



STR-Y6700 系列
应用手册 (Rev. 2.0)

三星电气株式会社
SANKEN ELECTRIC CO., LTD.
<http://www.sanken-ele.co.jp>

目录

| | |
|---|----|
| 1. 概要----- | 3 |
| 2. 特征及产品系列表 ----- | 3 |
| 3. Block 图及各端子功能 ----- | 4 |
| 4. 外观图----- | 5 |
| 5. 电气特性----- | 6 |
| 5.1 绝对最大规格 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 5.2 MOSFET 部分电气特性 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 5.3 控制部分电气特性 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 6. 应用电路图----- | 8 |
| 7. 动作说明 ----- | 9 |
| 7.1 起动动作 ----- | 9 |
| 7.2 定电压控制电路动作 ----- | 14 |
| 7.3 准共振动作以及谷底导通 ----- | 15 |
| 7.4 Auto-Standby 功能----- | 21 |
| 7.5 过电压保护功能 (OVP) ----- | 21 |
| 7.6 过负载保护功能 (OLP) ----- | 22 |
| 7.7 过热保护功能 (TSD) ----- | 23 |
| 7.8 过电流保护功能 (OLP) ----- | 24 |
| 7.9 最大 ON 时间限制功能 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 8. 设计上的注意点----- | 29 |
| 8.1 外部元件 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 8.2 变压器设计 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 8.3 相位补偿 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 8.4 PCB 走线设计 -----エラー! ブックマークが定義されていません。 | |
| 注意点----- | 32 |

1. 概要

STR-Y6700 系列, 是将功率 MOSFET 及功能控制 IC 集成于同一封装内, 应用于开关电源的准谐振 IC。正常动作时, 以准谐振及 Bottomskip 动作, 实现高效率、低 Noise。待机时, 以 Burst 方式动作, 实现低待机功耗。

采用小型 7Pin Full-Mold 封装(TO220F-7L), 外接元器件少, 电路设计简单。并且, 实际安装的面积小, 适用于小型化、标准化电源。

2. 特征及产品系列表

特征与优点

- TO-220F-7L 封装
 - 无铅对应
 - Multi-Mode 控制(根据负载状态选择最合适的动作方式, 全范围实现高效率)
 - 由于内置 LEB(Leading Edge Blanking)时间, 可以消减外部 Filter 元件
 - 内置自动 Standby 功能(Burst 发振动作, 改善轻负载时效率)
无负载时消耗功耗 $P_{IN} < 30mW(AC100V)$ 、 $50mW(AC230V)$
 - 内置 Bottom-Skip 功能(中~轻负载时, 可减小开关损耗, 实现高效率)
 - 内置 Step On Burst 发振功能, 有效抑制了噪音
 - 内置起动电路, 降低待机功耗, 外接元件可以消减
 - 由于 Bias Assist 功能, Standby 动作稳定
 - 内置 Soft-Start 功能, 电源起动时可减小功率 MOSFET 及输出二极管的应力
 - 内置最大 ON 时间限制电路
 - Vcc 宽动作范围(9.3V~35V)
 - 双 Chip 构成, 保证内部 MOSFET 的雪崩耐量(可简化浪涌吸收电路)
 - 保护功能
 - 带有输入校正功能的过电流保护(OCP) --- 受 AC 输出电压影响较小, 逐脉冲检测
 - 过电压保护(OVP)----- Latch Off
 - 过负载保护(OLP)----- Latch Off
 - 过热保护(TSD) ----- Latch Off
- ※1 Latch Off ……发振持续停止, 进行保护动作

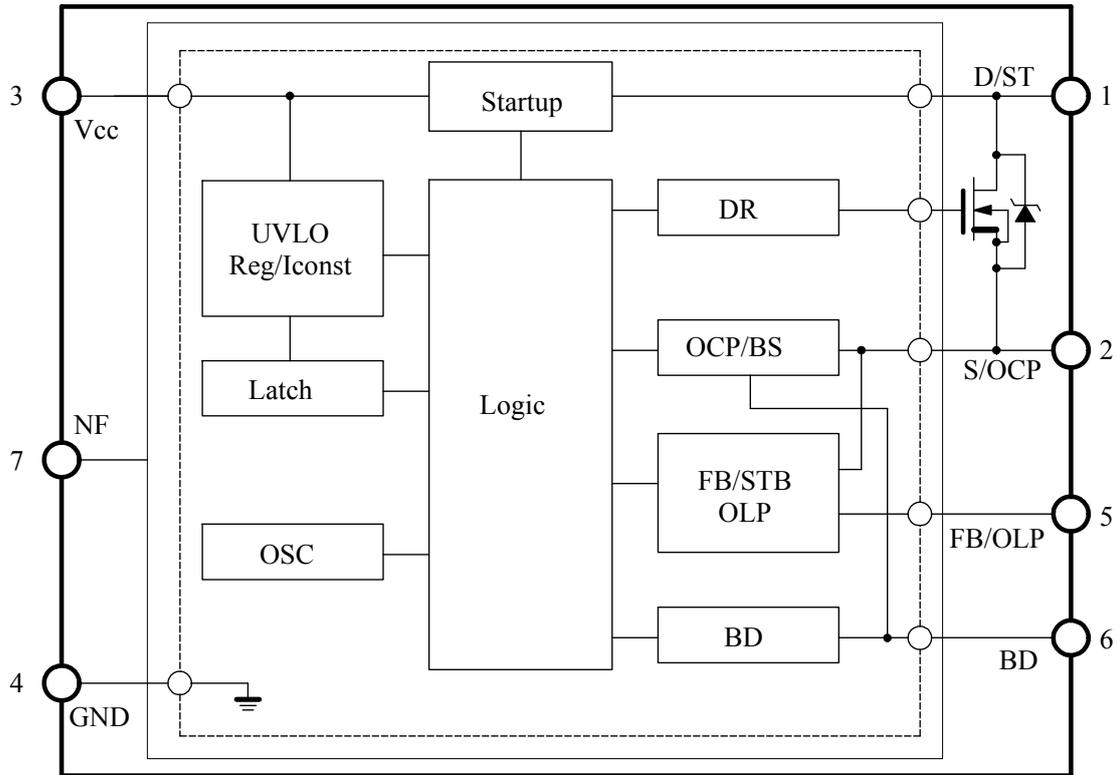
产品系列表

| 产品名 | MOSFET | | P_{OUT}^{*2} DC380V/Universal |
|-----------|-----------------|--------------------|------------------------------------|
| | V_{DSS} (MIN) | $R_{DS(ON)}$ (MAX) | |
| STR-Y6735 | 500V | 0.8Ω | AC100V系 120W |
| STR-Y6753 | 650V | 1.9Ω | 100W / 60W |
| STR-Y6754 | | 1.4Ω | 120W / 67W |
| STR-Y6763 | 800V | 3.5Ω | 80W / 50W |
| STR-Y6765 | | 2.2Ω | 120W / 70W |
| STR-Y6766 | | 1.7Ω | 140W / 80W |

※2. 上述输出功率为热额定规格, 最大输出功率可以做到热额定规格的 120%~140%。但是, 当输出电压低时或者由于变压器设计时 ON Duty 的设计等原因, 输出功率也会受到限制。

3. Block 图及各端子功能

Block 图



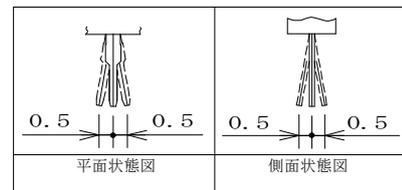
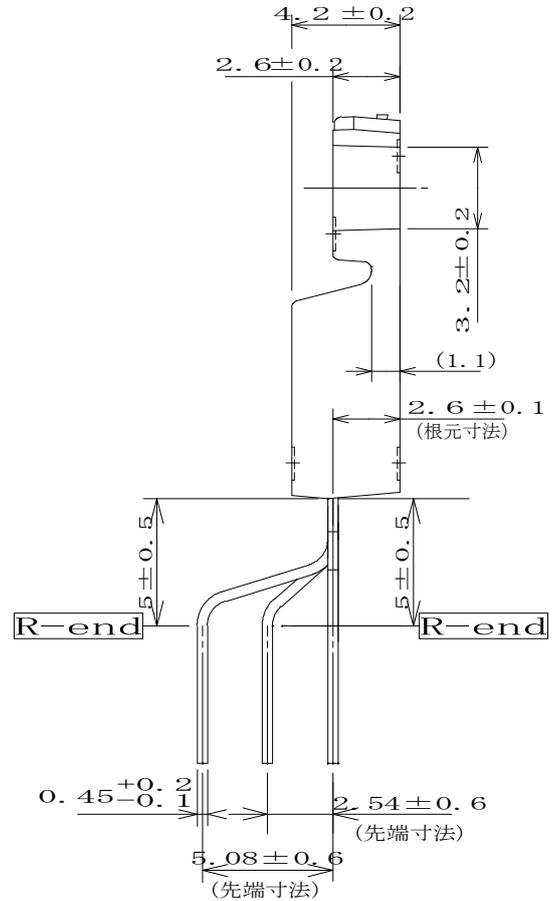
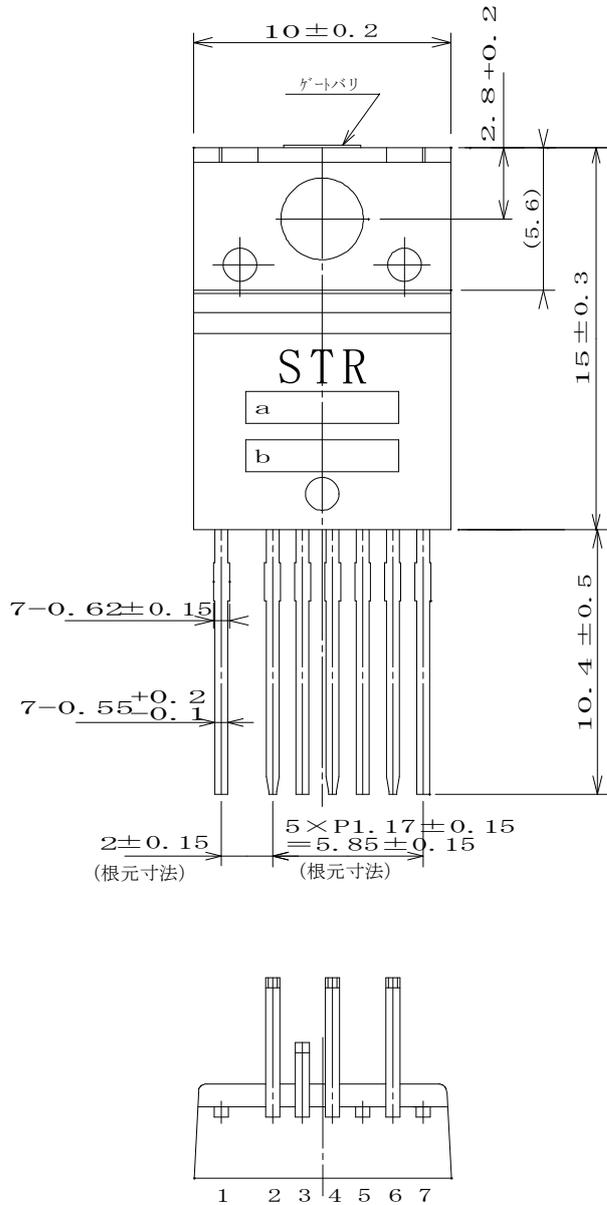
各端子功能

| 端子编号 | 记号 | 功能 |
|------|-----------------|--------------------------|
| 1 | D/ST | MOSFET 漏极以及起动电路输入 |
| 2 | S/OCP | MOSFET 源极以及过电流检测信号输入 |
| 3 | V _{CC} | 控制电路电源输入 |
| 4 | GND | Ground |
| 5 | FB/OLP | 定电压控制信号输入/待机控制/过负载检测信号输入 |
| 6 | BD | Bottom 检测信号输入/输入校正检测信号输入 |
| 7 | NF | 没有功能 ^{※3} |

※3 为保证动作稳定, 请将 NF(7号端子)尽可能短地连接至稳定电位 GND(4号端子)。

外观图

- TO-220F-7L 封装
- 引脚形式 No. LF 3051



端子材质: Cu
 端子处理: 镀锡
 产品重量: 约 1.45g
 单位: (mm)

注:
 --- 部分表示了会产生注入口毛刺的地方,
 且注入口毛刺高度不超过 0.3mm(MAX)

- a. 品名标示: Y67××
- b. Lot 编号
 - 第1个文字: 西历年最后一个数字
 - 第2个文字: 制造月
 - 1~9月: 阿拉伯数字
 - 10月: O
 - 11月: N
 - 12月: D
 - 第3、4个文字: 制造日
 - 01~31: 阿拉伯数字
 - 第5个文字: 我司管理编号

4. 电气特性

STR-Y6700 系列的电气特性，以 STR-Y6763 为代表进行说明。

电流值的极性，以 IC 为基准，流入为“+”，流出为“-”。

详细内容，请参考各产品的规格书。

5.1 绝对最大规格 无特别备注时条件为 Ta=25°C

| 项目 | 端子 | 记号 | 规格值 | 单位 | 备注 |
|--------------------------------|-----|----------|-----------|----|-------------------------------|
| Drain 电流 ※ ⁴ | 1-2 | IDpeak | 6.7 | A | Single Pulse |
| 最大 Switching 电流 ※ ⁴ | 1-2 | IDMAX | 6.7 | A | Ta=-20~+125°C |
| 雪崩耐量 ※ ⁴ | 1-2 | EAS | 60 | mJ | Single Pulse |
| | | | | | VDD=99V,L=20mH ILpeak=2.3A |
| 控制部分电源电压 | 3-4 | VCC | 35 | V | |
| 起动电路端子电压 | 1-4 | VSTARTUP | -1.0~VDSS | V | |
| OCP 端子电压 | 2-4 | VOCP | -2.0~+6.0 | V | |
| FB 端子电压 | 5-4 | VFB | -0.3~+7.0 | V | |
| FB 端子流入电流 | 5-4 | IFB | 10.0 | mA | |
| BD 端子电压 | 6-4 | VBD | -6.0~+6.0 | V | |
| BD 端子流入电流 | 6-4 | IBDIN | 5.0 | mA | |
| BD 端子流出电流 | 6-4 | IBDOUT | -5.0 | mA | |
| MOS FET 部允许损失 ※ ⁴ | 1-2 | PD1 | 19.9 | W | 无限大散热器 |
| | | | 1.8 | | 无散热器 |
| 控制部允许损失(MIC) | — | PD2 | 0.8 | W | |
| 动作时内部 Frame 温度 ※ ⁵ | — | Tf | -20~+115 | °C | |
| 动作环境温度 | — | Top | -20~+115 | °C | |
| 保存温度 | — | Tstg | -40~+125 | °C | |
| Channel 温度 | — | Tch | +150 | °C | |

*4 各产品规格不同，详细情况请参考各产品的规格书。

*5 推荐内部 Frame 温度为 Tf=105°C。

5.2 MOSFET 部的电气特性 无特别备注时条件为 Ta=25°C

| 项目 | 端子 | 记号 | 规格值 | | | 单位 | 备注 |
|--------------------------------------|-----|---------|-----|-----|-----|------|------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | | |
| Drain-Source 间电压 ※ ⁴ | 1-2 | VDSS | 800 | — | — | V | |
| Drain 漏电流 | 1-2 | IDSS | — | — | 300 | μA | |
| ON 阻抗 ※ ⁴ | 1-2 | RDS(ON) | — | — | 3.5 | Ω | |
| Switching time ※ ⁴ | 1-2 | tf | — | — | 250 | nS | |
| 热阻抗 ※ ⁴ ※ ⁶ | — | θch-F | — | 2.8 | 3.2 | °C/W | Channel— |
| | | | | | | | 内部 Frame 间 |

※⁴ 各产品规格不同，详细情况请参考各产品的规格书。

※⁶ MOSFET 通道与内部 Frame 间的热阻抗。

5.3 控制部分电气特性 无特别备注时条件为 Ta=25°C、V_{CC}=20V

| 项目 | 端子 | 记号 | 规格值 | | | 单位 | 备注 |
|---|-----|--------------------------|-------|-------|-------|-----|-----------------------|
| | | | MIN | TYP | MAX | | |
| 电源起动作 | | | | | | | |
| 动作开始电源电压 | 3-4 | V _{CC(ON)} | 13.8 | 15.1 | 17.3 | V | |
| 动作停止电源电压 ※7 | 3-4 | V _{CC(OFF)} | 8.4 | 9.4 | 10.7 | V | |
| 动作时电路电流 | 3-4 | I _{CC(ON)} | — | 1.3 | 3.7 | mA | |
| 非动作时动作电流 | 3-4 | I _{CC(OFF)} | — | 4.5 | 50 | μA | V _{CC} = 13V |
| 起动电路动作电压 | 1-4 | V _{START(ON)} | 42 | 57 | 72 | V | |
| 起动电流 | 3-4 | I _{CC(STARTUP)} | -4.5 | -3.1 | -1.0 | mA | V _{CC} = 13V |
| 起动电流供给门槛值电压 ※7 | 3-4 | V _{CC(BIAS)} | 9.5 | 11.0 | 12.5 | V | |
| 发振频率 | 1-4 | f _{OSC} | 18.4 | 21.0 | 24.4 | kHz | |
| SoftStart 动作期间 | 1-4 | t _{SS} | — | 6.05 | — | ms | |
| 正常动作 | | | | | | | |
| BottomSkip 动作门槛电压 1 | 2-4 | V _{OCP(BS1)} | 0.487 | 0.572 | 0.665 | V | |
| BottomSkip 动作门槛电压 2 | 2-4 | V _{OCP(BS2)} | 0.200 | 0.289 | 0.380 | V | |
| 准共振动作门槛电压 1 ※8 | 6-4 | V _{BD(TH1)} | 0.14 | 0.24 | 0.34 | V | |
| 准共振动作门槛电压 2 ※8 | 6-4 | V _{BD(TH2)} | — | 0.17 | — | V | |
| 最大反馈电流 | 5-4 | I _{FB(MAX)} | -320 | -205 | -120 | μA | |
| 待机动作 | | | | | | | |
| 待机动作门槛电压 | 5-4 | V _{FB(STBOP)} | 0.45 | 0.80 | 1.15 | V | |
| 保护动作 | | | | | | | |
| 最大 ON 时间 | 1-4 | t _{ON(MAX)} | 30.0 | 40.0 | 50.0 | μs | |
| 前沿消隐时间 | 1-4 | t _{ON(LEB)} | — | 470 | — | ns | |
| 过电流检测门槛值电压(正常时)V _{BD} =0V 时 | 2-4 | V _{OCP(H)} | 0.820 | 0.910 | 1.000 | V | |
| 过电流检测门槛值电压(输入校正时)V _{BD} =-3V 时 | 2-4 | V _{OCP(L)} | 0.560 | 0.660 | 0.760 | V | |
| 过电流检测门槛值电压(Latch Off) | 2-4 | V _{OCP(La.OFF)} | 1.65 | 1.83 | 2.01 | V | |
| B D 端子流出电流 | 6-4 | I _{BD(O)} | -250 | -83 | -30 | μA | |
| O L P 偏置电流 | 5-4 | I _{FB(OLP)} | -15 | -10 | -5 | μA | |
| O L P 门槛值电压 | 5-4 | V _{FB(OLP)} | 5.50 | 5.96 | 6.40 | V | |
| O V P 动作电源电压 | 3-4 | V _{CC(OVP)} | 28.5 | 31.5 | 34.0 | V | |
| 反馈控制时最大电压 | 5-4 | V _{FB(MAX)} | 3.70 | 4.05 | 4.40 | V | |
| 热保护时动作温度 | — | T _{J(TSD)} | 135 | — | — | °C | |

※7 每个产品 V_{CC(BIAS)} > V_{CC(OFF)} 的关系成立。

※8 每个产品 V_{BD(TH1)} > V_{BD(TH2)} 的关系成立。

6. 应用电路图

考虑到动作稳定性，请将 NF（7号端子）接到稳定电位 GND（4号端子）。

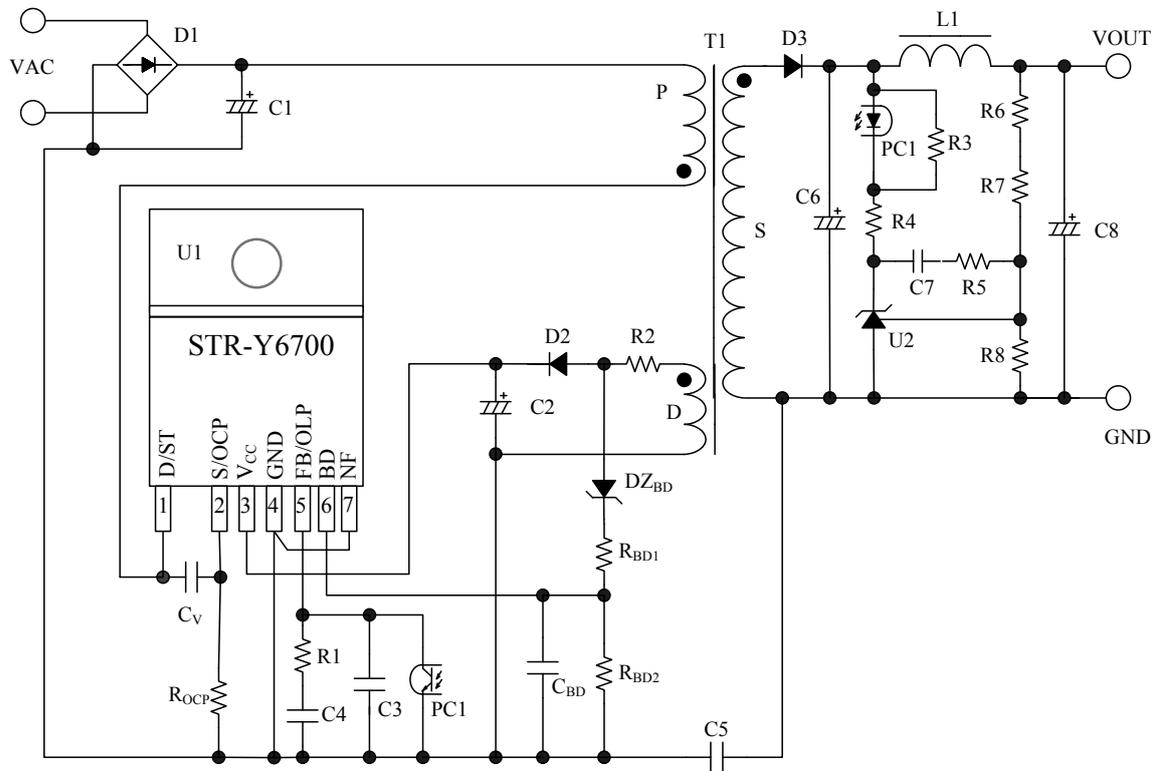


图 6 应用电路图

7. 动作说明

电流值的极性，以 IC 为基准，流入为“+”，流出为“-”。

没有特别说明的特性数值，都标记为 STR-Y6763 规格的 TYP 值。

7.1 起动动作

7.1.1 起動時間

V_{CC} 端子周边电路如图 7-1 所示。

IC 内藏起动电路，在 IC 内部与 D/ST 端子 (1 号脚) 相连接。

IC 内部起动电流被定电流化后，以 I_{startup}=-2.9mA (TYP) 给 V_{CC} 端子外接电解电容 C2 充电，当 V_{CC} 端子电压上升至动作开始电源电压 V_{CC(on)}=15.4V (TYP) 后，IC 开始动作。电源起动后，起动电路自动切断，这样起动电路就不损耗功率。

起动时间由 C2 的容量决定，起动时间的估算值请参考如下公式。

$$t_{START} \doteq C2 \times (V_{CC(ON)} - V_{CC(INT)}) / I_{STARTUP} \quad \text{----- (1)}$$

t_{START} 为起动时间 (sec)、

V_{CC(INT)} 为 V_{CC} 端子的初始电压 (V)

对于一般的电源规格，电解电容 C2 取值为 10~47μF。

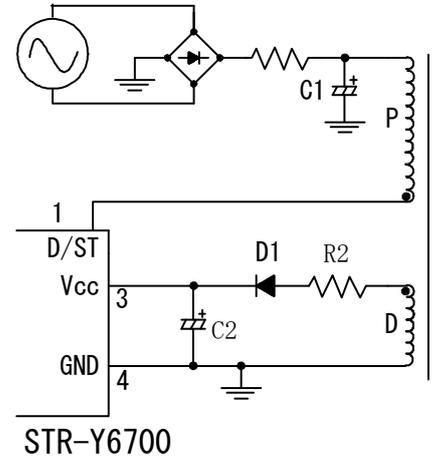


图 7-1 V_{CC} 端子周边电路

7.1.2 低入力動作禁止回路(UVLO: Undervoltage Lockout)

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)} = 15.1V (TYP) 后，控制电路开始动作，电路电流增加。控制电路动作后，V_{CC} 端子电压一旦低于动作停止电源电压 V_{CC(OFF)} = 9.4V (TYP)，通过低输入时动作禁止电路 (UVLO) 使控制电路停止动作并恢复至起动前状态。控制电路动作后，由图 7-1 中所示的辅助绕组 D 经整流滤波后给 V_{CC} 端子提供电压。

另外，在电源规格输入输出变动范围内，通过调整辅助绕组 D 的匝数使得 V_{CC} 端子电压满足如下要求。

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

设计电压推荐为 20V。

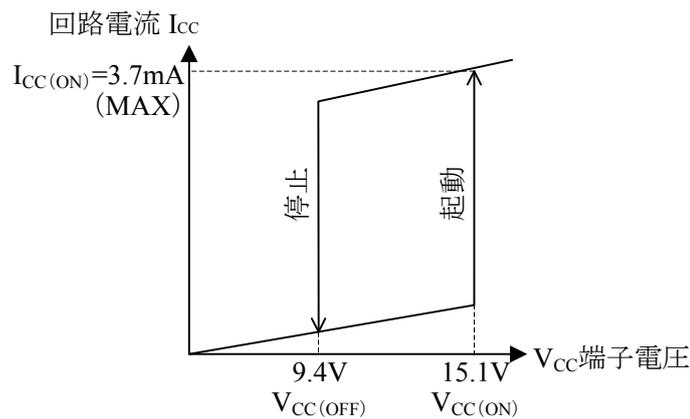


图 7-2 V_{CC} 端子电压与电流 I_{CC}

7.1.3 Bias Assist 功能

电源起动时 V_{CC} 端子电压波形如图 7-3 所示。当 V_{CC} 端子电压达到 $V_{CC(ON)}=15.1V$ ，IC 动作开始，IC 电路电流增加后， V_{CC} 端子电压跌落。与此同时辅助绕组电压 V_D 也随输出电压同比例上升。这些电压的平衡构成了 V_{CC} 端子电压。

功率 MOSFET 关断瞬间产生的浪涌电压，会感应至输出绕组。若起动时的输出负载为轻负载时，有可能会以此感生电压进行反馈控制，从而抑制输出功率。一旦输出电压降低， V_{CC} 端子电压也降低，当跌落至 $V_{CC(OFF)}=9.4V$ 时，控制电路停止动作，发生起动不良等现象。

为防止这一点，进行反馈控制时(即 FB 端子电压低于待机动作门槛电压 $V_{FB(STBOP)}=0.80V$ 时)、一旦 V_{CC} 端子电压低至起动电流供给门槛电压 $V_{CC(BIAS)}=11.0V$ ，Bias Assist 功能动作。Bias Assist 功能动作期间，由起动电路提供起动电流，抑制 V_{CC} 端子电压的跌落、 V_{CC} 端子电压基本维持一固定电压。有了 Bias Assist 功能，C2 可采用较小容量的电容，因此可缩短电源投入时的起动时间。同时，当输出过电压时 V_{CC} 端子电压也上升得更快，过电压保护功能的响应时间也可缩短。

当然，为保证不发生起动不良的现象，最终还得以实际动作确认并调整。

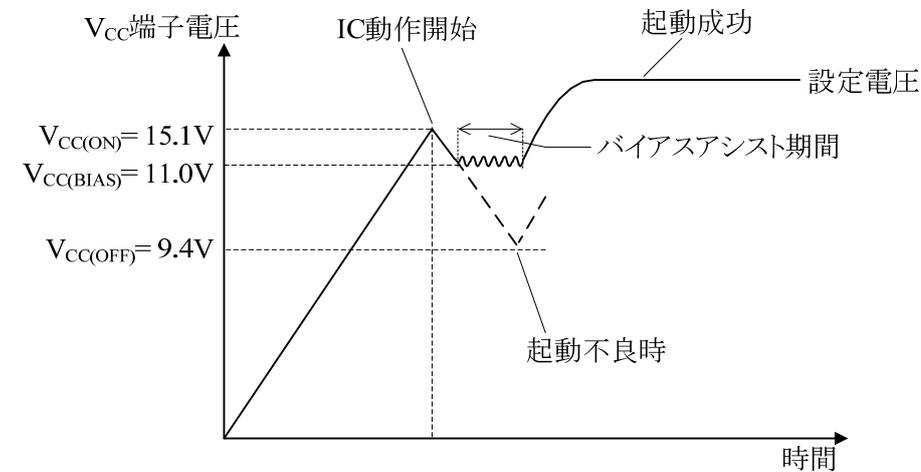


图 7-3 起动时的 V_{CC} 端子电压

7.1.4 辅助绕组

实际的电源电路，如图 7-4 所示，随二次侧输出电流 I_{OUT} 的变化， V_{CC} 端子电压也会发生变化。这是因为 MOSFET 关断瞬间产生的浪涌电压给 C2 尖峰充电所致。为了防止尖峰充电，如图 7-5 所示，请追加一个几 Ω ~几十 Ω 的电阻 R2 与整流二极管 D2 串联。

由于相对于输出电压的 V_{CC} 端子电压的变化与所用开关变压器的构造有关，R2 的最佳取值请根据实际使用的变压器进行调整。

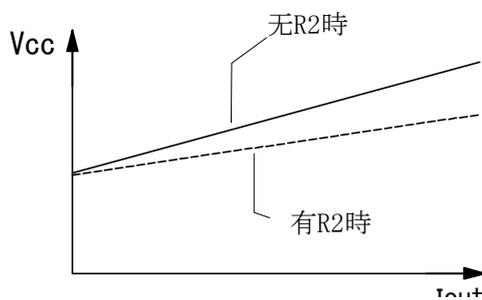


图 7-4 输出电流 I_{OUT} - V_{CC} 端子电压

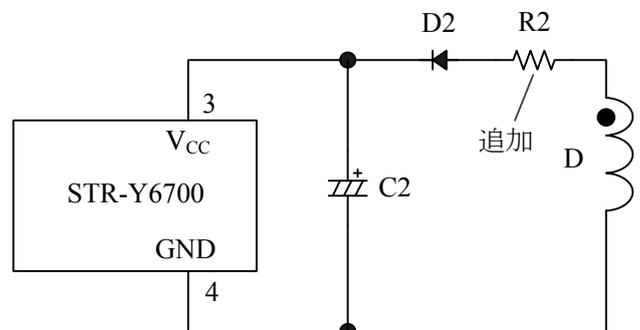


图 7-5 受输出电流 I_{OUT} 的影响较小的 V_{CC} 端子周边电路

另外，相对于输出电压的 V_{CC} 端子电压的变化率，在下述条件下会变差，因此在变压器设计时，要注意辅助绕组 D 的绕线位置。

- 变压器的初次级耦合比较差，浪涌电压较大时(低输出电压，大电流规格等)
- 辅助绕组 D 与反馈绕组 (即定电压控制输出绕组)的耦合比较差，易受浪涌电压变化影响时

如图 7-6 所示，为降低 V_{CC} 端子电压受浪涌电压的影响，变压器设计时辅助绕组 D 的绕线位置的实例，仅供参考。

- 绕线构造例①
 辅助绕组 D 远离 1 次侧绕组 P_X (图 7-6 绕线构造例①)。
 P1, P2 是将一次侧绕组的一分为二的绕线
- 绕线构造例②
 2 次侧反馈绕组 S1 与辅助绕组 D 进行三明治绕法(图 7-7 绕线构造例②)。
 2 次侧绕组 S1、S2 中，S1 为反馈绕组(即定电压控制输出绕组)。

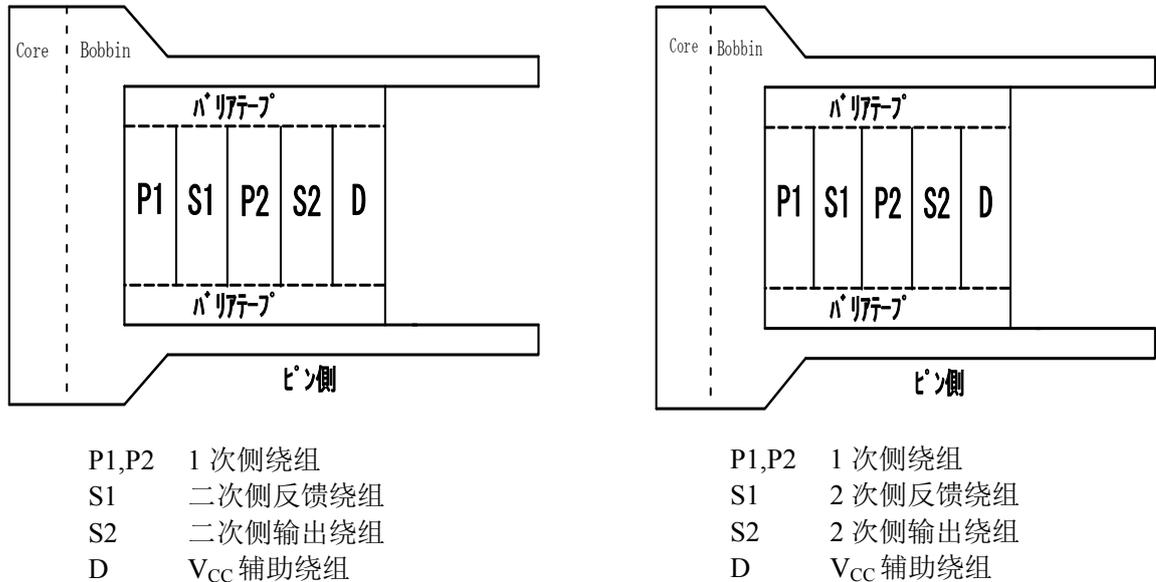


图 7-6 绕线构造例①

7.1.5 SoftStart 功能

起动时的动作波形如图 7-7 所示。

电源起动时软起动功能动作。软起动动作时间，IC 内部设定了 $t_{SS} = 6.05ms$ ，这段期间中，过电流门限值电压分四个阶段上升。由此可减小功率 MOSFET 和 2 次侧二极管的电压、电流应力。

软起动动作期间，IC 以发振频率 $f_{OSC} = 21.0kHz$ 的 PWM 动作。

同时，OLP 延迟时间和起动时的 V_{CC} 端子电压值，请以实际动作确认并调整。

7.1.6 电源起动时的动作模式

如图 7-7 所示，由于电源起动时辅助绕组电压低，有一段时间准共振信号达不到规定的要求(准共振动作阈值电压 $1 V_{BD(TH1)} = 0.24V$ 以上，且有效时间 $1.0\mu s$ 以上)。在这段期间，IC 将以发振频率 $f_{OSC} = 21.0kHz$ 的 PWM 动作。然后，随着输出电压上升，辅助绕组电压上升，准共振信号达到规格要求后进行准共振动作。

另外，软起动动作时间 t_{SS} 内，不进行准共振动作，以 PWM 动作开关。

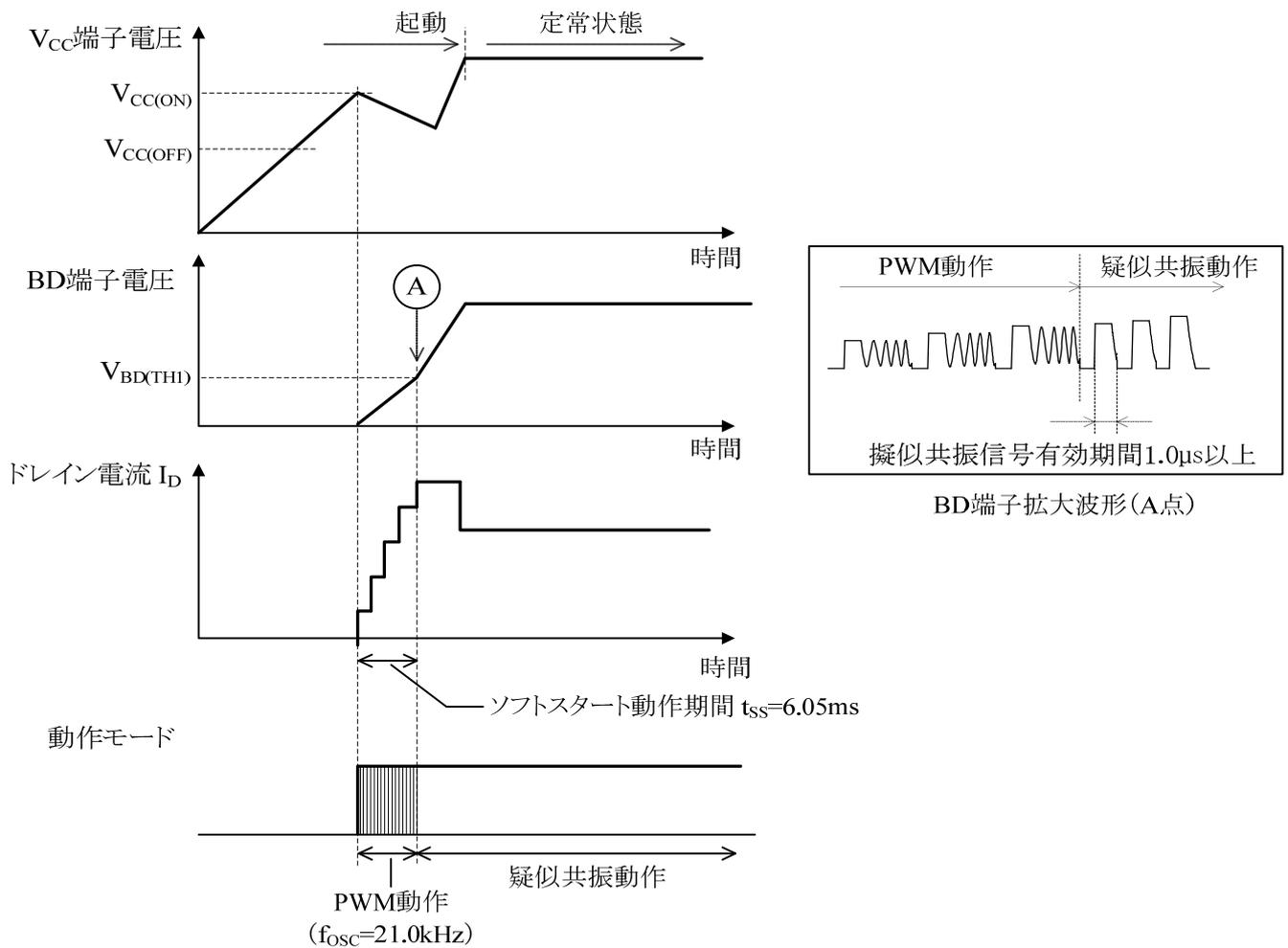


图 7-7 电源起动时的动作模式

7.2 定电压控制电路动作

本 IC 采用过渡响应及稳压性能优越的电流模式控制，实行定电压控制(峰值电流模式控制)。

负载变轻时，随着输出电压上升，2 次侧误差放大器的反馈电流增大。如图 7-8 所示，此电流通过光耦由 FB 端子流出，使得 FB 端子电压下降。由这个 FB 端子电压生成 FB 比较器目标电压 V_{SC} ，然后与 S/OCP 端子电压的漏极电流的峰值检测信号 VR1(电流检测电阻 R_{OCP} 两端电压)进行比较，当峰值电压达到目标电压时，MOSFET 关断，从而减小漏极电流的峰值，抑制输出电压的上升。如图 7-9 所示。

当负载加重时，动作过程相反。FB 比较器目标电压增加，使得漏极电流峰值增大，抑制了输出电压的下降。

这样，通过控制反馈电流与漏极电流，实现定电压控制。

另外，一般情况下，电流模式控制时，当 MOSFET 导通瞬间会产生急剧的放电电流，可能导致 FB 比较器以及 OCP 电路动作，从而使 MOSFET 关断。

为防止这种现象发生，此 IC 内置了 Leading Edge Blanking 功能，忽略了 MOSFET 导通瞬间产生的漏极放电电流，此 LEB 时间设计值为 $t_{ON(LEB)} = 400\text{ns}$ (TYP)。

如图 7-10 所示，导通时产生的漏极放电电流时间，请调整至 $t_{ON(LEB)}$ 时间以内。(调整方法：调整至 V_{ds} 谷底时导通；减小电压共振电容 C_v 容量及 2 次侧 Snubber 电路的电容容量；减小导通时放电电压等方法)。

图 7-10 中的 V_{OCP} ，为“7.8 过电流保护 (OCP) 功能”项目中输入校正后的 V_{ocp} 。

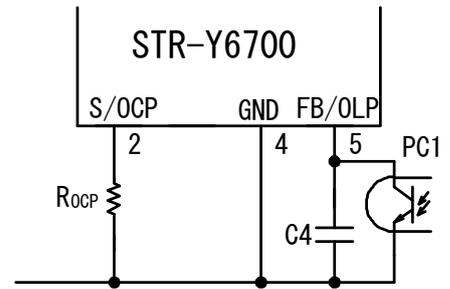


图 7-8 FB/OLP 端子周边电路

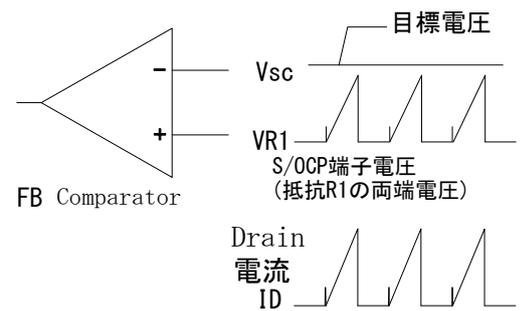


图 7-9 定电压控制

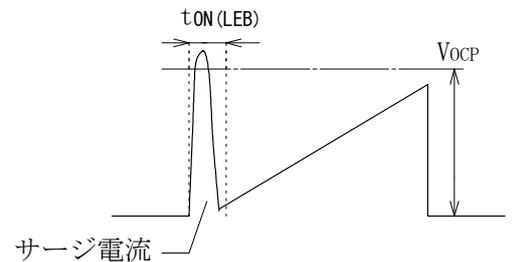


图 7-10 S/OCP 端子电压 (Drain 电流)

7.3 谷底导通点时序(准共振信号)

7.3.1 准共振动作

反激方式的电路如图 7-11 所示。所谓反激方式，即功率 MOSFET 关断期间，将储存在变压器内的能量提供给二次侧。

反激式电源，当功率 MOSFET 关断并向 2 次侧释放能量后，功率 MOSFET 仍保持关断状态。此时，漏源极间电压 V_{DS} ，以变压器一次侧电感 L_P 与漏源极间电容 C_V 决定的频率自由振荡。

准共振动作，即在这段自由振荡期间，当 V_{DS} 电压波形达到谷底点时将功率 MOSFET 导通的动作方式。(谷底导通动作)。理想的谷底导通动作时的 V_{DS} 电压波形如图 7-12 所示。

谷底导通动作，可减小开关损耗并降低开关噪声，可实现高效率、低噪声。此 IC 的谷底导通，不仅仅在准共振时动作，在 Bottom Skip 准共振动作时也会动作。因此，当轻负载~中负载时，开关频率下降，可提高效率。

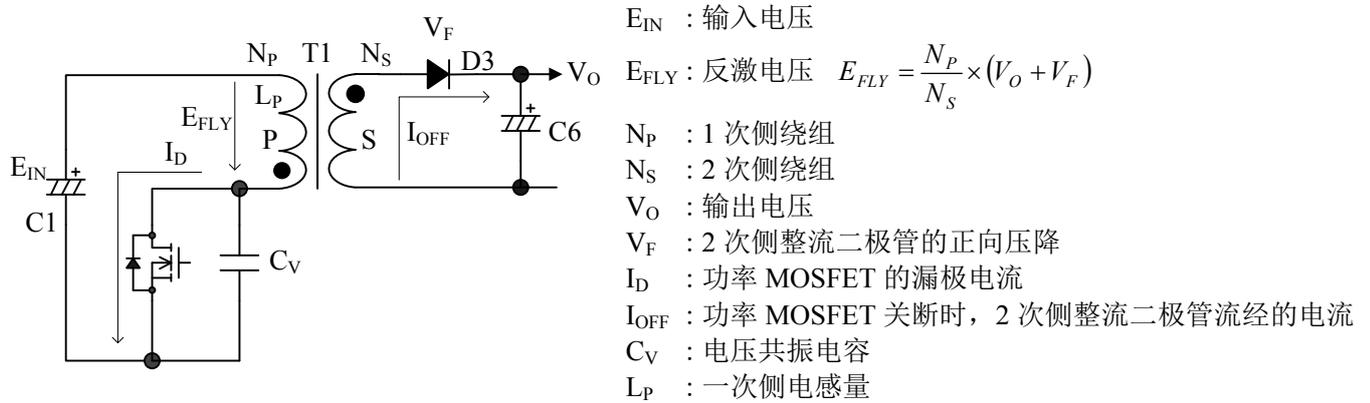


图 7-11 反激方式

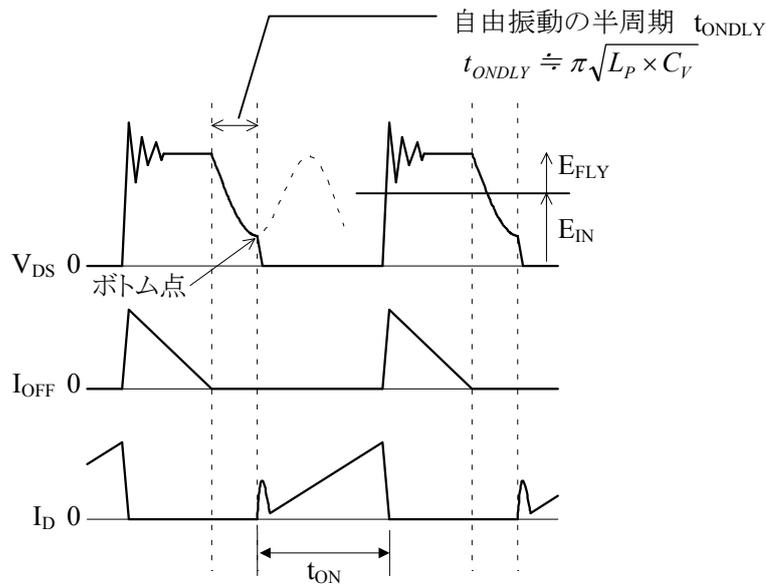


图 7-12 理想的谷地导通动作
(V_{DS} 电压波形的谷底点导通)

7.3.2 谷底导通时序(Bottom On Timing)

BD 端子周边电路和辅助绕组的电压波形如图 7-13 所示。

BD 端子具有以下功能:

- ①谷底导通点的设定
- ②OCP 输入校正的设定 ---参考“7.8 过电流保护(OCP)功能”项

依据上述两个功能,调整图 7-13 中 BD 端子周边电路的 DZ_{BD} 、 R_{BD1} 、 R_{BD2} 、 C_{BD} 。如下针对谷底导通点的设定方法进行说明。

从 V_{DS} 电压波形自由振荡开始,至功率 MOSFET 导通的时间称为延迟时间 t_{ONDLY} 。此信号由与 V_{DS} 同步的辅助绕组电压产生。

辅助绕组 D 的反激电压 E_{rev1} 减去 DZ_{BD} 的顺向电压压降 V_F 后,经 R_{BD1} 与 R_{BD2} 分压得到电压 E_{rev2} ,此 E_{rev2} 就是输入至 BD 端子的准共振信号, E_{rev2} 的延迟时间 t_{ONDLY} 最终可由 C_{BD} 调整。

MOSFET 关断时,当这个电压 (E_{rev2}) 高于准共振动作门坎值 $V_{BD(TH1)} = 0.24V(TYP)$ 时,持续关断状态。之后, E_{rev2} 下降,当低于准共振动作门槛电压值 $V_{BD(TH2)} = 0.17V(TYP)$ 时, MOSFET 导通。

E_{rev2} 达到 $V_{BD(TH2)}$ 后,在 IC 内部自动将准共振动作门槛电压上升至 $V_{BD(TH1)}$,可防止 BD 端子因噪声引起的误动作。

- R_{BD1} 、 R_{BD2} 的设定

在电源规格的输入输出范围内,在 V_{CC} 端子电压最低时,调整 R_{BD1} 、 R_{BD2} ,确保准共振信号 E_{rev2} 高于 $V_{BD(TH1)} = 0.34V(MAX)$ 。

同时,在 V_{CC} 端子电压最大时,设定 R_{BD1} 、 R_{BD2} ,保证准共振信号 E_{rev2} 不超过 BD 端子正向绝对最大规格 +6.0V,有效时间达到 1.0 μs 以上(有效时间具体内容请参照图 7-20)。

准共振信号 E_{rev2} 的推荐值为约 3.0V。

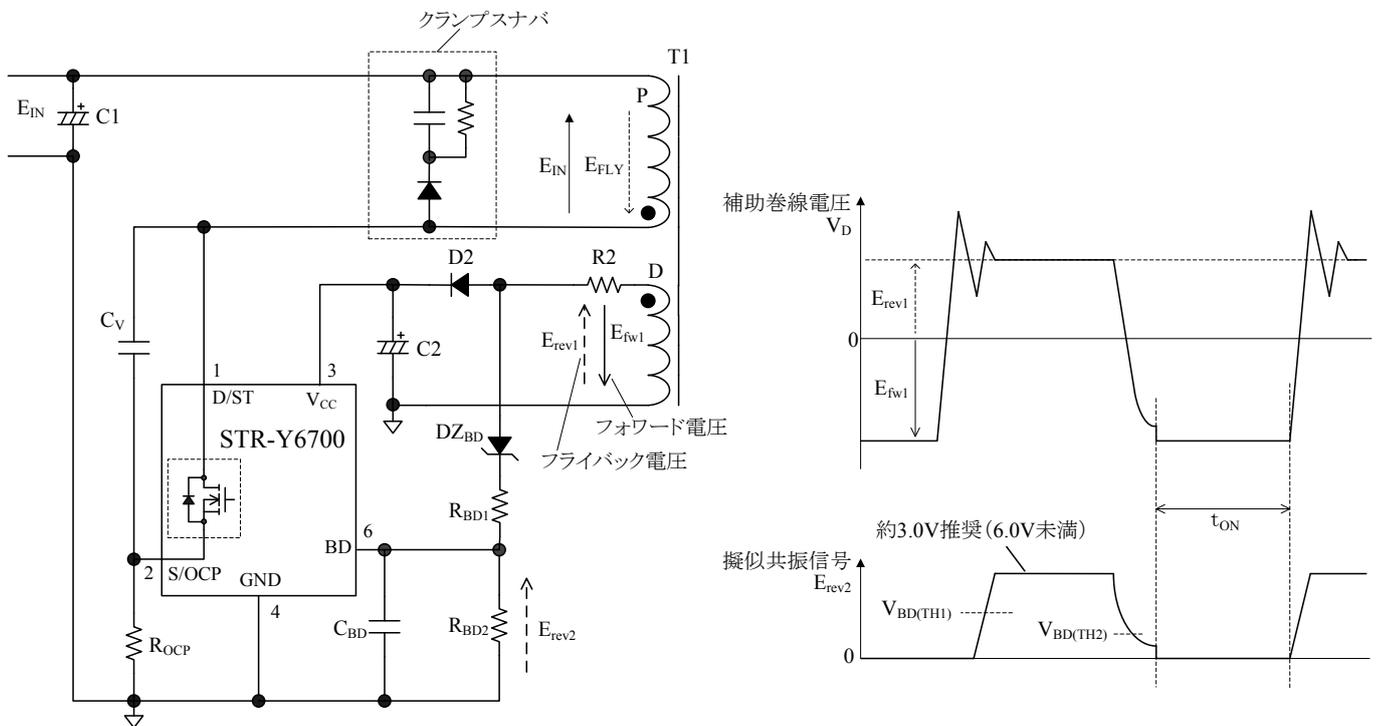


图 7-13 BD 端子周边电路和辅助绕组电压

• C_{BD} の設定

調整 C_{BD} 可改变使功率 MOSFET 在谷底导通的延迟时间 t_{ONDLY} 。在最大电源输入电压，最大输出负载条件下，监测漏源极间电压 V_{DS} ，准共振信号 E_{rev2} (BD 端子电压)，Drain 电流 I_D 的实际动作波形，调整 C_{BD} ，以达到理想的谷底导通（参照图 7-12）。

• V_{DS} 波形的导通点比谷底点早时

V_{DS} 波形导通比谷底点早时的各处波形如图 7-14 所示。确认初始参数时的谷底点，然后逐渐增大 C_{BD} 的容量，将导通点调整至与 V_{DS} 的谷底点一致。

• V_{DS} 波形的导通点比谷底点晚时

V_{DS} 波形导通比谷底点晚时的各处波形如图 7-15 所示。确认初始参数时的谷底点，然后逐渐减少 C_{BD} 的容量，将导通点调整至与 V_{DS} 的谷底点一致。

• C_{BD} 的初始参数目标为 1000pF 左右。

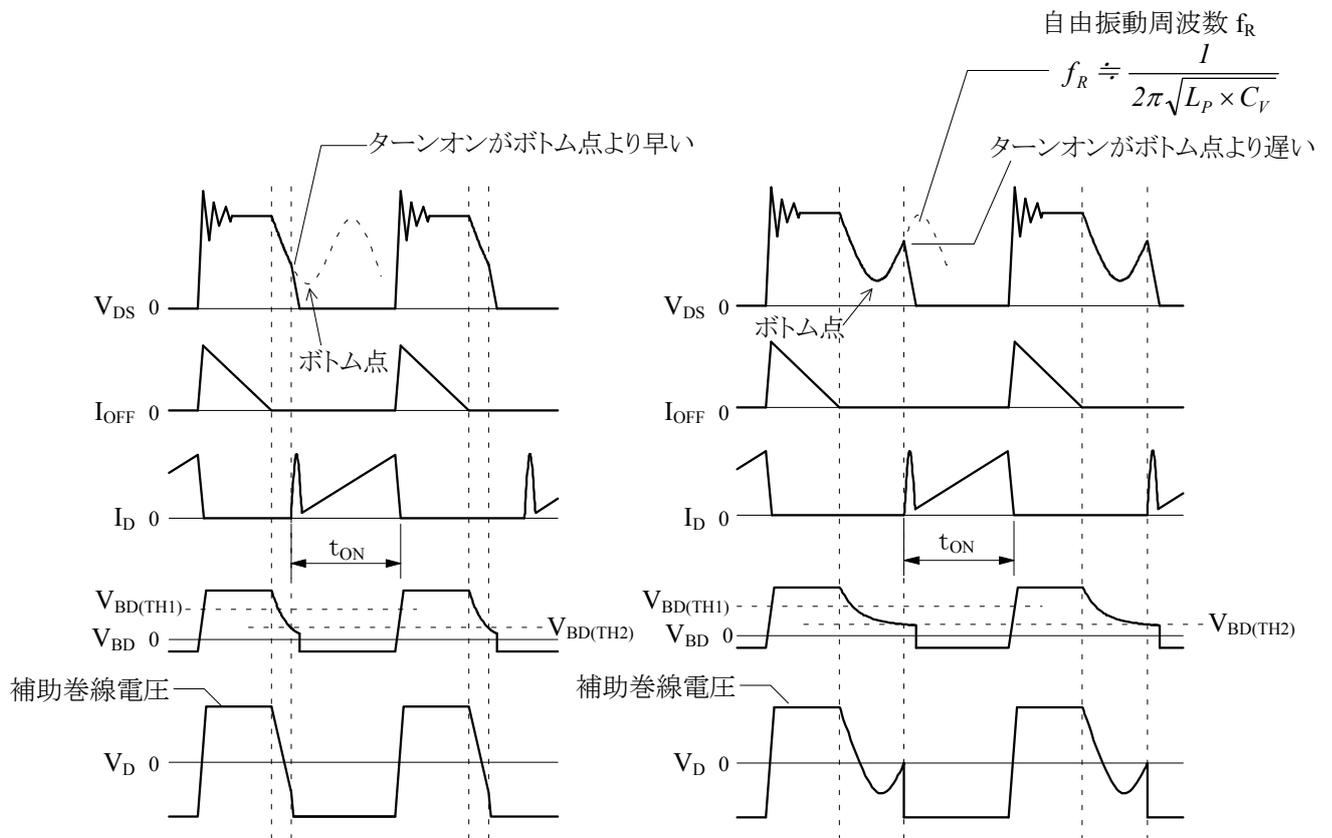


图 7-14 在 V_{DS} 波形的谷底点前导通时

图 7-15 在 V_{DS} 波形的谷底点后导通时

7.3.3 BD 端子 Blanking 时间

BD 端子电压的正常波形与变压器 1 次侧、2 次侧绕组耦合较差时的波形如图 7-16 所示。

在输出电压较小的条件下，1 次侧绕组与 2 次侧输出绕组的匝数比 (N_p/N_s) 极大，变压器的耦合就会变差。另外，若漏感较大，在功率 MOSFET 关断时，通过辅助绕组，在 BD 端子上也有可能产生浪涌电压。

由于 BD 端子设计了消隐时间，因此在此期间不检测准共振信号。但是，一旦浪涌电压产生的时间超过 BD 端子消隐时间 250ns(MAX)，IC 就会认为输入了准共振信号，有时功率 MOSFET 就会发生高频开关动作。此高频动作，会导致功率 MOSFET 损失过大，一旦超过通道温度，功率 MOSFET 就会损坏。

若产生这种高频动作，就需进行以下调整。

- 将 C_{BD} 连接到 BD 端子与 GND 端子附近
- 将 BD 端子与 GND 端子间的配线环路与大电流走线分开
- 降低 1 次侧绕组与辅助绕组耦合
- 调整 Clamp Snubber 的参数

另外，确认 BD 端子动作波形的探棒要连接到 BD 端子与 GND 端子的附近，以便能正确测量浪涌电压。

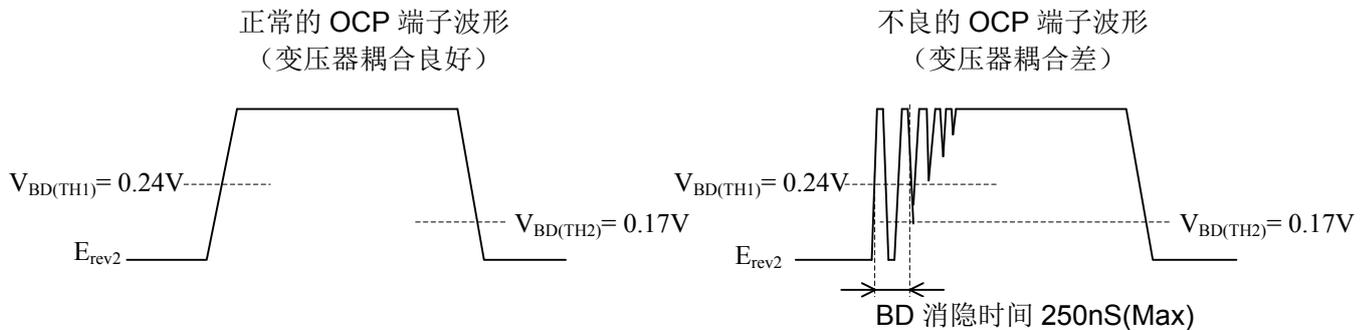


图 7-16 不同变压器耦合情况下的 OCP 端子电压波形

7.3.4 Bottom Skip 准共振动作

在 7.3.1 项的准共振动作的基础上，为了减小轻~中负载时的开关损耗，抑制开关频率的上升，内置了 Bottom Skip 功能。此功能通过检测漏极电流(实际上是 S/OCP 端子电压)，根据 2 次侧负载状态，在重负载时自动切换为准共振动作模式，轻~中负载时自动切换成 Bottom Skip 模式。

图 7-17 是轻负载切换成重负载状态、如 7-18 是重负载切换成轻负载状态的转移图。(这些图没有进行过电流输入校正。因此，准共振动作的过电流检测门槛电压为 $V_{OCP(H)}=0.910V$ 。)

此 IC 进行多模式控制，根据负载状态，在 Standby \leftrightarrow 1 Bottom Skip \leftrightarrow 正常的准共振 三种动作模式间切换。

- 从 1 Bottom Skip 准共振动作切换成准共振动作时(图 7-17)
在 1 Bottom Skip 准共振动作时增大负载，Drain 电流峰值增大， 0_n 幅宽增大。与此同时，S/OCP 端子电压的峰值也增加，当负载继续增大，一旦 S/OCP 端子电压达到 $V_{OCP(BS1)}$ ，即切换成准共振动作。
- 从准共振动作切换成 1 Bottom Skip 准共振动作时(图 7-18)
在准共振动作时，减小输出负载，Drain 电流峰值减小， 0_n 幅宽变窄。
与此同时，S/OCP 端子电压的峰值也减小，当负载继续减小，一旦 S/OCP 端子电压低于 $V_{OCP(BS2)}$ ，即切换成 1 Bottom Skip 准共振动作。因此，可以抑制开关频率上升。

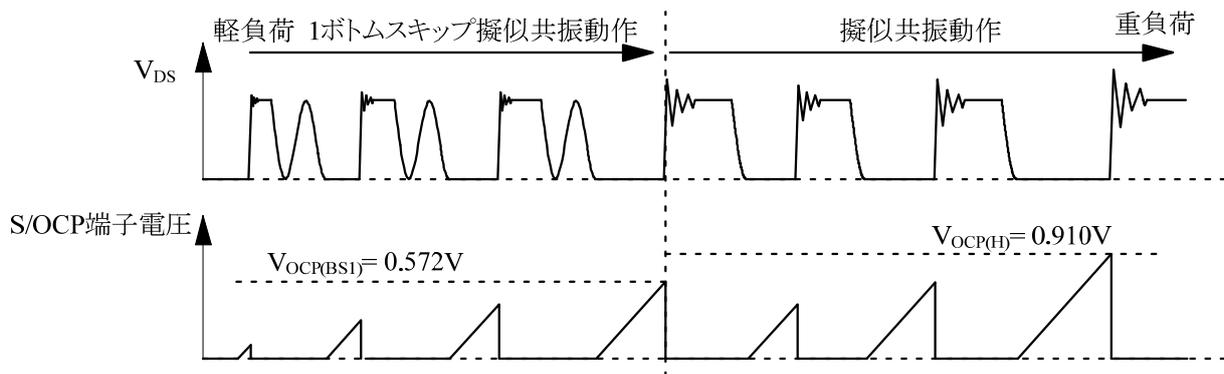


图 7-17 轻负载→重负载的状态转移图

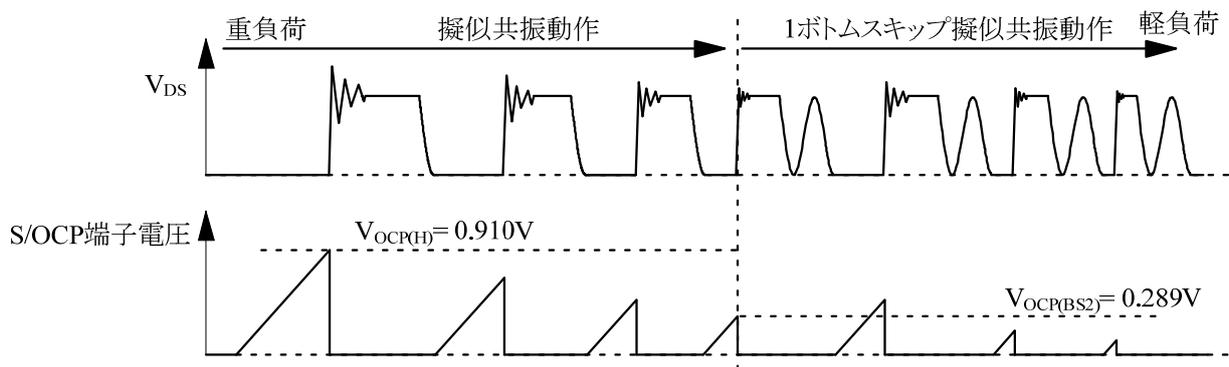


图 7-18 重负载→轻负载的状态转移图

如图 7-19 所示，在负载电流增加/减小的过程中，各种动作模式切换时设定了一定的迟滞。因此，在切换阈值附近不会出现不稳定状态，开关波形可以很平稳的过渡。

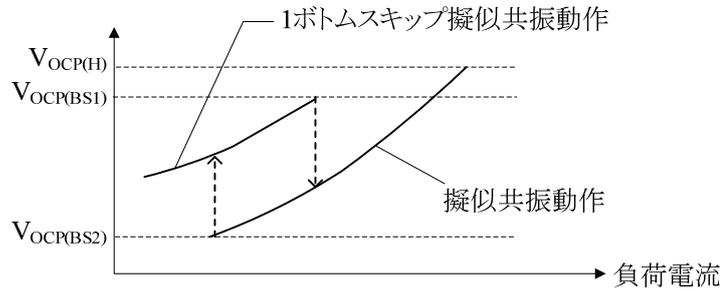


图 7-19 动作模式切换时的迟滞

轻负载时的准共振信号波形如图 7-20 所示。

为保证稳定的准共振动作和 Bottom Skip 动作，在最低输入电压，最小输出功率时，一定要确保准共振信号的有效时间高于 1.0μs。准共振信号的有效时间是指 E_{rev2} 波形从准共振动作阈值电压 1 的上限值 $V_{BD(TH1)} = 0.34V(MAX)$ 至准共振动作阈值电压 2 的上限值 $V_{BD(TH2)} = 0.27V(MAX)$ 这段时间

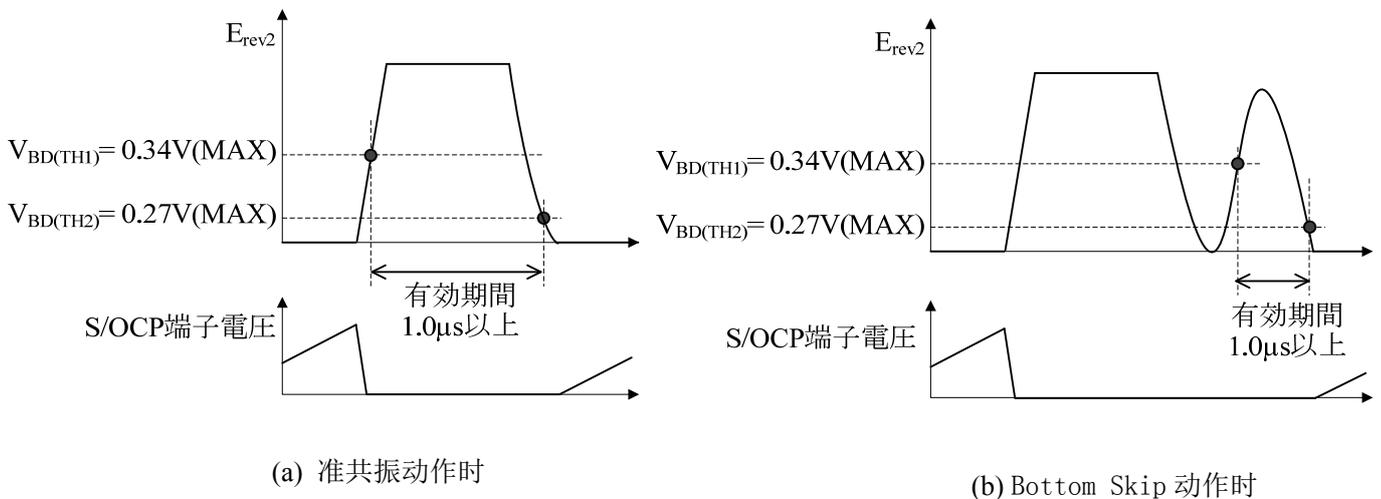


图 7-20 准共振动作的有效时间

7.4 Auto-Standby 功能

Auto-Standby 功能是指轻负载时减小漏极电流 I_D ，IC 自动进入待机模式，进行 Burst 发振动作。

S/OCP 端子检测 I_D ，当 S/OCP 端子电压低于 Auto-Standby 状态检测电压 ($V_{OCP(STBIN)}=0.091V$ 的 9%) 时，即自动切换成 Standby 模式(图 7-20)。在待机模式时，一旦 FB/OLP 端子电压低于 $V_{FB(STBOP)}$ 开关动作停止 (Burst 发振动作)。

Burst 发振时，开关动作停止，减小开关损耗，改善轻负载时的效率。

一般来说，为了改善轻负载时的效率，Burst 发振频率一般设置在几 kHz 以下。这时，Burst 发振频率在人耳听觉范围内 (20~20kHz)，变压器可能会发出响声。

STR-Y6700 系列，将 Burst 发振动作时的漏极电流限制得比较小，且具有 Step On Burst 发振功能，占空比慢慢展开，因此有效抑制了变压器的噪音。

切换到 Burst 发振动作的过渡期间， V_{CC} 端子电压一旦低于起动电流供给门槛值电压 $V_{CC(BIAS)}=11.0V$ ，Bias-Assist 功能动作。提供起动电流 $I_{CC(STARTUP)}$ 。由此抑制 V_{CC} 端子电压跌落，可进行稳定的待机动作。

另外，正常工作时(包括 Burst 发振动作)Bias-Assist 功能一旦动作，IC 的消耗电流就会增加，所以要确保 V_{CC} 端子电压要高于 $V_{CC(BIAS)}$ ，可通过变压器的匝数比以及减小图 7-5 中的 R2 等进行必要的调整。

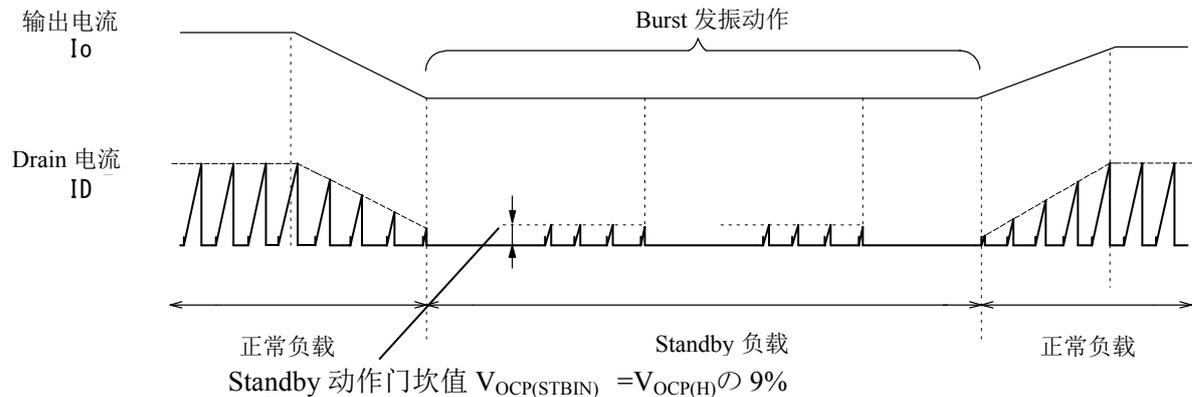


图 7-19 Auto-Standby 动作时序

7.5 过电压保护功能(OVP)

在 V_{CC} 端子—GND 端子间施加 OVP 门坎电压 $V_{CC(OVP)} = 31.5V(TYP)$ 以上电压时，过电压保护功能动作，开关动作停止，进入锁定模式。开关动作停止后， V_{CC} 端子电压开始下降，一旦低于 $V_{CC(BIAS)}=11.0V$ ，Bias-Assist 功能动作。Bias-Assist 功能动作后，给 V_{CC} 端子提供起动电流，防止其跌至动作停止电源电压 $V_{CC(OFF)}=9.4V$ ，并保持锁定状态。

锁定状态的解除，需关断电源电压，使 V_{CC} 端子电压降至 $V_{CC(OFF)}$ 以下。

V_{CC} 端子电压由变压器辅助绕组提供时，由于 V_{CC} 端子电压与输出电压成正比，由输出电压检测电路开路等情况所引起的二次侧过电压状态可以被检测出来。

此时，过电压保护动作时的 2 次侧输出电压，可以按如下公式计算。

$$V_{OUT(OVP)} \doteq \frac{\text{通常動作時出力電圧 } V_{OUT}}{\text{通常動作時 } V_{CC} \text{ 端子電圧}} \times 31.5V(TYP) \quad \text{---- (2)}$$

7.6 过负载保护动能(OLP)

过负载保护功能(OLP)动作时各部分波形如图 7-22 所示。

过负载状态(由于 OCP 动作, 漏极电流的峰值被限制的状态)发生时, 输出电压跌落, 2 次侧误差放大器切断, 给 FB/OLP 端子外接电容 C4 充电, 上升至反馈控制时的最大电压 $V_{FB(MAX)} = 4.05V$ 。之后, 反馈电流以 $I_{FB(OLP)} = -10 \mu A$ (TYP) 给 C4 充电, 当 FB/OLP 端子电压达到 OLP 动作门坎值电压 $V_{FB(OLP)} = 5.96V$ 时, 过负载保护电路动作, 开关动作停止

过负载保护动作与“7.5 过电压保护动作(OVP)”一样, 以锁定模式停振。(Latch Off)

锁定状态的解除, 需关断电源电压, 使 V_{CC} 端子电压降至 $V_{CC(OFF)}$ 以下。

FB/OLP 端子电压从 $V_{FB(MAX)} = 4.05V$ 到 $V_{FB(OLP)} = 5.96V$ 这段时间称为 OLP 延迟时间 t_{DLY} 。用于相位补偿的电容 C3 与 C4 相比非常小, 因此, OLP 延迟时间 t_{DLY} 的大概值, 当 $I_{FB(OLP)} = -10 \mu A$ 时、可按式(4)计算。

$$t_{DLY} \doteq \frac{(V_{FB(OLP)} - V_{FB(MAX)}) \times C4}{|I_{FB(OLP)}|} = \frac{(5.96V - 4.05V) \times C4}{|-10 \mu A|} \quad \text{----(4)}$$

C4= 4.7 μ F 时, t_{DLY} 大约为 0.9s。R1 的推荐值为 47k Ω 。

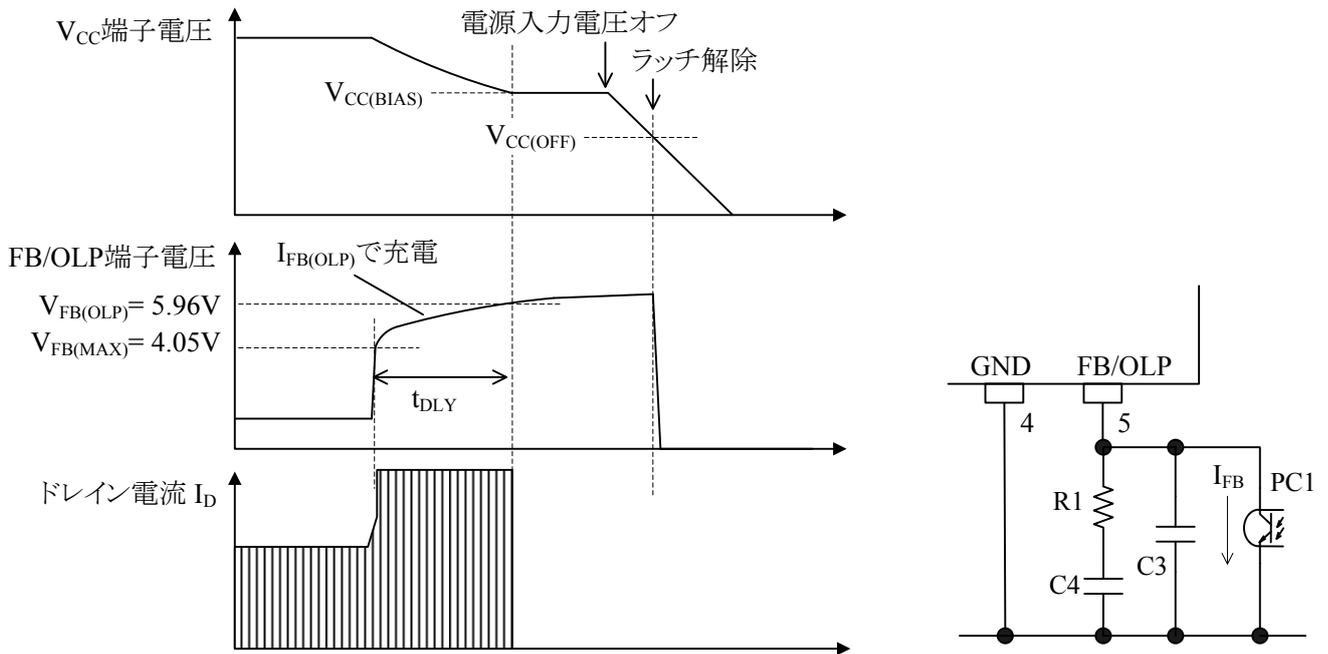


图 7-22 OLP 动作时的各部分动作波形以及周边电路

过负载保护功能设定为自动恢复时，如图 7-23 所示，只需在 FB/OLP 端子与 GND 端子间接上 $220\text{k}\Omega$ 电阻，将 $I_{\text{FB(OLP)}}$ 电流分解掉。

自动恢复时，间歇振荡动作，间歇振荡频率由 V_{CC} 端子外接的电容 C2 (参照图 7-1) 的充放电周期决定。这里，充电时间由起动电路、放电时间由 IC 内部电路的电流供给决定。

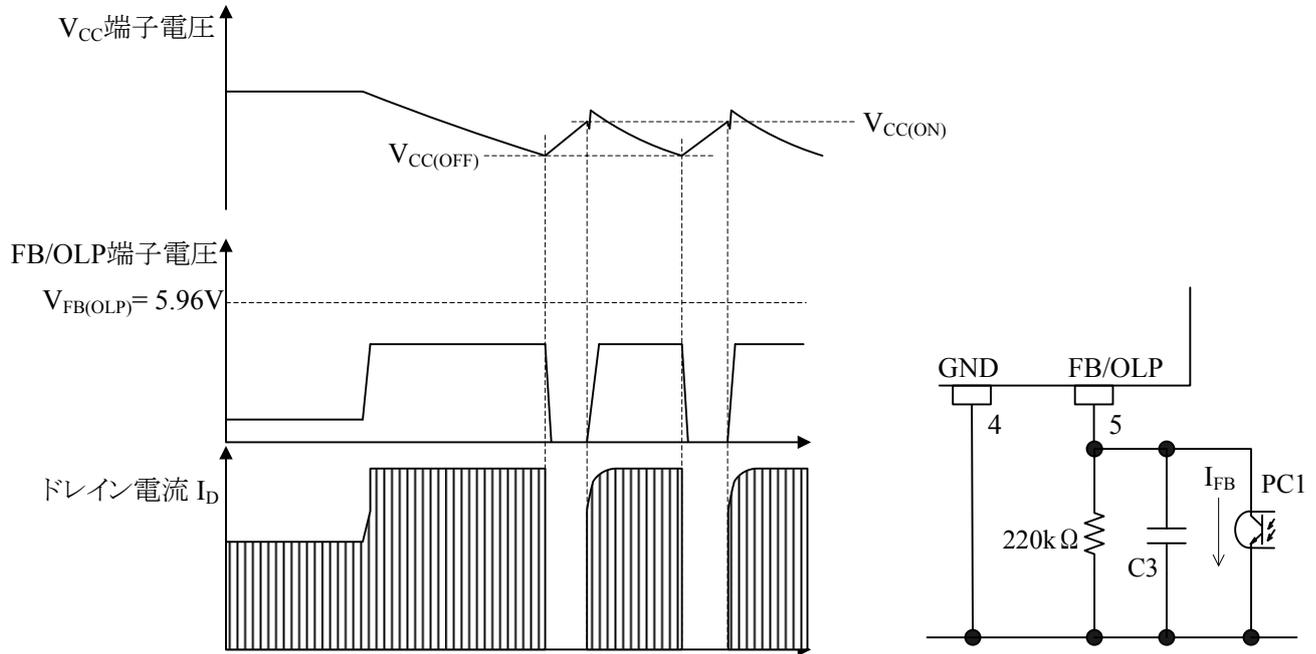


图 7-23 将 OLP 设定回自动恢复的电路构成与各部分动作波形

7.7 过热保护功能 (TSD)

当 IC 控制部分的温度达到热保护动作温度 $T_{\text{j(TSD)}} = 135^{\circ}\text{C}$ (MIN) 时，过热保护功能 (TSD) 动作，和“7.5 过电压保护功能 (OVP)”一样，以锁定模式停振。(Latch Off)

锁定状态的解除，需关断电源电压，使 V_{CC} 端子电压降至 $V_{\text{CC(OFF)}}$ 以下。

7.8 过电流保护(OCP)功能

过电流保护电路(OCP)，通过 S/OCP 端子与 GND 端子间的电流检测电阻 R_{OCP} 上的压降检测功率 MOSFET 的漏极电流，当 R_{OCP} 的压降达到过电流门坎值电压(正常工作时) $V_{OCP(H)} = 0.910V$ ，功率 MOSFET 关断。限制输出功率。(Pulse-By-Pulse 方式)。

7.8.1 过电流输入校正功能

准共振 Converter，在宽电压输入范围内(AC85V~AC265V)，当输出功率一定，由于电源输入电压越高工作频率越大，因此漏极电流的峰值会降低。

由于过电流检测电阻 R_{OCP} 阻值固定，当输入电压高时，过电流保护动作点将向过负载侧偏移。因此，当电源输入电压最大时，过电流保护点的输出电流 $I_{OUT(OCP)}$ 大约是最小输入电压以及最大负载条件下设定的过电流保护点的 2 倍。(图 7-24 “无输入校正”)

为抑制这种现象，STR-Y6700 搭载了过电流输入校正功能。

相对输出电流规格 I_{OUT} ，使得 $I_{OUT(OCP)}$ 不过度增大，如图 7-24 的“适当的输入校正”那样设定合时的输入校正值。当输入校正设定过度时，在输入电压高的领域， $I_{OUT(OCP)}$ 将低于 I_{OUT} 。(图 7-24 “过度的输入校正”)。因此，在宽输入电压范围内要确保 $I_{OUT(OCP)}$ 高于 I_{OUT} 。

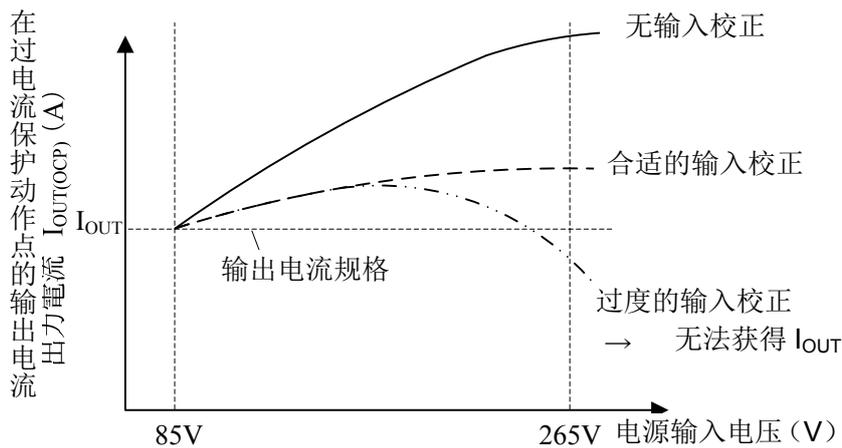


图 7-24 OCP 输入校正功能有/无时
输入电压—过电流保护动作时的输出电流特性

过电流输入校正电路如图 7-25、相对于电源输入电压的 E_{fw1} 、 E_{fw2} 如图 7-26 所示。同时，输入校正后的过电流阈值电压 $V_{OCP(H)'}'$ 与 BD 端子电压 E_{fw2} 的关系如图 7-27 所示。

通过过电流输入校正功能，相对于输入电压对过电流检测阈值电压(正常工作时)进行修正。辅助绕组 D 的正向电压 E_{fw1} 与输入电压成比例，如图 7-25 所示， E_{fw1} 减去 DZ_{BD} 后的电压经 R_{BD1} 和 R_{BD2} 分压后，输入至 BD 端子，由图 7-27 可算出与 E_{fw2} 相对应的输入电压校正后的过电流检测阈值电压 $V_{OCP(H)'}'$ ，根据这个电压进行过电流输入校正。

- DZ_{BD} 的设定 : DZ_{BD} 的稳压电压 V_Z 设定为输入校正的开始电压。根据输入电压规格和变压规格，一般选定为 $V_Z = 6.8V \sim 30V$
- R_{BD1} 的设定 : 请参考“7.3.2 谷底导通点(延迟时间)的设定”项
- R_{BD2} 的推荐值 : $1.0k\Omega$

调整过电流输入校正，减小电源低输入电压和高输入电压时的过电流保护动作点的输出电流 $I_{OUT(OCP)}$ 的差异。另外，输入校正的调整如图 7-24 “合适的输入校正”所示那样，确保在宽输入电压范围内都高于输出电流规格 I_{out} 。

将 $V_{OCP(H)'}'$ 校正至 Bottom Skip 动作阈值电压 $1 V_{OCP(BS1)}$ 以下时，一旦 S/OCP 端子电压达到 $V_{OCP(H)'}'$ ，将从 Bottom Skip 动作切换成准共振动作，频率上升提供输出功率。因此，切换成准共振动作后，相比于 Bottom Skip 动作开关损耗增大。在这种情况下，请变化实际负载，确认切换成准共振动作后的功率 MOSFET 的发热情况。

最大输入电源电压时，包括浪涌电压在内，请确保 E_{fw2} 在 B D 端子电压的绝对最大规格范围内。

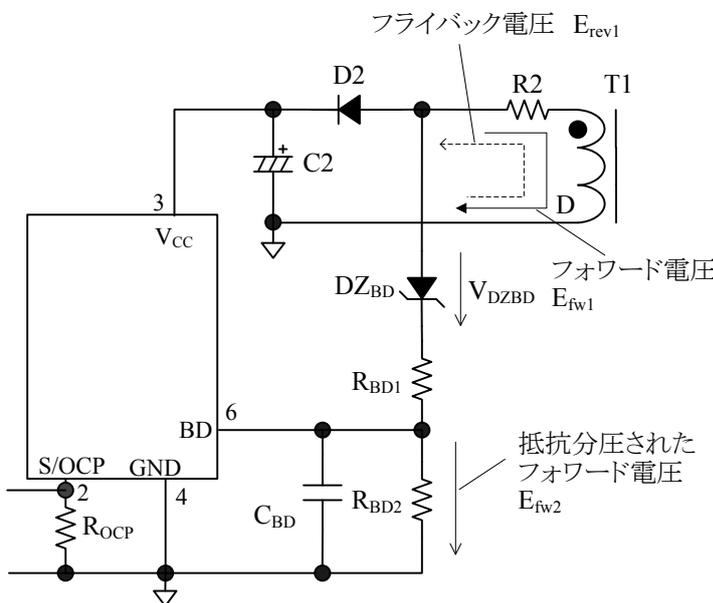


图 7-25 过电流输入校正电路

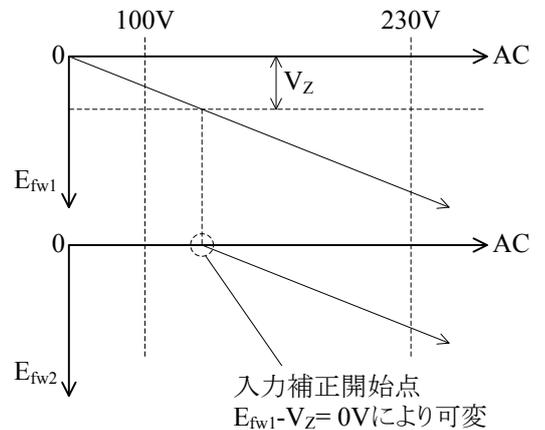


图 7-26 相对电源输入电压的 E_{fw1} 、 E_{fw2} 电压

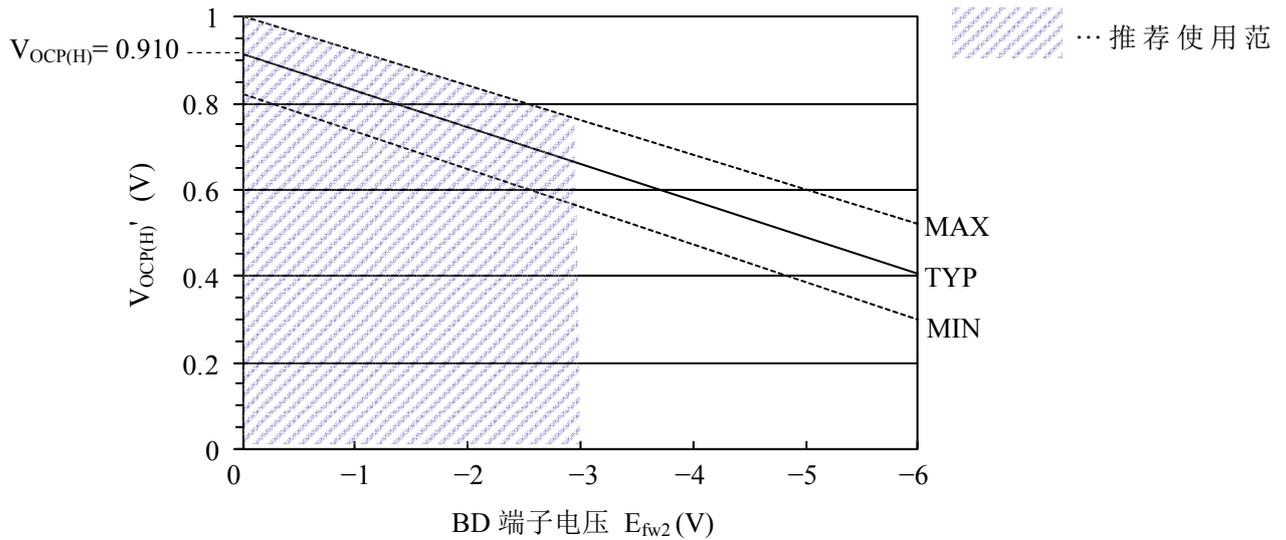


图 7-27 输入校正后的过电流阈值电压 $V_{OCP(H)'} (参考设计目标值)$

准共振动作时与输入电压对应的各电压波形如图 7-28 所示。

- $V_{DZBD} \geq E_{fw1}$ 时 (A 点)
此时, E_{fw2} 不产生负电压。因此过电流检测电压既是过电流检测阈值电压 (正常工作) $V_{OCP(H)}$ 。
- $V_{DZBD} < E_{fw1}$ 时 (B 点~D 点)
提高输入电压, 当 E_{fw1} 高于 DZ_{BD} 的稳压电压 V_Z 时, 产生 E_{fw2} 。根据此 E_{fw2} 对过电流检测阈值电压 (正常工作) $V_{OCP(H)}$ 进行校正。

E_{fw2} 的一般设定, 在最大电源输入电压时进行调整, 使得 BD 端子电压为 $E_{fw2} = -3.0V$ 。调整 E_{fw2} , 根据过电流输入校正功能, 改变过电流检测阈值电压, 因此需同时确认输入校正开始点和输入校正量调整 E_{fw2} 。并且, 输入校正后的过电流检测阈值电压 $V_{OCP(H)'}$, 可以根据 7-27 的 MIN、MAX, 计算偏差。

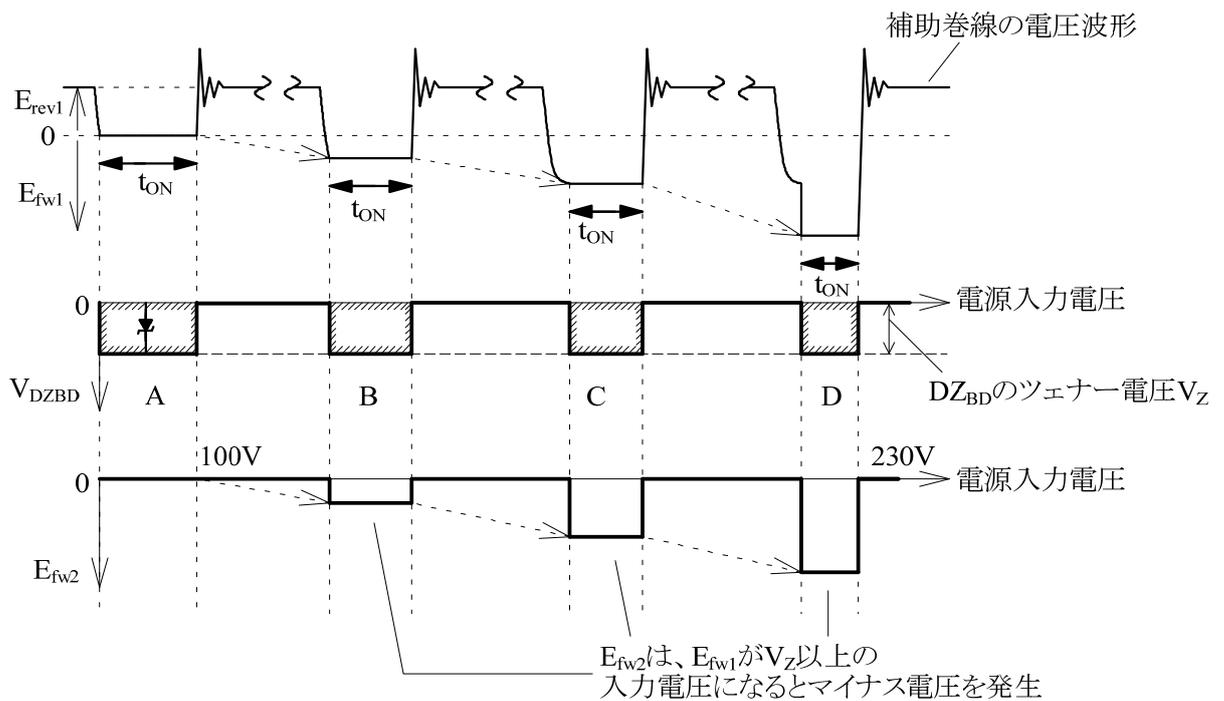


图 7-28 对应于输入电压的各电压波形 (准共振动作时)

7.8.2 BD 端子周边参数设定参考例

宽输入范围时(85V~265V)，假定从电源输入电压 AC120V 开始进行输入校正。变压器匝数设定为 1 次侧 $N_P=40T$ 、辅助绕组 $N_D=5T$ ，计算 BD 端子的周边参数。

AC120V 时的 E_{fw1} 按如下公式(5)求得，由此设定 DZ_{BD} の稳压电压 V_Z 。

$$\begin{aligned} E_{fw1} &= \frac{N_D}{N_P} \times V_{IN(AC)} \times \sqrt{2} & \text{-----(5)} \\ &= \frac{5}{40} \times 120\sqrt{2} = 21.2V \end{aligned}$$

21.2V，根据 E 系列，选择 22V 的稳压管 ($V_Z=22V$)。电源输入电压 $V_{IN(AC)}$ 的最大值 AC265V 时，要使 $E_{fw2}=-3.0V$ ，则 R_{BD1} 按如下公式(6)推导。

$$\begin{aligned} R_{BD1} &= \frac{R_{BD2}}{|E_{fw2}|} \times \left(\frac{N_D}{N_P} \times V_{IN(AC)} \times \sqrt{2} - Z_{BD} - |E_{fw2}| \right) & \text{-----(6)} \\ &= \frac{1k}{|-3|} \times \left(\frac{5}{40} \times 265\sqrt{2} - 22 - |-3| \right) = 7.28k \Omega \end{aligned}$$

7.28k Ω ，根据 E 系列，选择 $R_{BD1}=7.5k\Omega$ 。当 $R_{BD2}=1.0k\Omega$ 时， $V_{IN(AC)}=265V$ 时的 E_{fw2} 可按如下公式(7)推导。

$$\begin{aligned} |E_{fw2}| &= \frac{R_{BD2}}{R_{BD1} + R_{BD2}} \times \left(|E_{fw1}| - Z_{BD} \right) & \text{-----(7)} \\ &= \frac{1k}{7.5k + 1k} \times \left(\frac{5}{40} \times 265\sqrt{2} - 22 \right) = 2.92V \end{aligned}$$

由 7-27 可知，按 $E_{fw2}=-2.92V$ 校正时，输入校正后的过电流阈值电压 $V_{OCP(H)}$ 大约 0.66V(TYP)。

如图 7-13 的准共振电压 E_{rev2} ，设定为 $R_{BD2}=1k\Omega$ 、 $R_{BD1}=7.5k\Omega$ 、 $V_F=0.7V$ 、 $E_{rev1}=20V$ 时，可按式(8)计算。

$$\begin{aligned} E_{rev2} &= \frac{R_{BD2}}{R_{BD1} + R_{BD2}} \times (E_{rev1} - V_F) & \text{-----(8)} \\ &= \frac{1k}{1k + 7.5k} \times (20 - 0.7) = 2.27V \end{aligned}$$

此时，准共振电压 E_{rev2} 高于准共振动作门槛电压 $1 V_{BD(TH1)}=0.24V$ ， E_{fw2} 、 E_{rev2} 都在 BD 端子的最大规格 (-6.0V~+6.0V) 范围内。

8 无需过电流输入校正时

PFC 输入时或者窄电源输入等情况下，由于输入电压变动范围小，过电流保护动作点的变化较宽电源输入时小，因此无需过电流输入校正时，可以将稳压管 (DZ_{BD}) 变更为高速二极管，使得 BD 端子不存在负电压，输入校正功能无效。

高速二极管的耐压，可按式(9)计算。请考虑余量选择合适的高速二极管。

$$E_{fw1} = \frac{N_D}{N_P} \times \text{入力電圧上限} & \text{-----(9)}$$

9 过电流检测门槛值电压

过电流检测门槛值电压按 2 阶段构成。

① Pulse-by-pulse 过电流保护

S/OCP 端子电压,一旦达到过电流检测门槛值电压(正常工作时) $V_{OCP(H)}$ 或者过电流输入校正后的门槛值电压 $V_{OCP(H)}$ '(参考图 7-27), 即进行 Pulse-by-Pulse 过电流保护。

② 锁定型过电流保护

输出绕组短路时或者 2 次侧整流二极管的耐压异常等状态时的保护, 当 S/OCP 端子电压达到 $V_{OCP(La,OFF)}=1.83V$, 立即进入锁定模式, 开关动作停止。(Latch Off)。

即使在消沿时间内, 这种过电流保护也动作。

锁定状态的解除, 需关断电源输入电压, 使 V_{CC} 端子电压降至 $V_{CC(OFF)}$ 以下。

7.3 最大 ON 时间限制功能

在电源输入电压较低的状态, 或是电源输入电压 ON/OFF 等过渡状态, 将功率 MOSFET 的 ON 时间被限制为最大 ON 时间 $t_{ON(MAX)}=40\mu s$ (参照图 7-29)。由此限制 Drain 电流峰值, 抑制变压器噪音。

在设计电源时, 需要在最低输入电源电压, 最大负载条件下确认功率 MOSFET 的 ON 时间是否低于 $t_{ON(MAX)}$ 。

在最低电源输入电压, 最大负载条件下, 若变压器设计参数大于 $t_{ON(MAX)}$, 在最低输入电压时由于功率 MOSFET 的 ON 时间无法大于 $t_{ON(MAX)}$, 就会导致输出功率下降。这种情况下, 就要考虑以下方法, 重新设计变压器。

- 降低变压器的电感 L_p , 提高开关频率
- 减小 1 次侧与 2 次侧的绕数比后, 减少 ON Duty

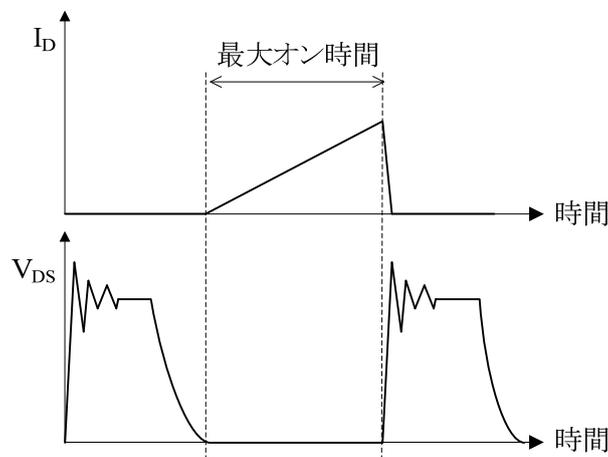


图 7-29 最大 ON 时间的确认

8. 设计上的注意点

8.1 外接元件

请使用满足使用条件的元器件。

- 请选择合适的输入、输出端滤波电解电容以满足纹波电流·耐压·温升等条件，并留有一定的余量。并且，请采用开关电源专用的 High-Ripple、低阻抗型电解电容。

- 考虑到变压器的铜损·铁损会引起发热，在变压器设计时一定要留有一定的余量。

由于开关电流含有高频成分，所以在变压器设计时要考虑集肤效应的影响。因此，选择绕线线径时，根据动作电流的有效值，按 3~4A/mm² 左右的电流密度进行选择。另外，受集肤效应等影响，若要进

一步改善变压器发热，可增加绕线的表面积。具体方法如下：

- 增加绕线股数
- 使用利兹线
- 加粗线径

- 电流检测电阻 R_{OCP}，由于要流经高频开关电流，若使用寄生感量较大的电阻，可能会引起误动作。请选择寄生感量小且 Surge 耐量大的部品。

8.2 变压器设计

变压器设计与 RCC 方式 (Ringing Choke Converter: 自励式反激变换器) 的变压器设计基本相同。但是，由于准共振动作，具有导通延迟成分，Duty 会发生变化，因此需要对 Duty 进行修正。

根据 1 次侧绕组 N_P 与 2 次侧绕组 N_S 的匝比算得 ON Duty，以此为 D_{ON} 时，考虑了延迟时间的 1 次侧电感量 L_{P'} 按下式 (10) 求得。

$$L_p' = \frac{(E_{IN(MIN)} \times D_{ON})^2}{\left(\sqrt{\frac{2P_o \times f_o}{\eta_i}} + E_{IN(MIN)} \times D_{ON} \times f_o \times \pi \sqrt{C_v} \right)^2}$$

L_{P'} 在下述条件下算出。

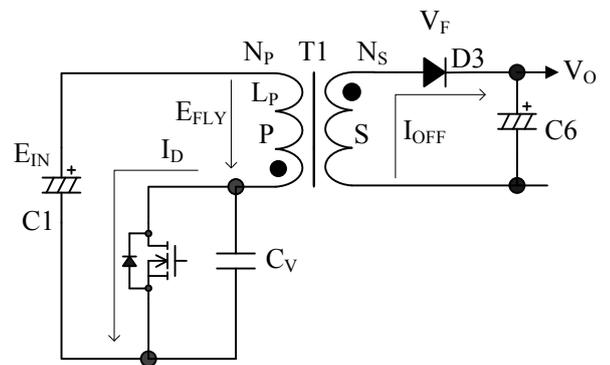
- P_O : 最大输出功率
- f_o : 最低发振频率
- C_V : 电压共振电容
- η_i : 变压器的转换效率

D_{ON} : V_{IN(AC)} 下限时的 ON Duty ⇒ $D_{ON} = \frac{E_{FLY}}{E_{IN(MIN)} + E_{FLY}}$

E_{IN(MIN)} : V_{IN(AC)} 下限时的 C1 间电压

E_{FLY} : 反激电压 ⇒ $E_{FLY} = \frac{N_p}{N_s} \times (V_o + V_F)$

V_F : D3 的正向压降



----- (10)

图 8-1 准共振电路

同时，漏极电流峰值 I_{DP} 等各参数可按以下公式计算。

$$t_{ONDLY} = \pi\sqrt{L_P' \times C_V} \quad \text{----- (11)}$$

$$D_{ON}' = D_{ON} (1 - f_0 \times t_{ONDLY}) \quad \text{----- (12)}$$

$$I_{IN} = \frac{P_O}{\eta_2} \times \frac{1}{E_{IN(MIN)}} \quad \text{----- (13)}$$

$$I_{DP} = \frac{2 \times I_{IN}}{D_{ON}'} \quad \text{----- (14)}$$

$$N_P = \sqrt{\frac{L_P'}{AL - value}} \quad \text{----- (15)}$$

$$N_S = \frac{N_P \times (V_O + V_F)}{E_{FLY}} \quad \text{----- (16)}$$

此处：

- t_{ONDLY} : 延迟时间
- I_{IN} : 平均输入电流
- η_2 : 电源的转换效率
- I_{DP} : 开关电流峰值
- D_{ON}' : 修正后的 ON Duty
- V_O : 2 次侧输出电压

并且、根据修正后的 ON Duty，最低发振频率 f_0 可按如下公式计算。

$$f_0 = \left(\frac{-\sqrt{\frac{2P_O}{\eta_1}} + \sqrt{\frac{2P_O}{\eta_1} + \frac{4\pi(E_{IN(MIN)} \times D_{ON}')^2 \times \sqrt{C_V}}{\sqrt{L_P'}}}}{2\pi\sqrt{C_V} \times E_{IN(MIN)} \times D_{ON}'} \right)^2 \quad \text{----- (17)}$$

变压器所使用的铁氧体磁芯 AL-value 值须考虑 NI-Limit (AT) 后再选择一个不会产生磁饱和的 AL-value 值。NI-Limit (AT) 是 1 次侧绕组 NP 与 Drain 电流峰值 $I_{DP(DLY)}$ 的乘积 $NI-Limit (AT) (=N_P \times I_{DP(DLY)})$ 。

选择满足 NI-Limit vs. AL-value 关系的铁氧体磁心时，要考虑对温度等偏差的设计余量，计算得出的 NI-Limit，要低于磁饱和余量的 30%，推荐图 8-2 的 NI-Limit vs. AL-value 特性曲线内（斜线）的设置。

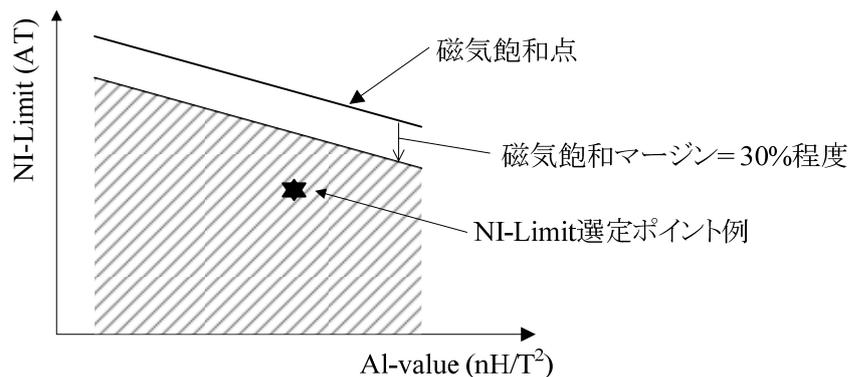


图 8-2 磁芯的 NI-Limit vs. AL-value 特性例

8.3 相位补偿

使用普通的 TL431(U2)时, 2 次侧误差放大器周边电路构成如图 8-3 所示。相位补偿用电容 C7 容量的推荐范围为 0.047μF~0.47μF, 此电容最终仍需根据实际动作选定。

如图 8-4 所示的 FB/OLP 端子与 GND 端子间的电容 C3, 用于去除高频噪声以及相位补偿。电容 C3 容量推荐范围为 470pF~0.01μF, 此电容最终也需根据实际动作选定。

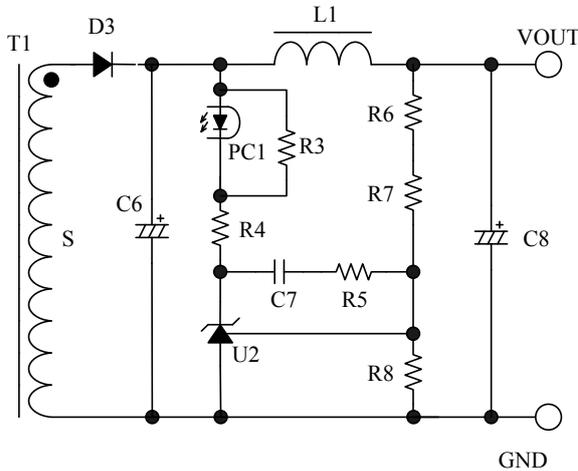


图 8-3 2 次侧 TL431 (U2) 的周边电路

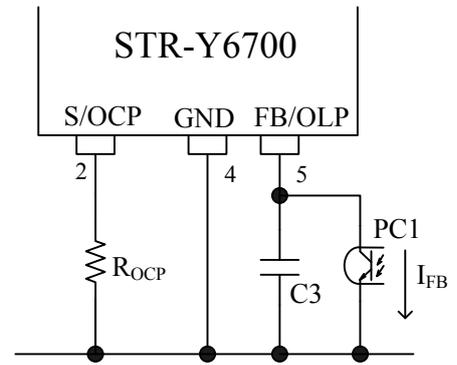


图 8-4 FB/OLP 端子周边电路

8.4 铜箔设计

基于 PCB 铜箔设计及实际安装条件, 因误动作·噪声·损耗等会出现比较大的影响, 因此要非常注意 PCB 走线与元件的摆放。

一般而言, 设计如图 8-5 所示的高频电流环路时, 走线铜箔要尽可能粗、元件间的配线要尽可能短、环路面积也要尽可能小, 从而减小走线阻抗。

另外, 由于地线很容易受辐射噪声比较大的影响, 因此布地线时也要尽可能的“粗、短”。

由于开关电源存在高频、高压的电流路径, 元件放置、走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。

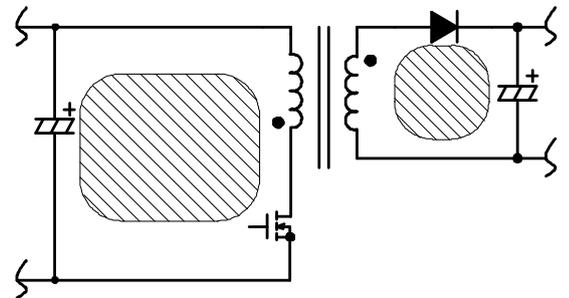


图 8-5 高频电流环路 (斜线部分)

IC 周边电路以及二次侧整流平滑电路的连接图, 如图 8-6 所示

- IC 周边部分

- (1) 功率 MOSFET 以及 S/OCP 端子走线 (S/OCP 端子~ R_{OCP} ~C1~T1(P 绕组)~D/ST 端子)

这部分走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 C1 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, 请追加一个电解电容或者薄膜电容(满足耐压要求的 0.1μF 左右电容)。

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

这部分走线, 也请尽可能“粗、短”。

IC 与电解电容 C2 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(0.1μF~1μF)。

(3) 电流检测电阻 R_{OCP} 走线

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，控制部分地线与 GND 端子相连，主回路部分与控制部分地线在 R_{OCP} 附近相连，从 R_{OCP} 出来通过专门的一根走线连接到 GND 端子(图 8-6 的 A 点)。

● 2 次侧整流平滑电路 (T1 (S 绕组) ~ D3 ~ C6)

此部分走线是开关电流流经的 2 次侧主回路，请采用尽可能“粗、短”的布线。

整流布线细、长时，走线上的寄生电感就会增加，功率 MOSFET 关断时产生的浪涌电流就会增大。

2 次侧整流部分的布线设计得较好时，功率 MOSFET 的耐压余量就会更大，Clamp Snubber 电路的应力以及损耗也可减小。

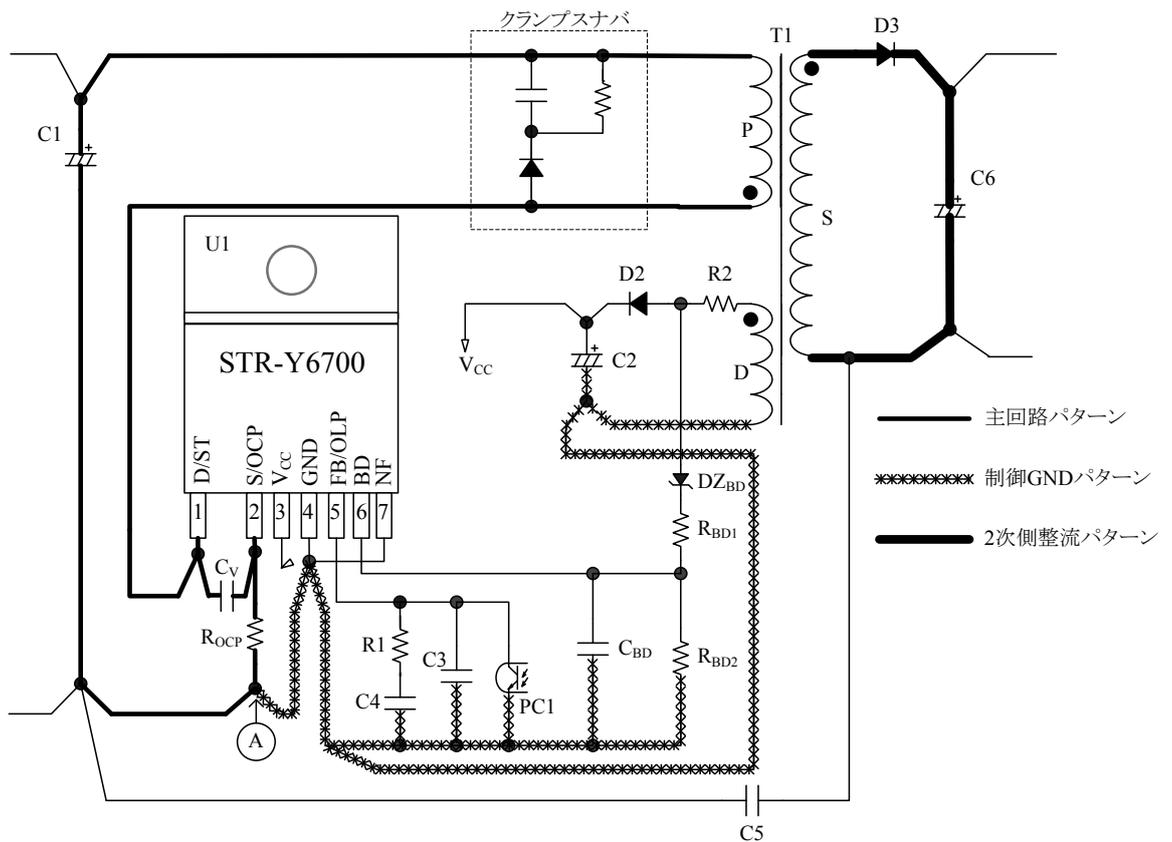


图 8-6 周边电路连接例

ご注意書き

- 本資料に記載されている内容は、改良などにより予告なく変更することがあります。ご使用の際には、最新の情報であることをご確認ください。
- 本書に記載されている動作例および回路例は、使用上の参考として示したもので、これらに起因する弊社もしくは第三者の工業所有権、知的所有権、その他の権利の侵害問題について弊社は一切責任を負いません。
- 弊社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体製品では、ある確率での欠陥、故障の発生は避けられません。部品の故障により結果として、人身事故、火災事故、社会的な損害などを発生させないよう、使用者の責任において、装置やシステム上で十分な安全設計および確認を行ってください。
- 本書に記載されている製品は、一般電子機器(家電製品、事務機器、通信端末機器、計測機器など)に使用されることを意図しております。
高い信頼性が要求される装置(輸送機器とその制御装置、交通信号制御装置、防災・防火装置、各種安全装置など)への使用をご検討、および一般電子機器であっても長寿命を要求される場合につきましては、必ず弊社販売窓口へのご相談をお願いいたします。
極めて高い信頼性が要求される装置(航空宇宙機器、原子力制御、生命維持のための医療機器など)には弊社の文書による合意がない限り使用しないでください。
- 弊社のデバイスをご使用、またはこれを使用した各種装置を設計する場合、定格値に対するデレーティングをどの程度行うかにより、信頼性に大きく影響いたします。
デレーティングとは信頼性を確保または向上するため、各定格値から負荷を軽減した動作範囲を設定したり、サージやノイズなどについて考慮することを言います。デレーティングを行う要素には、一般的には電圧、電流、電力などの電氣的ストレス、周囲温度、湿度などの環境ストレス、半導体デバイスの自己発熱による熱ストレスがあります。これらのストレスは、瞬間的数値あるいは最大値、最小値についても考慮する必要があります。
なおパワーデバイスやパワーデバイス内蔵 IC は、自己発熱が大きく接合部温度(T_j)のデレーティングの程度が、信頼性を大きく変える要素となりますので十分にご配慮ください。
- 本書に記載されている製品のご使用にあたって、これらの製品に他の製品・部材を組み合わせる場合、あるいはこれらの製品に物理的、化学的、その他何らかの加工・処理を施す場合には、使用者の責任においてそのリスクをご検討の上行ってください。
- 本書に記載された製品は耐放射線設計をしておりません。
- 弊社物流網外での輸送、製品落下などによるトラブルについて弊社は一切責任を負いません。
- 本資料に記載された内容を文書による当社の承諾なしに転記複製を禁じます。