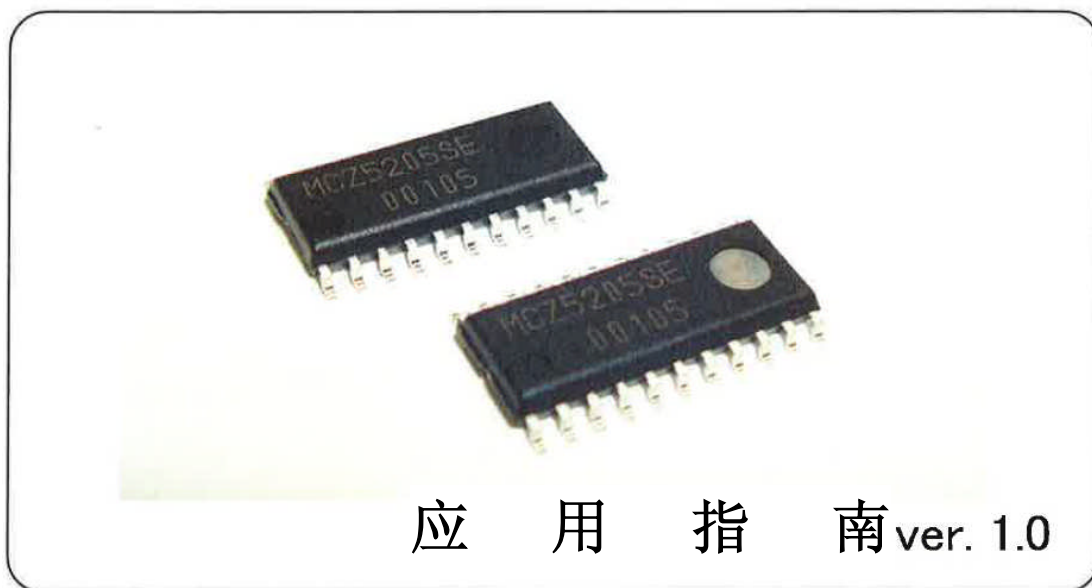




新 电 元

搭载 PFC 功能
LLC 电流共振桥式转换器
控制 IC

MCZ5205SE



应 用 指 南 ver. 1.0

新电元工业株式会社

1 概要	- 3 -
1.1 特点	- 3 -
1.2 方框图	- 4 -
1.3 端子配置图	- 5 -
1.4 各端子功能一览表.....	- 5 -
1.5 适用电路构成实例.....	- 6 -
2 基本动作说明	- 7 -
2.1 序言	- 7 -
2.2 供电部分	- 7 -
2.3 PFC 部分.....	- 8 -
2.4 LLC 部分	- 13 -
2.4.3 Vsen 掉电保护 (Vsen 端子)	- 14 -
2.5 通用部分	- 19 -
2.6 参考	- 21 -
3 周边电路额定数值的确定	- 22 -
3.1 PFC 部分开启时间的调整 (ZC 端子)	- 22 -
3.2 PFC 部分位相补偿的调整 (COMP 端子)	- 23 -
3.3 PFC 部分的输出电压以及过电压的调整 (FBP 端子)	- 23 -
3.4 PFC 部分过电流保护点的调整 (CSP 端子)	- 24 -
3.5 LLC 部分 输出监测电压的调整 (Vsen 端子)	- 24 -
3.6 LLC 部分振荡器的调整 (FBL 端子)	- 25 -
3.7 LLC 部分的软启动以及异常情况下计时器充电时间的调整 (SST 端子)	- 26 -
3.8 LLC 部分过电流保护 (OCP、di/dt) 点的调整 (CSL 端子)	- 26 -
3.9 FBP 以及 Vsen 检测线通用时检测抗阻值的计算.....	- 27 -
4 电路实例	- 28 -
4.1 代表电路图	- 28 -
5 外形尺寸图 (关于正式的尺寸参数请参考交货说明书)	- 29 -
5.1 SOP22 (MCZ5205SE)	- 29 -

1 概要

MCZ5205SE 集成控制器 IC，它的控制回路具备用于控制临界型 PFC（Power Factor Correction）控制器与带有高耐压门驱动器的变频 LLC 桥型全波电流共振电源控制器。这两种控制器集成于一枚芯片中，使产品更为紧凑。

PFC 部分采用临界 PFC，实现了产品的低噪，并提高了运行效率。

LLC 部分具备防止共振偏移功能等的各种保护功能，实现了高效化。

并且具备激活备用（AS:Active Standby）功能，在轻负载待机时可以大幅度减少电能的损耗。

本 IC 在一枚芯片中搭载了 PFC 以及 LLC，并具备各种保护功能，因此可以实现设计的简洁化，使产品看起来更为紧凑，较为适合如下产品。

- PDP/LCD 等大画面平板电视用的电源
- 激光打印机用的主电源
- 大功率 AC 转换器
- 大功率工业设备用电源
- 大功率 LED 照明

1.1 特点

[一般特点]

- 1、结合 PFC 与 LLC 功能，通过 SOP22 包功能实现。
- 2、搭载激活备用功能，可以降低轻负载区域的电能损耗。
- 3、利用激活备用端子（外部锁定端子），可以构成超电压锁定电路。
- 4、使 PFC/LLC ON-OFF 序列更为合理。
- 5、Vcc 耐压为 35V，UVLO 具有滞迟功能，为 12.6V/8.5V。

[PFC 部分的特点]

- 1、临界型 PFC 控制器。
- 2、过电流检测阈值为 0.5V，减少检测抗阻损耗。
- 3、通过开启脉冲幅度（电压）控制，不需要对输入线进行检测。
- 4、搭载反馈开启短路保护、过电压振荡停止保护（OVP）、过热保护（LLC 部分通用）、轻负载的输出电压上升保护功能

[LLC 部分的特点]

- 1、使驱动器能力（Source 0.18A、Skin 0.38A）合理化，门驱动器周围的结构可以更为简洁。
- 2、内置高压驱动器，可以直接驱动 MOSFET。
- 3、激活备用模式可以使非对称开关运行。
激活备用模式可以切换费堆成控制，降低轻负载区域的损耗。
- 4、di/dt 保护功能可以避免出现危险的 di/dt 模式，对 MOSFET 进行保护。
- 5、搭载过电流保护（OCP）、di/dt 保护（共振偏移保护）、计时器锁定、不足电压保护、过热保护（与 PFC 部分通用）等各种保护功能。

1.2 方框图

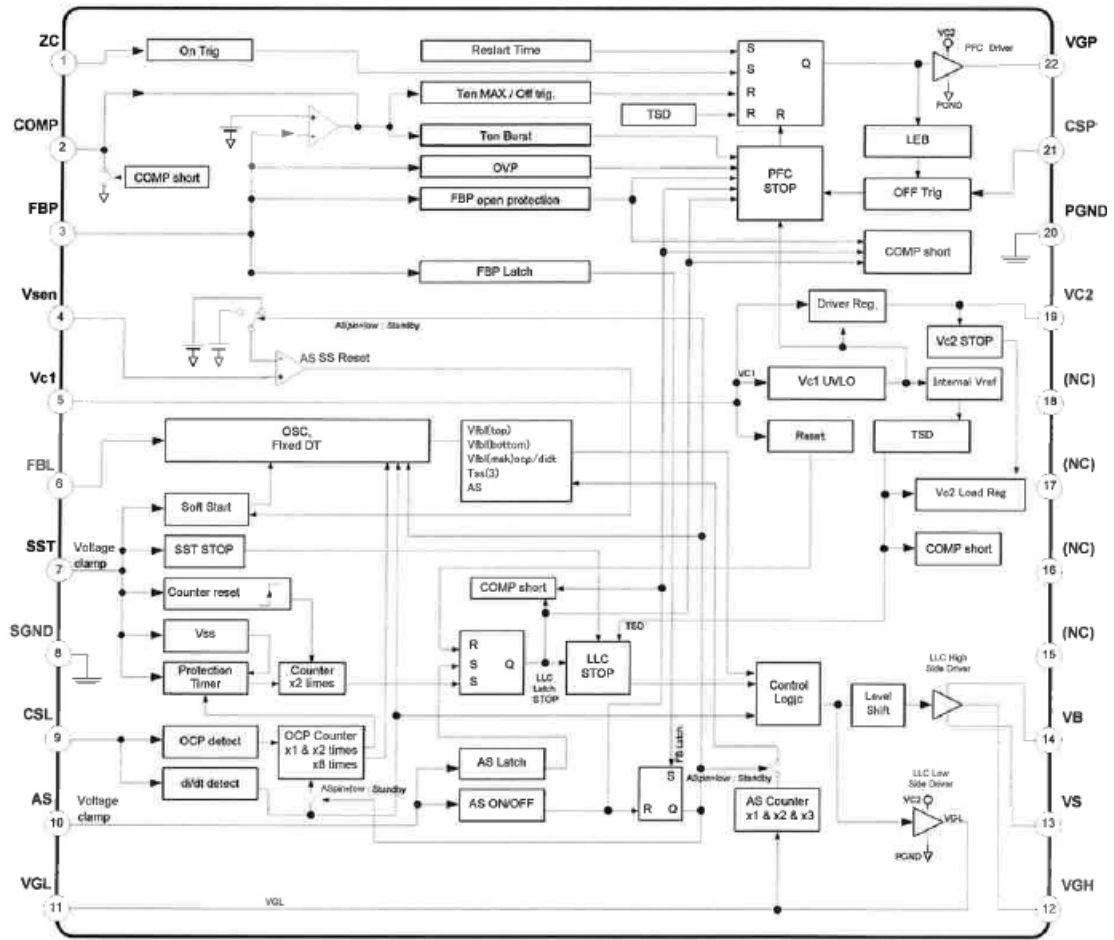


图 1 MCZ5205SE 方框图

1.3 端子配置图

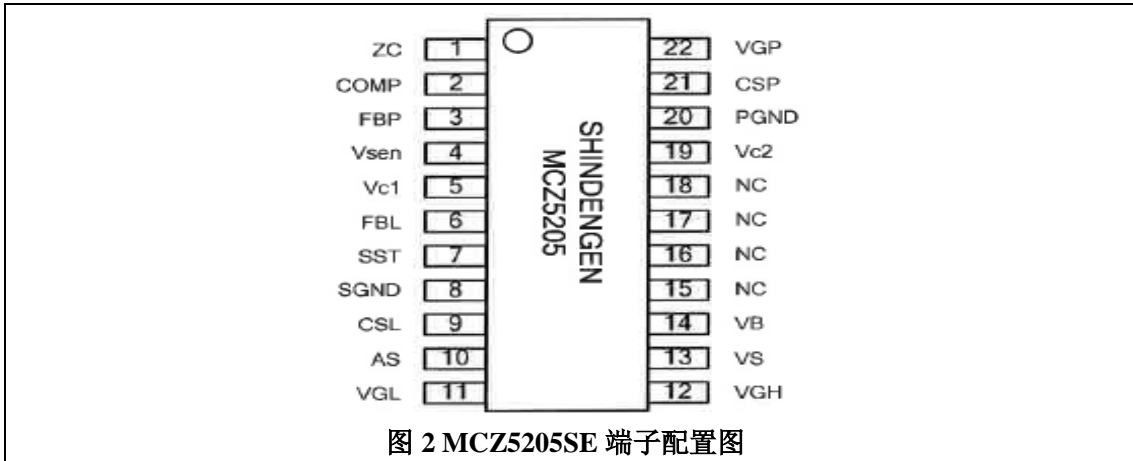


图 2 MCZ5205SE 端子配置图

1.4 各端子功能一览表

端子编号	记号	转换器	功能
1	ZC	PFC	开启时间检测端子 检测出零电流，确定 PFC 部分主要 SW 的开启时间。
2	COMP	PFC	反馈放大器的输出端子 用于设定位相补偿的端子。
3	FBP	PFC	反馈放大器的输入端子 进行 PFC 输出电压的反馈、低输入电压监测。
4	Vsen	LLC	用于监测 PFC 输出电压 由于有掉电保护，因此可以进行低输入保护、重置开关、SS-Reset。
5	Vc1	通用	控制电路的供电端子 Vc1 ≥ 12.6V 开始运行，Vc1 ≤ 12.6V 时停止运行。
6	FBL	LLC	用于设定 LLC 部件振荡器频率的端子 通过外接电容器、阻抗确定 Duty 以及动作频率。
7	SST	LLC	软启动与检测出异常情况时间间隔动作的电容器连接端子 决定软启动以及出现异常情况时的间隔动作时间。
8	SGND	通用	控制信号类 GND 端子 控制信号类的 GND 连接端子。
9	CSL	LLC	LLC 部分的过电流检测以及 di/dt（共振偏移）保护功能端子 检测 OCP 以及 di/dt，保护过电流以及共振偏移。
10	AS	通用	激活备用端子切换端子 端子短路时，用激活备用模式运行。 可以作为外部输入锁定功能来使用。
11	VGL	LLC	LLC 部分上侧 MOS 门驱动用端子 用于驱动 LLC 部分上侧 MOS 门。
12	VGH	LLC	LLC 部分上侧 MOS 门驱动用端子 用于驱动 LLC 部分上侧 MOS 门。
13	VS	LLC	LLC 部分上侧驱动器标准电源端子 连接 LLC 部分上侧 MOS 的源极以及下侧 MOS 漏极。
14	VB	LLC	LLC 部分上侧驱动器电源端子 LLC 部分上侧驱动器驱动电源端子。
15-18	NC	-	为确保沿面距离的空端子
19	Vc2	通用	驱动器用电源输出端子 PFC 以及 LLC MOS 门驱动电源输出端子
20	PGND	通用	电源 GND 端子 电源的 GND 连接端子
21	CSP	PFC	PFC 部分过电流检测端子 检测 PFC 部分主 SW 过电流
22	VGP	PFC	PFC 门输出端子 用于 PFC 部分主 SW 的驱动

1.5 适用电路构成实例

图 3 基本构成实例

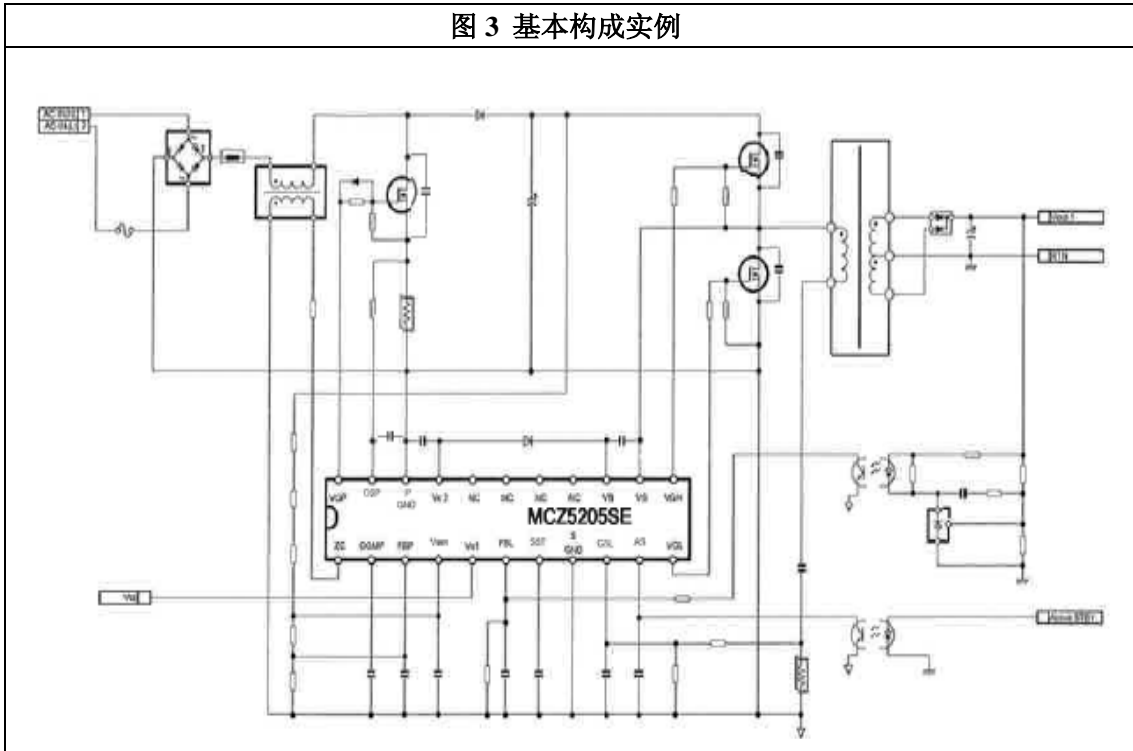
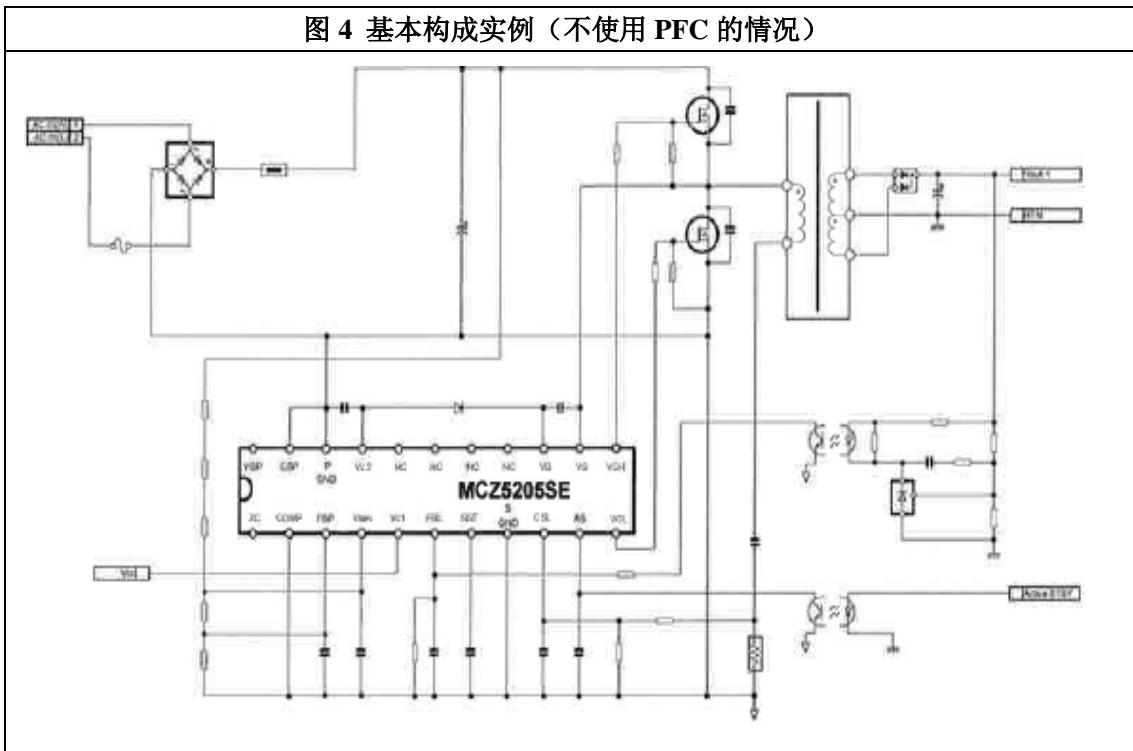


图 4 基本构成实例（不使用 PFC 的情况）



2 基本动作说明

*如果没有特殊说明，阈值等数值用 TYP 表示。详细内容请参考特性规格说明书。

2.1 序言

MCZ5205SE 主要由如下模块构成。关于各模块的动作请参考 2.2 项以后的内容。另外关于各项功能的调试方法请参考 3 项之后的内容。

- 供电部分

关于供电部分请参考 2.2 项。

- PFC 部分

关于 PFC 部分的动作以及保护功能请参考 2.3 项的内容。

- LLC 部分

关于 LLC 部分的动作以及保护功能请参考 2.4 项的内容。

- 通用部分（激活备用功能、通用保护功能）

关于通用部分的动作以及保护功能请参考 2.5 项的内容。

2.2 供电部分

2.2.1 提供控制 IC 的电源（Vc1 端子）

Vc1 端子为控制 IC 供电端子。从本端子向内部提供电源。由于向 Vc1 端子提供稳定的电压，因此在 IC 附近向对侧的 GND 插入电容器。

关于电容器容量，请选择起动、断开等过渡状态下较为稳定的容量。另外电源基板模式等，噪声进入 Vc1 端子，使 MCZ5205SE 出现错误动作，请在 Vc1-GND 端子之间插入数 μF 的 MLCC 电容器。

Vc1 端子电压如果超过 Vc1 (start) 12.6V，将对 Vc2 端子开始充电，内部电路开始运行。Vc1 端子电压如果不到 Vc1 (stop) 8.5V，那么 Vc2 将放电并且 IC 将停止。在异常状态下（计时器锁定等）等情况下停止锁定时，把 Vc1 端子电压设定到 Vc1 (latch reset) 8.1V 以下，可以解除锁定。

2.2.2 输出驱动电源（Vc2 端子）

Vc2 端子为驱动电源输出端子。本端子给 PFC 以及 LLC 各个门输出端子提供电压。如要在一般的动作以及启动、切断等情况下进行稳定的驱动，请在 Vc2-GND 之间插入电容器（最好采用 $4.7\mu\text{F}$ - $22\mu\text{F}$ 左右）。电容器的容量请选定在启动、切断等过渡状态下较为稳定的容量。Vc1 端子电压如果达到 Vc1 (start)，那么将向 Vc2 端子开始充电，Vc2 端子如果达到 Vc2 (start) 9.6V，那么 FBL 端子将开始振荡，因此驱动器将可以开始运行。

PFC 以及 LLC 门输出动作开始条件请参考 2.3 项以及 2.3 项的内容。

2.2.3 LLC 部分上侧驱动器电源（VB 端子）

VB 端子为 LLC 部分高压驱动器电源端子。本端子从 Vc2 通过自举用的二极管连接。请在 VB 端子与 VS 端子之间连接自举用的电容器。VB-VS 之间所连接的电容器的容量请选择在启动、切断等过渡状态下较为稳定的容量。自举用的二极管请使用高速且具有软恢复功能的 600V 以上（PFC 输出电压大约为 400V 时）的部件。推荐使用我公司的 D1NK60 等部件。

VB 端子搭载了独立的低电压保护功能。VB-VS 之间端子电压如果为 VB-VS (start) 7.4V，那么高压门驱动器将开始进行输出，如果 VB-VS (stop) 低于 5.3V，那么高压门驱动器将停止输出。通过该滞迟功能确保在启动或切断时可以稳定进行驱动。

2.3 PFC 部分

2.3.1 PFC 门驱动器 (VGP 端子)

通过 VGP 端子进行 PFC 的门驱动输出。

向 VGP 端子提供稳定的驱动器电源电压 V_{c2} 10.2V，PFC 门驱动器驱动能力为 0.23A(Source)/0.6A(Sink)。该数值可以确保不引起信号类的错误动作，并可以高速驱动 MOSFET。

一般采用的驱动电路的实例如图 5 所示。

如下图 A)、B) 一样采用去电荷的二极管时，请注意使用小容量肖特基二极管 (Schottky diode)，请不要使用阶跃恢复二极管 (Snappy recovery diode)。推荐使用新电元生产的 D1NS4 (AXIAL) 或 F1FM3 (面实装)。

另外如果连接 Q_g 较大的 MOSFET，拔取不充分的话，请如图 5C) 所示在拔下一侧使用 PNP 晶体三极管。

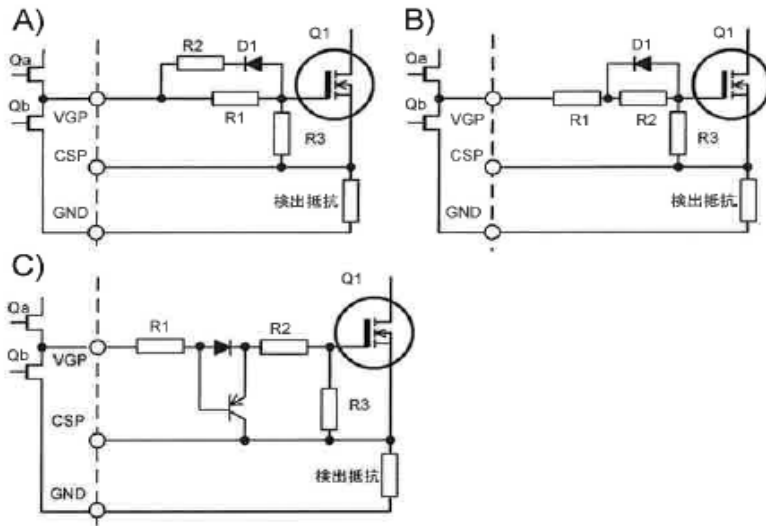


图 5 PFC 部分门驱动电路

2.3.2 PFC 输出电压控制以及过电压检测

PFC 输出电压通过控制 PFC 门开启幅度可以使输出电压趋于稳定。如图 6 所示，对 PFC 输出电压进行分压，用 FBP 端子检测其电压，与内部标准电压进行比较后再给予反馈。最终该 FBP 端子的输出电压保持为 2.5V 定额电压。

PFC 的设计应答较晚，避免对商用频率反应。为此在启动等过渡状态下，输出电压有时会出现短暂上升的情况。为了改善这种情况，FBP 端子电压如果超过 $V_{fb}(H) (V_o(\text{ref}) \times 1.10)$ 时，通过过电压检测，将停止门输出（不是锁定停止）。那么就可以控制输出电压的上升，避免点解电容器等电路部件受到破坏。

另外为了消除噪声，请在 FBP 端子-GND 端子之间连接 1000pF 左右的电容器。

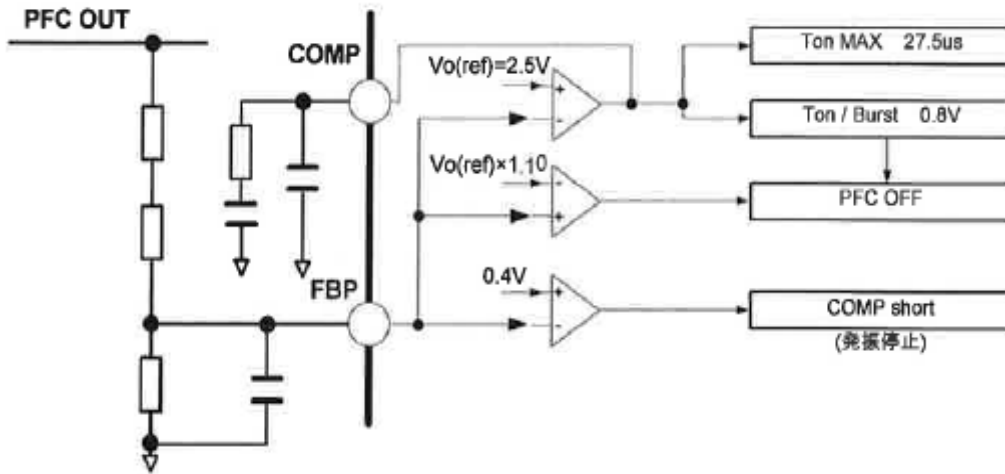


图 6 FBP 端子内容部方框图与连接实例

2.3.3 PFC 部分位相补偿

COMP 端子为反馈输出端子，COMP 端子-GND 之间连接电容器可以对放大器的位相进行补偿。

COMP 端子位相补偿实例如图 7 所示。COMP 的调试方法请参考 3.2 项。

该端子断崖与主开关的开启时间频率如图 8 所示具有一定的关联，通过反馈用合理的 COMP 电压（也就是开启时间频率）使其保持为定额。另外最大开启时间被固定在 IC 内部，为 Ton (max) 27.5us。

并且 COMP 电压如果低于 Vth (burst) 0.8V，那么开启幅度将完全为零。因此就可以防止输出电压上升。

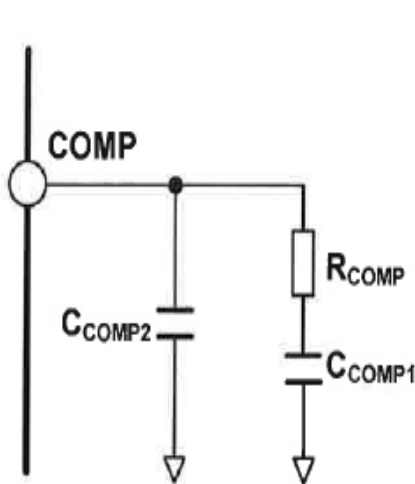


图 7 COMP 端子连接实例

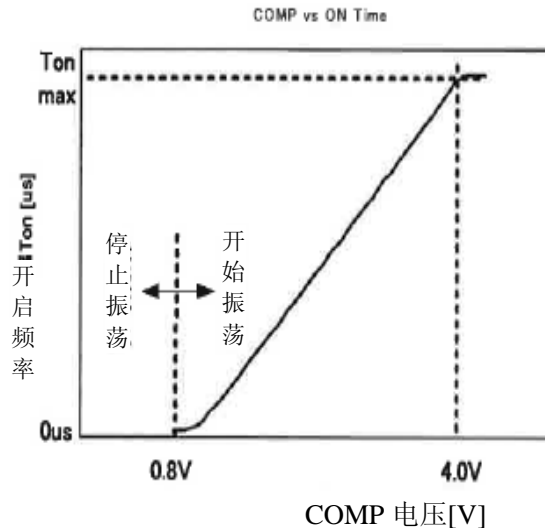


图 8 COMP 电压与打开频率的关系

2.3.4 PFC 临界动作

PFC 部分采用电流临界动作方式，对主扼流圈的控制器卷线电压进行检测，再打开开关单元，该开启时间由 ZC 端子决定。

如图 9 所示在控制器卷线的负极边缘检测能量放出时间，如果低于 $V_{zc}(L)$ 0.55V，那么通过打开主开关单元，将进行电流临界动作。

另外相对于该 $V_{zc}(L)$ ，具有 $V_{zc}(hys)$ 1.0V 的滞迟电路，因此其抗噪性能得到了提高。

并且本 IC 中 振铃电压检测触发开启状态，从电流临界点防止出现开启错误动作，门关闭信号出现后设计禁止触发开启的 T_{on} 死时间 T_{ondead} 800ns。由此来防止门关闭时出现振铃错误动作。

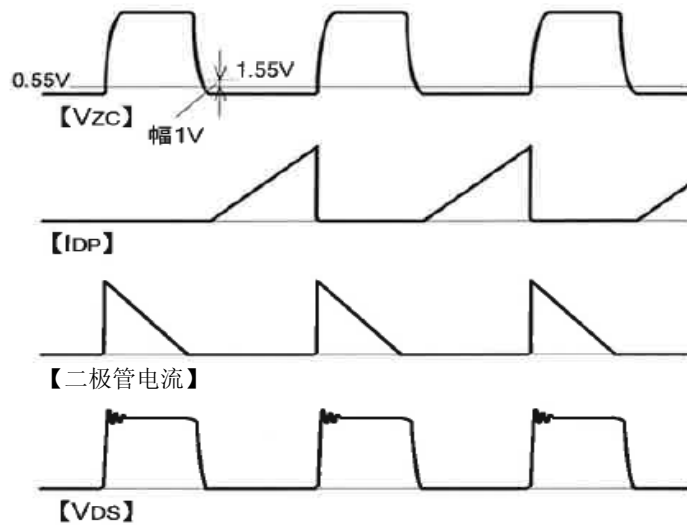


图 9 PFC 部分开启时间（ZC 端子）

在控制卷线 ZC 端子之间插入限制抗阻。该抗阻有两个作用。

- ① 主 SW 关闭后，在共振动作中，主 SW 的 Drain-Source 之间电压在最下点（最下端）开启门。

临界动作型 PFC 中，二极管电流为 OA 时，主扼流圈 L_p 与共振电容器（或 MOS 的 Drain-Source 间寄生容量） C_q 将以共振频率开始衰减振动。此时 C_q 的放电电流将通过主扼流圈把能量返回到输入一侧。

通过调整该限制阻抗，在衰减振动电压的最低点可以使打开 SW 单元。那么可以降低开启损耗。

- ② 限制 ZC 端子流入流出电流

ZC 端子中可以流入的最大电流为 $I_{zc}/-5mA$ ，使用该电流值以内的限制阻抗。限制阻抗值的设计方法请参考 3.1 项。

并且该阻抗值的上限值为标准，为了避免出现异常情况，如在 ZC 端子与 GND 之间连接齐纳二极管(Zener Diode)，请注意齐纳二极管的泄露电流，触发开启所需最低电压为 $V_{zc}(H)$ 1.55V，请确认其范围是否满足要求。

- ②所要求的 R_{zc} 范围中，请选择满足第①项作用中的抗阻值。

2.3.5 PFC 过电流保护

如图 10 所示 PFC 过电流保护可以通过 CSP 端子对 PFC MOSFET 的 Source-GND 之间所连接的过电流检测抗阻确定电压进行监测。

CSP 端子电压如果超过 $V_{csp}0.5V$ ，将立即关闭 PFC 的主 SW。通常动作时，在高于最大漏极电流，且低于扼流圈饱和电流的状态下设定过电流检测点。

另外本 IC 为了防止在门打开后噪声使过电流保护出现错误动作，从门开启信号进入后的一段时间内，设定未接受过电流检测的前沿持续空闲时间 $TLEB$ 500ns。内部过滤器的时间大约为 400ns。

为了防止 LLC 或 Standby 的开关噪声造成的错误动作，请如图 10 所示插入电容器。电容器请链接到 CSP-GND 附近。CSP-GND 之间的电容器最好使用 0.1uF 左右的电容器。并且通过追加使用抗阻 R_{csp2} ，可以进一步防止噪声引起错误动作。此时的抗阻值最好为 100Ω 左右。

CSP 端子的设计方法请参考 3.4 项。

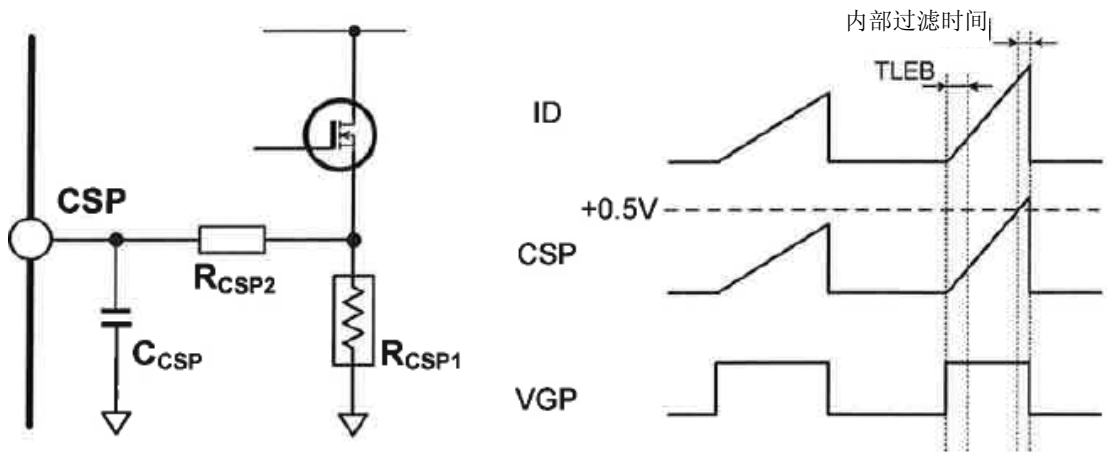


图 10 PFC 部分 CSP 端子连接实例以及动作序列

2.3.6 反馈端子开启短路保护

FBP 端子为 GND 短路提供保护，FBP 端子电压如果低于 $V_{fb(L)}0.4V$ ，保护电路将会停止 PFC 部分的振荡。因此即使进入了短路状态也将会安全地停止。

并且在开启 FBP 端子时，能起到保护作用，在 IC 内部的 FBP 端子与 GND 之间内置数 μA 左右的反偏电流源，端子打开时，该端子下降到 GND 电位。为此 FBP 端子电压将低于 $V_{fb(L)}0.4V$ ，PFC 部分将停止振荡，因此会安全地停止。

2.3.7 低输入电压保护

本 IC 未对输入电压进行检测，因此即使 AC 输入电压较低，如果 FBP 端子电压 $>0.4V$ 的话，门信号将从 IC 中输出并进行振荡。

但是如果该状态持续的话，对主 SW 以及其他硬件的负担将会增大，因此本 IC 设定为最大开启时间，对开启幅度进行限制。

因此在 IC 内部所设定的最大开启时间为 $T_{on(max)}27.5\mu s$ ，可以限制开启幅度，使输出电压下降，即使输入电压较低，也可以降低对主 SW 以及其他硬件的负担。

2.3.8 防止低负载时 PFC 输出电压上升的功能

本 IC 内置序列器，在低负载时，可以通过降低门开启的频率使输出电压区域稳定。但是即使控制到最小开启幅度，如果输出电压上升，为了控制输出电压上升的情况，在 COMP 端子电压低于 $V_{th}(\text{burst})$ 0.8V 以下时，将停止门振荡。

2.4 LLC 部分

2.4.1 LLC 门驱动器 (VGL、VGH 端子)

LLC 的门输出通过 VGL、VGH 端子进行。

LLC 门驱动器的驱动能力为 0.18A(Source)/0.38A(Sink)。如果设定为该数值，可以避免引起信号类的错误，并能充分高速地驱动 MOSFET。一般采用的驱动电路的实例如图 11 (A) 所示。如图 11 (B)、(C) 如果采用去电荷的二极管，请使用小容量的肖特基二极管 (Schottky diode)，请不要使用阶跃恢复二极管 (Snappy recovery diode)。推荐使用新电元生产的 D1NS4 (AXIAL) 或 F1FM3 (面实装)。

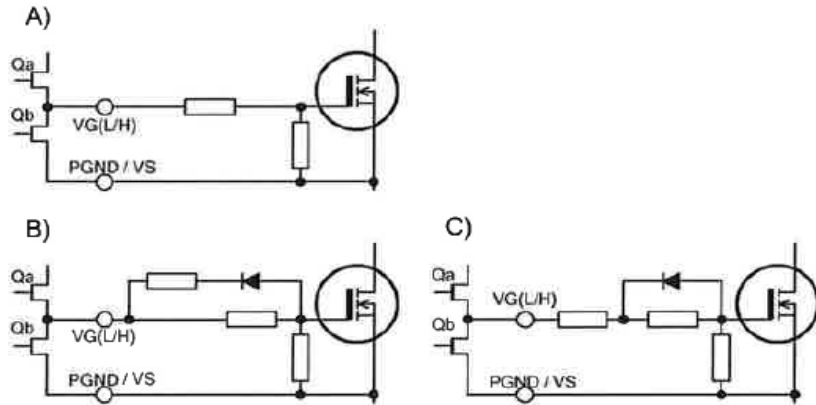


图 11 门驱动电路实例

2.4.2 LLC 部分振荡控制部分 (FBL 端子)

MCZ5205SE 的 LLC 部分输出的主要 SW 的 VGL、VGH 由连接在 FBL 端子的用于振荡器(下述简称为 OSC) 的电容器 C_t 的充放电所决定。在 C_t 放电时分别进行 VGL、VGH 输出。VGL、VGH 进行相互输出，由此来相互开关 SW。另外 C_t 充电时间为 VGL、VGH 输出同时关闭的死时间 (以下简称 DT) (参考图 12)。

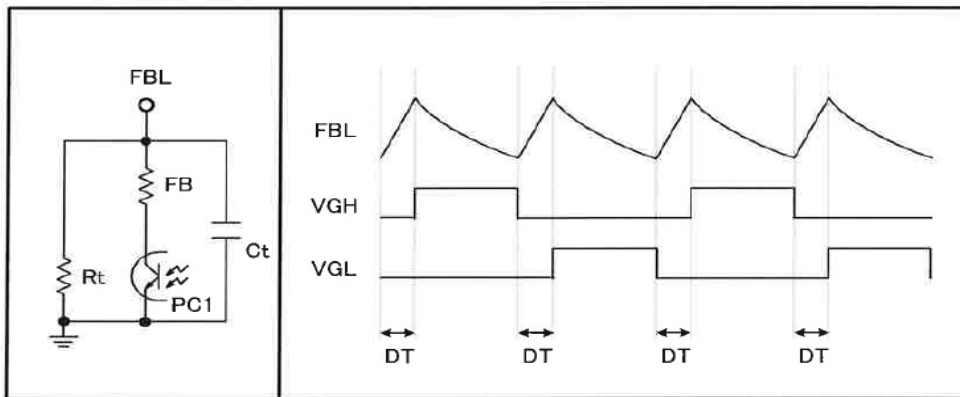


图 12 FBL 以及 VGL、VGH 动作波形

本 IC 是 ON duty 变频型 IC。频率会随着 FB 线上连接的 FB 限制抗阻中流入的 FB 电流进行变化，ON duty 会根据振荡频率进行变化 (参考图 13)。在低负载时或频率最大的条件下，由于死时间的范围扩大，因此在全频率范围内可以较为容易地确保 ZVS (Zero Voltage Switching)。

最低振荡频率由连接在 FBL 端子的 C_t 电容器容量与并列连接的 R_t 的外接抗阻决定。最高振荡频率由连接在 FBL 端子的 C_t 电容器容量与并列连接的 R_t 以及 FB 抗阻值决定。连续动作时最高振荡频率 f_{max} 最好低于 300kHz。另外在软起动作时，初始振荡频率 f_{ss} 根据 C_t 电容器容量进行变化。详细内容请参考电源特性规格书的特性图。

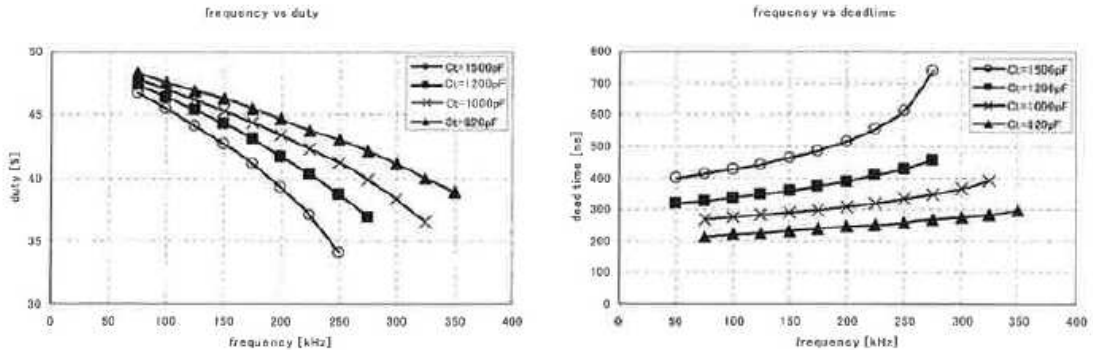


图 13 振荡频率以及 Duty 与 FB 限制抗阻特性

2.4.3 Vsen 掉电保护 (Vsen 端子)

Vsen 端子对 PFC 输出电压进行监控，根据该数值禁止门驱动脉冲的输出，控制振荡频率。在通入 V_{c1} 的状态下接通 V_{bulk} 时或输入电压瞬时降低以及瞬时断开时等情况下，该功能可以防止转换器进入偏移动作。

各端子的电压与各输出时间请参考图 14。

随着输入电压的上身，Vsen 端子电压如果达到 Vsen1 (ss-reset) 3.55V 时，将对 SST 端子进行充电，SST 端子电压如果高于 $V_{ss}(st)$ 0.6V 时，LLC 将开始门输出。因此在振荡开始后直接从振荡频率较高的状态开始起动，SST 端子慢慢地进行充电，同时降低振荡频率。（关于 SST 请参考 2.4.4 项）

输入电压较低时，Vsen 端子电压如果低于 Vsen1 (ss-reset) 3.55V，将对 SST 端子进行放电。通过 SST 端子放电，将使振荡频率提高，SST 端子电压如果低于 $V_{ss}(sp)$ 0.5V，那么门输出将停止，因此 Vsen 端子电压如果再次超过 Vsen1 (ss-reset)，可以避免振荡频率从较低状态进行振荡，由此可以防止共振偏移。

另外 Vsen SS-Reset 阈值中有滞迟，因此 PFC 输出电压纹波等可以防止出现 Vsen 开关错误动作。

Vsen 端子开关阈值将会根据后述激活备用模式状态的有无自动进行变化。

- 通常动作时 (AS OFF) : Vsen ON 3.55V/Vsen OFF 3.25V
- 激活备用模式时 (AS OFF) : Vsen ON 1.0V/Vsen OFF 0.9V

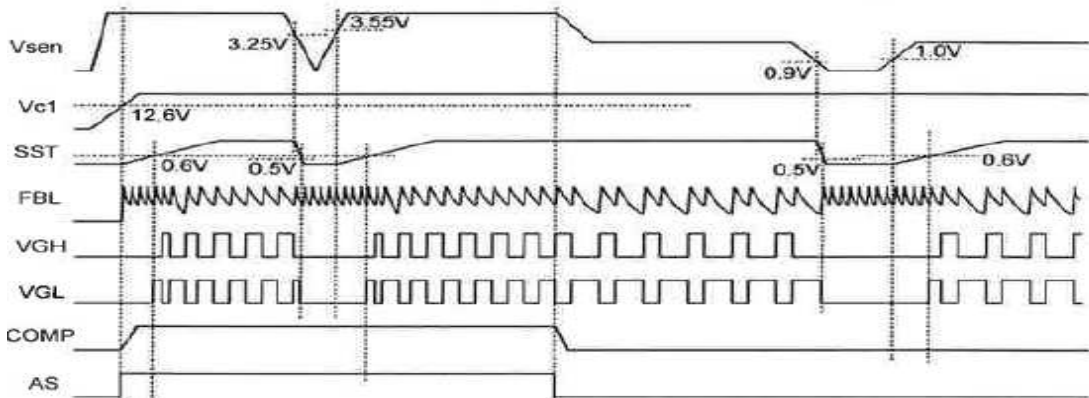


图 14 Vsen 端子与各输出时间曲线图

2.4.4 软启动功能 (SST 端子)

LLC 部分内置软启动功能。通过给 SST 端子与 GND 之间连接的电容器充电, 振荡频率将慢慢地提高。SST 端子充电作为前提条件, 需要满足下属两个要求。

- ① Vc1 端子电压必须达到 Vc1 (start) 12.6V 以上。
- ② Vsen 端子电压必须达到 Vsen1 (ss-reset) or Vsen3 (ss-reset) 以上。

SST 端子如果高于 0.6V, 在开始振荡后在 Vss (open) 2.1V 时将固定下来。或者带有滞迟功能的 SST 端子如果低于 0.5V 将停止振荡。

SST 端子电压与振荡频率的关系如图 15 所示。另外详细数据参数请参考电源特性规格书的特性图。

另外为了在出现异常状态下减轻对主 SW 或周边电路的负载, SST 端子具备计时器间隔锁定停止功能。计时器间隔锁定停止功能的详细内容请参考 2.4.8 项。

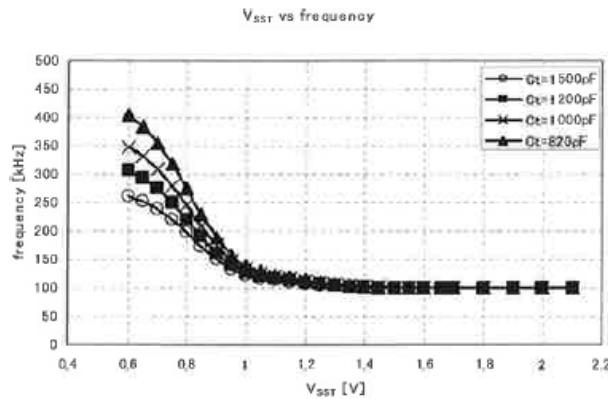


图 15 SST 电压与振荡频率的关系

2.4.5 过电流保护 (CSL 端子)

LLC 部分的过电流保护 (OCP) 动作通过 PLUSE BY PLUSE 检测出上侧 MOEFET 的漏极电流后再运行过电流保护 (OCP) 动作。CSL 端子的 OCP 检测电压为 OCP(+/-)+/-0.350V。该检测电压非常低, 可以控制电流检测抗阻无效的电力损耗。

CSL 端子电压如果达到 OCP 检测电压, 将如图 16 所示, 门输出将马上关闭, FBL 端子将在该时间点上开始充电, 同时对 SST 端子的电容器充电。(SST 充电请参考 2.4.8 项。)因此可以用 PLUSE BY PLUSE 控制电流泄漏。

检测出 OCP 后下一个周期 (上侧 MOSFET 检测出 OCP 时, 下一个下侧 MOSFET) 的 FBL 端子放电期间被限制在 1.9V。那么 OCP 动作后的下一个周期, 由于限制了开启幅度, 可以防止开启幅度过高, 共振出现偏移或者波形混乱的情况出现。

在电源设计方面需要注意的地方是, 根据 2.4.6 项的 di/dt 保护功能, 设计 OCP 水平比普通动作的 I_{pk} 要明显高很多, 那么 di/dt 检测水平也同时会高很多, 因此通常电源动作时 di/dt 保护功能将会运行, 而输出电压将会降低。

并且本 IC 为了防止 MOSFET 的开关的噪声引起 OCP 错误动作, 如图 16 所示从 FBL 端子放电开始, 到 FBL 端子电压 V_{fb} (msk) 2.8V, 将覆盖 OCP。

因此在该期间不会对 OCP 进行检测。

另外并且本 IC 为了防止任意进入的噪声引起错误动作, 在 OCP 端子内部内置了过滤器。该过滤器的延迟可能会在 OCP 检测~FBL 急速充电前造成大约 200ns 的延迟

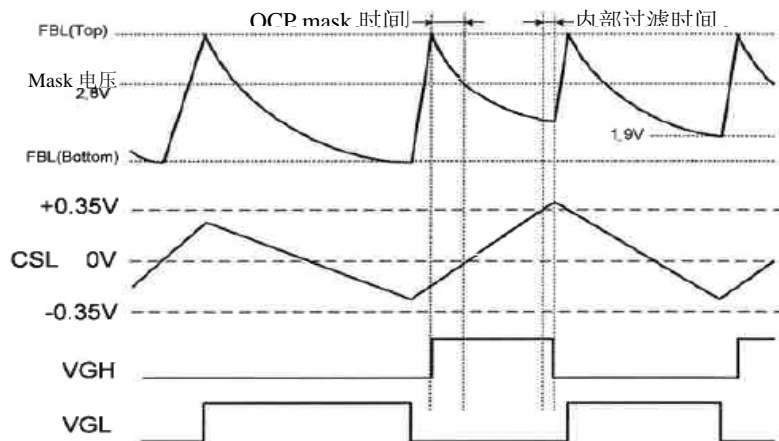


图 16 过电流保护动作序列

2.4.6 di/dt 保护功能 (CSL 端子)

MCZ5203 搭载了 di/dt 保护功能(共振偏移检测), di/dt 保护功能通过 PLUSE BY PLUSE 对双向的 MOSFET 漏极电流进行监测, OCP 保护动作进行的同时, 在 CSL 端子进行检测。di/dt 检测电压为 $V_{di/dt} (+/-) +/-60mV$ 。

上侧 MOSFET 动作时, OCP mask 后, 检测出 CSL 端子电压低于+60mV 的负极边缘, 门输出立即关闭, FBL 端子在该时间点上开始充电。

下侧 MOSFET 动作时, OCP mask 后, 检测出 CSL 端子电压高于-60mV 的正极边缘, 门输出立即关闭, FBL 端子在该时间点上开始充电。

并且为了防止开关噪声造成 di/dt 错误动作, 从 FBL 放点开始到 FBL 端子电压 $V_{fbl} (msk) 2.8V$, 将覆盖 di/dt 保护功能。因此该期间如果超过上述 +/-60mV 的话, 将不能检测出 di/dt

另外根据激活备用开关状态不同, di/dt 动作时的 SST 端子充电序列将会有所不同。

- 通常动作时 (AS OFF) : di/dt 动作时不进行 SST 端子计时器的充电
- 激活备用模式时 (AS OFF) : di/dt 动作时进行 SST 端子计时器的充电

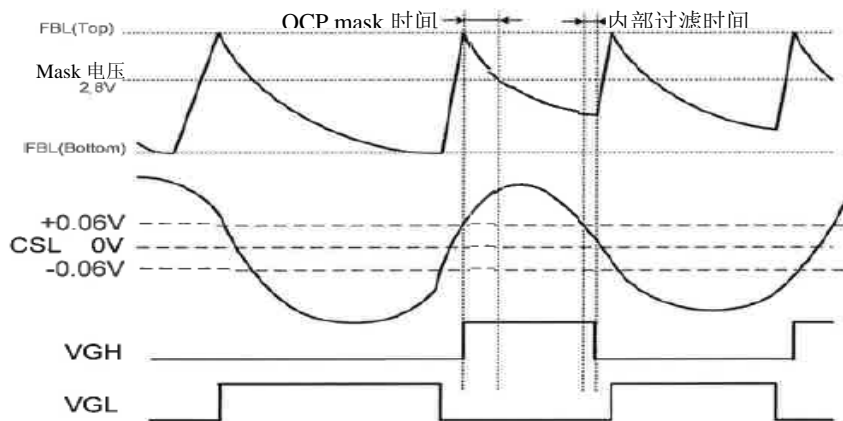


图 17 共振偏移保护动作序列

2.4.7 启动时 di/dt 保护功能 (Tss (3) 功能)

LLC 电流共振电路的电源动作开始后，共振电容器的电压处于不稳定的过渡状态时，流入到 MOSFET 的电流在内置二极管中流动时，门可能会关闭。在该状态下，如果相反一侧的 MOSFET 关闭时，内置二极管的 t_{rr} 成分对流入了短路电流的 MOSFET 将造成负担。

本 IC 内置 Tss (3) 功能，可以避免在启动时内置二极管通道中门出现关闭的情况。Tss (3) 序列如图 18 所示，在电源开始启动后，第二次低压 VGL 输出时，FBL 端子的 Ct 充电开始电压值降低到 0.8V，由此提高低压开启幅度。那么 MOSFET 的电流向正向流动，因此可以关闭门的输出。

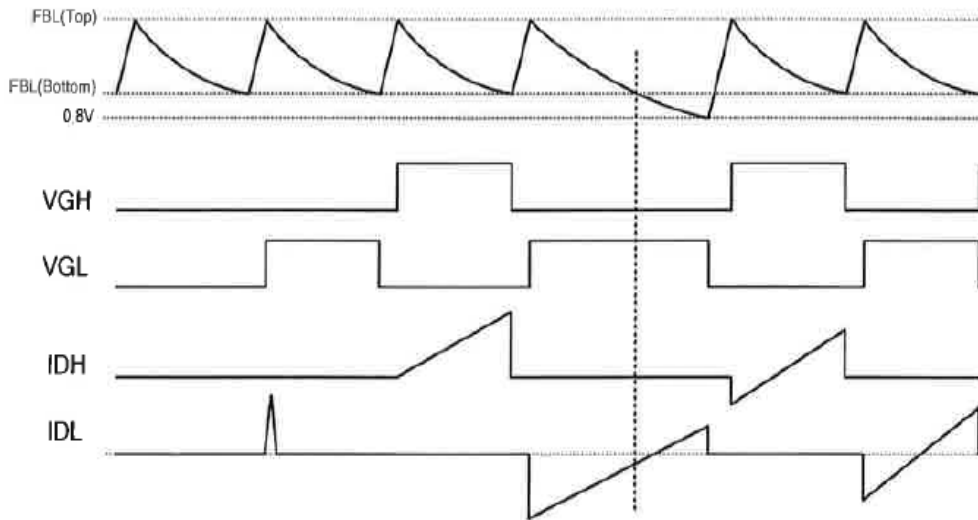


图 18 Tss (3) 动作序列

2.4.8 计时器间隔锁定停止功能 (SST 端子)

SST 端子电容器 C_{sst} 在下述条件下将开始充电。

- ① OCP 启动时
- ② 激活备用模式下的 di/dt 动作时

如果上述状态持续，异常信号连续进入后 SST 端子电压达到 $V_{timer}(\text{set})$ 3.6V 的话，将进入间隔动作模式。在间隔动作模式中，异常信号如果消失，那么将返回到正常振荡，但是该间隔振荡模式如果两次出现的话，那么 IC 将停止锁定。锁定复位的情况为 $V_{c1} < 8.1V$ 。

OCP 动作以及激活备用模式时的 di/dt 保护动作运行的话，那么 SST 端子将在 FBL 端子的充放电 8 个周期的时间内进行 SST 端子的充电。SST 端子充电电流 $I_{timer}(\text{charge})$ 为 $40\mu A$ 。

另外如图 19 所示搭载了锁定计算的设定功能。锁定计算设定的两个条件如下所示。

- ① SST=达到 2.1V 时
- ② SS Refresh 时 (V_{c1} 开关时)

如果电源能正常运行，那么该功能可以让锁定计算为 0。如果持续出现异常状态，将不进行锁定计算设定。在进行两次计算后，计时器锁定将停止。

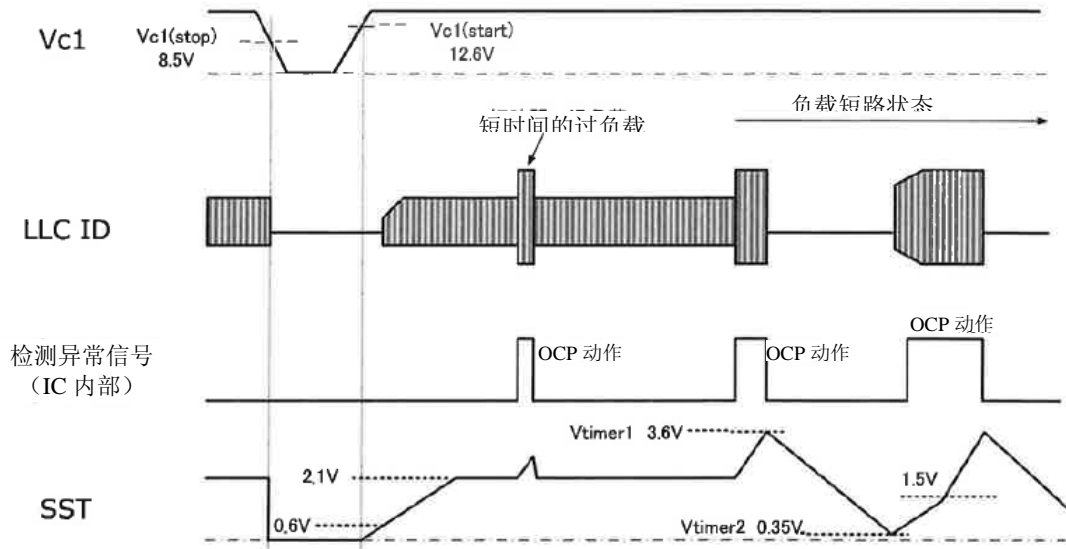


图 19 SST 动作序列

2.4.9 高压驱动电源

用于高压 MOSFET 驱动的浮充电源 (VB) 如图 20 所示, Vc2 端子的 10.2V 调节器输出电容作为电压源, 高压侧的二极管 Dboot 与浮充平滑电容器 Cboot 由自举电路构成。

由于采用外接的 Dboot 自举电路, 那么可以确保低压与高压的电位差处于最小限度, 在过渡状态下也可以提供稳定的驱动电源。

Cboot 中采用了 MLCC, 该数值最好为 0.1uF~1.0uF。并且 Dboot 最好采用高性能以具有及软恢复特性的 600V 以上的耐压部件。最好使用新电源生产的 D1NK60 或 D1FK60 (面实装)。(PFC 输出电压大约 400V 时。)

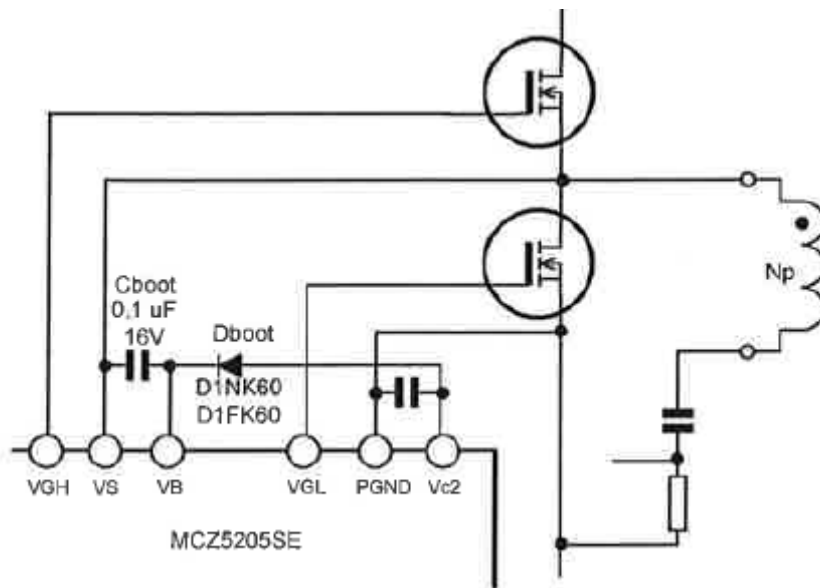


图 20 Boot Strap 高压 Vcc 生成电路

2.5 通用部分

2.5.1 激活备用功能 (AS 端子)

本 IC 具备激活备用功能，对降低地负载时的损耗起到了积极的作用。激活备用电路的构成实例如图 21 所示。

AS 端子的电压如果低于 $V_{as(on)}$ 0.8V，那么将进入到激活备用模式。进入到激活备用模式后，AS 端子电压将上升到 $V_{as(on)}$ 1.0V 以上，那么将从激活备用模式转到普通动作模式。

为了防止噪声引起错误动作，请在 IC 附近插入电容器。过滤电容器最好使用 1000-10000pF 左右的电容器。(在不使用 AS 功能时，为了防止出现错误动作，请插入 1000-10000pF 左右的过滤器用的电容器。)

在端子开启时，将对 AS 端子进行调试，以便达到 $V_{as(open)}$ 2.4V。如激活备用电路构成实例 (图 21) 所示，如果打开光耦合器，AS 端子短路的话，将进入到激活备用模式。

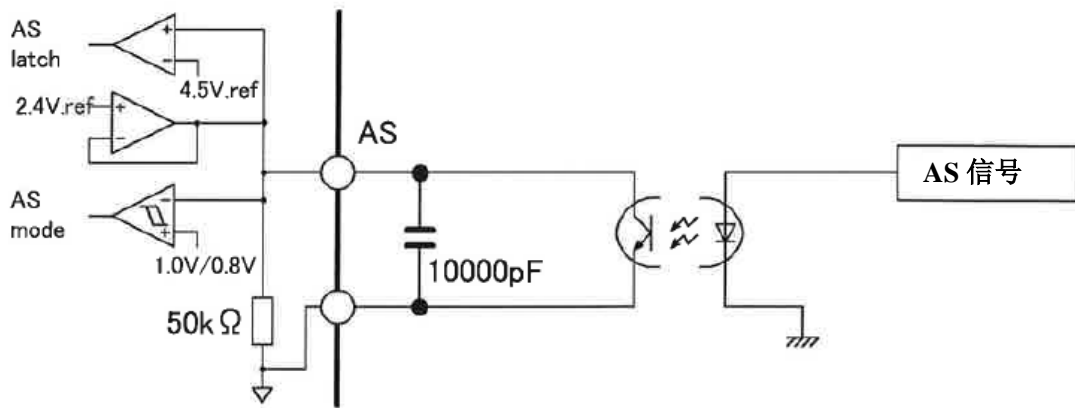


图 21 激活备用电路构成实例

进入到激活备用模式后，将进行如下动作 (请参考图 22。)

- ① LLC 部分动作模式从对称动作切换到非对称动作。
- ② 把 V_{sen} 阈值 (SS-Reset) 从 3.55V/3.25V 切换到 1.0V/0.9V。
- ③ di/dt 动作时，有效切换 SST 端子的充电。
- ④ 使 PFC 部分的振荡停止。

通过把 LLC 部分切换到非对称动作，由于在低负载时控制了励磁电流峰值，因此可以降低损耗。并且由于内置使 PFC 停止振荡的序列，因此可以控制 PFC 部分的损失，那么可以在低负载区域大幅度地提高效率。

另外 PFC 停止振荡后，为了保证即使在 PFC 输出电压下降的状态下也可以安装运行，将自动切换 V_{sen} 阈值。由于该序列在 IC 内部进行，因此不需要追加周边的部件，那么在激活备用模式时，低电压输入保护功能将会起作用。

并且在进入激活备用模式，进行 di/dt 动作时，SST 端子计时器充电将有效，并进行过电流保护。

关于激活备用开关时的序列请参考图 22。

如果关闭激活备用模式，COMP 端子将进入可充电的状态，COMP 电压将上升，如果超过 $V_{th}(\text{burst})$ 0.8V，PFC 将开始运行。当 FBP 端子电压达到 $V_{fb}(\text{asof})$ 2.0V 时前，在本 IC 中，LLC 振荡将使非对称动作持续。并且不切换 V_{sen} 阈值 (SS-Reset)。FBP 端子电压如果超过 2.0V，那么 LLC 振荡将从非对称动作切换到对称动作， V_{sen} 阈值 (SS-Reset) 也将切换。详细序列请参考图 22。因此可以安全地切换到通常的动作模式下。

并且 AS 端子中具备锁定停止功能，AS 锁定停止电压如果超过 $V_{as}(\text{latch})$ 4.5V，将停止锁定。此时与 SST 充电计时器锁定不同，将会立即停止锁定。

另外如果锁定功能起作用，PFC 以及 LLC 将会同时停止振荡。锁定重置的条件时 $V_{c1} < 8.1V$ 。

激活备用(AS)序列

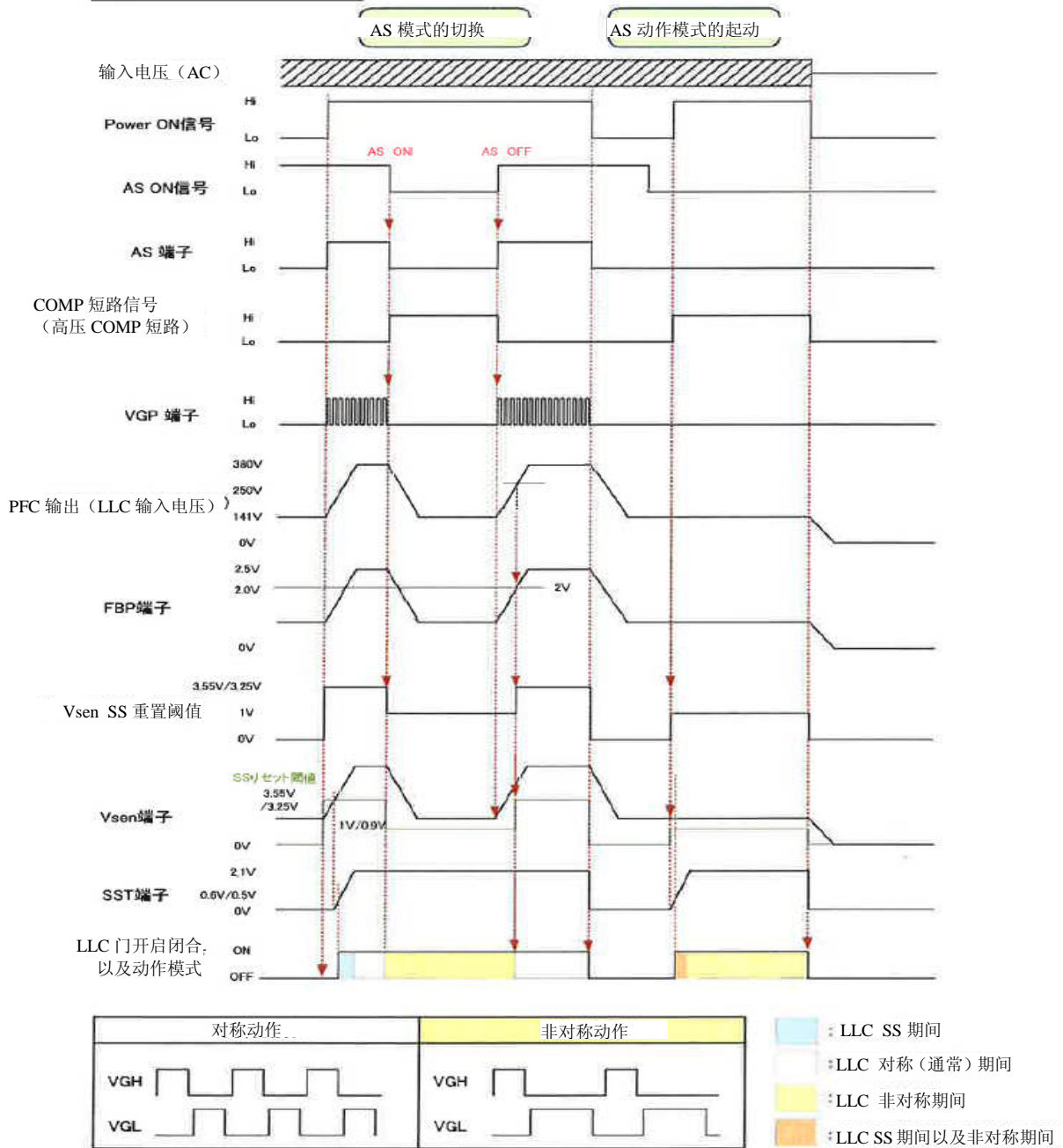


图 22 激活备用模式序列

2.5.2 过热保护功能 (TSD 功能)

本 IC 中具有过热保护功能。过热保护功能在 PFC 以及 LLC 中是通用的，如果本功能起作用的话，在 PFC 以及 LLC 时将停止振荡。

过热保护动作开始的温度是动作停止的温度，即 TSD 140°C.min。过热保护温度中有滞迟，过热保护接触温度将从动作停止温度开始，如果下降 Δ TSD40°C的话，将解除，并返回到通常动作下。

2.6 参考

2.6.1 仅想让 PFC 单独运行时

如果想让 LLC 停止，仅想让 PFC 运行时，请让 SST-GND 之间短路。

2.6.2 仅想让 LLC 单独运行时

如果想让 PFC 停止，仅想让 LLC 运行时，请让 COMP-GND 之间短路。

在通常的动作下， $V_{sen} < 3.5V$ 前，LLC 不会进行门输出。电源评估等情况下，在较低的输入电压条件下让 LLC 运行时，请在 V_{sen} 端子上通入 3.5V 以上的电压。但是如果超过大约 12V，内部限制原件将会起作用，因此 V_{sen} 端子流入电流请控制在 2mA 左右。在该状态下通过开关输入电压等，共振偏移等情况会持续，并且可能会给 MOSFET 造成较大的负担，因此在上述电源评估是，请对上述 V_{sen} 解除方式进行探讨。

并且在激活备用模式下启动后解除激活备用模式时，从上述 2.5.1 的操作开始，如果 FBP 端子电压查过 2V，那么 LLC 的动作模式将从非对称切换到对称模式。如果需要确认这些动作，请在 FBP 端子上加入上 2V 以上的电压。

3 周边电路额定数值的确定

3.1 PFC 部分开启时间的调整 (ZC 端子)

求 ZC 端子的电流限制阻抗值 R_{zcc} , 这是决定如图 23 所示的 PFC 部分的所有时间。ZC 端子的最大流入流出电流为 $I_{zc}/\pm 5mA$ 。按照公式 (2、3) 求流入 ZC 端子的最大电流, 该电流请避免超过 $\pm 5mA$ 。

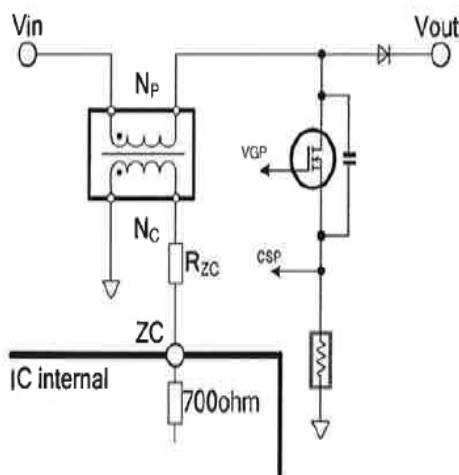
设计扼流圈时, 请按照图 23 所示的极性制作 N_c 卷线。

另外在最大输入电压时, 需要再控制卷线中所发生 1.55V 以上的电压, 因此应根据算式 (1) 计算 N_c 卷线圈数, 并取最小整数。通过 W/W 输入, 把 $V_{in} (AC) \max$ 设定为 264V, PFC 输入电压 V_o 设定为 390V, N_p 与 N_c 的卷数大概为 10: 1。比如通过 W/W, N_p 为 50 圈时, 如果 $V_{in} (AC) \max=264V$, $V_o=390V$, 那么 $N_c < 4.5$, N_c 为 5 圈。

$$N_c > 1.55 \times \frac{N_p}{V_o - [\sqrt{2} \times V_{in}(AC) \max]} \quad \dots(1)$$

I_{zc} 电流如果为最大额定 $\pm 5mA$ 的 80%, 即 $\pm 4mA$ 时, 请选择比按照如下公式计算的 ZC 阻抗值大的阻抗值。

另外我们在 ZC 端子内部按顺序插入了大约 700Ω 的阻抗。



◆控制卷线正极一侧

$$R_{ZC+} = \frac{(V_o - V_{inmin}) \times \left(\frac{N_c}{N_p}\right) - 6}{4 \times 10^{-3}} - 700 \quad [\Omega] \quad \dots(2)$$

*6V 为 ZC 端子内部齐纳二极管的电压。

◆控制卷线负极一侧

$$R_{ZC-} = \frac{(-V_{inmax}) \times \left(\frac{N_c}{N_p}\right)}{-4 \times 10^{-3}} - 700 \quad [\Omega] \quad \dots(3)$$

图 23 ZC 限制阻抗值

举一个设计实例, 在 $V_o=400[V]$ 、 $V_{in}(AC)\max=276[V]$ 、 $N_p=50[Turn]$ 、 $N_c=5[Turn]$ 时。

◆控制卷线正极一侧

$$\therefore R_{ZC+} = \frac{(400 - 0) \times \left(\frac{5}{50}\right) - 6}{4 \times 10^{-3}} - 700 = 7.8[k\Omega]$$

◆控制卷线负极一侧

$$\therefore R_{ZC-} = \frac{(-276 \times \sqrt{2}) \times \left(\frac{5}{50}\right)}{-4 \times 10^{-3}} - 700 = 9.1[k\Omega]$$

因此 ZC 限制阻抗 R_{zc} 设计为 9.1kΩ 以上。

3.2 PFC 部分位相补偿的调整 (COMP 端子)

PFC 部分的错误放大器使用运算跨导放大器 (gm 放大器), 关于位相补偿调整请参考图 24 连接电容器与抗阻。

另外关于各个额定数值请参考如下计算公式, 并最终在试验机器进行调整。

请按照如下计算公式选择 Ccomp1、Ccomp2, 以保证关闭频率 fc 在 20Hz 以下。

$$f_c = \frac{140\mu}{2\pi \times (C_{comp1} + C_{comp2})} \text{ [Hz]} \quad \dots(4)$$

注) 放大器的运算跨导值为 140 μ [A/V]

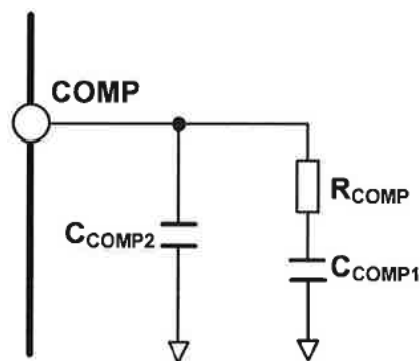


图 24 COMP 端子的调整

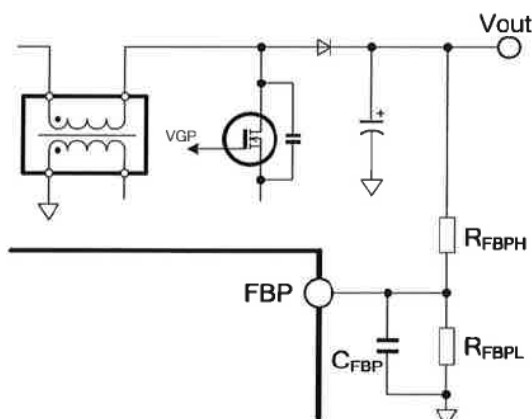
如果数值趋于增大, 那么 Rcomp 可以再高于关闭频率的高频率区域进行增幅。但是如果数值过大, 将会使得波形歪斜。因此请在确认力率等后再调整到 4.7k Ω ~47k Ω 。

3.3 PFC 部分的输出电压以及过电压的调整 (FBP 端子)

PFC 输出电压由外接的分压抗阻值决定。(参考图 25)

请用算式 (5) 确定 PFC 输出电压值。另外为了减少损耗, 上侧分压抗阻值最好为 2M Ω 。(如果 PFC 输出电压大约为 400V 时。)

另外为了避免噪声引起错误动作, 最好在 FBP-GND 之间插入电容器 Cfbp。该电容器对反馈的应答会造成影响, 因此最好使用 1000pF 的电容器。



$$\text{PFC } V_0 = \frac{2.5 \times (R_{FBPH} + R_{FBPL})}{R_{FBPL}} \quad \dots(5)$$

另外过电压检测电压如算式 (6) 所示, 请在该过电压检测电压+范围内选择 PFC 输出电容器的耐压

$$\text{PFC } V_0(\text{OVP}) = \frac{2.75 \times (R_{FBPH} + R_{FBPL})}{R_{FBPL}} \quad \dots(6)$$

图 25 FBP 分压抗阻值

3.4 PFC 部分过电流保护点的调整（CSP 端子）

根据算式（7）决定 PFC 部分的过电流保护点。并且 Ps 为过电流保护点中 PFC 负载电力， η 为 PFC 输出电力变换效率。

$$R_{CSP} = 0.5 \times \frac{\eta \times AC_{min} \times \sqrt{\frac{V_o - (AC_{min} \times 1.2)}{3V_o}}}{\sqrt{2} \times Ps} \quad [\Omega] \dots (7)$$

3.5 LLC 部分 输出监测电压的调整（Vsen 端子）

在进行通常的运行时，Vsen 阈值分别是 Vsen (ON) 为 3.55V，Vsen (OFF) 为 3.25V。激活备份模式时，Vsen 阈值分别是 Vsen (ON) 为 1.0V，Vsen (OFF) 为 0.9V。

Vsen 端子 sink 电流需要 0.2uA。为了不受到 sink 电流的影响，电流最好设计为 20uA 左右。高电位的 Vbulk 检测抗阻 RvsenseH 最好为 2M Ω 。（PFC 输出电压大约为 400V 时。）

为了吸收噪声，在 Vsen 端子与 GND 之间请连接 1000pF~10000 pF 左右的电压。

根据算式（8）所要求的 Brown Out 保护电压阈值 Vbulkreset 计算初始值 RvsenseL(init)，之后把实际额定数值带入算式（9），请最终确认 Vbulkreset 的数值。

在激活备份模式下，由于知道 Vsen 阈值，因此在算式（10）中带入实际额定数值。并请确认所要求的 Vbulkreset (AS ON)。

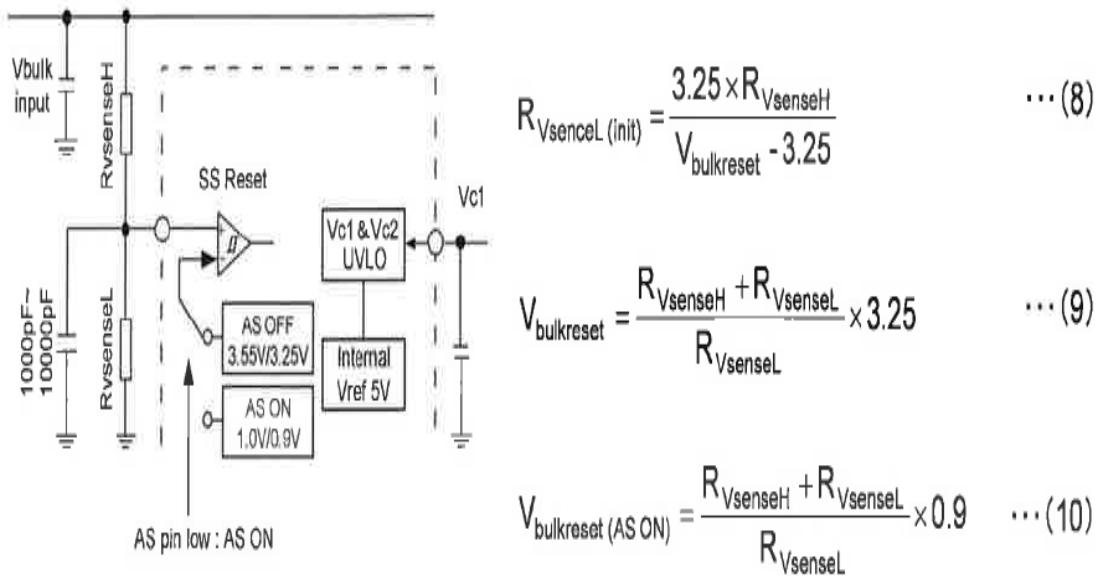


图 26 Vsen 端子内部结构

3.6 LLC 部分振荡器的调整 (FBL 端子)

根据 FBL 端子控制 LLC 部分的振荡频率。在 FBL 端子上确定死时间以及初始、最高、最低振荡频率。

3.6.1 死时间以及初始振荡频率 fss 的调整 (Ct 用电容器的调整)

死时间以及初始振荡频率 fss 由 Ct 电容器容量决定。根据 Ct 电容器容量的不同，死时间以及初始振荡频率 fss 将会出现变动，因此请根据电源特性规格书的特性图确定 Ct 电容器的容量。

另外根据死时间以及 fss 的关系，Ct 电容器的容量最好在 820Pf~2200pF 左右。

3.6.2 最低振荡频率 fmin 的调整 (Rt 控制抗阻的调整)

最低振荡频率 fmin 由连接在 FBL-GND 之间的 Rt 抗阻值确定。Rt 抗阻值与振荡频率的关系请参考电源特性规格书的特性图。根据该特性图计算出所要求的 fmin 的 Rt 抗阻值之后，再根据算式 (11) ~ (13) 确认 fmin。

在此 tcharge 为死时间，tdischarge 为单侧门开启时间。

另外在此所计算的数值为概算值。实际上由于比较器存在应答延迟，因此比 VFBL(top) 以及 VFBL(bottom) 阈值延迟大约 100ns，FBL 将开始放电或充电。

首先用概算值确定额定数值后，请再参考电源特性规格书的特性图的基础上，对实际测出的振荡频率进行调整。(VFBL(bottom) : 1.70V , VFBL(top) : 3.15V)

$$t_{\text{charge}} = \frac{Rt \times Ct \times VFBL_{(\text{top})}}{Rt \times 5.5 \times 10^{-3} - VFBL_{(\text{top})}} - \frac{Rt \times Ct \times VFBL_{(\text{bottom})}}{Rt \times 5.5 \times 10^{-3} - VFBL_{(\text{bottom})}} \quad \text{---- (11)}$$

$$t_{\text{discharge}} = -Rt \times Ct \times \ln \frac{VFBL_{(\text{bottom})}}{VFBL_{(\text{top})}} \quad \text{---- (12)}$$

$$f_{\text{min}} = \frac{1}{2 \times (t_{\text{charge}} + t_{\text{discharge}})} \quad \text{---- (13)}$$

3.6.3 最高振荡频率 fmax 的调整 (FB 限制抗阻的调整)

最高振荡频率 fmax 由并列连接的 Rt 抗阻值以及 FB 抗阻值决定。

请在确认电源特性规格书的特性图后再确定最高振荡频率。

3.7 LLC 部分的软启动以及异常情况下计时器充电时间的调整 (SST 端子)

软启动运行时, 流向 SST 端子的 SS 充电电流 $I_{ss}(\text{charge})$ 为 28uA。SST 电压如果超过 SS 阈值 $V_{ss} 1.5V$, 那么 OCP 运行时, 计时器可以充电, 因此软启动时间设定为 $SST=1.5V$ 达到的时间。SST 电压为 0.6V 的状态下, 门输出开始后, SST 电压达到 1.5V 所需时间为 t_{ss} , 那么根据算式 (14) 进行计算。软启动时, SST 端子电压与振荡频率的关系请参考特性规格书的特性图。

$$t_{ss} = \frac{0.9 \times C_{ss}}{28 \times 10^{-6}} \quad \dots(14)$$

另外在出现异常情况时, 流向 SST 端子的计时器充电电流 $I_{timer}(\text{charge})$ 为 40uA。SST 电压为 2.1V, 并且稳定后, OCP 开始运行, SST 端子的电压所有增加, $SST=3.6$ 达到的时间 T_{timer} 根据算式进行计算。

$$t_{timer} = \frac{1.5 \times C_{ss}}{40 \times 10^{-6}} \quad \dots(15)$$

$SST=3.6V$ 达到后的间隔动作时, 来自于 SST 端子的计时器放电电流 $I_{timer}(\text{discharge})$ 为 6.0uA。

并且间隔动作时, 振荡停止的时间到 SST 电压下降到 $V_{timer}(\text{reset}) 0.35V$ 时将解除。因此间隔动作时的振荡停止时间 $T_{timer}(\text{停止})$ 按照算式 (16) 来进行计算。

$$t_{timer(\text{停止})} = \frac{3.25 \times C_{ss}}{6 \times 10^{-6}} \quad \dots(16)$$

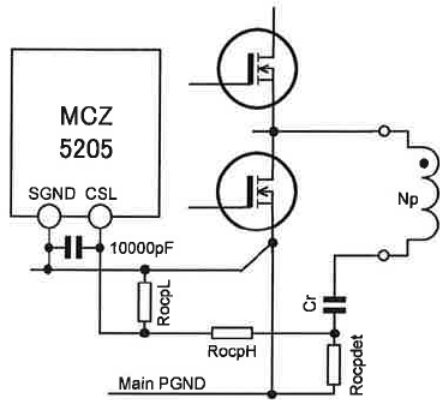
3.8 LLC 部分过电流保护 (OCP、di/dt) 点的调整 (CSL 端子)

根据让 OCP 运行所需要的 OCP 运行电流阈值 I_{pk} , 通过算式 (17) 决定共振电流检测抗阻 R_{ocpdet} 。根据算式 (18) 计算出 $R_{ocp}(\text{init})$ 。

请把实际额定数值代入 R_{ocpL} 中, 并且根据算式 (19) 确认 OCP 动作电流的阈值。在考虑 CSL 端子电流 $I_{csl} 95uA$ 的基础上, R_{ocpH} 最好设定为 $10[\Omega] \sim 47[\Omega]$ 。

如增大 R_{ocpH} 以及 R_{ocpL} 的抗阻值, 那么请在考虑 CSL 端子电流使 CSL 端子电压提高的情况下进行计算。

并且 OCP 检测电压为 $\pm 0.350V$, di/dt 检测电压为 $\pm 0.06V$, 如果把 OCP 检测电压设计的比通常的动作电流高, 那么在通常动作时, di/dt 工恩那个将不会起作用, 并可能造成输出效率降低。



$$R_{ocp\ det} > \frac{0.35}{I_{pk}} \quad [\text{ohm}] \quad \dots(17)$$

$$R_{ocpL(\text{init})} = \frac{0.35 \times R_{ocpH}}{I_{pk} \times R_{ocp\ det} - 0.35} \quad [\text{ohm}] \quad \dots(18)$$

$$I_d = \frac{R_{ocpH} + R_{ocpL}}{R_{ocpL} \times R_{ocp\ det}} \times 0.35 \quad [\text{A}] \quad \dots(19)$$

图 27 CSL 周边电路

为了防止在 CSL 端子中出现开关噪声引起的错误动作，请采用用于过滤器的电容器。过滤器用的电容器最好为 10000Pf (RocpH=10Ω)

3.9 FBP 以及 Vsen 检测线通用时检测抗阻值的计算

如果 FBP 以及 Vsen 检测线通用时，请按照图 28 所示的结构计算出分割抗阻值。高电位 Vbulk 检测抗阻 RH 最好设定为 2MΩ。(PFC 输出电压大约为 400V 时。)

另外如果增大 Vsen-GND 之间的电容器容量，将会对 PFC 的应答造成影响，因此 Cvsen 最好为 1000pF 左右。并且 FBP-GND 之间的电容器 CFBP 也会对 PFC 的应答造成影响，因此最好设定为 1000pF 左右。

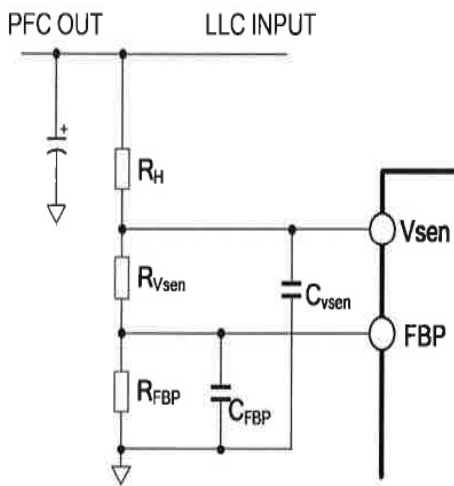


图 28 FBP 分压抗阻值

请把所要求的 PFC 输出电压 PFC Vo 以及 Brown Out 保护电压阈值 Vbulkreset 代入到算式 (20) 中，计算 RFBP。

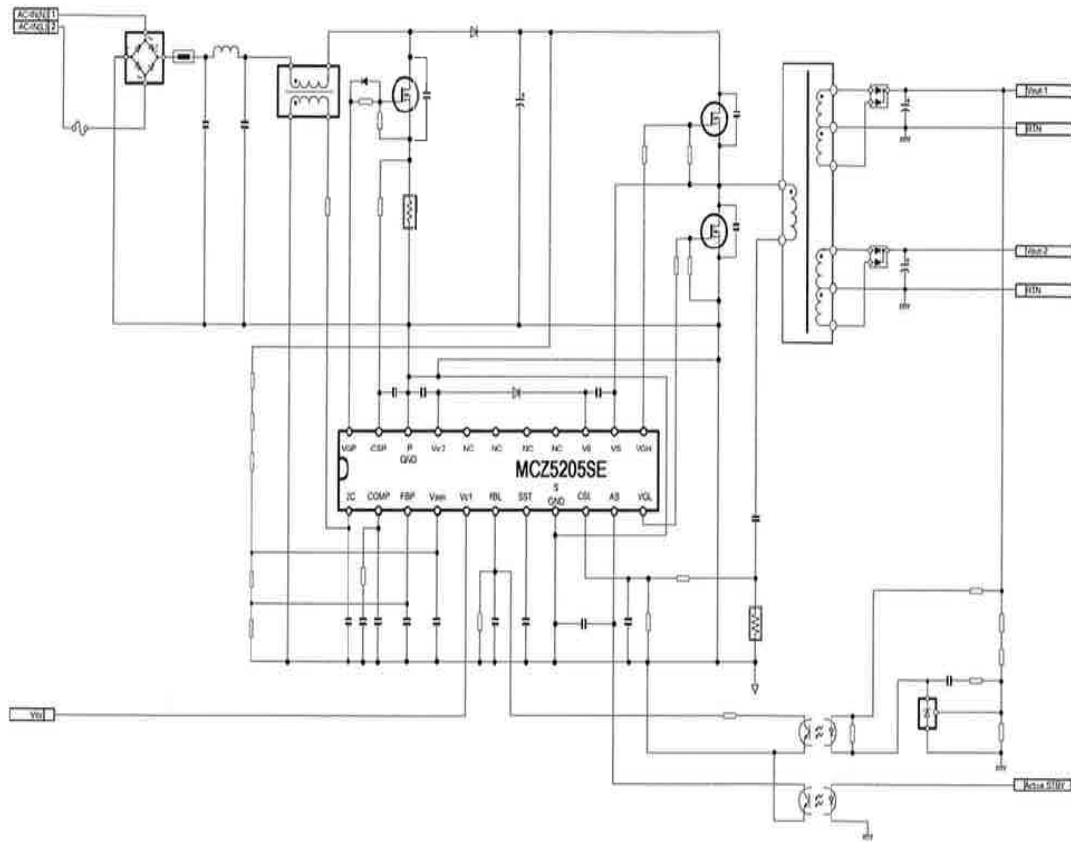
之后请代入到算式 (21)，计算出 Rvsen。

$$R_{FBP} = \frac{2.5 \times R_H \times V_{bulkreset}}{PFC\ Vo \times (V_{bulkreset} - 3.25)} \quad \dots(20)$$

$$R_{vsen} = \frac{3.25 \times R_H}{V_{bulkreset} - 3.25} - R_{FBP} \quad \dots(21)$$

4 电路实例

4.1 代表电路图



5 外形尺寸图 (关于正式的尺寸参数请参考交货说明书)

5.1 SOP22 (MCZ5205SE)

