和铁损引起温度上升，要留有一定的余量。
- 电流检测用电阻  $R_{OCP}$ ，由于流过高频开关电流，若采用寄生电感大的电阻，可能会产生误动作。请采用寄生电感小且 Surge 耐量大的电阻。

### 8.2 变压器设计

变压器设计基本上和 RCC 方式 (Ringing Choke Converter : 自激式 Flyback Converter) 的电源变压器设计相同。

但是，由于是准共振动作，导通点延迟后，Duty 会发生变化，因此要进行 Duty 修正。

LC5500 系列功率 MOSFET 的耐压为 650V。由 Flyback 电压  $E_f$  设定 ON Duty，选定使用频率  $f_o$  后，可通过式(11)求得  $L_p$  值。同时，Flyback 电压  $E_f$ ，考虑到 Surge 电压以及宽输入范围，一般设计值为  $E_f=100 \sim 150V$ 。



$$L_p = \frac{(E_{INPEAK(MIN)} \cdot D_{ON})^2}{\left( \sqrt{\frac{2 \cdot P_o \cdot f_o}{\eta_1}} + E_{INPEAK(MIN)} \cdot \pi \cdot f_o \cdot D_{ON} \cdot \sqrt{C_v} \right)^2} \quad \text{----- (11)}$$

$L_p$  根据下述条件计算求得。

- $V_{IN(AC)}$ : 输入有效电压 (=  $V_{IN(RMS)}$ )
- $P_o$ : 最大输出功率 (=  $E_o \times I_o$ )
- $E_o$ : 输出电压
- $I_o$ : 最大输出负载电流
- $f_o$ : 最低发振频率 50 ~ 150kHz
- $\eta_1$ : 电源效率=80~90%
- $\eta_2$ : 峰值电压衰减率 0.9
- $C_v$ : 电压共振电容=47 ~ 470pF (=C3)

$D_{ON}$ :  $V_{IN(AC)MIN}$  时的 ON Duty  $D_{ON} = \frac{E_f}{E_{INPK(MIN)} + E_f}$

$E_{INPK(MIN)}$ :  $V_{IN(AC)MIN}$  输入时有效电压峰值(C2 电压)  $E_{INPK(MIN)} = \sqrt{2} \times V_{IN(AC)MIN} \times \eta_2$

$E_f$ : Flyback 电压  $E_f = \frac{N_p}{N_s} \times (E_o + V_F)$

$V_F$ : D8 的正向压降 0.7V

同时，Drain 电流峰值  $I_{DP}$  等各参数根据下述公式求得。

$$\text{输入有效电流: } I_{IN(RMS)} = \frac{P_O}{\eta_I \times V_{IN(RMS)}} \quad \text{----- (12)}$$

$$\text{最大平均输入电流: } I_{INPK(AVE)} = \frac{\sqrt{2} \times P_O}{\eta_I \times V_{IN(RMS)}} \quad \text{----- (13)}$$

$$\text{Drain 电流峰值: } I_{LPK} (= I_{DP}) = \frac{2}{D_{ON}} \times I_{INPK(AVE)} \quad \text{----- (14)}$$

$$\text{部分共振期间: } t_{ONDLY} = \sqrt{L_P \times C_V} \quad \text{----- (15)}$$

$$\text{修正后的最大 ON Duty: } D_{ON}' = (1 - f_O \times t_{ONDLY}) \times D_{ON} \quad \text{----- (16)}$$

$$\text{修正后的开关电流峰值: } I_{LPK}' (= I_{DP}') = \frac{2}{D_{ON}'} \times I_{INPK(AVE)} \quad \text{----- (17)}$$

变压器磁芯 AL-Value 值的选择需考虑 NI-Limit(AT)值, NI-Limit(AT)值由一次侧绕线  $N_P$  和 Drain 电流  $I_{DP}$  求得, 选定 AL-Value 时务必保证不发生磁芯饱和。求得的 NI-Limit 值( $=I_{LPK}' \times N_P$ ), 通常要在图 8-1 中 NI-Limit vs. AL-Value 特性曲线之内(斜线部分)。另外, 在选择满足 NI-Limit vs. AL-Value 关系的磁芯时, 考虑到温度等不均衡性, 设计时要保证一定裕量。通常, 计算出的 NI-Limit 相对于磁芯规格上的 NI-Limit, 推荐要保证 30% 的裕量。

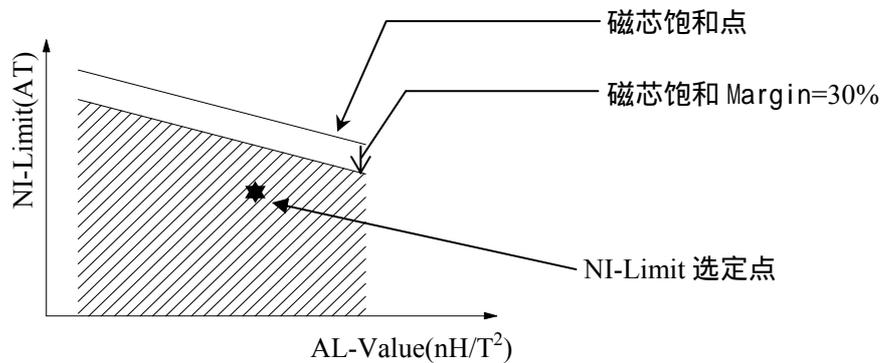


图 8-1 磁芯的 NI-Limit vs. AL-Value 特性例

由此, 考虑到变压器饱和裕量, NI-Limit 根据如下公式进行设定。1 次侧绕组  $N_P$ , 2 次侧绕组  $N_S$ ,  $V_{CC}$  辅助绕组  $N_D$  根据如下公式(18)~(21)求得。

$$NI - Limit = N_P \times I_{LPK}' (130\%) \quad \text{----- (18)}$$

$$N_P = \sqrt{\frac{L_P}{AL - Value}} \quad \text{----- (19)}$$

$$N_S = \frac{V_O + V_F}{E_f} \times N_P \quad \text{----- (20)}$$

$$N_D = \frac{V_{CC}}{V_O + V_F} \times N_S \quad \text{----- (21)}$$

### 变压器绕组设计考虑点

开关电流内包含高频成分，因此会受到集肤效应的影响。所以变压器设计时采用的绕线线径，既要考虑动作电流的有效值，确保电流密度在  $5\sim 6\text{A}/\text{mm}^2$  左右。另外，由于集肤效应等的影响导致变压器温度高，需要进行温升对策时，通常将绕线表面积增大，方法如下：

- 增加绕线股数
- 采用利兹线
- 增大线径

### 8.3 布线设计

PCB 布线及实际安装条件，出现比较大的影响主要表现在误动作·噪声·损耗等上，因此要非常注意 PCB 布线与元件的放置。

一般而言，设计如图 8-2 所示的高频电流环路时，线路铜箔要尽可能粗、元件间的布线要尽可能短、环路面积也要尽可能小，从而减小布线阻抗。

另外，由于接地母线受辐射噪声影响比较大，因此布线时要尽可能地“粗、短”。

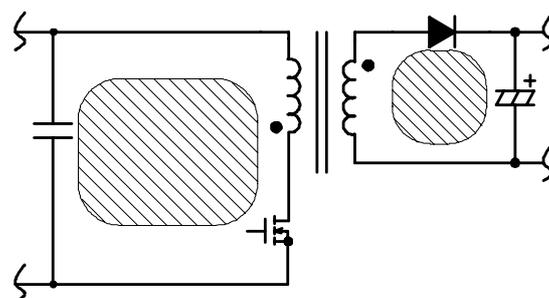


图 8-2 高频电流环路  
(斜线部分)

由于开关电源存在高频、高压的电流路径，元件放置、布线间距都需考虑安规要求。同时，由于 MOSFET 导通阻抗  $R_{DS(ON)}$  为正温度系数，散热设计时请注意。

LC551XD 的 IC 周边电路连接图如图 8-3 所示，LC552XD 的 IC 周边电路连接图如图 8-4 所示，LC552XF 的 IC 周边电路连接图如图 8-5 所示。

(1) S/OCP 端子周围 (S/GND 端子~ $R_{OCP}$ ~C2~T1(P 绕组)~D/ST 端子)

这部分的布线环路为开关电流流经的主环路，因此布线请尽可能“粗、短”。

IC 与输入电解电容 C2 距离较远时，为减小高频电流环路的阻抗，靠近变压器或者 IC 处，请追加一个薄膜电容(满足耐压要求的  $0.1\mu\text{F}$  左右电容)。

(2) GND 端子周围 (S/GND 端子~C4(-侧)~T1(D 绕组)~R1~D5~C4(+侧)~ $V_{CC}$  端子)

这部分走线，也请尽可能“粗、短”。

IC 与电解电容 C4 距离较远时，靠近  $V_{CC}$  端子与 GND 端子处请追加一个薄膜电容 ( $0.1\mu\text{F}\sim 1.0\mu\text{F}$  左右/ $50\text{V}$ )。

(3) 电流检测用电阻  $R_{OCP}$  周围

$R_{OCP}$  请放置在 S/OCP 端子附近。

为避免共同阻抗及开关电流对控制电路的影响，将主电路部分和控制部分的地线在  $R_{OCP}$  附近相连(图 8-3、图 8-4、图 8-5 中的 A 点)。

2 次侧整流部分布线的连接图如图 8-3、图 8-4、图 8-5 所示。

(1) 2 次侧整流滤波电路 (T1(S 绕组)~D8~C10)

这部分的布线，也请尽可能地“粗、短”。

整流部分布线既细又长的情况下，布线寄生漏感成分增加，功率 MOSFET 关断时的 Surge 电压会增加。

考虑了 2 次侧整流部分布线的 PCB 设计，可增大功率 MOSFET 耐压裕量，减轻 Clamp-Snubber 电路的应力以及损耗。

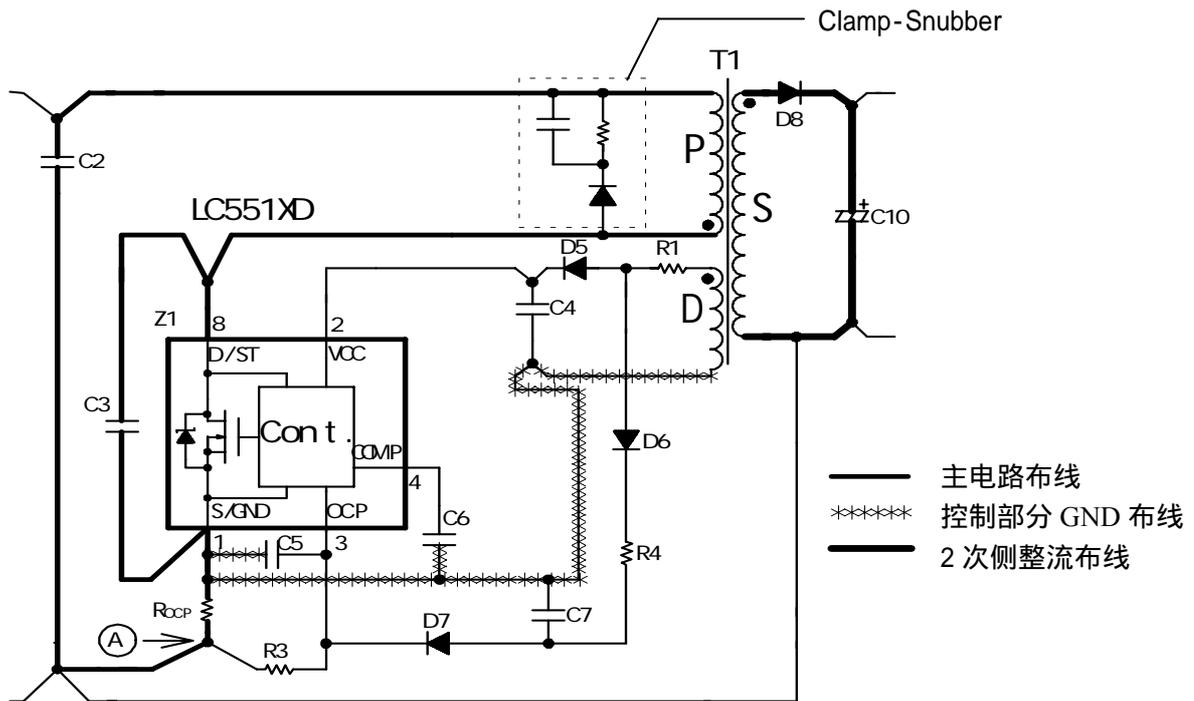


图 8-3 LC551XD (非绝缘用)周围电路接线图例

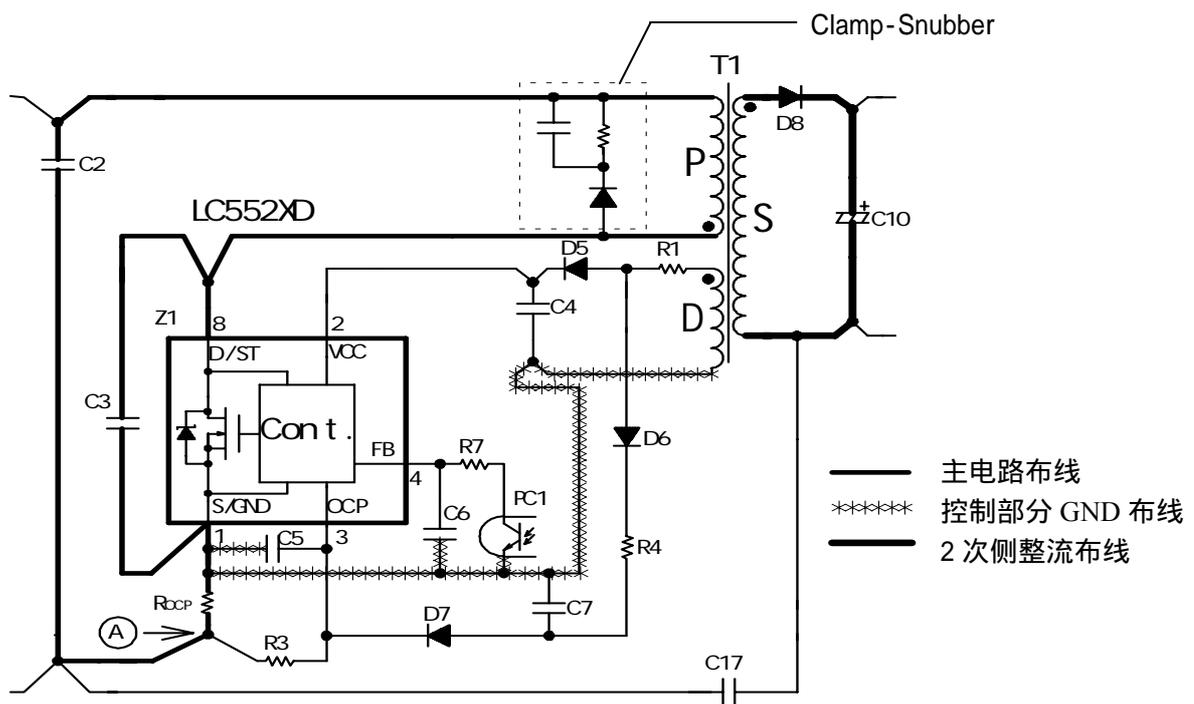


图 8-4 LC552XD (绝缘用)周围电路接线图例

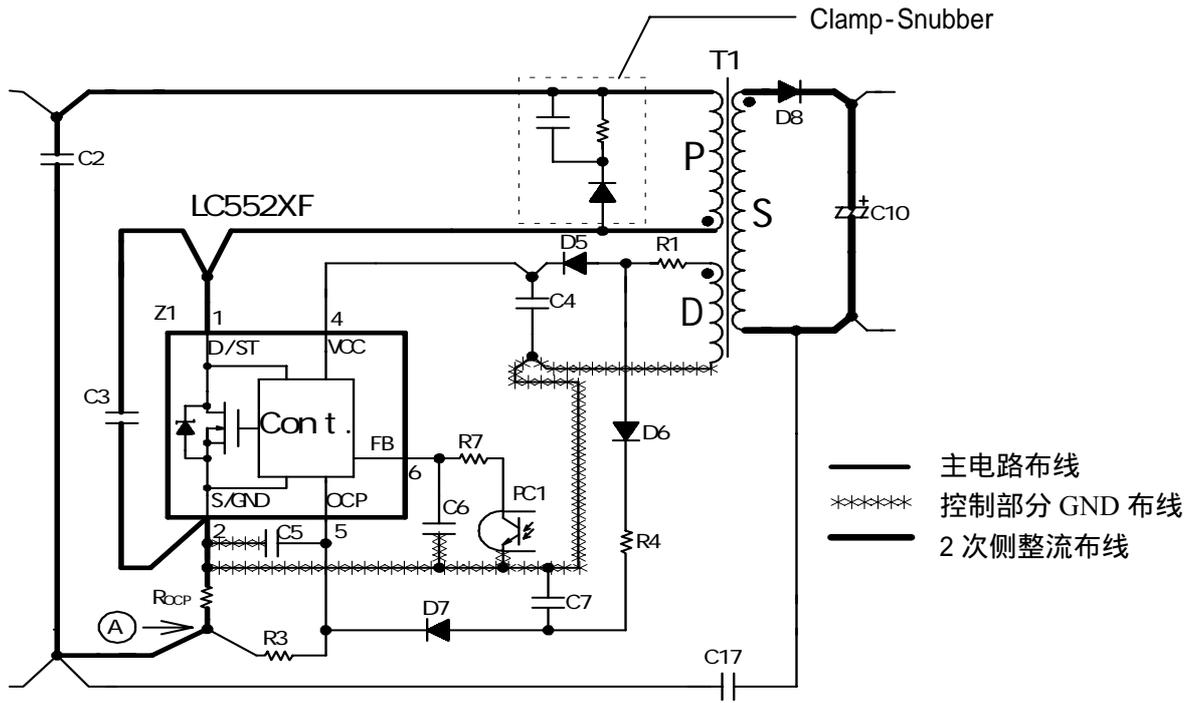


图 8-5 LC552XF (绝缘用)周围电路接线图例