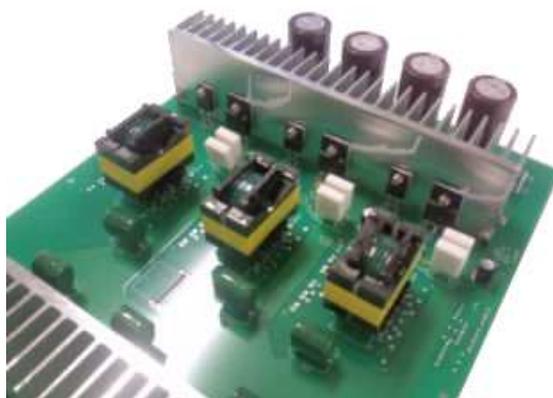




多段对应
Easy Multi 错相式 PFC
控制 IC

MH2501SC/MH2511SC



应用指南 ver. 1.0

新电元工业株式会社

使用注意

首先感谢选用本公司的产品。

在使用本 IC 产品时，为了确保您的安全，请在使用时务必遵守以下警告以及注意事项。

警告		如果错误地使用本产品，会有导致死亡等重大人身事故以及严重的物品受损事故的危險。
注意		如果错误地使用本产品，可能会至人轻伤，或使物品受到轻微损害。

警告		本公司一贯致力于提高产品质量以及可靠性，但是半导体产品有可能会有一定比例的故障或误动作。希望您能本着负责的态度进行冗余设计、阻燃设计、防误动作设计以及安全设计，避免由于本公司产品的故障引起人身事故、火灾事故及社会性的损害等。
		<p>本资料所记载的本公司半导体产品并非设计及制造用于要求极高的品质和可靠性、当出现故障及误动作会直接威胁人的生命或对人体造成危害的设备或系统上。如您在下述特殊用途、特定用途的设备、装置上使用本产品时，请事先与本公司联系以获得相关确认。</p> <p>特殊用途 运输设备（车载、船舶等）、基幹用通信设备、交通信号设备、防灾/防犯设备、各種安全设备、医療设备等</p> <p>特定用途 原子能控制系统、航空设备、航空宇宙设备、海底中继器、生命维持装置等</p> <p>关于 IC 产品，不只限于特殊用途及特定用途，如需要用于连续工作为前提的要求长寿命的设备及装置，请事先与本公司联系。</p>
注意		请勿擅自对产品进行维修或改造，否则有可能引起严重的事故，。 《会有触电、破损、火灾、误动作等危險。》
		出现工作异常时，输出端子会出现过高电压或电压降低的情况。请在整机产品设计中考虑出现工作异常带来负载误动作、破损等情况下的保护措施（过电压保护、过电流保护等保护措施）。
		请确认输入端子、输出端子的极性，确定没有出现错误连线后再进行通电。 《有可能会保护元件断路、冒烟或着火的情况。》
		请严格遵守规定的输入电压规格，同时务必在输入端中插入保护元件。 《出现异常情况时有可能出现冒烟或着火の危險。》
		使用时如果出现故障或发生异常时，请立即切断输入停止电源，同时立即联系本公司。

- 由于产品改良等原因，本资料所记载的内容可能会有所变更，请予谅解。
- 在使用本产品前，请互换签署产品规格書。
- 此处所记载的所有资料内容正确并值得信赖，但对于使用这些资料引起的损害或专利权侵权或其他侵权行为等，本公司概不负责。
- 本资料不保证对第三方或本公司的专利权或其他权利的使用，或承诺其使用权。
- 禁止在无本公司许可的情况下对本资料的部分或全部内容进行转载或复制。

1 : 概要

1.1: 特点	5
1.2: 模块图	5
1.3: 端子配置图	6
1.4: 端子功能一览	6

2 : 基本动作的说明

对象 IC

2.1: 电流临界型脉宽控制式 PFC 工作原理	7
2.2: 零电流检测	8
2.3: 错相式工作	9-10
2.4: 起动·切断时序	11
2.5: 输出电压控制	12
2.6: 相位补偿	13
2.7: 门极驱动	13
2.8: 保护功能	
2.8.1: 过电流保护	14
2.8.2: 输出过电压保护 (OVP)	14-15
2.8.3: 低输入电压保护, FB 端子开端开路 / 短路保护	15
2.8.4: 输出二极管短路保护	16
2.8.5: VCC 低电压保护 (UVLO)	16
2.8.6: 过热关断	16
2.9: 应用电路	
2.9.1: 从控停止保护	17-18
2.9.2: 远程 ON/OFF	18
2.9.3: 错相段数的切换	19
2.10: 工作波形例	20

3 : 电路例

3.1: 代表电路图	21
------------	----

4 : 外围电路参数的选择

4.1: 电感线圈的选择	22
4.2: MOSFET 的选择	23
4.3: 输出二极管的选择	23
4.4: 旁路二极管的选择	23
4.5: Z/C 端子外围参数的调整	24
4.6: 相位补偿的调整	25
4.7: 输出电压的调整	25
4.8: 过载电流保护点的调整	26
4.9: 输出电容的调整	26

5 : 保护功能的注意事项 27

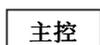
6 : 布线配置上的注意事项

6.1: 主电流通路的布线	28
6.2: GND 的布线	29
6.3: MOSFET 周边元件的布线	30
6.4: IC 周边元件的布线	30
6.5: 参考布线配置	
6.5.1: A 面	31
6.5.2: B 面	32

注意事项

记载的数值为暂定值。规格值请参照具体的产品规格书。

【关于对象 IC 的标明】



只有主控 IC 才具备的功能



主控 IC 和从控 IC 共通的功能

1 概要

MH2501SC (以下通称主控 IC), MH2511SC (以下通称从控 IC) 是电流临界型错相式 PFC 电路用控制 IC。通过使用主控 IC, 从控 IC 进行错相式工作使临界型 PFC 的低噪音, 高效率的优点在大功率领域中也得以实现 (只使用主控 IC 可搭建普通的 1 段式 PFC)。

1.1 特点

1. 主控 / 从控电流临界型错相式工作实现高效率·低噪音
2. 并连多个从控 IC 可进行 2 段以上的错相式工作
3. 只使用主控 IC 可搭建 1 段式 PFC
4. VCC 耐压 26V 保证, 可对应更宽的输入电压范围
5. 具有完善的保护功能
(过电压保护, 过电流保护, 反馈开路 / 短路保护, 输出二极管短路保护)

1.2 模块图

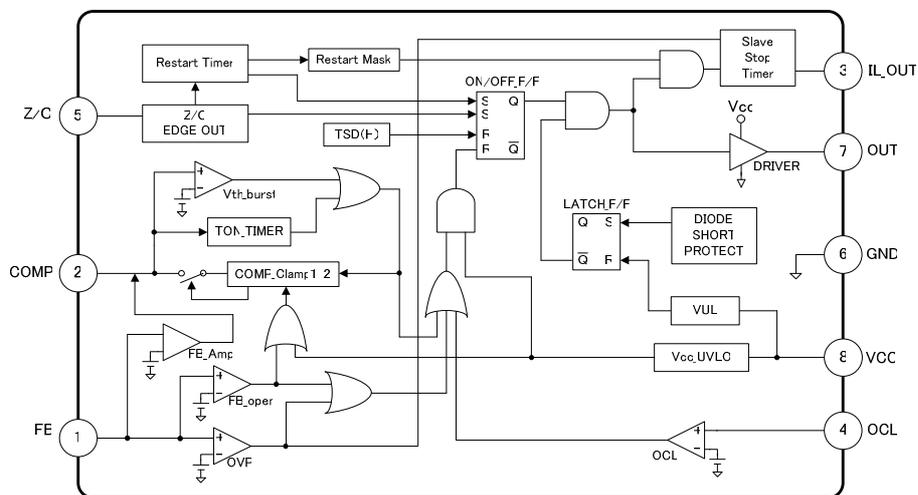


图 1 . 主控 IC(MH2501SC) 模块图

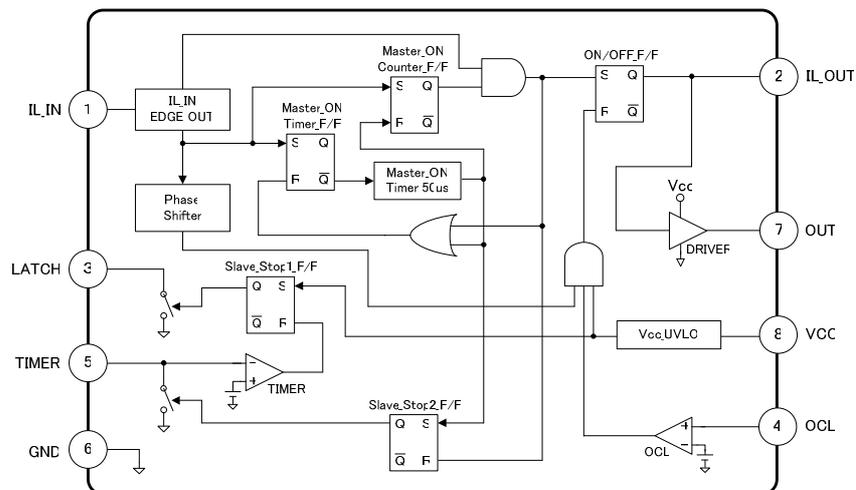


图 2 . 从控 IC(MH2511SC) 模块图

1.3 端子配置图

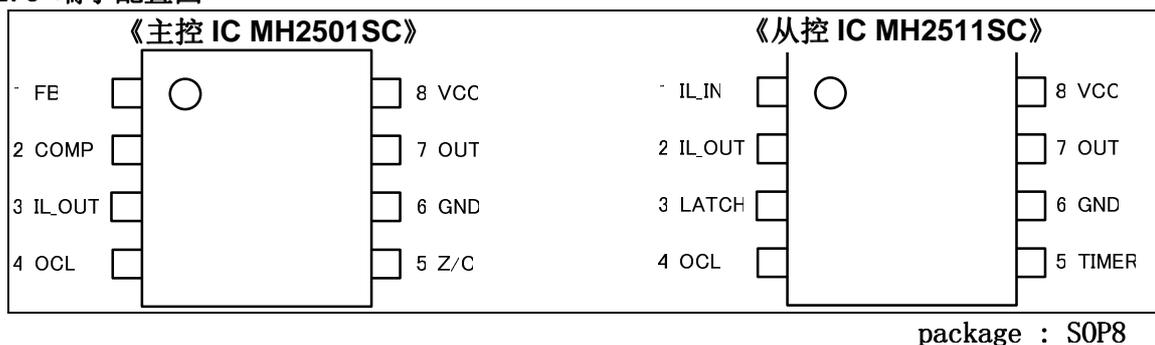


图 3 . MH2501SC, MH2511SC 端子配置图

1.4 端子功能一览

<<主控 IC MH2501SC>>

端子编号	记号	功 能
1	FB	反馈误差放大器的输入端子
2	COMP	反馈误差放大器的输出端子
3	IL_OUT	错相工作信号输出端子 与从控 IC 的 IL_IN 端子连接
4	OCL	过电流检测用输入端子
5	Z/C	主控 IC 的零电流检测端子
6	GND	GND 端子
7	OUT	主控 IC 的 MOSFET 驱动用输出端子
8	VCC	电源电压输入端子

<<从控 IC MH2511SC>>

端子编号	记号	功 能
1	IL_IN	错相工作信号输入端子 与主控 IC 或者前段从控 IC 的 IL_OUT 端子连接
2	IL_OUT	错相工作信号的输出端子 与次段从控 IC 的 IL_IN 端子连接
3	LATCH	锁定用输出端子。 从控异常时使主控 IC 停止工作
4	OCL	过电流检测用输入端子
5	TIMER	1 段动作时检测用定时电容连接端子 检测从控 IC 是否在工作
6	GND	GND 端子
7	OUT	从控 IC 的 MOSFET 驱动用输出端子
8	VCC	电源电压输入端子

2 基本动作的说明

2.1 电流临界型脉宽控制式 PFC 的工作原理

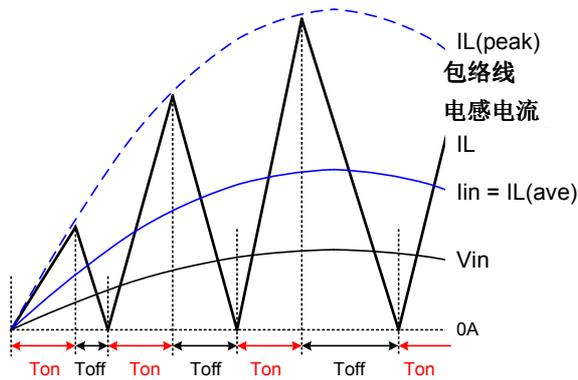


图 4 . 临界动作

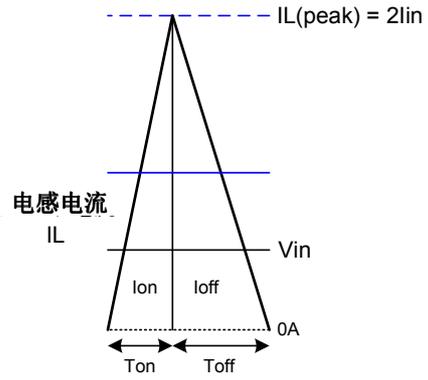


图 5 . 开关工作单周波形

本 IC 采用电流临界型工作方式。如图 4 所示，电感电流 I_L 是从零开始，归零结束的重复三角波。由于是脉宽控制方式，脉宽 T_{on} 根据负载而决定。并且脉宽 T_{off} 根据输入电压 V_{in} 于每一个开关周期都会变化，故开关周期是变化的。

各电流值根据以下公式算出。

由于 T_{on} 及 L 值是一定的， I_L 的峰值 $I_L(peak)$ 与 V_{in} 成正比。并且由于 V_{in} 是正弦波状， $I_L(peak)$ 也是正弦波状。（公式 1）

$$I_L(peak) = \frac{V_{in} \times T_{on}}{L} \quad [A] \quad \dots (1)$$

但是，由于开关工作频率比交流商用频率高很多，在一个开关工作周期中可以将 V_{in} 看作是恒定值。（图 5）

输入电流 I_{in} 等于电容 C_{in} 从 I_L 中除去高频成分后平均化的电流 $I_L(ave)$ 。另外，由于 I_L 是三角波，故 $I_L(ave)$ 是 $I_L(peak)$ 的 $1/2$ 。（公式 2）

$$I_{in} = I_L(ave) = \frac{I_L(peak)}{2} \quad [A] \quad \dots (2)$$

把公式 (1) 代入公式 (2)

$$I_{in} = I_L(ave) = \frac{I_L(peak)}{2} = \frac{V_{in} \times T_{on}}{2L} \quad [A] \quad \dots (3)$$

如公式 (3) 所示，由于本 IC 为脉宽控制工作方式， I_{in} 与 V_{in} 是正比关系，故可以改善功率因数。电路的波形例如图 6 所示。

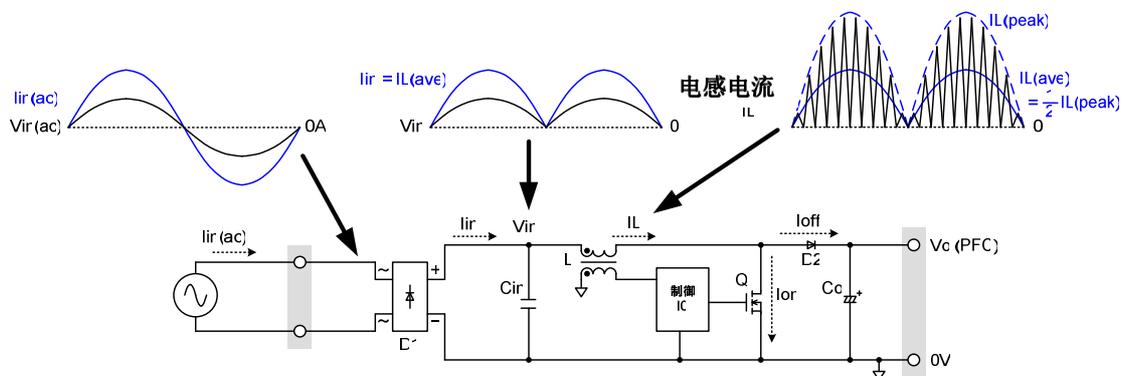


图 6 . 电路的波形示例

2.2 零电流检测

主控

本 IC 检测控制绕组的电压让开关器件开启。此开启时机由 Z/C 端子决定。

图 7 所示在 Z/C 端子电压低于零检测电压 (0.5V 点) 的时机, 让主开关开启。由于每一个开关周期里选择在电感线圈的能量完全释放完毕的时间点开启主开关, 所以进行电流临界动作。

另外, 对于此零检测电压, 通过 +1V 的滞后效应使耐噪性能得以提高。向 Z/C 端子施加的电压不超过+1.5V 时, 会以重启周期 (150 μ s) 进行工作。

另外, 为防止本 IC 门极关断时由于电压振荡检测出开启触发信号, 在电流临界点之前开启导致误动作, 在发出门极关断信号后设有禁止检测触发信号的盲区时间 (Tondead)。由此防止门极关断时由电压振荡引起的误动作现象。

有关 Z/C 端子周边元件的参数设定, 请具体参照 4.5 项。

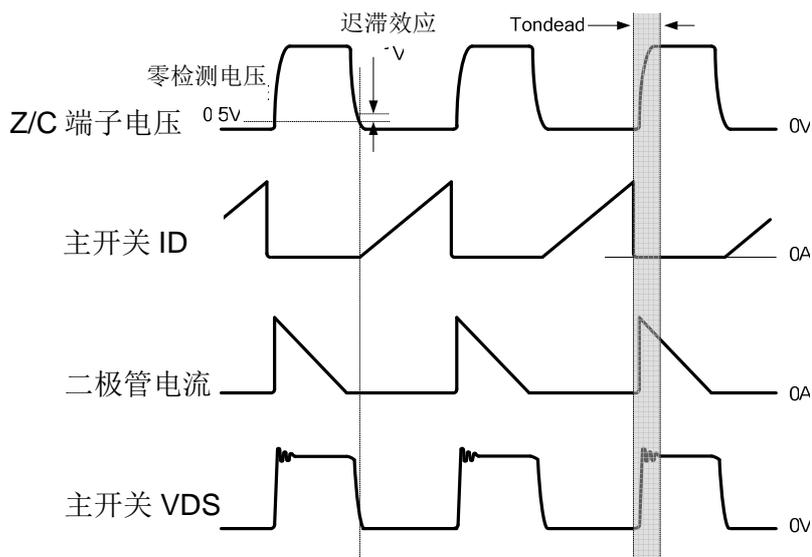


图 7 . ON 时机 (Z/C 端子)

2.3 错相式工作

主控 从控

通过主控 IC 和多个从控 IC 连接使用，可以搭建多段的临界型错相式 PFC。

※ 主控 IC 的端子名后缀(M)，从控 IC 的端子名后缀(S)及从控识别号码用以区分。

主控 IC 的 IL_OUT(M)端子是控制从控 IC 进行错相式工作的信号输出端子。将 IL_OUT(M)端子与从控 IC 的 IL_IN(S1)端子相连接，可以进行错相式工作。

另外如图 8 所示，将 IL_OUT(S1)端子与次段从控 IC 的 IL_IN 端子(S2)相连接，可以进行 3 段以上的多段错相式工作。

作为防噪措施，如图 8 所示请在靠近 IL_IN 端子的地方插入电阻和电容。作为参考，推荐电阻阻值为 1k Ω ，电容值为 47pF。

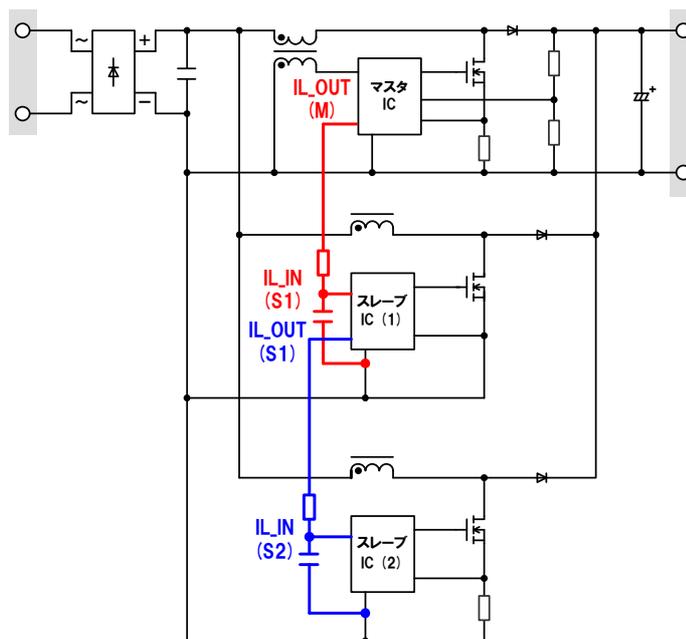


图 8 . 错相式连接示例

以下对错相式工作时的开启时机和脉宽的信号传递进行说明。工作时序如图 9 所示。图 9 中，箭头表示脉宽的信号传递顺序。文章中的波形及箭头的编号请参照图 9。

- 1) 主控 IC 的 OUT(M)开启信号在检测出 Z/C 端子的负沿后输出。(波形 A, B)
- 2) 主控 IC 的 IL_OUT(M)信号以与 OUT(M)同步的信号输出。(波形 C, 箭头①)
- 3) 主控 IC 的 IL_OUT(M)信号如图 8 所示通过 CR 输入从控 IC 的 IL_IN(S1)。(波形 C, D, 箭头②)。
在从控 IC(1)的内部，由计数器电路记忆 IL_IN(S1)的 Hi 时间。
- 4) 从控 IC(1)的 OUT(S1)在主控 IC 关断的时间点开启，输出记忆的脉宽。脉宽与 OUT(M)信号相同。(波形 E, 箭头③)
- 5) 从控 IC(1)的 IL_OUT(S1)信号以与 OUT(S1)同步的信号输出。(波形 F, 箭头④)
- 6) 将 IL_OUT(S1)端子与次段从控 IC(2)的 IL_IN(S2)端子相连接可实现多段工作。(波形 F, 箭头⑤)

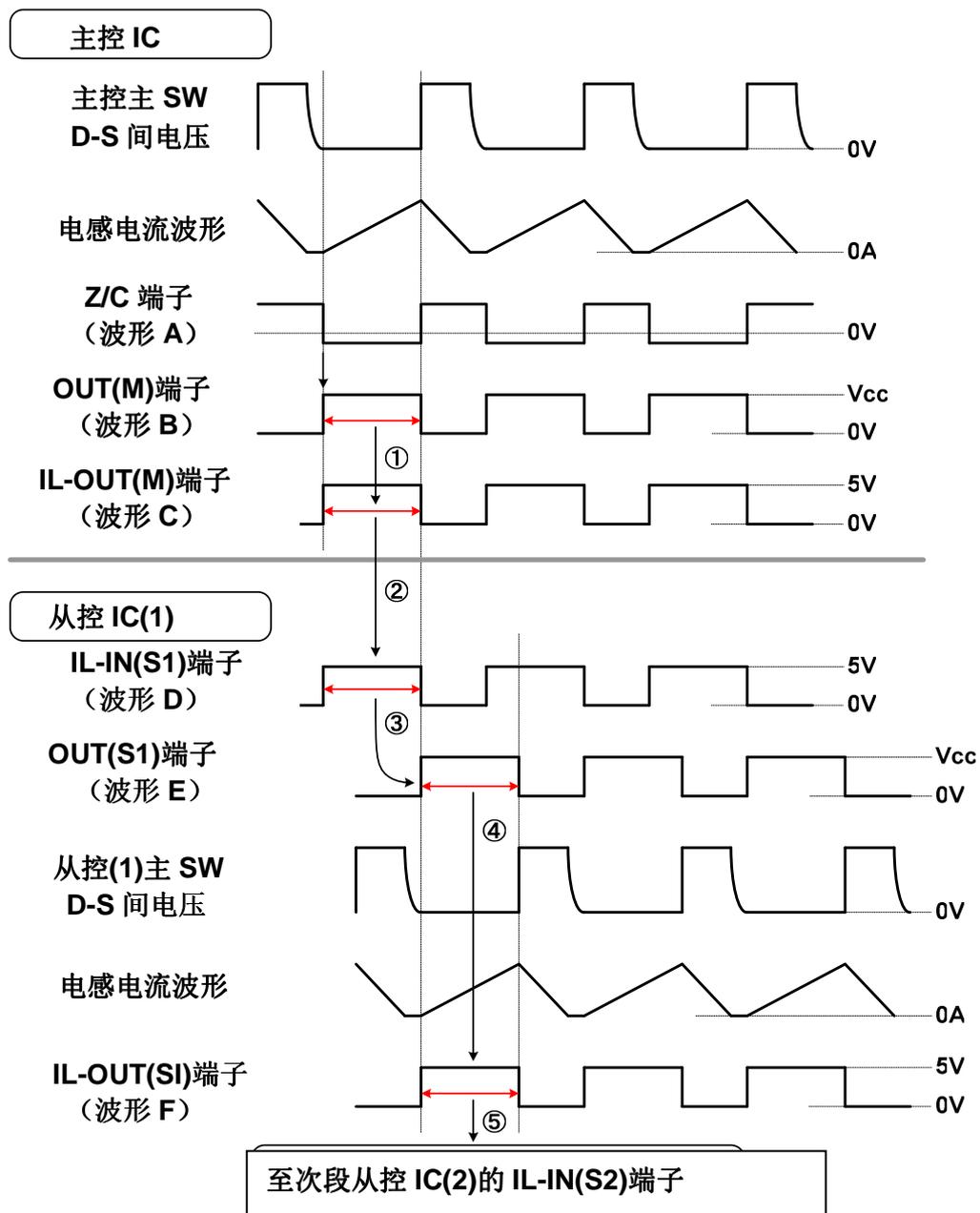


图 9 . 错相式工作时序

2.4 启动·切断时序

主控 从控

进行错相式工作时的启动·切断时序如图 10 所示。主控 IC 及从控 IC 的 VCC 是共通的。

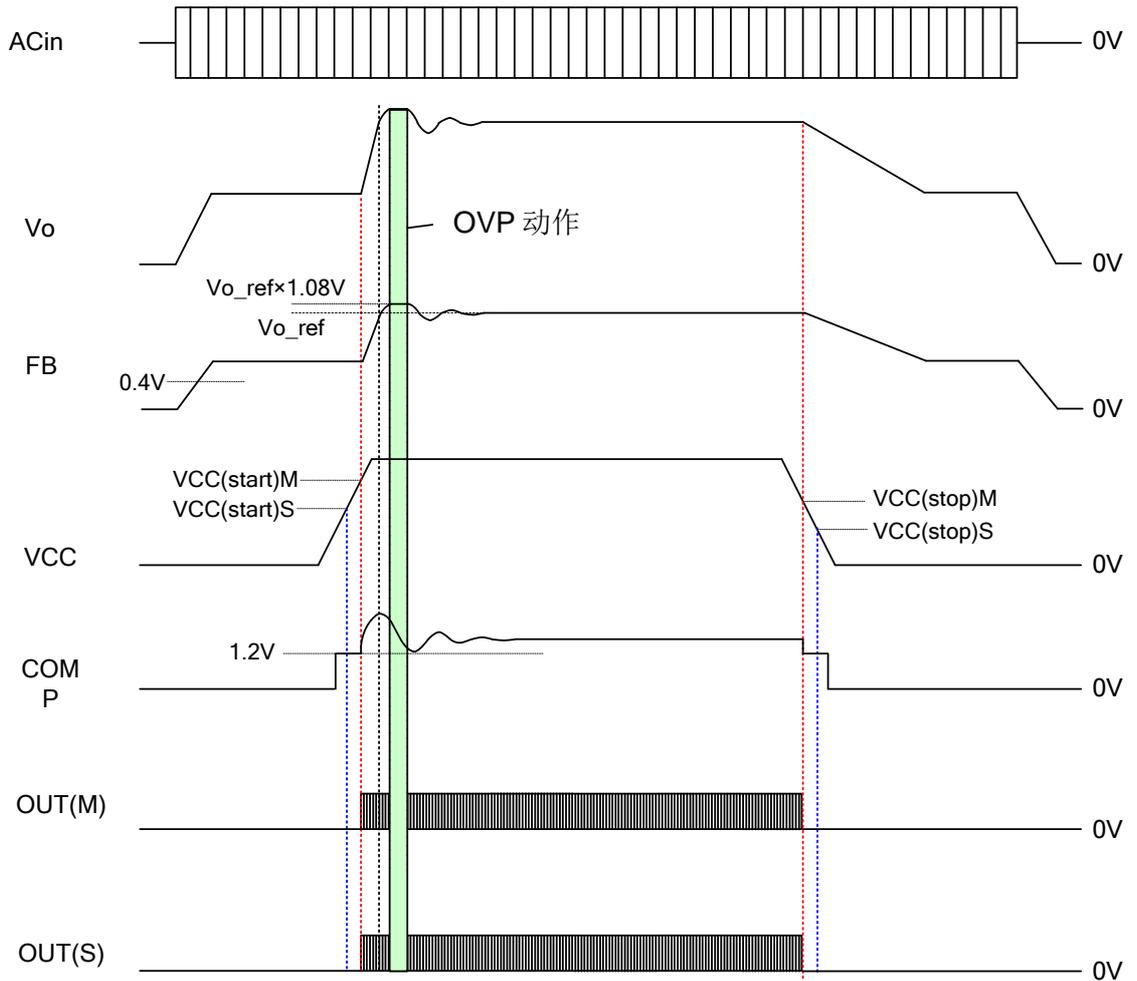


图 10. 启动·关断时序

(a) 振荡启动时序

- ① 向 VCC 端子施加电压后，COMP 会被充电至 1.2V。
- ② 当 VCC 电压到达 VCC(start)S 后，从控 IC 处于启动状态，但是由于主控 IC 尚未开始工作，不输出门极信号。
- ③ 当 VCC 电压到达 VCC(start)M 后，主控 IC 也处于启动状态，门极信号开始输出，从控 IC 的门极信号也开始输出。
- ④ 启动瞬间由于 OVP 动作使门极信号输出停止，可以抑制输出电压的上升。

(b) 振荡停止时序

- ① 当 VCC 电压降至 VCC(stop)M 时，主控 IC 变为工作停止状态，门极信号停止输出，从控 IC 的门极信号也停止输出。COMP 电压被钳位在 1.2V。
- ② 当 VCC 电压下降至 VCC(stop)S 时，从控 IC 变为工作停止状态。

2.5 输出电压控制

主控

本 IC 通过检测输出电压改变主开关的脉宽，从而对输出电压进行控制。

如图 11 所示，输出电压利用电阻分压(R191-R195, R196)并接入 FB 端子，输出电压稳定在使 FB 端子电压保持在 2.5V 处。

另外，反馈误差放大器的输出即 COMP 端子电压和主开关的脉宽成正比关系，1.2V 以上开启，4.0V 时为最大导通时间（图 12）。通过使用反馈，COMP 端子电压得到控制，输出电压趋于稳定。

作为防噪对策请在靠近 FB-GND 端子处接入电容(C191)。由于电容容量过大会影响响应速度，推荐使用的容量为 1000pF-2200pF。

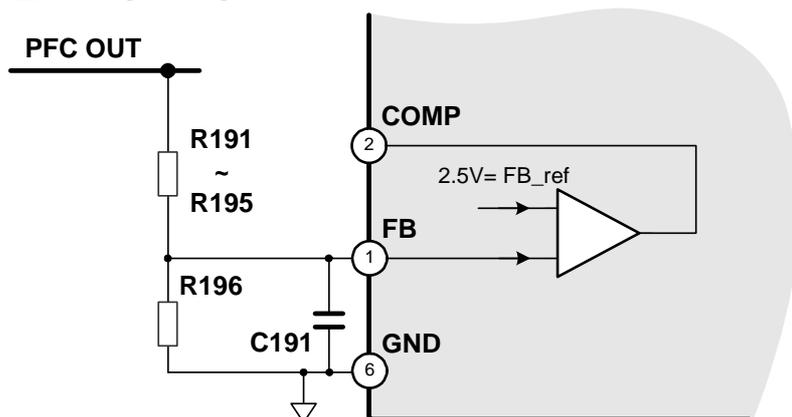


图 11. FB 端子内部模块图

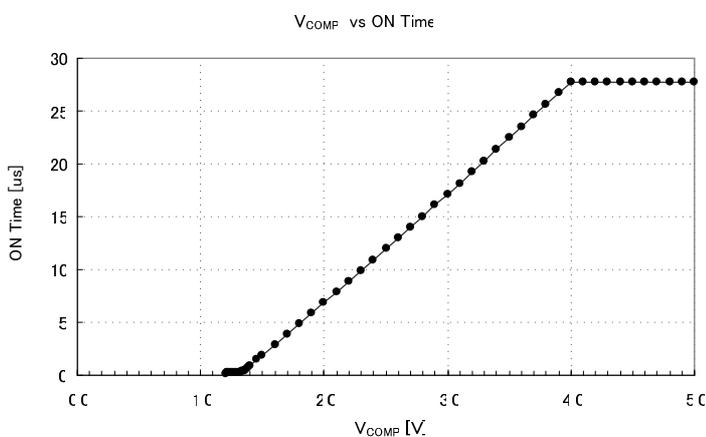


图 12 . COMP 端子电压和脉宽的关系

2.6 相位补偿

主控

为了使 PFC 变换器不受到商用 AC 输入频率的影响，必须进行相应的调整。

主控 IC 的 COMP 端子 - GND 之间连接电容 (C113, C114) 及电阻 (R117) 对误差放大器进行相位补偿，降低商用 AC 输入频率的反馈电路增益。电路示例如图 13 所示。作为参考，建议 C114 为 2.2 μ F，C113 为 0.22 μ F，R117 为 1k Ω 。COMP 端子的调整方法请具体参考 4.6 项。

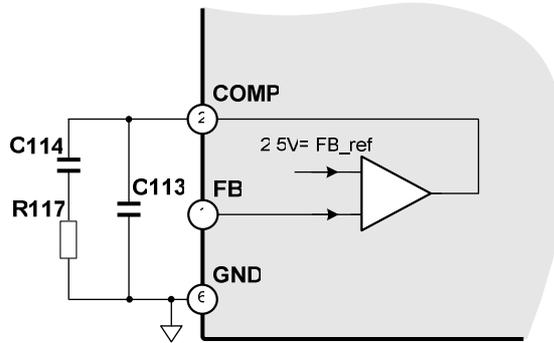


图 13 . COMP 端子连接例

2.7 门极驱动器

主控 从控

从 OUT 端子输出的信号决定各开关的 ON/OFF 时机。OUT 端子从电源电压 VCC 供给，门极驱动器的驱动能力是 0.5A (Source)/1.2A (Sink)。

一般使用的驱动电路的实例如图 14 所示。如 A)，B) 那样使用放电二极管 (D112) 时，请使用小容量肖特基二极管等，注意不要使用快速 (硬) 恢复二极管。

本公司推荐的二极管：D1NS4 (轴向型)，M1FM3 (表贴型)

另外，使用的 MOSFET (Q111) 的 Q_g 较大放电不充分时，可以如图 14 C) 所示使用 PNP 晶体管 (Q112) 帮助放电。

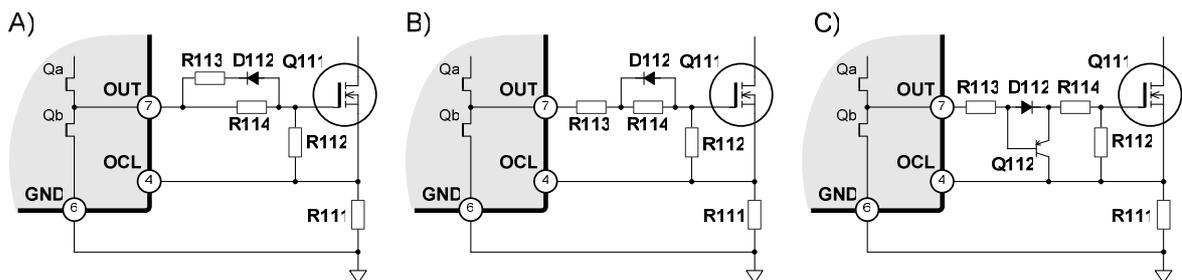


图 14 . 门极驱动电路

2.8 保护功能

主控 / 从控

2.8.1 过电流保护

过电流保护，如图 15 所示通过 OCL 端子监视 MOSFET 的 Source-GND 之间相连接的过电流检测电阻 (R111) 两端的电压来进行。

OCL 端子电压为 0.5V 以上时关闭主开关。请将过电流检测点设定在高于一般工作时的最大 Drain 电流且低于电感饱和电流处。

本 IC 为防止导通瞬间的噪声造成过电流保护的误动作，在门极信号接入的一定时间内，设定有不检测过电流的前沿盲区时间 (TLEB)。(图 16)

为防止开关噪声造成误动作，如图 15 所示请接入电容 (C116)。电容请接在距离 OCL-GND 最近处。电容的容量推荐为 1000pF 程度。另外，如果追加接入 R118 可以更好地抑制由于噪声引起的误动作。电阻值为推荐为 100~1kΩ 程度。OCL 端子的设计方法请具体参照 4.8 项。

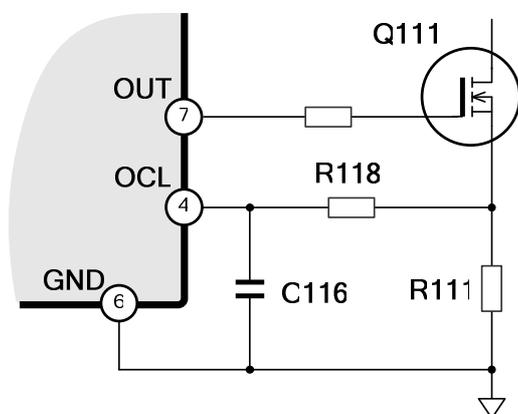


图 15 . OCL 端子连接例

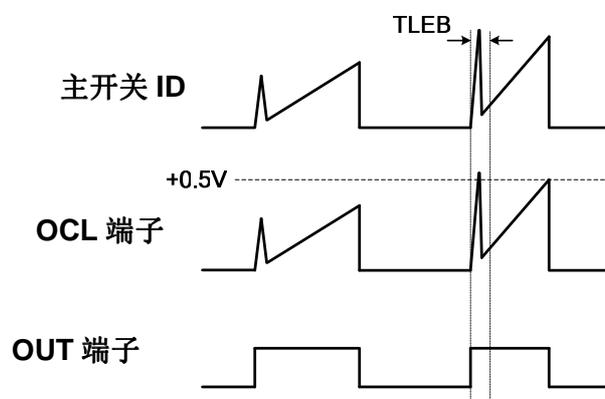


图 16 . 过电流保护 动作时序

2.8.2 输出过电压保护 (OVP)

主控 / 从控

如图 17 所示 FB 端子电压一旦超出 2.7V (FB_ref × 1.08)，输出过电压保护 (OVP) 功能会停止主控 IC 及从控 IC 的门极输出，从而抑制输出电压的上升。由此可减轻电解电容等的压力。

PFC 电路设计为对一般商用频率的响应非常缓慢。在启动时或负荷突然变化等过渡状态下，输出电压会出现暂时上升的现象，此保护功能可有效应对这样的情况。

图 18 为 OVP 工作的时序。OVP 工作时，主控 IC 的 IL_OUT 会强制输出固定时间为 80us 的脉冲。从控 IC 的 IL_IN 端子在输入超过 50us 的脉冲时，不会输出 OUT 信号，从控 IC 安全停止工作。

保护功能	FB 端子 阈值	门极 输出	其他状态
输出过电压保护 (OVP)	2.7V 以上 (FB_ref × 1.08V)	停止	输出电压设定值 × 1.08 以上 主控 IC 输出从控 IC 停止信号

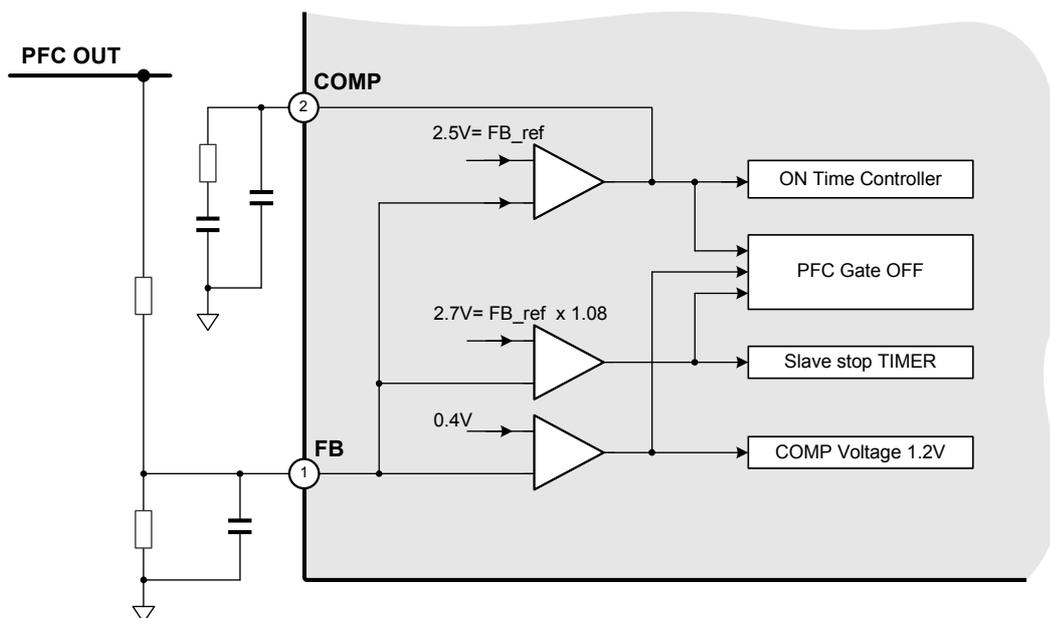


图 17 . FB 端子内部模块图

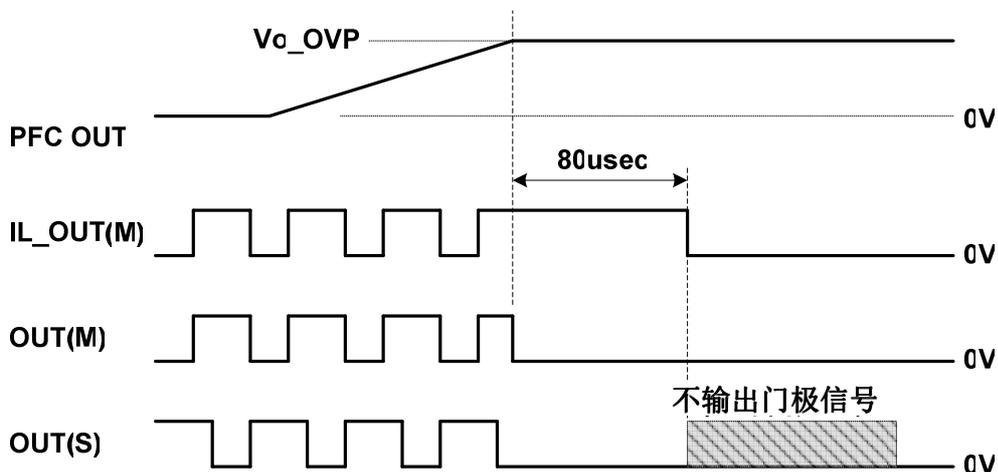


图 18 . OVP 工作时序

2.8.3 低输入电压保护, FB 端子开路 / 短路保护

主控

当输入电压降低 FB 端子电压降低到 0.4V 以下时, 低输入电压保护功能会停止门极信号输出。由此可以减轻 MOSFET 或其他部件等的压力。

另外, 不论 FB 端子开路或者 GND 短路, FB 端子电压都会降低至 0.4V 以下, 因此本功能可以停止门极信号输出。

保护功能	FB 端子 阈 值	门 极 输 出	其他状态
低输入电压保护 FB 端子开路 / 短路保护	0.4V 以下	停 止	COMP 端子电压 = 1.2V

2.8.4 输出二极管短路保护

主控

输出二极管成为短路状态时，主控 IC 检测出过电流，内部计数器开始计数。计数到 512 次时，主控 IC 进入锁定停止状态。此功能可以防止电路在二极管短路状态下的持续工作。解除锁定停止需要将 VCC 电压放电后再次开启。

另外，上述计数器在 Z/C 端子达到 4V 以上时，内部计数就会归零，因此启动或过负荷时此功能不会工作。

主控 IC 输出二极管短路保护的时序如图 19 所示。从控输出二极管短路时也通过顺控停止锁存器。

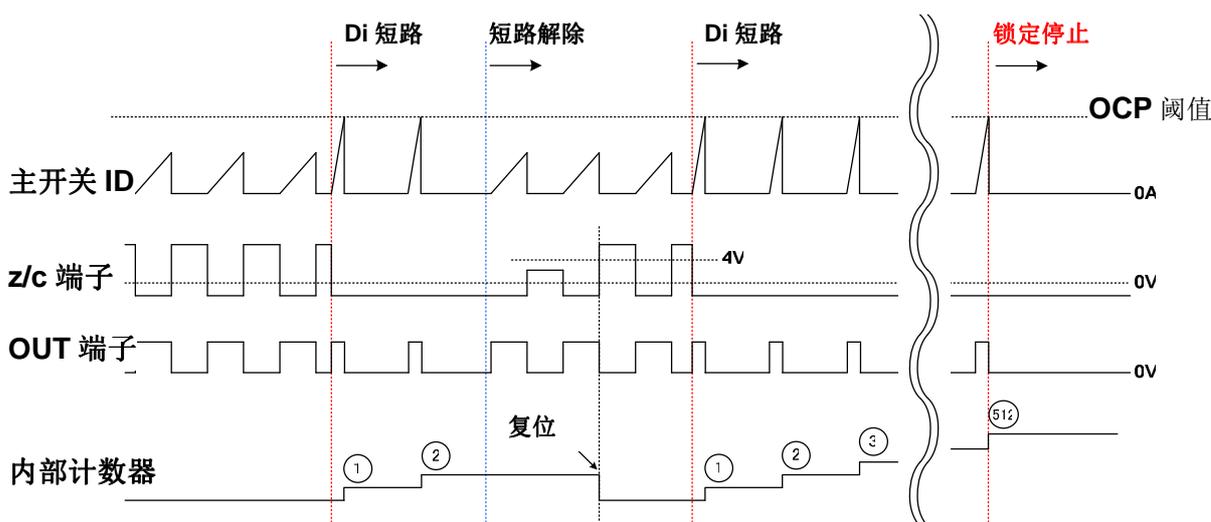


图 19 . 输出二极管短路保护 工作时序

2.8.5 VCC 低电压保护 (UVLO)

主控 从控

为了安全地进行 VCC ON/OFF，主控 IC 和从控 IC 的振荡开始·停止电压设定值是不同的。VCC ON 时先将让从控 IC 开始工作，这样主控 IC 开始工作时从控 IC 可以确保稳定运行。VCC OFF 时先将主控 IC 停止，这样可以安全停止，不会出现单独工作的情况。

VCC 端子的绝对最大额定值，振荡开始电压，振荡停止电压如下

VCC - GND 端子间电压	主控 IC MH2501SC	从控 IC MH2511SC
绝对最大额定值	26V (主控·从控共通)	
振荡开始电压	11V	9.5V (先启动)
振荡停止电压	9V (先停止)	7.5V

2.8.6 热关断

主控

主控 IC 由于某种原因异常发热，IC 接点温度超过工作停止温度 (TSD) 130℃ 时，振荡停止。当接点温度下降到 70℃ 时自动恢复工作。

2.9 应用电路

2.9.1 从控 IC 停止保护

主控 / 从控

当从控 IC 由于异常造成无法工作时，通过利用从控 IC 的 TIMER 端子和 LATCH 端子及主控 IC 的 COMP 端子，可以禁止主控 IC 单独工作。例如出现错相信号断线等情况时。

图 20 为 3 段连接时的电路例，图 21 中表示其工作时序。

如图 20 所示，各电感线圈的控制绕组与从控 IC 的 TIMER 端子和 LATCH 端子及主控 IC 的 COMP 端子相连接。各电感线圈的构造和极性请参照图 20。

通常工作时 TIMER 端子电压通过各控制绕组的充放电将其维持在 0V 左右。LATCH 端子为低阻抗状态（GND 电位）。

由于异常情况导致从控 IC 无法工作时，TIMER 端子电压会上升至 2.5V，LATCH 端子被固定在高阻抗状态（集电极开路）。结果主控 IC 的 COMP-GND 端子之间的晶体管导通，停止主控 IC 的振荡工作。

将 VCC 降至 7.5V 以下时，可以解除 LATCH 端子的锁定停止状态。不使用本功能时请将 TIMER 端子接至 GND。

启动时输出过电压保护(OVP)工作时，会出现只有主控 IC 工作而从控 IC 停止的时间，从控 IC 内部的开关会将 TIMER 端子放电至 0V。

OVP 一经解除，从控 IC 会迅速将 TIMER 端子从放电状态放电解除。有关输出过电压保护(OVP)，请具体参照 2.8.2 项。

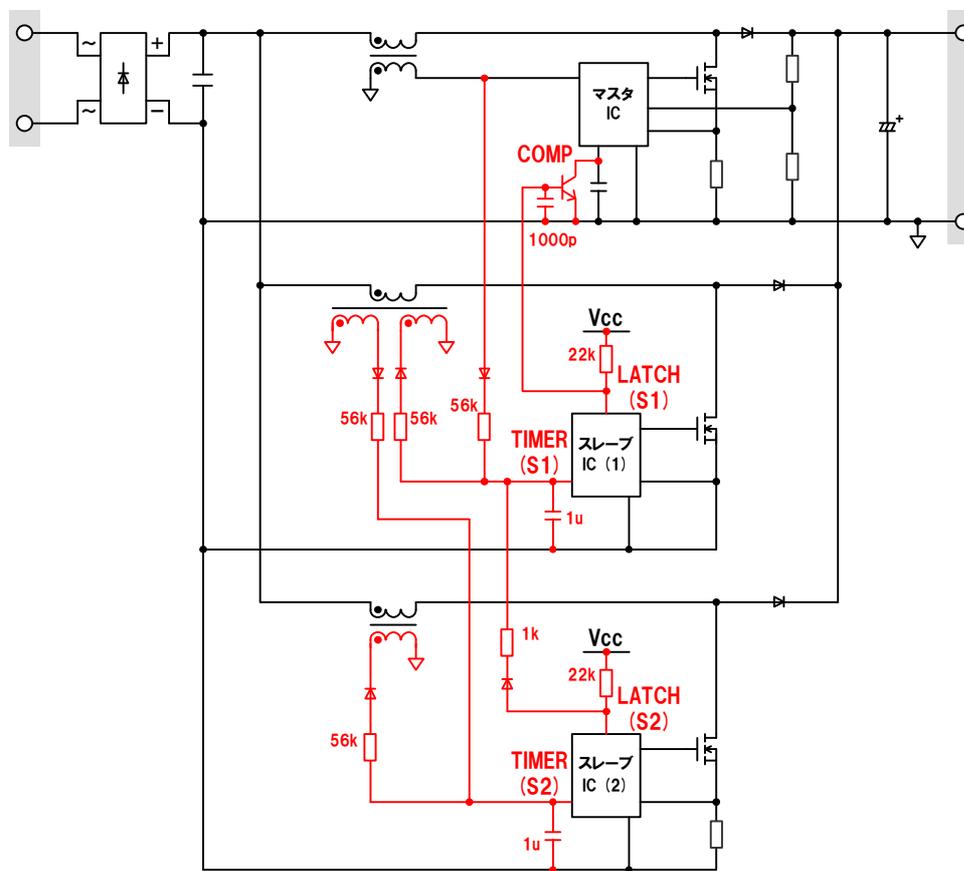


图 20 . 从控 IC 异常保护时的电路构成例

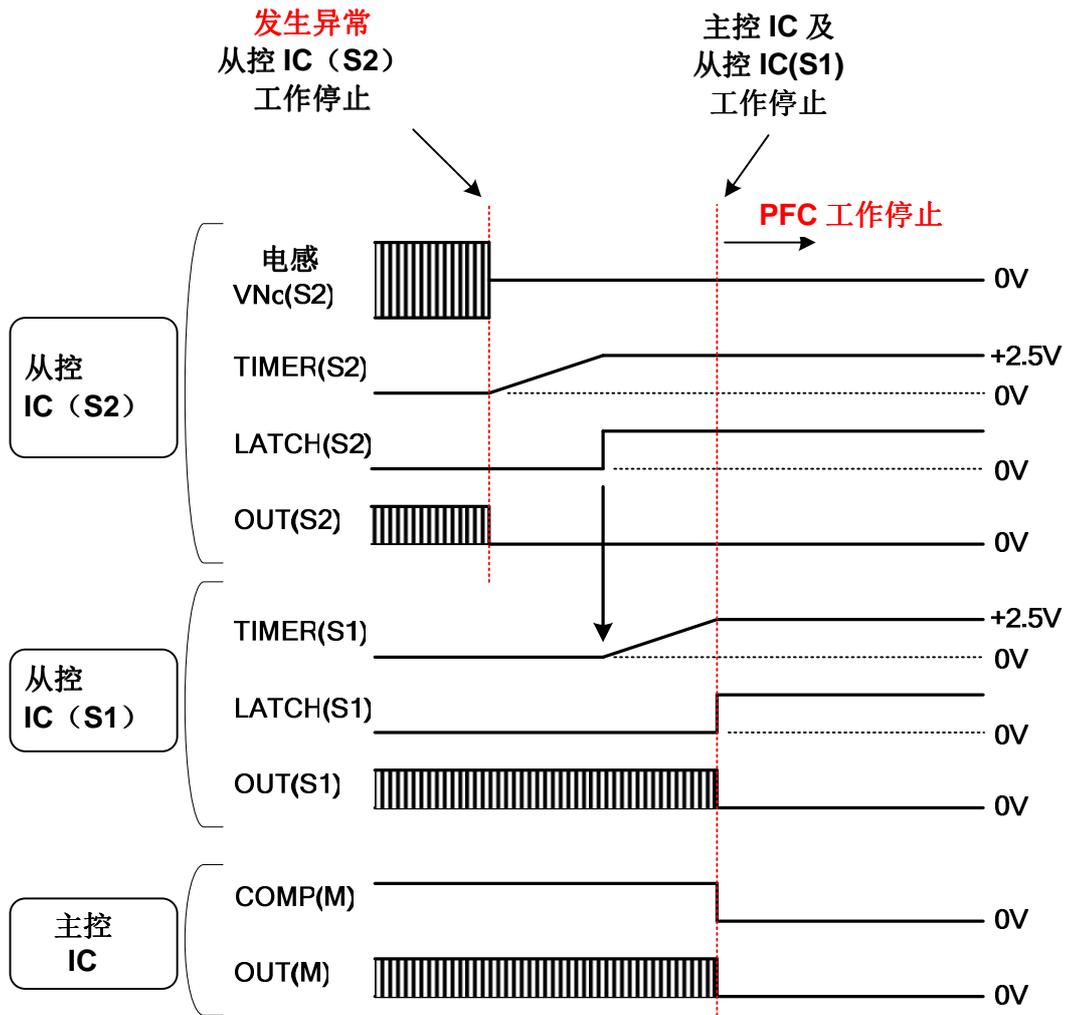


图 21 . 从控 IC 异常保护电路的动作时序 (错相信号断线的情况)

2.9.2 远程 ON/OFF

主控

主控 IC, 可用①, ②中的任何一种方法进行远程 OFF。
只要解除了①, ②的状态, 即可恢复正常工作。

- ① 使 COMP-GND 之间短路
- ② 将 VCC 降至 UVLO 以下

另外, 即使在错相式工作时, 也可通过上述方法使主控 IC 停止工作, 从控 IC 也会自动停止工作。

2.9.3 错相段数的切换

错相工作时，希望单独停止从控 IC 的工作时，可如图 22 所示将从控 IC 的 IL_IN 端子使用晶体管等与 GND 短路。通过切断错相信号，停止从控 IC 的工作，利用外部信号切换成任意的段数。R127, R137 是 IL_OUT 端子的限流电阻。

与 2.9.1 项的从控停止保护电路同时使用时，请将需要通过切断错相信号停止其工作的从控 IC 的 TIMER 端子与 GND 短路后再切断错相信号。如果希望将从控 IC (1) 及其后的电路停止工作，请将 C125 短路后让 Q123 导通（参照图 22 箭头①）。如果希望将从控 IC (2) 及其后的电路停止工作时，也请按照同样步骤进行。（参照图 22 箭头②）。

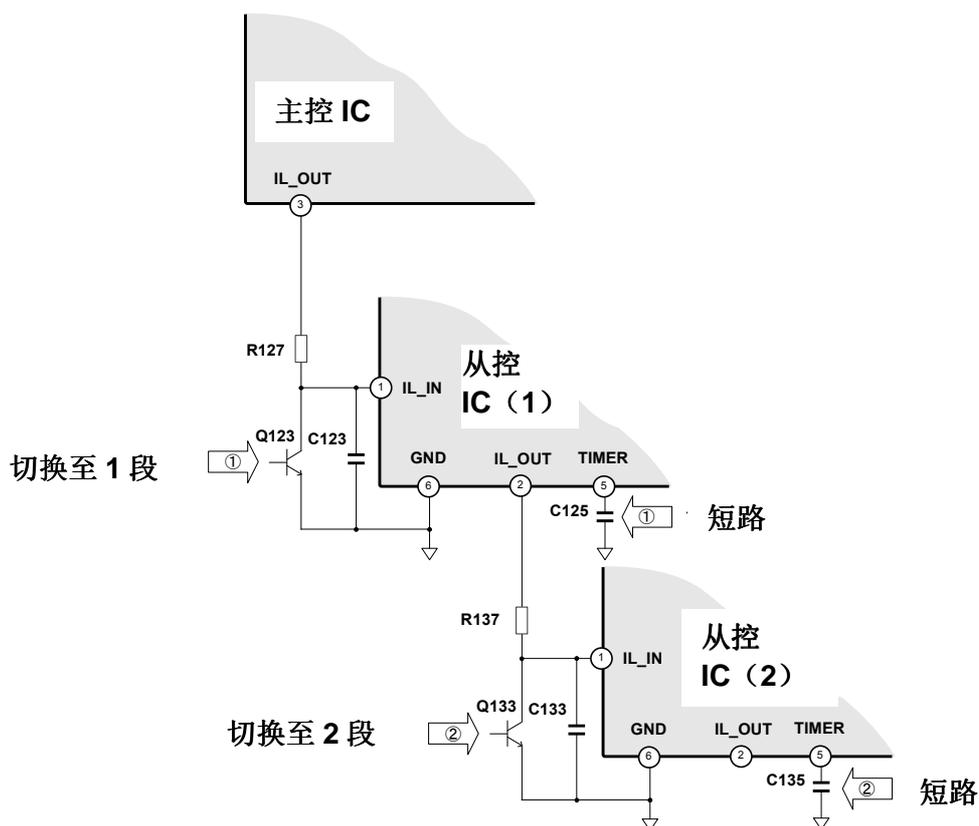
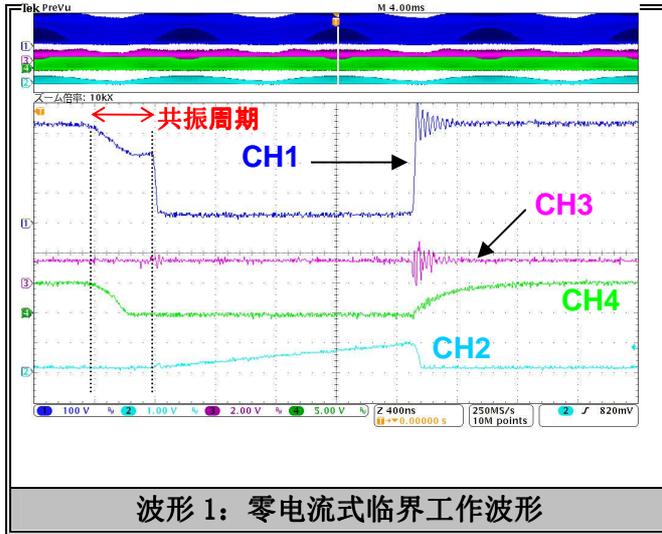


图 22 . 错相段数的切换

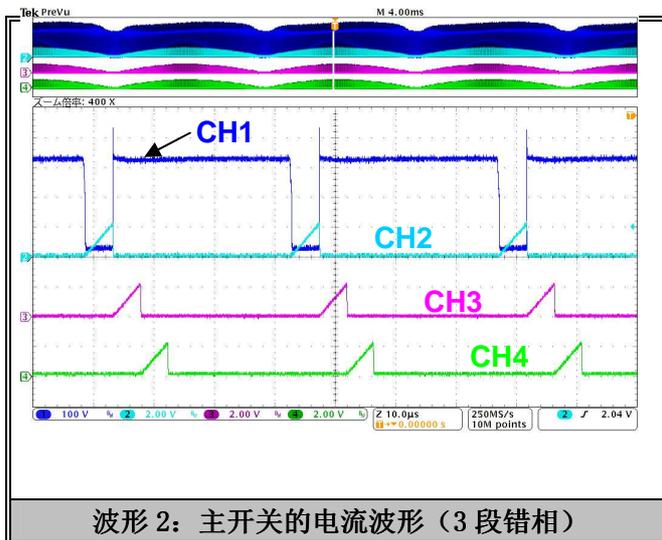
2.10 动作波形例

3.1 代表电路图（输入电压:AC180V~264V 输出电压:390V 输出容量:4kW 3段错相式结构）的动作波形



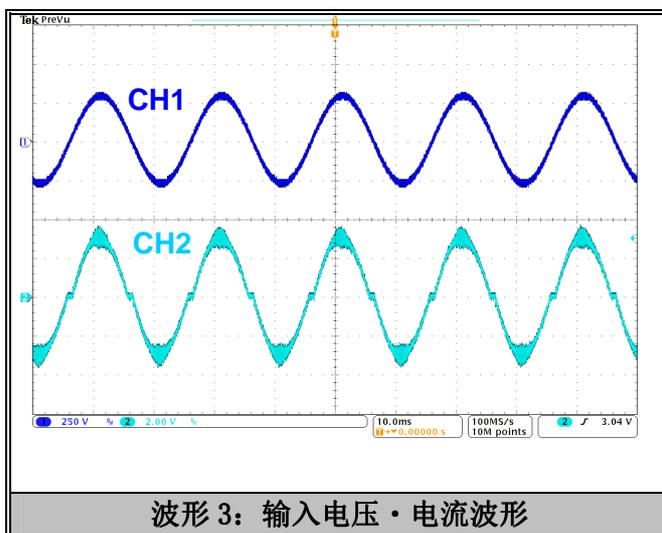
输入电压: AC200V
输出功率: 500W (Vo=320V)

CH1	Vds (M) 100V/div
CH2	Id (M) 1A/div
CH3	V COMP 2V/div
CH4	V Z/C 5V/div
TIME	400ns/div



输入电压: AC200V
输出功率: 4kW (Vo=320V)

CH1	Vds (M) 100V/div
CH2	Id (M) 2A/div
CH3	Id (S1) 2A/div
CH4	Id (S2) 2A/div
TIME	10us/div

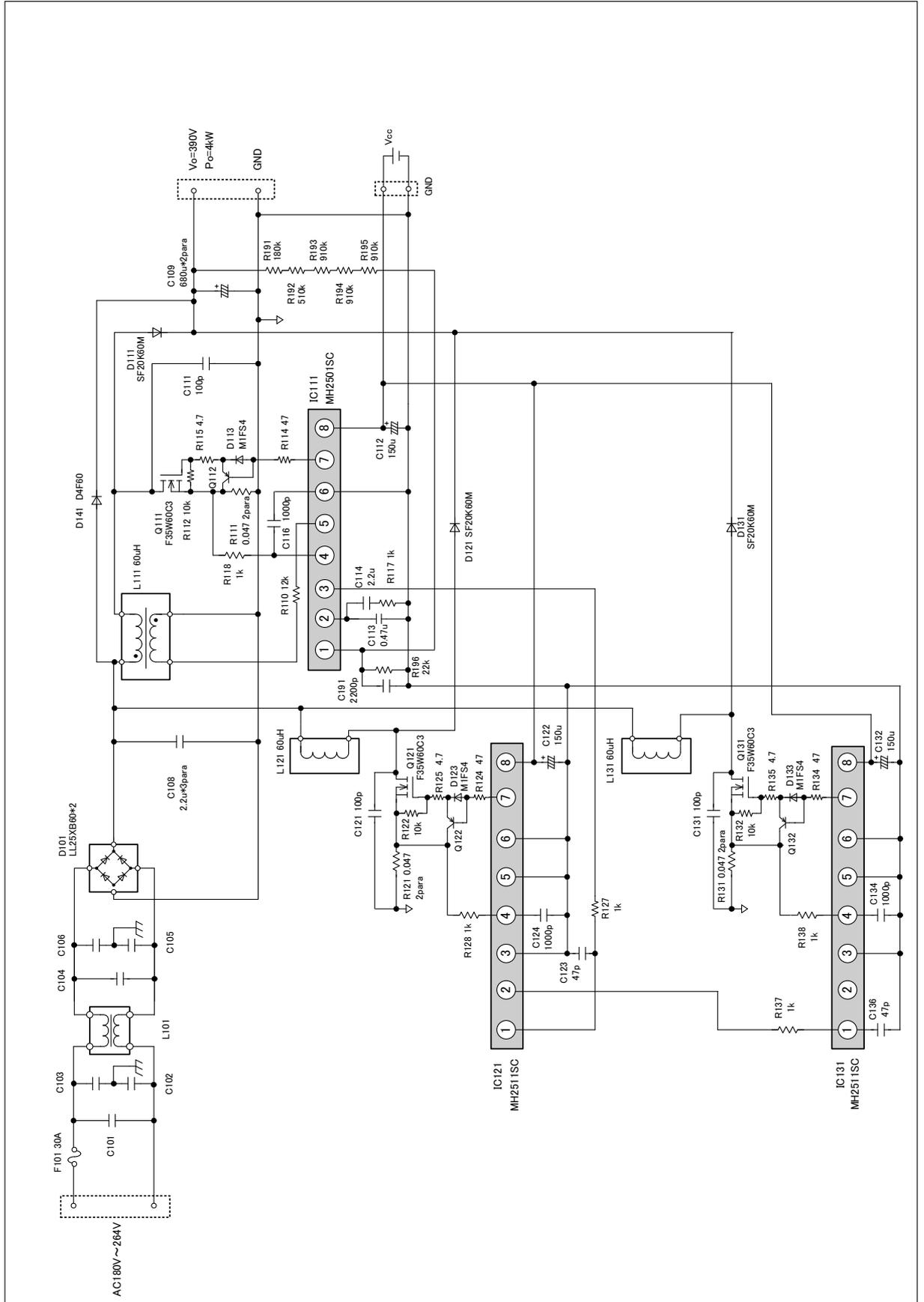


输入电压: AC200V
输出功率: 4kW (Vo=320V)

CH1	Vin (ac) 250V/div
CH2	Iin (ac) 20A/div
TIME	10ms/div

3 电路例

3.1 代表电路图 (输入电压:AC180V~264V 输出电压:390V 输出容量:4kW 3段错相式结构)



4 外围电路参数的选择

IC 以外的外围元件也会很大程度左右 PFC 电路的特性。为了进行最佳设计，请在明确电源规格的基础上，遵循以下步骤具体选择元件。

4.1 电感线圈（L111, L121, L131 . . .）的选择

电感线圈是左右 PFC 电路性能的重要元件。根据 PFC 电路的规格，请利用以下公式计算出最佳参数后，具体请咨询电感线圈生产厂商。

请在样机上实际确认磁芯和绕组的温度上升后，最终决定绕组及磁芯的尺寸。

<磁芯尺寸的选择>

选择磁芯尺寸时，请以磁隙 I_g 在 2mm 以下为尺度进行选择。

磁隙 I_g 的计算公式为下述 (1) ~ (5)。

$$I_g = 4\pi \times \frac{Ae \times Np^2}{Lp} \times 10^{-7} \quad [\text{mm}] \quad \dots (1)$$

$$Lp = Ton \times \frac{Vin(AC)min \times \sqrt{2}}{Idp} \times 10^3 \quad [\text{mH}] \quad \dots (2)$$

$$Idp = \frac{Ps \times 2 \times \sqrt{2}}{\eta \times Vin(AC)min} \quad [\text{A}] \quad \dots (3)$$

$$Ton = Don \times T_{max} = \frac{Don}{f_{min}} \quad [s] \quad \dots (4)$$

$$Don = \frac{Vo - Vin(AC)min \times \sqrt{2}}{Vo} \quad \dots (5)$$

Ae 为磁芯的有效截面积 [mm^2]， Ps 为下垂点时的输出功率 [W] ($Po(\text{max})$ 的 1.2~1.5 倍)， f_{min} 是最小振荡频率 [Hz] (W/W 输入：40k~60kHz, 100V/200V 系列：50k~70kHz)。

() 内的数值为参考值。

<Np 绕组的匝数>

电感线圈 Np 绕组的匝数，由公式(6)算出值小数点凑整后的整数值决定。

$$Np = Ton \times \frac{Vin(AC)min \times \sqrt{2}}{\Delta B \times Ae} \times 10^9 \quad [\text{Turn}] \quad \dots (6)$$

ΔB 是磁芯的磁束密度变化 [mT]。因 ΔB 随磁芯材料不同而同，具体请咨询电感线圈生产厂商。

<Nc 绕组的匝数>

在最大输入电压时控制绕组必须产生 1.5V 以上的电压，请参考公式(7)算出的最小整数值确定 Nc 绕组匝数。

$$Nc > 1.5 \times \frac{Np}{Vo - \{\sqrt{2} \times Vin(AC)max\}} \quad [\text{Turn}] \quad \dots (7)$$

W/W 输入 $Vin(AC)max$ 为 264V，PFC 输出电压 Vo 为 390V 的情况， Np 和 Nc 的匝数参考比例大致为 10:1。

例) 假设为 W/W 输入， Np 为 50 圈时，

如果 $Vin(AC)max=264V$ ， $Vo=390V$ ， $Nc > 4.5$ ，因此 Nc 为 5 匝。

<绕线的选择>

N_p 绕组的截面面积，根据电感线圈的有效电流值 $I_L(\text{rms})$ [A] 与绕线的电流密度 $[\text{A}/\text{mm}^2]$ 决定。电流密度根据所使用的铜线种类（单股线或者多股绞线），绞线股数等条件不同而改变。

图 23 为 AC85V 输入时的 $I_L(\text{rms})$ 。请以此为参考，具体咨询电感线圈生产厂商。

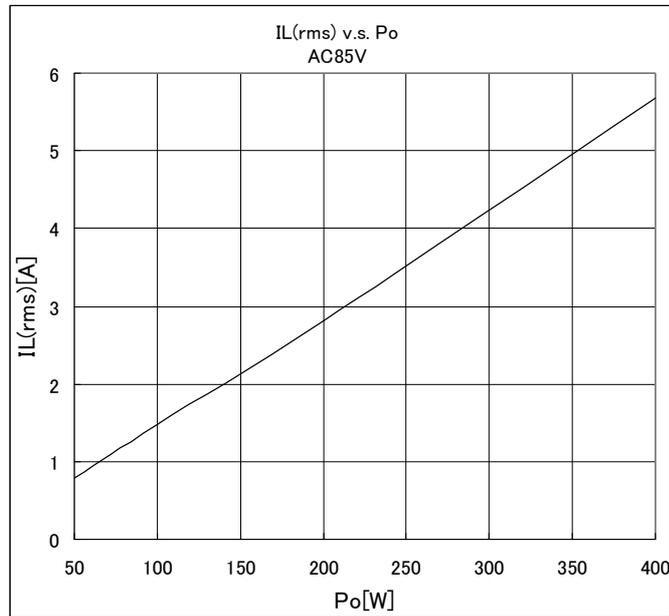


图 23 输入 AC85V 时的 $I_L(\text{rms})$

4.2 MOSFET (Q111, Q121, Q131...) 的选择

选择 MOSFET 时，请选择最大 Drain 电流 I_{dp} 乘以余量系数后得出的数值以上的额定电流值产品。

最后请在样机上确认结点温度后，确定 MOSFET 及散热器。

有关产品额定电流及产品电压余量，请参考以下尺度。

$$\text{产品耐压} > V_o \times 1.25 \quad [\text{V}] \quad \dots (8)$$

$$\text{产品额定电流} > I_{dp} \times 1.25 \quad [\text{A}] \quad \dots (9)$$

V_o 是设定的输出电压。

4.3 输出二极管 (D111, D121, D131...) 的选择

选择输出二极管时，作为参考尺度，请选用最大负载电流 I_{o_max} 的 6~8 倍的额定电流值的二极管。错相工作时，请以 I_{o_max} 除以段数作为每一段的电流值进行选择。最终请在样机上确认结点温度后，确定二极管和散热器。

4.4 旁路二极管 (D141) 的选择

选择旁路二极管 (D141) 时，请选用峰值浪涌正向电流 I_{FSM} 比实际的最大浪涌电流值更大的二极管。最大浪涌电流值根据线路板走线的阻抗或者输入电压不同而不同，因此请进行模拟仿真或者在样机上进行实测。

建议元件例：D4F60（新电元工业）

4.5 Z/C 端子外围参数的调整

通过调整电阻 R110 及在 Z/C-GND 之间接入电容 C115 可以调整主开关开启的时机（图 24）。通过选择在共振周期（请参照 2.10 项 波形 1）中 D-S 之间的电压到达谷底的时机开启主开关，可以有效降低开关损耗。

关于 C115，请选择在 15pF 左右。关于 R110 请参考以下公式(10)和(11)，并在实际样机上观测最大输入电压时的 Vds 波形的同时进行具体调整。

决定 ON 时机的 Z/C 端子的最大流入，流出电流是±5mA。流入 Z/C 端子的电流必须控制在最大电流的 80%以下，因此需要通过电阻 R110 进行调整。

具体请选用比利用公式(10)和(11)算出的数值更大的电阻值。

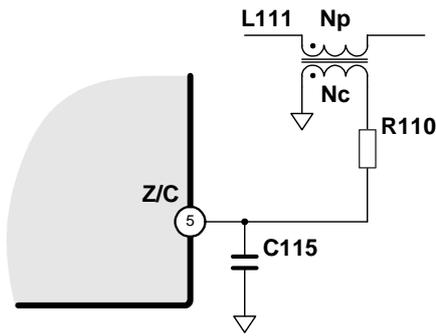


图 24 . Z/C 端子外围电路

◆ 控制绕组正端

$$R_{ZC+} = \frac{V_o \times \left(\frac{N_c}{N_p} \right) - 6.5}{4 \times 10^{-3}} \quad [\Omega] \quad \dots (10)$$

※6.5V 为 ZC 端子内部稳压管的电压值

◆ 控制绕组负端

$$R_{ZC-} = \frac{\left(-V_{in(AC) \max} \times \sqrt{2} \right) \times \left(\frac{N_c}{N_p} \right)}{-4 \times 10^{-3}} \quad [\Omega] \quad \dots (11)$$

作为设计示例，当 $V_o=400[V]$ ， $V_{in(AC) \max}=276[V]$ ， $N_p=50[Turn]$ ， $N_c=5[Turn]$ 时，

◆ 控制绕组正端：
$$R_{ZC+} = \frac{400 \times \left(\frac{5}{50} \right) - 6.5}{4 \times 10^{-3}} = 8.4[k\Omega]$$

◆ 控制绕组负端：
$$R_{ZC-} = \frac{\left(-276 \times \sqrt{2} \right) \times \left(\frac{5}{50} \right)}{-4 \times 10^{-3}} = 9.8[k\Omega]$$

因此，ZC 限流电阻 R110 设定在 9.8kΩ 以上。

4.6 相位补偿的调整(R117, C113, C114)

主控 IC 的误差放大器中使用了跨导放大器 (gm 放大器)。关于相位补偿调整, 请参照图 25 接入电容和电阻。

C114 可根据计算公式(12)计算。

截止频率 f_c 请以 20Hz 为参照进行设定。C113 请以 C114 的十分之一的容量作为参照进行调整。

$$C114 \doteq \frac{140}{2\pi \times f_c} \quad [\mu F] \quad \dots (12)$$

※放大器的跨导值 140 [$\mu A / V$]

增加 R117 的阻值能够在截止频率 f_c 以上的高频区域进行增益调整。但是阻值过高会引起波形畸变, 请在 $1k\Omega \sim 10k\Omega$ 之间进行调整。

※建议参数例: R117=1k Ω , C113=0.22 μF , C114=2.2 μF

关于相位补偿的调整, 可能由于其他元器件参数的变化而发生变化。请以上述计算方法为参考, 最终在样机上根据工作波形和功率因数等进行确认并调整。

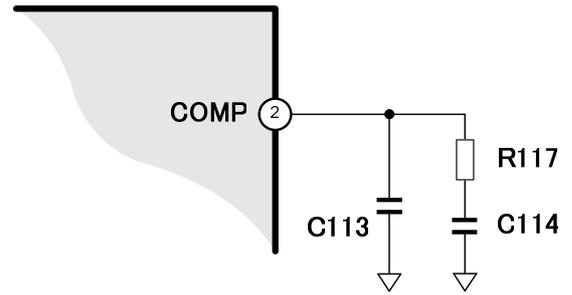


图 25 . COMP 端子外围回路

4.7 输出电压的调整(R191~R196)

输出电压可以根据外接分压电阻设定为任意的电压值。设定电压时, 需要利用外接的分压电阻 (R191~R196)。(参照图 26)

由于误差放大器输入阈值为 2.5V, 请根据公式 (13) 决定分压电阻值。为了减少功耗, 我们推荐上端分压 (R191~R195) 电阻值为 2M Ω 程度。(当 PFC 输出电压约为 400V 时。)

另外, 为了防止噪声引起的误动作, 请在 FB-GND 之间插入电容 C191。此电容会影响反馈的应答速度, 推荐在 1000pF~2200pF 以内。

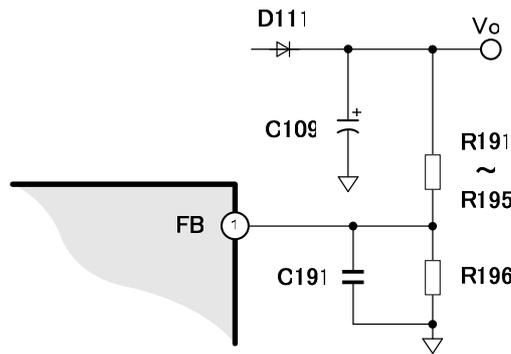


图 26 . FB 端子外围电路

$$(R191 + R192 + R193 + R194 + R195) = \frac{R196 \times (V_o - 2.5)}{2.5} \quad [\Omega] \quad \dots (13)$$

此外, 每个电阻的精度会直接关系到输出电压的精度。建议选择高精度的精密电阻。

4.8 过载保护点的调整(R111, R121, R131···)

过载保护点 P_s 根据过载电流检测电阻 R111 及 R121, R131 进行调整。R111 及 R121, R131 的电阻值根据公式(14)决定。

P_s 一般设定在最大负载功率 P_{max} 的 1.2~1.5 倍。如果把过载电流保护点延后时, 请充分考虑电感线圈的磁饱和进行设计。

$$R111(R121, R131) = V_{OCL} \times \frac{\eta \times Vin(AC) \min}{2 \times \sqrt{2} \times P_s} \times n \quad [\Omega] \quad \dots \quad (14)$$

V_{OCL} 是过载保护电压 0.5[V], n 是错相段数。

4.9 输出电容(C109)的选择

过电压检测电压 (2.8.2项) 一般设定在输出电压的 1.08 倍。输出电容(C109)的耐压, 请在考虑了此过载电压检测电压+余量的基础上进行选择。

$$V_o(OVP) = V_o \times 1.08 \quad [V] \quad \dots \quad (15)$$

C109 的容量请根据输出容量和保持时间进行调整。

5 保护功能的注意事项

内置于主控 IC 及从控 IC 中的各种保护功能，在由于相邻引脚之间短路等原因引起的异常导致 IC 功能受损时会无法正常工作。为了在 IC 发生故障时防止出现冒烟・失火等事故，必须设置外部器件・电路进行保护。关于保护功能的注意事项如下所示。

<过热保护>

主控 IC 内置过热保护功能，但是由于某种异常状态引起温度突然变化时，由于存在瞬态热阻有时会出现无法及时检测出高温，造成过热保护功能不工作的现象。

另外，过热检测只是检测 IC 的温度。外部的功率器件（MOSFET 或二极管等）的即使温度上升也无法实施保护。为安全使用，需要另外对功率器件进行过热检测及保护。

从控 IC 中没有过热保护功能。如果相邻引脚短路等有可能造成从控 IC 异常发热时，请根据必要在 VCC 供电线路中插入过载电流保护器件。

<过电压保护>

主控 IC 中内置有过电压保护功能，对于由于相邻引脚短路等异常造成电压上升，有时会出现过电压保护功能无法正常工作的情况。为进一步确保安全使用，除 FB 线路以外，有必要设置外部保护电路检测输出电压的异常并让主控 IC 停止工作。

让主控 IC 停止工作的方法请具体参考『2.9.2 项远程 ON/OFF』。

外部过电压保护例如图 27 所示。

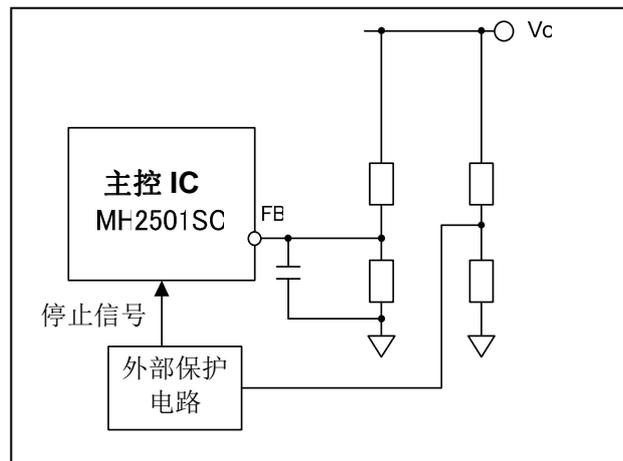


图 27 . 外部过电压保护电路

<二极管短路保护>

主控 IC 中内置有二极管短路保护功能。此功能是在异常情况下输出二极管出现短路时使主控 IC 停止工作，以保护 IC 或 MOSFET 不受到二次破坏的保护功能。根据 OCL 的设定或外部 MOSFET 的容许功耗，有可能在本保护功能工作前就已经破损。为了减少上述风险，请您对 OCL 进行重新设定或者对 MOSFET 进行重新选择，或者在万一破损时，利用保险丝等元件安全地停止工作。

<从控停止保护>

在 IL_IN 端子和其他端子发生短路等异常情况发生时，由于 IL_IN 端子会受到噪声的影响，有时会出现从控停止保护功能无法正常工作的现象。

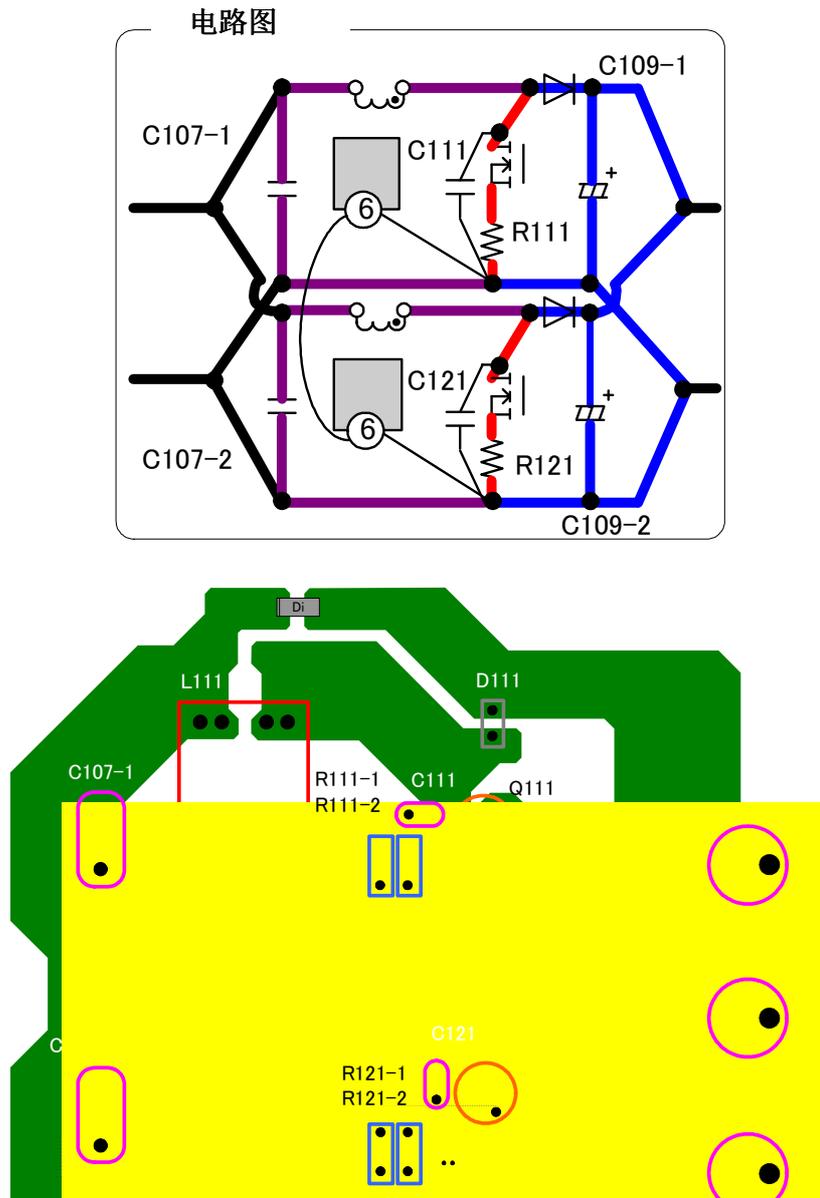
为了使异常状态下 IL_IN 端子不受到噪声的影响，请将滤波电路的参数加大，或者为了进一步确保安全使用，对功率器件追加检测温度等保护措施。

6 布线上的注意事项

基板的布线设计对电源整体特性有很大影响。MH2501SC/MH2511SC 进行开关工作的电压与电流很大。因此要格外注意布线的方法。为了将走线的电感成分引起的噪声控制在最小限度，将主电路的走线设计得尽量粗尽量短是非常重要的。另外，控制信号的走线请设计成尽量不受电场和磁场的干扰。以下是针对各个主要的项目的注意事项，敬请参考。布线后请务必确认电路是否正常工作。

6.1 主电流通路的布线

从输入电容正极端开始，经过主电感和主开关，回到输入电容的GND端的走线（图28的紫→红→紫的走线），以及从MOSFET的Drain开始经过二极管再经过输出电容回到输入电容的GND端的走线（图28的蓝→紫）为大电流走线，容易产生噪声。请注意这两处走线需要设计得尽量粗尽量短。



6.2 GND 的布线

GND 的布线会极大地影响电源工作的稳定性。如果在大电流开关工作时 GND 受到影响，IC 的工作也会随之受到影响。因此如 **6.1 项** 的说明请务必注意将大电流走线和 IC 的 GND 走线分离开。

具体的 GND 布线要点如下所示。

- (1) 从各个 IC 电流检测电阻到输入电容的 GND 走线不要共用，请分别单独连接。
 - (2) 各个 IC 的 GND 请与各电流检测电阻的 GND 端单点连接。
 - (3) 各个 IC 的 GND 之间的走线注意不要跨越大电流 GND 走线（下图的红线和蓝线），并且尽可能要短。
 - (4) 用最短的走线连接谐振电容的 GND 端与电流检测电阻的 GND 端。
- ※ 请参照图 29 (1) ~ (4)。

请切记以上各要点进行 GND 布线。

下面是考虑到布线要点的演示 GND 布线。请在布线设计时参考。

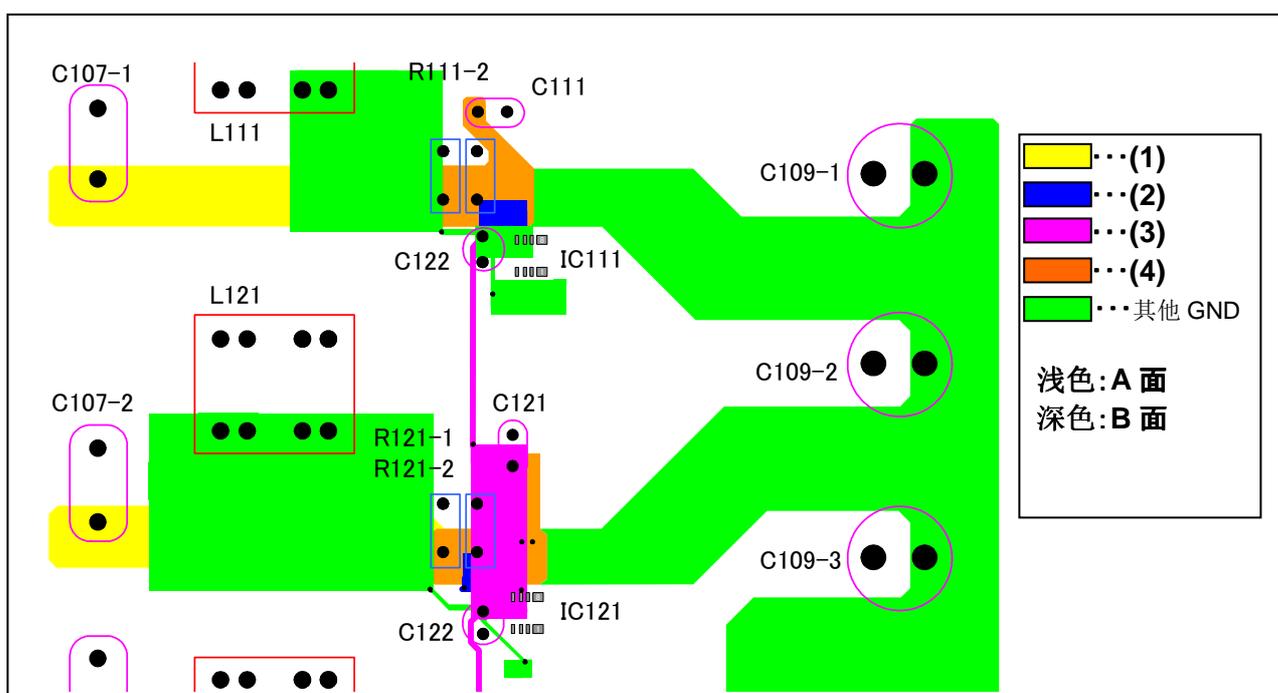
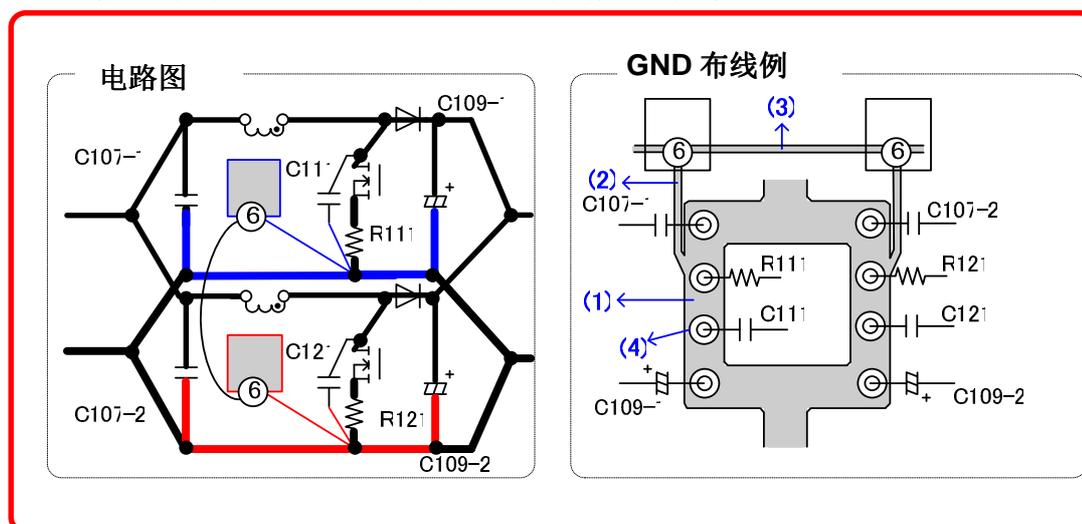


图 29 . GND 布线的设计例

6.3 MOSFET 外围元件的布线

将 MOSFET 门极环路的布线过长或者过于接近噪声源会引起寄生振荡。进行门极环路的布线时需要注意并遵守以下几项要点。

- 从主控 IC 及从控 IC 的 OUT 端子到各个 MOSFET 门极的走线要尽量短。
- 从 OUT 端子到门极的走线要避免磁性元件（电感线圈等）。
- MOSFET 谐振电容请尽量靠近布线，谐振电容的 GND 端请与电流检测电阻的 GND 端相连接。
- 检测电阻请使用电感成分少的电阻。

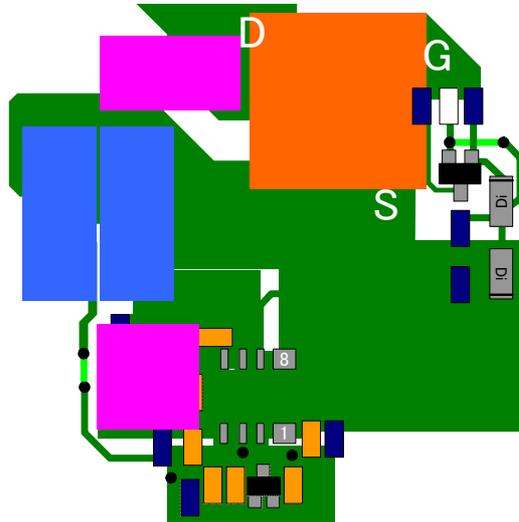


图 30 . MOSFET 外围布线的设计例

6.4 IC 外围元件的布线

请尽量将 IC 外围元件配置在尽量靠近 IC 端子的地方。保持稳定工作作用的元件，如连接在 Vcc 端子上的储能电容，连接在 COMP 端子上的相位补偿元件，连接在 FB 端子上的输出电压检测元件等，这些元件请尽量通过一点连接在靠近 IC 的 GND 端子处。（请参照粉色的走线）

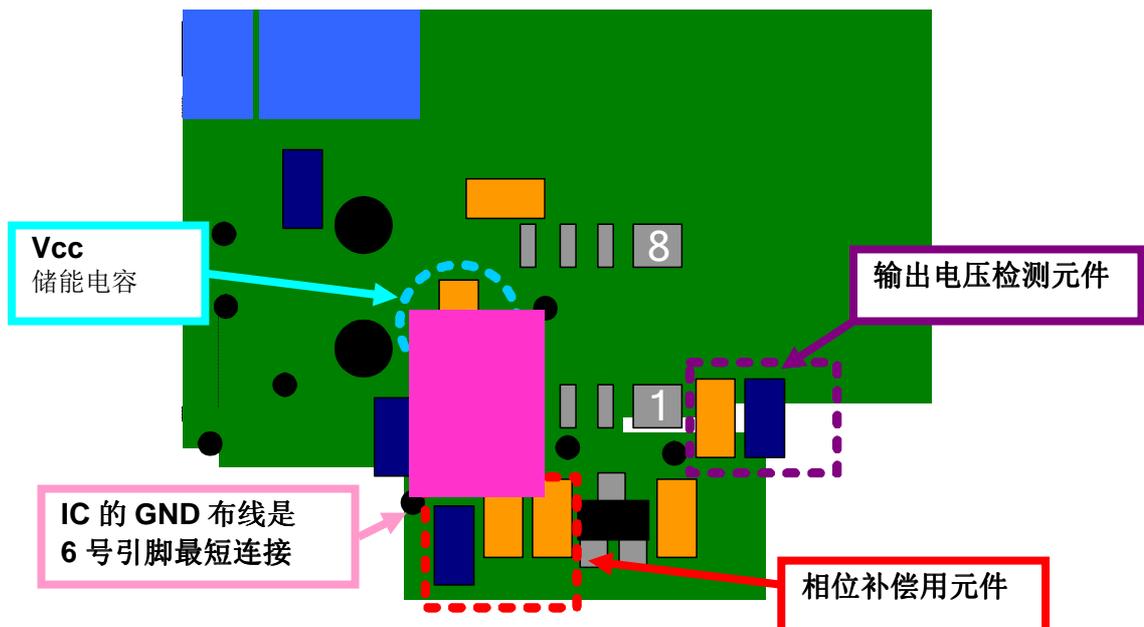
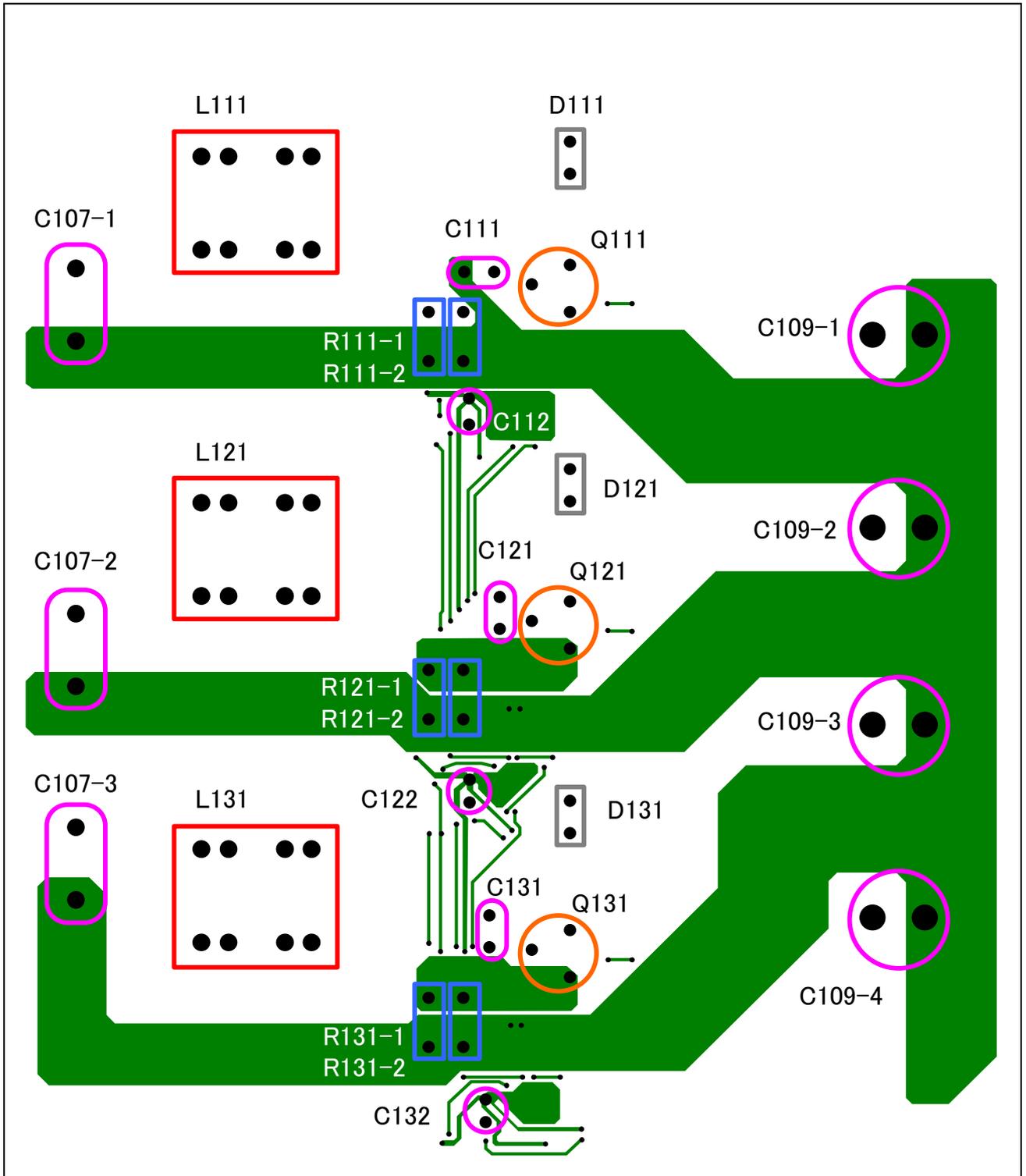


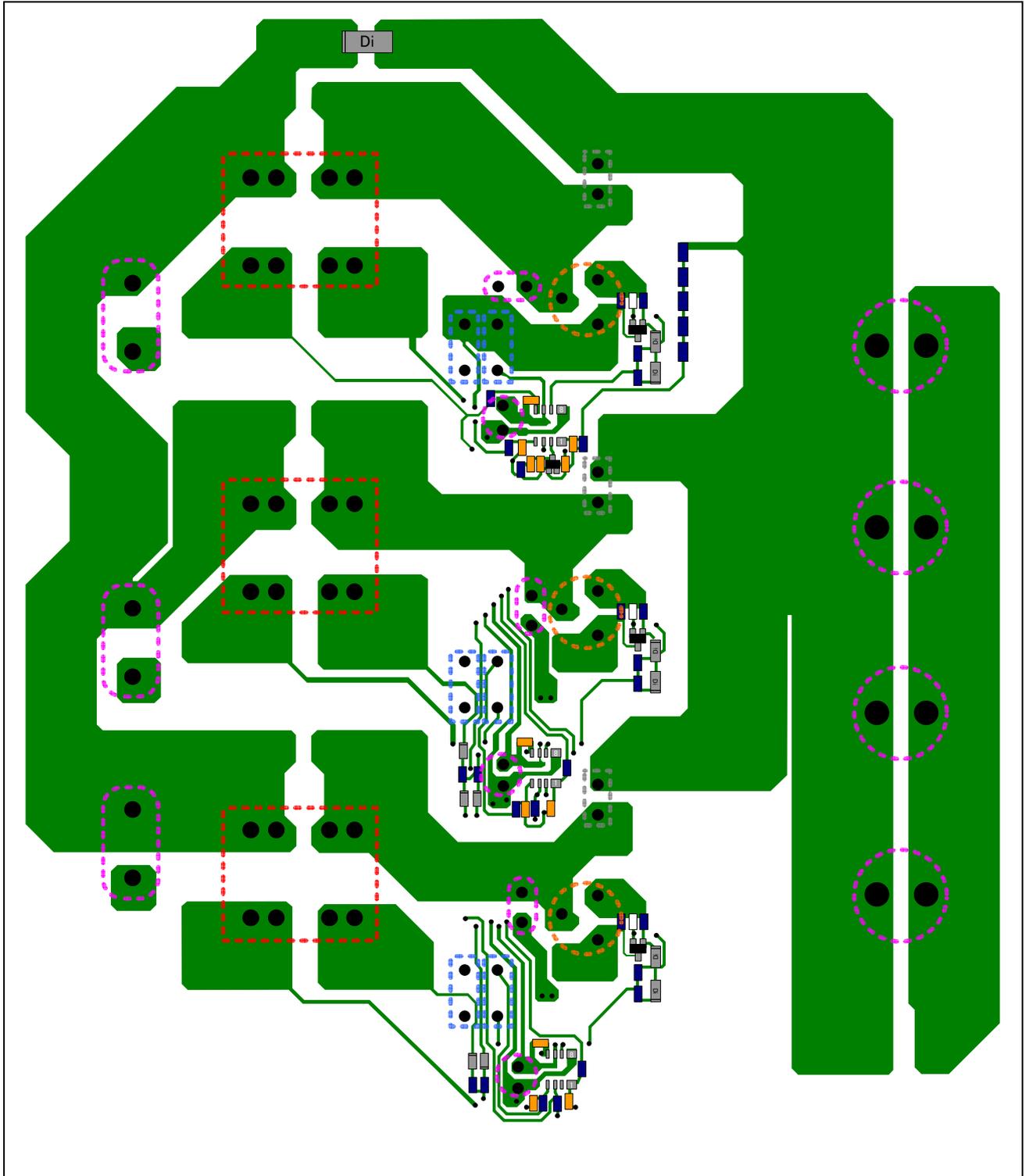
图 31 . IC 外围布线的设计例

6.5 参考布线

6.5.1 A面



6.5.2 B面



MH2501SC/MH2511SC
应用指南 Ver. 1.0

制作：电子器件事业部 第二开发部
作成日：2012年7月25日

新电元工业株式会社
SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD

