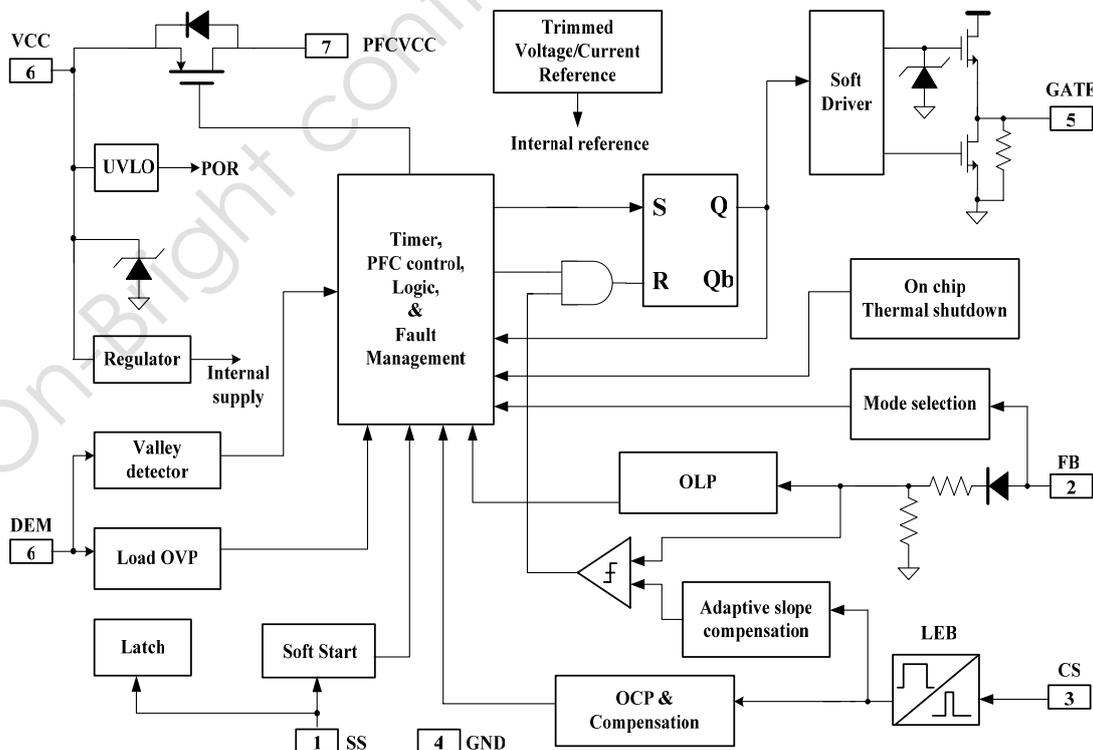


OB2203 设计指导

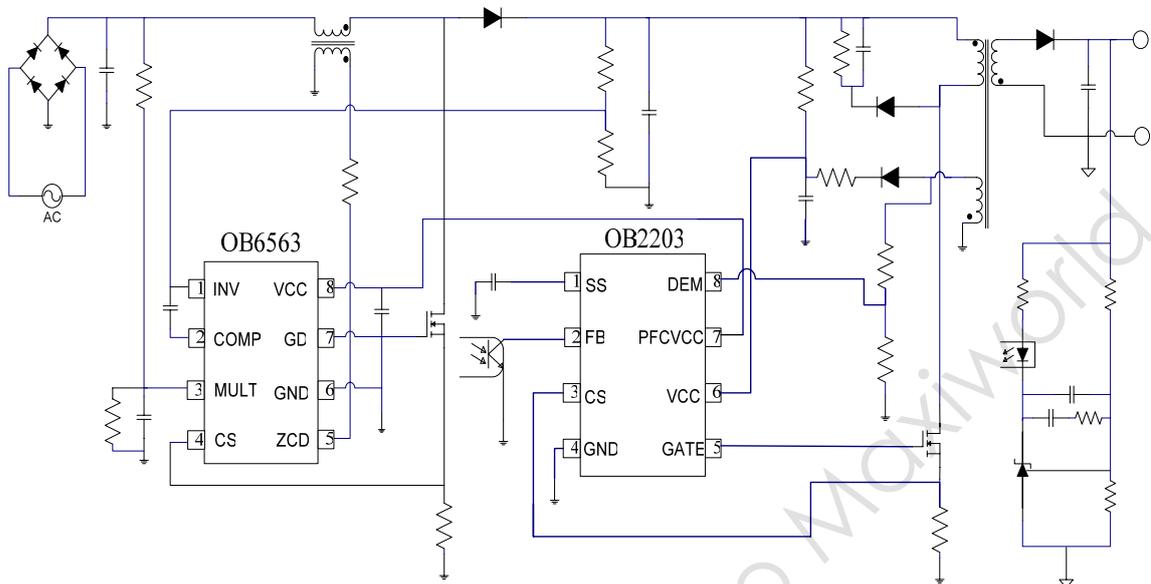
1 OB2203 简介

OB2203 是昂宝电子推出的一款应用在反激变换器场合的多模式 (Multi Mode) 准谐振 (QR, Quasi-Resonant) PWM 控制器。在正常负载时, 系统工作在准谐振 (QR) 模式, 这样可以提高系统的效率, 同时减小 EMI。准谐振系统是一个变频系统, 其系统工作频率随着交流 (AC) 输入电压和负载的变化而变化。为了满足 150KHz 的 CISPR-22 对 EMI 的要求, OB2203 将系统最高开关频率钳位在 130KHz。在轻载时, 系统工作在脉冲频率调制 (PFM) 模式, 系统开关频率随着负载的减小而减小, 从而提高了系统在轻载时的效率。在接近空载时, 系统进入昂宝电子专利的“扩展间歇工作模式”, 从而大大提高了系统的空载效率, 减小了待机功耗。OB2203 内置了一个 P 沟道 MOS 开关, 该开关连接 OB2203 的电源管脚和 PFC 控制器的电源管脚, 同时 OB2203 还集成了 PFC 控制电路, 使得系统在轻载时关掉 PFC, 从而省掉了一个功率级, 使系统在轻载时效率大大提高。在与昂宝电子的 PFC 控制器 OB6563 组成的 120W 系统中, 系统待机功耗可以降至 0.4W 以下。OB2203 集成了诸多的保护功能, 包括: 逐周期电流限制, 欠压保护 (UVLO), 芯片过压保护, 可编程的输出过压保护 (Load OVP), 过载保护 (OLP), 芯片过温度保护 (OTP), 可编程的软启动功能, 外部可触发的闩锁功能, 最大导通时间限制, 在 QR 模式下最高和最低频率限制, 等等。

2 芯片内部模块图



3 典型应用图



4 引脚描述

管脚编号	管脚名称	功能描述
1	SS	软启动管脚。启动时芯片内部一个 10uA 电流源对外接在 SS 的电容充电，当充电至 2.2V 时，启动过程结束。当把 SS 管脚上拉至 3.8V 以上时，还可以触发芯片闩锁 (latch) 功能。
2	FB	系统反馈管脚。PWM 占空比由 FB 和 CS (管脚 3) 的电压决定。工作时，FB 的电压决定了系统工作在三种模式之一：准谐振 (QR) 模式，脉冲频率调制 (PFM) 模式，和间歇工作模式 (Burst mode)。
3	CS	电流检测管脚
4	GND	芯片地 (ground) 管脚
5	GATE	外部功率 MOSFET 栅极驱动管脚
6	VCC	芯片电源管脚。
7	PFCVCC	PFC 控制器电源管脚。OB2203 内部集成了一个开关，该开关连接 OB2203 的电源管脚 (VCC) 和 PFC 控制器的电源管脚。在轻载或者保护发生时，OB2203 会切断 PFC 控制器的电源，从而关断了 PFC 级，系统效率和可靠性因此得到增加。
8	DEM	消磁 (Demagnetization) 检测管脚。通过对辅助绕组电压进行谷底检测，从而实现了准谐振控制。DEM 管脚也用来做负载端过压保护 (OVP) 检测。

5 设计指导

5.1 准谐振(QR)控制简介

众所周知,反激变换器(flyback converter)的变压器存在着寄生漏感 L_{leak} , 功率 MOSFET 源极和漏极之间存在着寄生电容 C_p , 如下图 1 所示。对于传统的固定频率的反激式转换器而言,它们不但会降低系统的效率,而且会影响系统 EMI。比如,当功率 MOSFET 关断后,首先寄生电容 C_p 与寄生漏感 L_{leak} 发生谐振,从而在 MOSFET 漏极产生很高的尖峰电压(如下图 1 所示的 t_1 - t_2 间漏极电压 V_{ds} 的波形),之后就是变压器主电感 L_p 消磁(t_2 - t_3)。当变压器主电感消磁结束后, C_p 将与 L_p 进行谐振,从而使 MOSFET 漏极电压成振荡衰减变化,但始终具有相当大的数值。当下一个时钟周期的 MOSFET 导通时间开始时, C_p 会通过 MOSFET 放电,产生很大的电流尖峰,该电流尖峰不但会引起开关损耗,而且由于其含有大量的谐波含量,从而产生 EMI。

准谐振控制利用了寄生器件,其核心就是一个 LC 谐振腔(由 C_p 和 L_p)组成。每次 MOSFET 关断后,当主电感 L_p 消磁结束而和 C_p 进入自由谐振状态时,系统会在 MOSFET 漏极谐振电压波形的诸多谷底中选择一个打开新的开关周期(如图 1 所示选择第二个谷底),这样系统的开关损耗和 EMI 可以大大降低。由 L_p 和 C_p 构成的谐振周期相对于开关周期而言较小,所以系统近似于工作在临界导通模式(Transition mode),利用此近似很多计算可以大大简化。

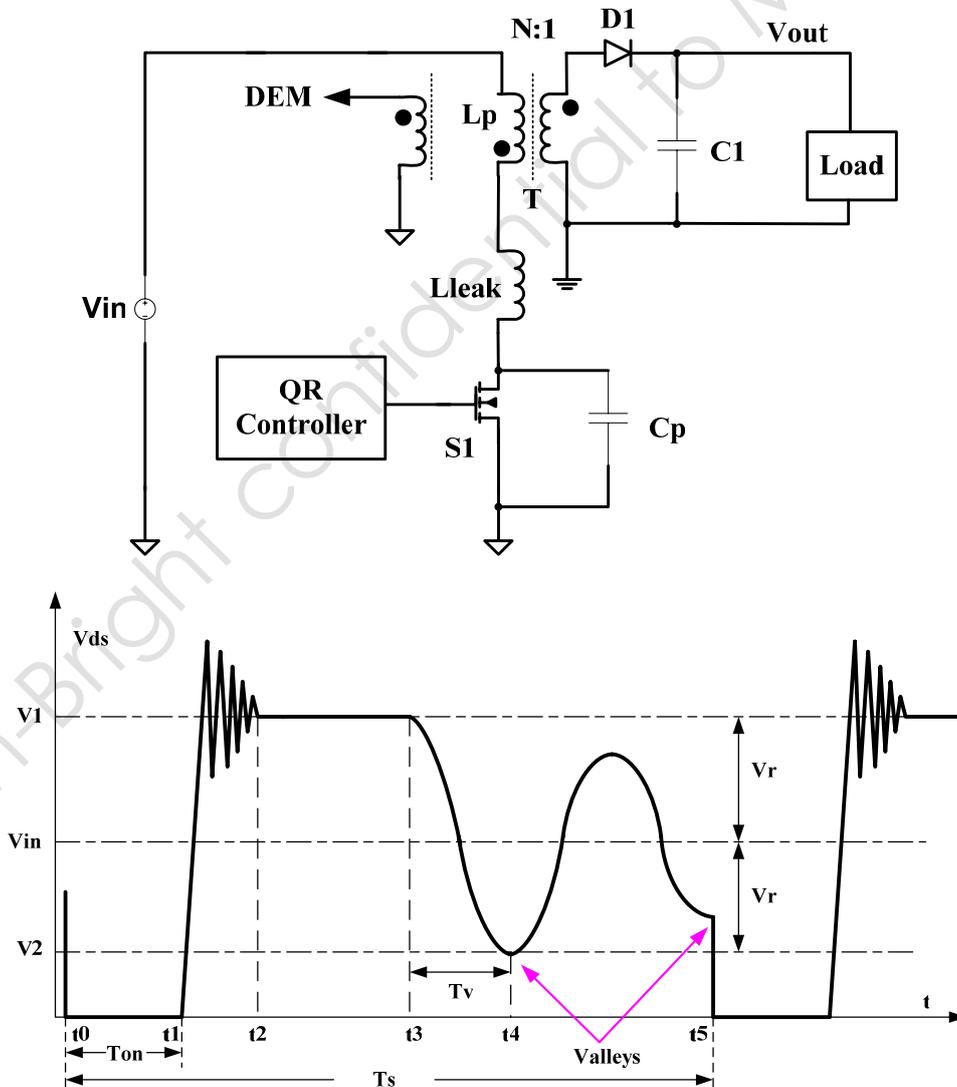


图 1. OB2203 准谐振 (QR) 控制示意图

由于准谐振系统近似工作在临界模式，系统开关周期内的占空比为：

$$D = \frac{N(V_{OUT} + V_F)}{N(V_{OUT} + V_F) + V_{in_DC}} \quad (5.1)$$

上式中， V_F 为次级整流二极管压降。D 为准谐振的占空比，只与输入电压 V_{in_DC} ，输出电压 V_{OUT} ，初级、次级绕组比例 N 有关。

准谐振系统的开关频率 f_s 可以表示为：

$$f_s = \frac{\eta V_{in_DC}^2}{2L_P P_{OUT}} D^2 = \frac{\eta}{2L_P P_{OUT}} \left(\frac{N(V_{OUT} + V_F)}{1 + \frac{N(V_{OUT} + V_F)}{V_{in_DC}}} \right)^2 \quad (5.2)$$

上式中， η 为系统功率转换效率， L_P 为变压器主电感感量。

从上式可以看出，准谐振系统工作频率 f_s 与输出功率 P_{out} 和输入电压 V_{in} 有关。输出功率越大，系统频率越低，输入电压 V_{in} 越低，系统工作频率越低。在相同输出功率 P_{out} 情况下，频率与输入电压关系如图 2 所示。

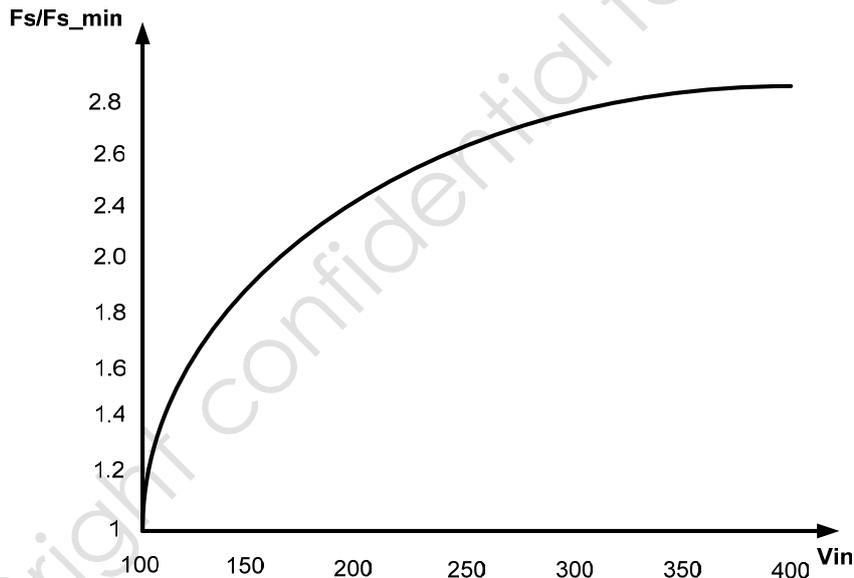


图 2. 固定输出功率，不同输入电压下开关频率

准谐振系统的优点

■ 良好的 EMI 性能

QR 系统在工作时，系统开关频率会被调制，因此调制后频谱被扩展到一个宽的范围，而定频系统则只被调制在开关频率及其倍频的频率点上，所以 QR 系统的 EMI 性能相对于普通定频系统有较大的改善。

■ 更高的效率

按照上述的 QR 系统的工作原理可知，新的开关周期触发正好在漏极谐振电压的某个谷底开始，系统的开关损耗由此大大降低。

■ 内在的短路保护功能

当系统短路时，消磁电压变得很低，从而使消磁时间变得很长，因此开关周期的占空比很低，从而系统输出功率也大大减小。

5.2 OB2203 功能描述

5.2.1 多模式工作 (Multi mode operation) 提高系统在全负载范围内的效率

为了提高效率，OB2203 采用了多模式控制方式。半载以上系统工作在准谐振模式；负载较轻时系统工作在脉冲频率调制(PFM, pulse frequency modulation)模式，随着负载变轻，工作频率也被降低，从而降低了开关损耗。负载极轻时工作在间歇工作模式，从而降低了待机功耗；各模式的切换通过系统反馈电压 FB 来控制，如图 3 所示

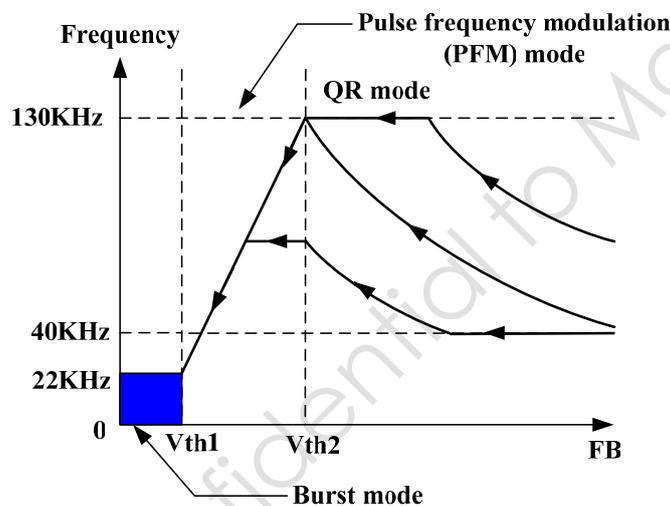


图 3. OB2203 多模式工作示意图

当 FB 大于 V_{th2} 时，系统工作在准谐振模式，工作频率与线输入电压和负载有关。为了避免工作频率过高或过低，OB2203 在准谐振模式下引入了 130KHz 和 40KHz 上下限“频率钳位”(见 5.2.3)。

当 FB 在 V_{th1} 和 V_{th2} 之间时，系统工作在脉冲频率调制模式。在此模式下功率 MOSFET 导通时间保持不变，而负载降低引起系统开关频率降低。

当 FB 小于 V_{th1} 时，系统工作在间歇工作模式。此时负载很低，功率 MOSFET 保持关闭，在这种模式下，功率 MOSFET 大部分时间处于关闭状态，从而降低了系统待机功耗。

5.2.2 频率钳位

OB2203 将系统最高工作频率钳位在 130KHz，从而满足 150KHz 的 CISPR-22 对 EMI 的要求。在准谐振模式下，OB2203 将系统最低工作频率钳位在 40KHz，从而避免了音频噪声。在每个周期中，最大导通时间和最大关断时间被限制在 45us。

5.2.3 PFC 开关控制

在中大功率应用中，一般在 PWM 功率级的前级由 PFC 先作预调整(Pre-regulation)。因此，为简化 PFC/PWM 级连时候的系统设计，OB2203 集成了一个 PMOS 开关，并通过该开关直接给 PFC 级控制器的 VCC 供电(通过“PFCVCC”管脚)，从而实现了 PFC 级的控制，OB2203 对 PFC 的控制

情况如下图 4 所示

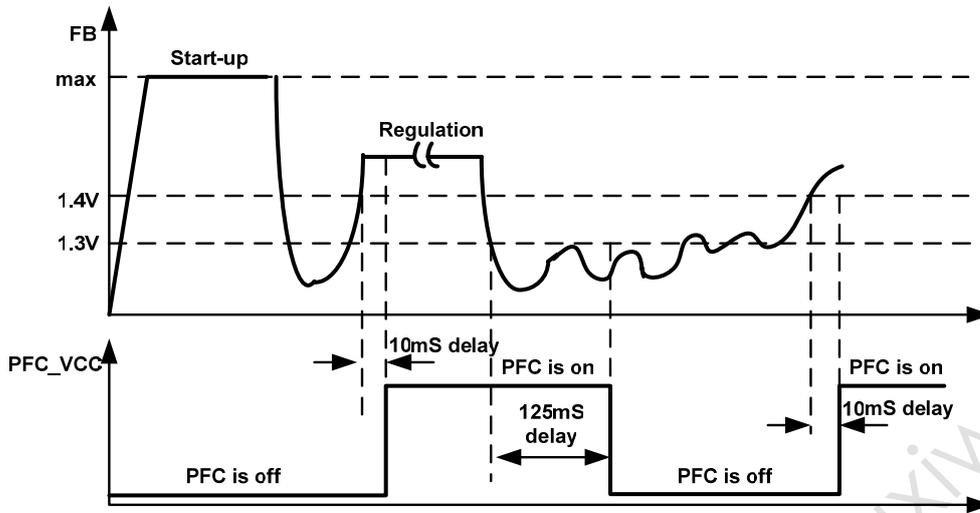


图 4. OB2203 PFC 开关控制

- 如果系统从重载进入轻载工作, OB2203 会在延时 125mS 时间以后关闭 PFC.
- 如果系统从轻载进入重载工作, OB2203 会在延时 10mS 时间以后开启 PFC.
- OB2203 如果在系统发生任何异常情况 (OLP, OTP, OVP 等等) 时则都会关闭 PFC 以保护系统安全.

5.2.4 可编程软启动

软启动功能可以降低系统启动过程中功率 MOSFET 的电压应力。OB2203 提供了可编程软启动 (soft start) 功能。每次系统重新启动都会经历软启动过程, 当 VDD 电压达到 UVLO (OFF) 时, 10uA 电流从 SS 脚流出对外接电容进行充电, 在此过程中流过功率 MOSFET 的峰值电流从 0 开始逐渐上升, 直到 SS 脚电压达到 2.2V, 软启动结束。电路示意图如下图 5 所示

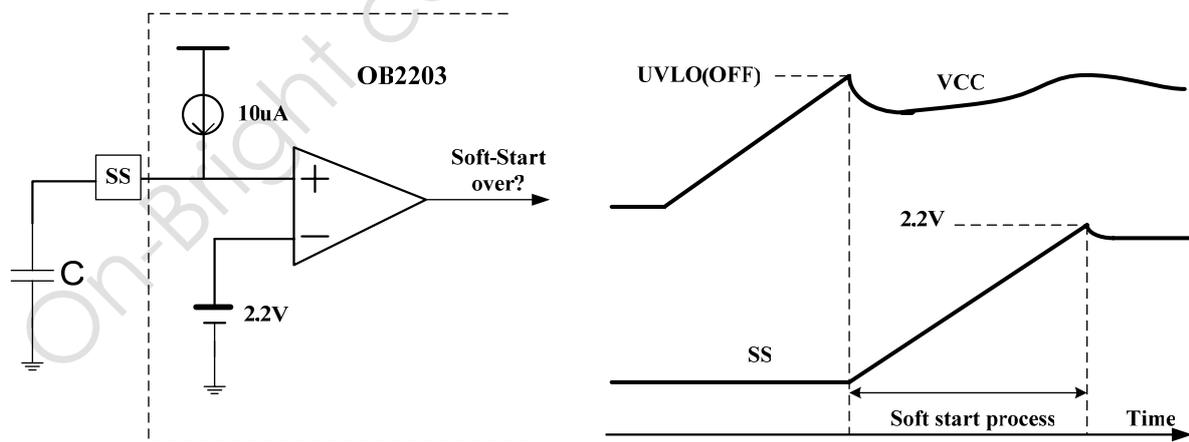


图 5. OB2203 可编程软启动示意图

外接电容值 C (单位为: 法拉) 和软启动时间 t (单位为: 秒) 满足如下关系

$$t = 2.2 \times 10^5 \times C \quad (5.3)$$

5.2.5 消磁检测 (Demagnetization)

主电感消磁检测是通过辅助绕组 n3 来实现的, 如图 6 所示。辅助绕组 n3 通过分压比例电阻 R1 和 R2 接到 DEM 管脚, 与内部 75mV 的阈值电压相比较, 并且只有在 DEM 管脚电压处在下降沿时才可以触发新的周期。图 7 显示了初次级电流与 DEM 管脚电压的典型波形。

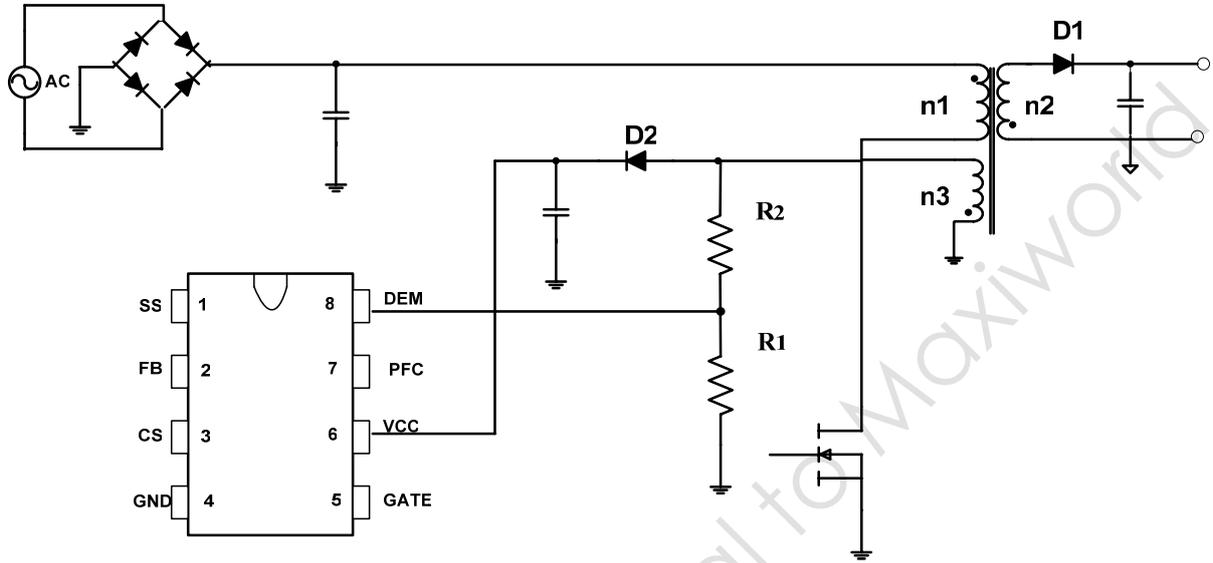


图 6. OB2203 消磁检测

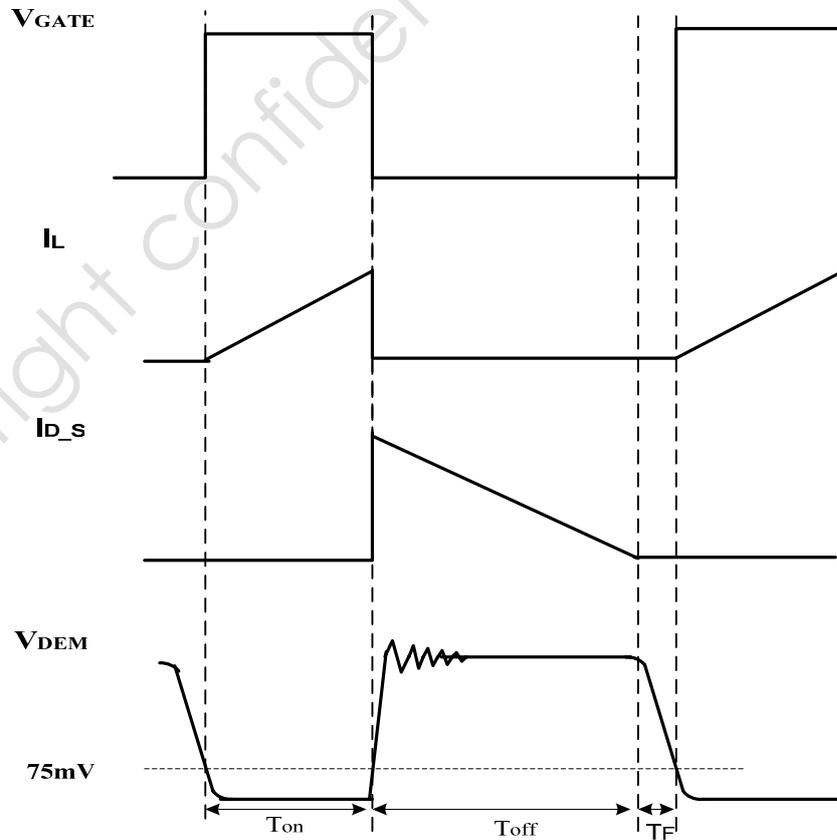


图 7. V_{DEM} 与初次级电流电压典型波形

如图 7 所示，当功率 MOSFET 关断时，次级的二极管 D1 处在续流状态，此时辅助绕组 n3 上为高电平，DEM 管脚在芯片内部钳位在 5.8V。当变压器存储的能量释放完毕时，次级二极管 D1 上流过的电流 $I_{D,S}$ 降到零，辅助绕组 n3 上的电压开始下降。此时变压器初级绕组 n1 的电感 L_P 和功率 MOSFET 漏极等效电容 C_D 开始谐振，经过 T_F 时间后 V_{DEM} 电压降低至 75mV，打开功率 MOSFET。

5.2.6 可编程负载端过压保护 (Load OVP)

OB2203 集成负载端过压保护(Load OVP)功能，通过检测功率 MOSFET 关断时 DEM 管脚的电压，来实现负载端过压保护。在功率 MOSFET 处于关断状态时，DEM 上的电压与输出电压成比例，比例系数与辅助绕组和次级绕组的匝数比有关，并且正比于辅助绕组到 DEM 管脚的电阻分压比，如图 8 所示。

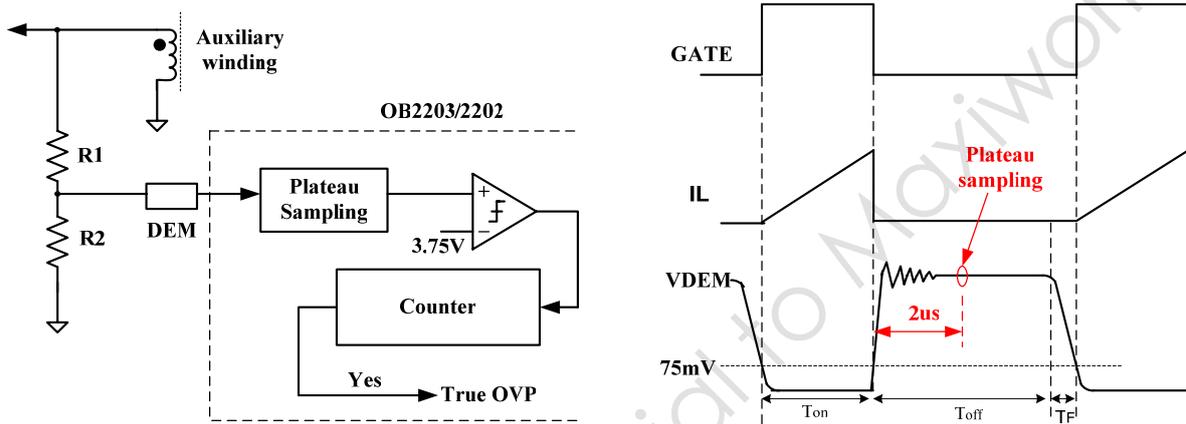


图 8. 负载端过压保护检测与波形

通过检测 DEM 上的电压，即可监控输出电压。

$$V_{DEM} = \frac{R_1 * N_{aux} * V_{OUT}}{(R_1 + R_2) * N_S} \quad (5.4)$$

上式中， N_{aux} 为辅助绕组 n3 的匝数， N_S 为次级绕组 n2 的匝数， V_{OUT} 为次级输出电压， R_1 和 R_2 为辅助绕组到 DEM 管脚的分压电阻。OB223 过压保护被触发对应 DEM 的阈值电压为 3.75V。在负载过压保护中，为了保证检测到真正的输出过压情况，OB2203 内置了平台检测 (Plateau sampling) 以防止被功率 MOSFET 关断时漏感引起的毛刺误触发，平台检测点放在功率 MOSFET 关断后 2us 处。同时为了确认出现真正的过压情况，OB2203 内置有计数器，如图 8 所示。

5.2.7 自适应斜率补偿消除满载时的次谐波振荡

OB2203 将系统在准谐振模式工作时的最低频率钳位在 40kHz，所以在低压满载时，系统可能会进入 CCM 模式，在这种情况下，OB2203 会自动在电流检测环路中加入斜率补偿 (slope compensation)，从而避免了次谐波振荡 (sub harmonic oscillation)。在正常工作时，斜率补偿自动消失。

5.2.8 内置过功率保护 (Over Power Protection) 补偿

过功率补偿在带 PFC 系统中有两个作用：其一是 PFC 级可能采用两段式，所以过功率补偿能补偿两段式带来的过功率差别；其二是在启动过程中，由于应用 OB2203 的系统是先启动 PWM 级，所以过功率补偿会有助于系统的启动。

由于采用了准谐振的控制架构，系统最大输出功率不仅与初级的峰值电流 I_{PK} 有关，还和输入

电压 V_{DC} 有着很大关系。它们的关系式如下

$$P_{O_MAX} = \eta \frac{I_{PK}}{2} \left(\frac{N(V_{OUT} + V_F)V_{in_DC}}{N(V_{OUT} + V_F) + V_{in_DC}} \right) \quad (5.5)$$

上式中, P_{O_MAX} 为系统最大输出功率, η 为系统满载时功率转换效率, V_{OUT} 为次级输出电压, V_{in_DC} 为 QR 系统输入电压(或者为 PFC 级输出电压, 或者为线输入整流电压), N 为变压器初级与次级匝数比, V_F 为次级整流二极管压降。

从 5.5 式可知, 如果让初级的峰值电流 I_{PK} 设定在一个固定的值, 则最大输出功率 P_{O_MAX} 将会随着输入电压 V_{in_DC} 的增大而增大。为了在不同的输入电压下, 能够实现相同的最大输出功率, OB2203 对过流保护(Over current protection, OCP)进行了补偿, 补偿是基于开关导通时间的。由于输入电压越大, 功率 MOSFET 的导通时间越短, 如果设计过流保护值相应变小, 就能实现最大的输出功率基本不会随着输入电压 V_{in_DC} 的变化而变化。在 OB2203 中, 过流保护电压与功率 MOSFET 的最大导通时间关系如下图 9 所示

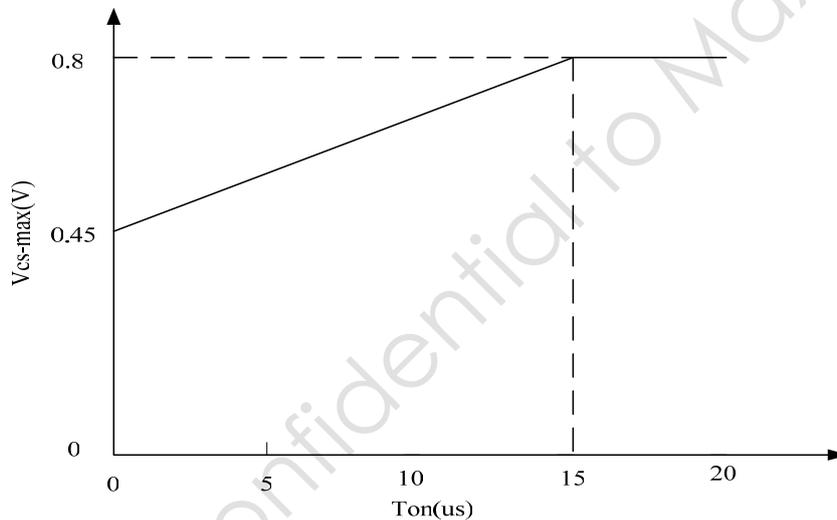


图 9. 过功率保护 (OPP) 补偿

5.2.9 其它内置保护说明

5.2.9.1 短路保护(SCP)、过流保护(OCP), 过功率保护(OLP), 及反馈开环保护(Open Loop Protection)

当系统输出发生短路、过流、过功率或者反馈出现开环状态现象时, 系统输出电压会下降, 反馈电压 FB 相应上升; 当这种现象持续 80 毫秒后, OB2203 将使系统进入过功率保护(OLP)状态, GATE 会立即关闭输出, 从而保护整个系统, 然后芯片系统重新启动, 当故障依然存在时系统将重复上述现象。

5.2.9.2 芯片过压保护(OVP)及过压钳位(VDD clamp)

OB2203 内置有芯片过压保护(OVP)电路及 VDD 管脚过压钳位电路, 当 VDD 端电压上升到 31V 时, 芯片就会进入过压保护状态, 这时 Gate 停止输出脉冲, 从而保护整个系统。如果 VDD 端电压由于其他原因导致持续上升, 一旦 $VDD \geq 32V$ (典型值), 内置电路将进行钳位以保护芯片不被烧毁。

5.2.9.3 欠压保护(UVLO)

OB2203 内置有欠压保护电路(UVLO)，当 VDD 端电压小于 9V（典型值）时，芯片就会进入欠压保护状态，这时芯片停止工作。

5.2.9.4 芯片过温保护(OTP)

OB2203 内置有过温保护功能(OTP)，当芯片温度超过 140°C 时，GATE 输出立即关闭，并进入闩锁(Latch)保护状态(见 5.2.10.5)。

5.2.9.5 闩锁(latch)保护

OB2203 提供四种闩锁保护：芯片 VDD 过压保护闩锁(IC VDD OVP Latch)，芯片过温度保护闩锁(IC OTP Latch)，负载端过压保护闩锁(Load OVP Latch)和外部触发闩锁。芯片解除闩锁状态的条件是 VDD 电压低于 6.0V。

- 芯片 VDD 过压保护闩锁：当芯片 VDD 电压高于 31V(典型值)时，进入芯片 OVP 保护和闩锁状态。
- 芯片过温度保护闩锁：当芯片温度超过 140°C 时，进入 OTP 保护和闩锁状态。
- 负载端过压保护闩锁：当 DEM 管脚检测到负载端过压时，进入 Load OVP 保护和闩锁状态。
- 外部触发闩锁：当 SS 管脚电压超过 3.8V 时，进入闩锁状态。

5.3 OB2203 系统设计

5.3.1 输出功率与系统拓扑结构

75W 以上的电源适配器需要有 PFC 预处理级(pre-regulation)。在 75W 以上的电源适配器系统设计中，PFC 级的控制芯片推荐采用昂宝电子的功率因子校正器 OB6563，这样整个系统能够实现小于 0.4W 的待机功耗。关于 OB6563 的设计，请参见昂宝电子的 OB6563 的 Design Guide，在此就不再详述，在 OB2203 的 Demo Board Manual 中，我们将给出 PFC 级的电路图和 BOM。下面的设计过程将以 PWM 级为主，同时考虑到有 PFC 预处理级的情况。

在 OB2203+OB6563 的电源适配器方案中，系统启动过程是先 PWM 级启动，然后再打开 PFC 级。在系统处于轻载时，OB2203 将关掉 PFC 级以提高系统轻载效率。PFC 级可以采用传统的单电压 400VDC 输出，也可以采用两段式以提高效率。

如果应用 OB2203 在低功率无 PFC 级的场合，则只需要将 PFCVCC 管脚浮空即可。

5.3.2 确定 Bulk 电容

在有 PFC 预处理级的场合，PWM 级的输入 Bulk 电容也就是 PFC 级的输出滤波电容，所以此电容大小会影响 PFC 级输出纹波大小(参见 OB6563 的 Design Guide)。在启动时，由于 PFC 级未打开，所以系统启动类似于无 PFC 级的情形。结合整个系统考虑，此 Bulk 电容的大小由以下两个因素决定：

- 最小的交流输入电压 V_{AC_min}
- 最小的 Bulk 直流电压 V_{DC_min}

最小的交流输入电压为 85VAC，最小的 Bulk 直流电压发生在 85VAC 满载启动时。由于在最小的 Bulk 直流电压处的开关周期内的导通时间(On time)最长，而 OB2203 采用的 OCP 补偿方式是基于 On time 的，并且最大补偿到 15us。所以如果 Bulk 电压在启动时掉得更低而导致更长的 On time，

OCP 补偿将不再对启动过程产生贡献。

假定满载时系统在 120VDC (对应 85VAC) 处开关频率为 40KHz ($T_s=25\mu s$)，则 15 μs 对应的占空比为 0.6。并且假定在 120VDC 处系统工作还在准谐振模式，而且对应的占空比为 0.45，则根据准谐振理论，占空比为 0.6 时对应的 Bulk 直流电压为 65.5V，此电压即为最小的 Bulk 直流电压 V_{DC_min} 。实际选择可以进行调整。这样最小 Bulk 电容就可以确定下来：

$$C_{BULK_min} = \frac{P_{in_MAX} \times \left(\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(\frac{V_{DC_min}}{V_{AC_min} \times \sqrt{2}} \right) \right)}{\pi \times f_L \times \left(2 \times V_{AC_min}^2 - V_{DC_min}^2 \right)} \quad (5.6)$$

上式中， C_{BULK_min} 为最小 Bulk 电容， f_L 为交流输入电压频率 (最大为 60Hz)。假定满载效率为 85%，则 120W 系统最大输入功率 P_{in_max} 为 141W，将这些参数代入上式可得 120W 系统最小的 Bulk 电容为 155.8 μF 。

实际上最低的 Bulk 直流电压近似取 Bulk 电容上纹波的中间值 (对于最小的交流输入电压 85VAC，可取 90VDC) 也能得到较好的结果。

5.3.3 变压器设计

准谐振系统的变压器设计包括确定初级、次级匝数 $N=N_p/N_s$ ，变压器初级感量 L_p ，以及初、次级匝数。

5.3.3.1 初级、次级匝比例 $N=N_p/N_s$ 设计

系统设计首先需要确定功率管的耐压 V_{BR} ，根据 V_{BR} 来设计初级、次级最大绕组比例 N_{max} 。

$$N_{max} = \frac{V_{BR} - V_{DC_max} - \Delta V}{V_{out} + V_F} \quad (5.7)$$

V_{DC_max} 为最大输入电压， ΔV 为功率管关断时由变压器漏感引起的过冲峰值电压， V_F 为二次侧二极管正向压降。

根据二次侧二极管的最大反向耐压，确定最小的初级、次级匝比 N_{min} 。

$$N_{min} = \frac{V_{DC_max}}{V_R - V_{out} - V_F} \quad (5.8)$$

在上式中， V_R 为二次侧二极管最大反向耐压。

按照功率管耐压和二次侧二极管的反向耐压，取合理的 N 值，满足 $N_{min} < N < N_{max}$ 。

5.3.3.2 初级感量 L_p 设计

由准谐振控制的基本理论可知，系统变压器主电感的感量 L_p 大小与输入电压 V_{in_DC} ，输出电压 V_{OUT} 、匝数比 N ，开关频率 f_s 、以及输出功率 P_{out} 有关，由 5.2 式可得：

$$L_p = \frac{\eta}{2f_s P_{OUT}} \left(\frac{N(V_{OUT} + V_F)}{1 + \frac{N(V_{OUT} + V_F)}{V_{in_DC}}} \right)^2 \quad (5.9)$$

从上式可以看出，给定输入输出电压、输出功率、以及匝数比，相当于给定占空比时，则变压器主电感感量 L_p 的选取与系统开关频率的设定有关。而系统开关频率的设定有两个限制：其一，在低电

压满载时，系统工作频率必须在音频范围之外，所以必须大于 20KHz，建议设定为 40KHz 以上，从而决定了变压器感量的下限。其二，在高压半载时，系统的开关频率小于 130KHz，从而避免系统会在两个谷底之间来回切换造成不稳定，因为这时候也可能导致音频噪声出现，从而决定了变压器感量的下限。OB2203 在准谐振模式下的最低工作频率为 40K，把满载工作时最低直流输入电压对应的工作频率设置在 40KHz，得到变压器初级感量 L_p 的下限；把高压(在此场合即为 PFC 级输出最高电压，440VDC)半载工作时对应的工作频率设置在 130KHz，得到变压器初级感量的上限：

$$\frac{V_{DC_min}^2 \eta}{2P_{full} f_s} \left[\frac{N(V_{OUT} + V_F)}{V_{DC_min} + N(V_{OUT} + V_F)} \right]^2 < L_p < \frac{V_{DC_max}^2 \eta}{2P_{half} f_s} \left[\frac{N(V_{OUT} + V_F)}{V_{DC_max} + N(V_{OUT} + V_F)} \right]^2 \quad (5.10)$$

实际设计时，可以选取上下限的中间值附近。

5.3.4 副边整流二极管和输出电容的设计

整流二极管得最大的反向电压和有效电流由下式确定

$$\text{反向电压: } V_{rev} = V_o + \frac{V_{in-max}}{N} \quad (5.11)$$

$$\text{有效电流: } I_D^{rms} = I_{DS}^{rms} * N * \sqrt{\frac{1-D_{max}}{D_{max}}} \quad (5.12)$$

一般选取整流二极管时，反向耐压至少取 $1.3 * V_{rev}$ ，正向电流至少取 $1.5 * I_D^{rms}$ 。

输出电容值，由输出纹波电流决定，输出纹波电流计算式如下

$$I_C^{rms} = I_o^{DC} * \sqrt{\left(\frac{4}{3(1-D_{max})} - 1 \right)} \quad (5.13)$$

5.3.5 反馈控制电路的设计

OB2203 采用了电流模式控制方式，电流控制因子 K 计算式如下

$$K = \frac{I_{pk}}{V_{FB}} \quad (5.14)$$

I_{pk} 是功率 MOSFET 的峰值电流， V_{FB} 是 FB 脚的反馈电压。

对于反激准谐振系统，从控制端到输出的小信号传输函数如下

$$G_{VC} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{FB}} = \frac{K \cdot R_L V_{in_DC} N}{2[N(V_o + V_F) + V_{in_DC}]} \cdot \frac{(1+s/w_z)(1-s/w_{rz})}{1+s/w_p} \quad (5.15)$$

V_{in_DC} 是 bulk 电压， R_L 是输出等效负载电阻，N 是原副边匝数比， V_{OUT} 是输出直流电压， V_F 是副边整流二极管的正向压降，K 是电流控制因子，零极点计算式如下

$$w_z = \frac{1}{R_C C_o}, \quad w_{rz} = \frac{R_L(1-D)^2 N^2}{DL_p}, \quad w_p = \frac{1+D}{R_L C_o}$$

L_p 是原边感量，D 是占空比， C_o 是输出电容， R_C 是输出电容等效串联电阻，并且 w_{rz} 是右半平面零

点。

OB2203 外围的反馈补偿电路采用单极零点补偿的电路，如下图

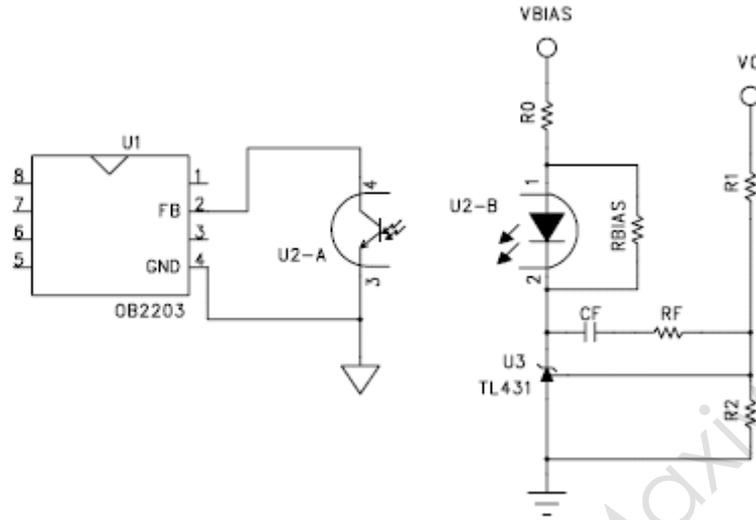


图 10. 反馈补偿电路

反馈电路的传输函数如下

$$H = \frac{\hat{v}_{FB}}{\hat{v}_O} = -\frac{w_i}{s} \cdot \frac{1 + s/w_{zc}}{1 + s/w_{pc}} \quad (5.16)$$

其中, $w_i = \frac{R_B \cdot CTR}{R_1 R_D C_F}$, $w_{zc} = \frac{1}{R_F C_F}$, $w_{pc} = \frac{1}{R_B C_B}$

控制端到输出的传输函数 G_{VC} 零极点随着 Buck 的电压和负载的不同有着较大的变化；并且在最低 Buck 电压和满载的条件下， G_{VC} 右半平面的零点有最小值了；而且工作电压 (Buck 电压) 最低变到最大值， G_{VC} 的 DC 增益大概增加了 6dB。故设计反馈电路，满足在最低 Buck 电压和满载的条件下系统有足够的相位裕度，则在其他条件下系统也是稳定的。

反馈环路的设计步骤如下：

- (1) 定义系统的开环传输函数 $G_{VC} \cdot H$ 的 0dB 带宽 (f_c)，它应既小于 G_{VC} 右半平面的零点 (f_{rz}) 最小值的三分之一，也小于最小开关频率的二分之一。
- (2) 设计反馈环路的补偿零点 (f_{zc}) 大概在 $f_c / 3$ 处。
- (3) 设计反馈环路的补偿极点 (f_{pc}) 大概在 $3f_c$ 处。
- (4) 设计反馈环路的 DC 增益 (w_i / w_{zc})，使得系统的开环传输函数 $G_{VC} \cdot H$ 在 f_c 处为 0dB。

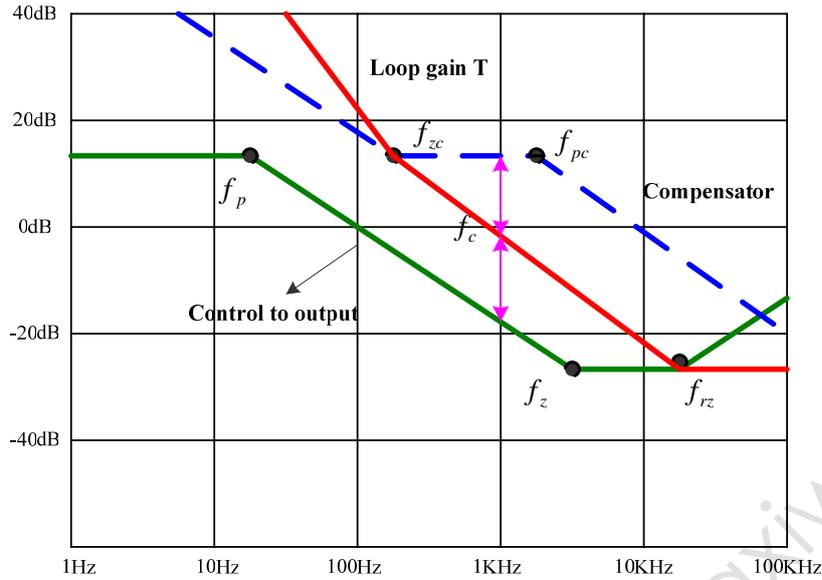


图 11. 反馈环路波特图

另外 R_1 , R_2 , R_D , R_{bias} 的设计值应满足下式

$$R_2 = \frac{2.5R_1}{V_O - 2.5} \quad \frac{V_{bias} - V_{OP} - 2.5}{R_D} > I_{FB} \quad \frac{V_{OP}}{R_{bias}} > 1mA \quad (5.17)$$

V_{OP} 是光藕的正向压降, I_{FB} 是 FB 脚的反馈电流。

5.3.6 OB2203 启动电路设计

5.3.6.1 OB2203 具有如下两种启动方式

- 1) 整流桥后的启动方式: 传统从整流滤波后启动电路方式见图 12 左侧。启动时间计算见 5.18
- 2) 整流桥前的启动方式: 使 VDD 脚通过限流电阻连到 X 电容的放电电阻中间, 可以节省启动功耗. 其启动电路见图 12 右侧, 因为输入为正弦波, 计算启动时间时 Vdc 取 V_{in} 有效值, 带入 5.18 公式计算启动时间 (其中 R_{in} 取 $R1+R3$)。

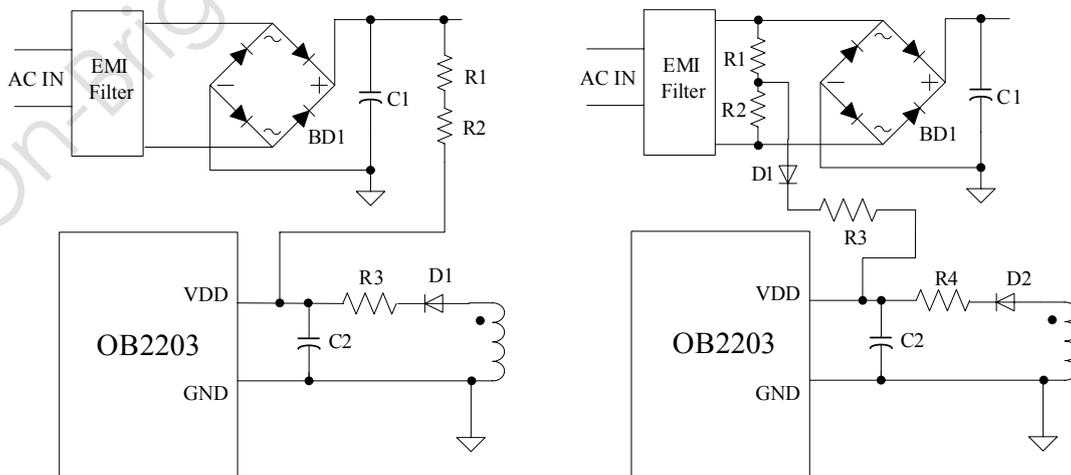


图 12. 整流桥后和整流桥前启动方式

5.3.6.2 系统的启动时间

以上的两种启动方式当电源上电开机时通过启动电阻 R_{IN} 给 VDD 端的电容 C2 充电,直到 VDD 端电压达到芯片的启动电压 $UVLO(OFF)$ (典型值 15V) 时芯片才被激活, 并且驱动整个电源系统正常工作。在图 8 和图 9 中系统的最大启动延迟时间满足如下运算关系

$$V_{TH(ON)} = (V_{dc} - I_{DDST} R_{IN}) \cdot [1 - \exp(T_{D_ON} / R_{IN} C_2)] \quad (5.18)$$

- I_{DDST} : OB2203 的启动电流
- T_{D_ON} : 系统的启动延迟时间
- R_{IN} : 图 8 为 R1 和 R2 电阻阻值之和, 图 9 为 R1 和 R3 电阻阻值之和

由于芯片具有低启动电流的特性并且考虑到空载的系统损耗, R_{IN} 可以取得较大, 具体值可在 $1M\Omega \sim 3M\Omega$ 范围内选取。

如果需要系统具有更快的启动时间且在系统成本允许的情况下, 可以参考图 13 电路, 电路中 C3 的值可以取得较小(但需要考虑系统的稳定性), R_{IN} 的值可以取得较大, 这样既可缩短系统的启动时间, 同时也可以降低系统空载时的损耗。

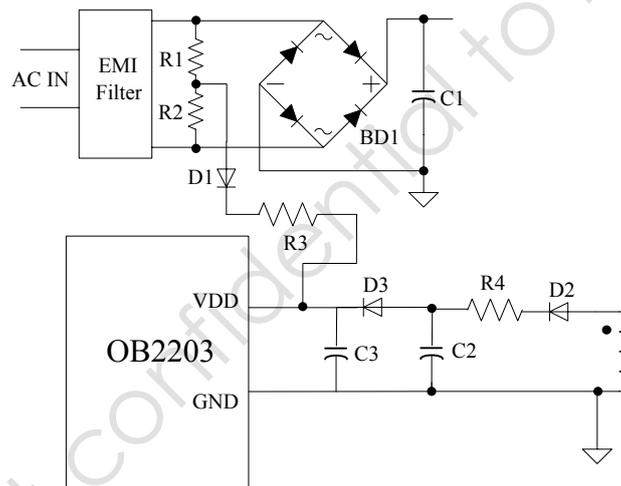


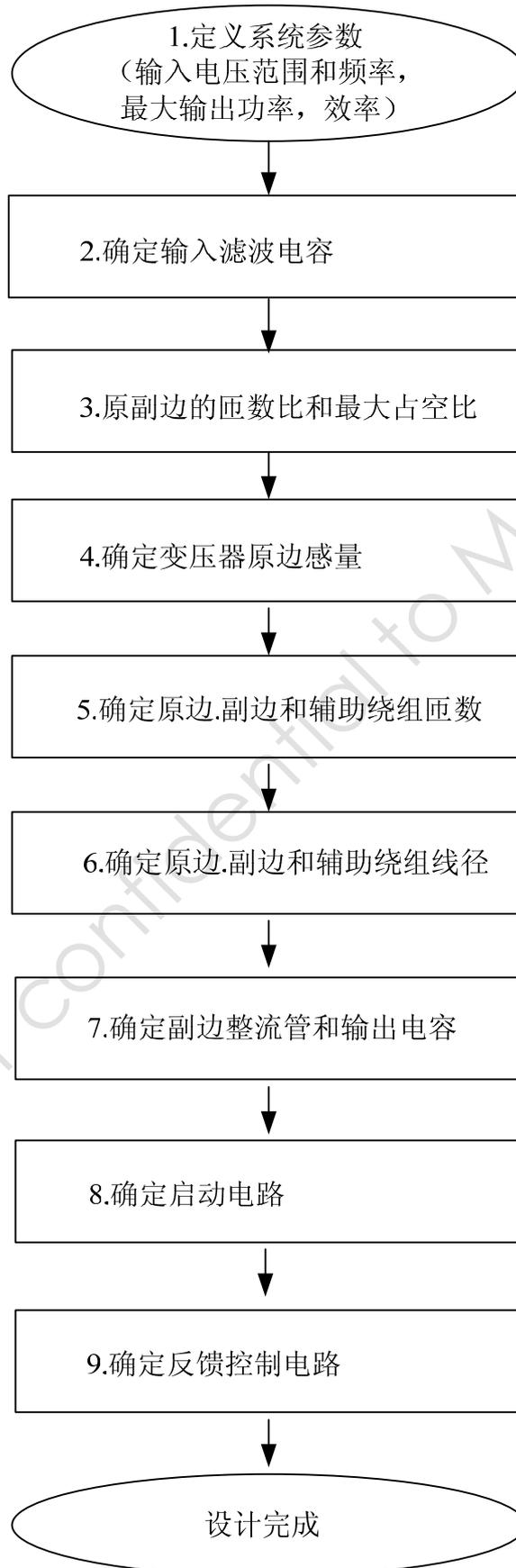
图 13. 快速启动电路

5.3.6.3 启动电阻 R_{IN} 的最大功率损耗

R_{IN} 的最大功率损耗可以用下面的公式计算出来, 公式如下:

$$P_{RIN_max} = \frac{(V_{dc_max} - V_{DD})^2}{R_{IN}} \quad (5.19)$$

- $V_{dc,max}$: 图 8 中取最大输入电压整流后的直流电压, 图 9 中取最大 AC 输入电压有效值.
- V_{DD} : 芯片正常工作的电压.

5.3.7 应用 OB2203 进行系统设计的流程

6 设计实例

6.1 120W 电源适配器系统设计

6.1.1 系统规格

名目	数据	描述
Vac_min	90Vac	最低输入交流电压
Vac_max	265Vac	最高输入交流电压
Fl	50Hz~60Hz	交流输入电压频率
Vdc_min	90Vdc	最低输入直流电压
Vdc_L	240Vdc	低压段直流工作电压
Vdc_H	400Vdc	高压段直流工作电压
Vo	19V	额定输出电压
Io	6.3A	额定输出电流
Po_max	120W	最大输出功率
η	0.85	系统预估效率
Pin	141W	系统预估输入功率
N	5.5	变压器匝比
Fclamp_min	40KHz	最低钳频工作频率
Fs_L	61.5 KHz	低输入直流电压时工作频率
Fs_H	80 KHz	高输入直流电压时工作频率
Lp	300uH	初级电感量
Ae	169mm ²	磁芯有效截面积
Bmax	250mT	磁芯最大不饱和磁通密度
Np	27Ts	变压器初级绕组匝数
Ns	5 Ts	变压器次级绕组匝数
Na	4 Ts	变压器辅助绕组匝数
Lg	0.51mm	磁芯气隙长度

本机输出功率 120W，系统采用昂宝 PFC-IC OB6563 主动式高、低压二段 PFC 电路，低压段 $V_{in}^{AC} \leq 150V_{AC}$ 时， $V_{DC}^L = 240V_{DC}$ ，高压段 $V_{in}^{AC} \geq 150V_{AC}$ 时， $V_{DC}^H = 400V_{DC}$ ，启动时先启动 PWM，最低启动电压 V_{DC}^{START} 本例是 90Vdc

6.1.2 计算输入电容 Cbulk

最低直流输入电压 Vdc_min 取 90Vdc，输入电容 Cbulk

$$C_{BULK} = \frac{P_{in_MAX} \times \left(\frac{\pi}{2} + \arcsin \left(\frac{V_{DC_min}}{V_{AC_min} \times \sqrt{2}} \right) \right)}{\pi \times f_L \times \left(2 \times V_{AC_min}^2 - V_{DC_min}^2 \right)}$$

$$\Rightarrow C_{BULK} = \frac{141W \times \left(\frac{3.14}{2} + \arcsin\left(\frac{90V}{90V \times \sqrt{2}} \right) \right)}{3.14 \times 60H_z \times (2 \times 90V^2 - 90V^2)} = 217\mu F \approx 220\mu F$$

6.1.3 计算变压器匝比 N, 最大占空比 Dmax

本例开关管选用 SPP08N80C3 (Vds=800V, Ids=8A), 整流管选用 STTP20H150CT (Vd=150V, Id=20A) 取其最高耐压得 0.85, V_{BR}=800*0.85=680V, V_R=150*0.85=128V, ΔV 取 120V

$$N_{max} = \frac{V_{BR} - V_{DC_max} - \Delta V}{V_{out} + V_F} = \frac{680V - 400V - 120V}{19V + 0.5V} = 8.2$$

$$N_{min} = \frac{V_{DC_max}}{V_R - V_{out} - V_F} = \frac{400V}{128V - 19V - 0.5V} = 3.7$$

$$N_{min} < N < N_{max} \quad N \text{ 取 } 5.5$$

90V_{DC}^{MIN} 启动最大占空比 Dmax^{START}

$$Dmax^{START} = \frac{N(V_O + V_F)}{N(V_O + V_F) + V_{DC}^{START}} = \frac{5.5 * (19V + 0.5V)}{5.5 * (19V + 0.5V) + 90V} = 0.54$$

低压段满载最大占空比

$$Dmax^L = \frac{N(V_O + V_F)}{N(V_O + V_F) + V_{DC}^L} = \frac{5.5 * (19V + 0.5V)}{5.5 * (19V + 0.5V) + 240V} = 0.30$$

高压段满载最大占空比

$$Dmax^H = \frac{N(V_O + V_F)}{N(V_O + V_F) + V_{DC}^H} = \frac{5.5 * (19V + 0.5V)}{5.5 * (19V + 0.5V) + 400V} = 0.21$$

6.1.4 计算工作频率 Fs, 初级感量 Lp, 初级峰值电流 Ipk

OB2203 最低工作频率钳频到 40KHz, 最高钳频 130KHz, 为使 OB2203 在应用中有较高效率, 设计中一般把高压段半载以上工作在 QR 模式, 高压满载工作频率设置在 F_s^H = 80KHz, 以兼顾全电压应用。

QR 在同一系统中, 输出电压 V_{out}, 输出电流 I_{out}, 匝比 N 相同时, 工作频率 Fs 只随输入电压 V_{in} 变化, 频率之比表达式为

$$\frac{F_s^H}{F_s^L} = \left(\frac{1 + \frac{N * (V_O + V_F)}{V_{DC}^L}}{1 + \frac{N * (V_O + V_F)}{V_{DC}^H}} \right)^2$$

低压段满载工作频率 F_s^L 可以用上式推出

$$F_S^L = \frac{F_S^H}{\left(\frac{1 + \frac{N*(V_O + V_F)}{V_{DC}^L}}{1 + \frac{N*(V_O + V_F)}{V_{DC}^H}} \right)^2} = \frac{80KHz}{\left(\frac{1 + \frac{5.5*(19V + 0.5V)}{240V}}{1 + \frac{5.5*(19V + 0.5V)}{400V}} \right)^2} = \frac{80KHz}{1.3} = 61.5KHz$$

初级电感量 L_P^L

$$L_P^L = \frac{V_{DC}^L D_{max}^L \eta}{2P_O F_S^L} = \frac{240V^2 * 0.30^2 * 0.85}{2 * 120W * 61.5KHz} = 298.5\mu H \approx 300\mu H$$

$V_{DC}^L = 240V_{DC}$ 时, 初级峰值电流 I_{PK}^L

$$I_{PK}^L = \frac{V_{DC}^L * D_{MAX}^L}{L_P * F_S^L} = \frac{240V * 0.30}{300\mu H * 61.5KHz} = 3.90A$$

初级有效值电流 I_{RMS}^L

$$I_{RMS}^L = I_{PK}^L * \sqrt{\frac{D_{max}^L}{3}} = 3.90A * \sqrt{\frac{0.30}{3}} = 1.23A$$

次级有效值电流 I_S^{rms}

$$I_S^{rms} = I_{RMS}^L * N * \sqrt{\frac{1 - D_{max}^L}{D_{max}^L}} = 1.23A * 5.5 * \sqrt{\frac{1 - 0.30}{0.30}} = 10.33A$$

OB2203 发生钳频的直流工作电压 V_{DC}^{clamp} 由下式推出

$$\begin{aligned} \frac{F_S^H}{\left(\frac{1 + \frac{N*(V_O + V_F)}{V_{DC}^{clamp}}}{1 + \frac{N*(V_O + V_F)}{V_{DC}^H}} \right)^2} &= F_S^{clamp} \\ \Rightarrow V_{DC}^{clamp} &= \frac{N*(V_O + V_F)}{\sqrt{\frac{80KHz}{F_S^{clamp}} * \left(1 + \frac{N*(V_O + V_F)}{V_{DC}^H} \right)^2 - 1}} \\ &= \frac{5.5*(19V + 0.5V)}{\sqrt{\frac{80KHz}{40KHz} * \left(1 + \frac{5.5*(19V + 0.5V)}{400V} \right)^2 - 1}} = 135V \end{aligned}$$

135V 钳频最大占空比 D_{max}^{clamp}

$$D_{max}^{clamp} = \frac{N(V_O + V_F)}{N(V_O + V_F) + V_{DC}^{clamp}} = \frac{5.5 * (19V + 0.5V)}{5.5 * (19V + 0.5V) + 135V} = 0.44$$

钳频峰值电流 I_{PK}^{clamp}

$$I_{PK}^{clamp} = \frac{V_{DC}^{clamp} * D_{MAX}^{clamp}}{L_p * F_s^{clamp}} = \frac{135V * 0.44}{300\mu H * 40KHz} = 4.95A$$

系统在钳频电压 $135V_{DC}^{clamp}$ 以下开始进入 CCM, $90V_{DC}^{MIN}$ 启动时会更深度 CCM, 启动峰值

电流 I_{PK}^{START} 将大于 I_{PK}^{clamp} , 取 1.1 倍

$$I_{PK}^{START} = 1.1 * I_{PK}^{clamp} = 5.44A$$

$90V_{DC}^{MIN}$ 启动有效值电流 I_{RMS}^{START}

$$I_{RMS}^{START} = I_{PK}^{START} * \sqrt{\frac{D_{max}^{START}}{3}} = 5.44A * \sqrt{\frac{0.54}{3}} = 2.30A$$

6.1.5 计算变压器初级绕组 N_p , 次级绕组 N_s 与辅助绕组匝数 N_a

系统最大输出功率 $P_o=120W$, 磁芯选用 TDK-Q3220, $100^\circ C$ 饱和磁通密度 $B_s=0.39T$, 磁芯有效截面积 $A_e=169mm^2$, QR 模式最大工作磁通密度使用范围为 $B_m=0.25\sim 0.30T$, 取 $0.25T$, 初级绕组匝数 N_p

$$N_p = \frac{L_p^L * I_{PK}^L}{A_e * B_m} = \frac{300\mu H * 3.90A}{169mm^2 * 0.25T} = 27T_s$$

次级绕组匝数 N_s

$$N_s = \frac{N_p}{N} = \frac{27}{5.5} \approx 5T_s$$

OB2203 工作电压 V_{cc} 取 $15V_{dc}$, 辅助绕组匝数 N_a

$$N_a = \frac{(V_{cc} + V_F) * N_s}{V_O + V_F} = \frac{(15V + 0.5V) * 5}{19V + 0.5V} = 4T_s$$

磁芯气隙长度 L_g

$$L_g = \frac{0.4\pi * 10^{-7} * A_e * N_p^2}{L_p} = \frac{0.4 * 3.14 * 10^{-7} * 169mm^2 * 27^2}{300\mu H} = 0.51mm$$

6.1.6 计算变压器初级绕组铜线截面积 S_p , 次级绕组铜线截面积 S_s

变压器使用散热片加强散热, 电流密度取 $j=10A/mm^2$, 初级绕组铜线截面积 S_p

$$S_p = \frac{I_{rms}^{START}}{j} = \frac{2.30A}{10A/mm^2} = 0.23mm^2$$

选用铜线有效直径 $\Phi d = 0.45mm$ 铜线，其截面积 S

$$S = \left(\frac{\Phi d}{2}\right)^2 * \Pi = \left(\frac{0.45mm}{2}\right)^2 * 3.14 = 0.159mm^2$$

用 2 根铜线并绕 $S = 0.159mm^2 * 2 = 0.318mm^2$ ， $0.318mm^2 > 0.23mm^2$

次级绕组铜线截面积 S_s

$$S_s = \frac{I_s^{rms}}{j} = \frac{10.33A}{10A/mm^2} = 1.033mm^2$$

选用铜线有效直径 $\Phi d = 0.60mm$ 三层绝缘铜线，其截面积 S

$$S = \left(\frac{\Phi d}{2}\right)^2 * \Pi = \left(\frac{0.60mm}{2}\right)^2 * 3.14 = 0.282mm^2$$

用 4 根铜线并绕 $S = 0.282mm^2 * 4 = 1.13mm^2$ ， $1.13mm^2 > 1.033mm^2$

辅助绕组铜线截面积 S_A

工作电压 V_{cc} 有效值电流取 $I_{rms}=0.1A$ ，其截面积 $S_A = 0.017mm^2$ ，选用直径 $\Phi d = 0.12mm$

铜线 3 根并绕，其截面积 $S = 0.0113mm^2 * 3 = 0.034mm^2 > 0.017mm^2$

变压器绕制数据总结：

初级电感量 $L_p=300\mu H$

初级绕组匝数 $N_p=27$ 匝 ($\Phi 0.45mm * 2$)

次级绕组匝数 $N_s=5$ 匝 ($\Phi 0.60mm * 4$ ，三层绝缘铜线)

辅助绕组匝数 $N_a=4$ 匝 ($\Phi 0.12mm * 3$)

磁芯气隙长度 $L_g=0.51mm$

采用三明治夹层绕法以提高磁耦合，降低漏感 L_s

6.1.7 计算副边整流二极管 D_{rev} ，输出电容 C_{out}

选取整流二极管时，反向耐压至少取 $1.3 * V_{rev}$ ，正向电流至少取 $1.5 * I_D^{rms}$

整流二极管反向耐压

$$V_{rev} = V_O + V_F + \frac{V_{in-max}}{N} = 19V + 0.5V + \frac{400V}{5.5} = 93V$$

$$V_D^{min} \geq V_{rev} * 1.3 = 93V * 1.3 = 121V$$

整流二极管正向有效值电流

$$I_D^{rms} = I_S^{rms} = 10.33A$$

$$I_D^{min} \geq I_D^{rms} * 1.5 = 10.33A * 1.5 = 15.49A$$

选用STTP20H150CT(Vd=150V, Id=10A*2)肖特基整流管2只

输出电容值, 由输出纹波电流决定, 输出纹波电流 I_C^{rms}

$$I_C^{rms} = I_O^{DC} * \sqrt{\left(\frac{4}{3(1-D_{max})} - 1\right)} = 6.3A * \sqrt{\left(\frac{4}{3(1-0.30)} - 1\right)} = 5.99A$$

选用 1500uF/25V($I_{RIP} = 2.23A$)电解电容 2 只和 680uF/25V($I_{RIP} = 1.45A$)电解电容 1 只

$$I_{CAP} = 2.23A * 2 + 1.45A = 5.91A$$

6.1.8 计算软启动电容 C, 启动时间 T_{D_ON}

软启动时间 t 取 4ms, 软启动电容 C

$$C = \frac{t}{2.2V * 10^5} = \frac{4^{-3}}{2.2V * 10^5} = 18nF$$

OB2203 启动电流 $I_{DDST}=5uA$, 最大启动电压 $V_{th_off}=16V$, 启动电阻 R_{in} 取 $2M\Omega$, 启动电容 C 取 4.7uF

$$V_{th_off} = (V_{dc_min} - I_{DDST} * R_{in}) * \left(1 - e^{-\frac{T_{D_ON}}{R_{in} * C}}\right)$$

$$\Rightarrow T_{D_ON} = -R_{in} * C * \left[\ln * \left(1 - \frac{V_{th_off}}{V_{dc_min} - I_{DDST} * R_{in}}\right)\right]$$

$$\Rightarrow T_{D_ON} = -2M\Omega * 4.7uF * \left[\ln * \left(1 - \frac{16V}{120V - 5uA * 2M\Omega}\right)\right] = 1.48S$$

由于芯片一致性和电容精度的差异, 调试中微调 R_{in} 数值使 $T_{D_ON} \leq 2S$

6.1.9 计算反馈电路

取样电流 I_{SEN} 取 500uA, 取样电压 V_{sen} 分压电阻 R_{SEN}^{down}

$$R_{SEN}^{down} = \frac{2.5V}{I_{SEN}} = \frac{2.5V}{500uA} = 5K\Omega$$

取样电压 V_{sen} 分压电阻 R_{SEN}^{up}

$$R_{SEN}^{up} = \frac{V_O - 2.5V}{I_{SEN}} = \frac{19V - 2.5V}{500\mu A} = 33K\Omega$$

光耦发光二极管正向压降 $V_{OP_MAX} = 1.4V$ ，FB 反馈电流 $I_{FB_MAX} = 1.5mA$ ，光耦负载电流

$I_{D_MIN} \geq I_{FB_MAX}$ ，光耦负载电阻 R_D

$$\frac{V_{bias} - V_{OP} - 2.5V}{R_D} > I_{FB}$$

$$\Rightarrow R_D < \frac{V_{bias} - V_{OP} - 2.5V}{I_{FB}} \Rightarrow R_D < \frac{19V - 1.4V - 2.5V}{1.5mA} \Rightarrow R_D < 10K\Omega$$

分流电流 I_B 取 $I_B \leq \frac{I_{D_MIN}}{2} \leq 750\mu A$ ，分流电阻 R_B

$$R_B \geq \frac{V_{OP_MAX}}{I_B} \geq \frac{1.4V}{750\mu A} \geq 1.86K\Omega$$

R_B 取 $2K\Omega$

6.1.10 计算 CS 取样电阻 R_{CS}

OB2203 使用导通时间 T_{on} 补偿方式，0.60 占空比时，CS 电压从 0.45V 补偿到 0.80V，最大补偿电压 0.35V， $D_{max}^{START} = 0.54$ 时， $V_{CS} = 0.35/0.60 * 0.54 + 0.45 = 0.765V$

$$R_{CS} = \frac{V_{CS_MAX}}{I_{pk}^{START}} = \frac{0.765V}{5.44A} = 0.14\Omega$$

考量到低压启动时不至于误触发 OLP&OCP， R_{CS} 取 0.13Ω ， R_{CS} 耗散功率 P_{RCS}

$$P_{RCS} = \frac{\left(V_{CS_MAX} * \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \right)^2}{R_{CS}} = \frac{\left(0.8V * \sqrt{\frac{0.54}{3}} \right)^2}{0.13} = 0.88W$$

R_{CS} 耗散功率一般不超过额定功率的 1/2， P_{RCS} 取 $2W$

6.1.11 计算检测电压 V_{dem}

V_{OVP}^{OUT} 电压一般是 1.2~1.4 倍输出电压 V_{out} ，取 1.25 倍，OVP 电压 V_{OVP}^{OUT}

$$V_{OVP}^{OUT} = 1.25 * V_{OUT} = 1.25 * 19V = 23.75V$$

检测电压 V_{DEM}^{IC} 发生 OVP 电压 $V_{OVP}^{IC} = 3.75V$ ，正常工作模式 V_{NOM}^{IC}

$$V_{NOM}^{IC} = \frac{V_{OVP}^{IC}}{1.25} = \frac{3.75V}{1.25} = 3V$$

I_{DEM} 取 100uA, 检测电压 V_{DEM}^{IC} 分压电阻 R_{DEM}^{down}

$$R_{DEM}^{down} = \frac{V_{NOM}^{IC}}{I_{DEM}} = \frac{3V}{100\mu A} = 30K\Omega$$

检测电压 V_{DEM}^{IC} 分压电阻 R_{DEM}^{up}

$$V_{DEM}^{IC} = \frac{R_{DEM}^{down} * N_{AUX} * V_{OUT}}{(R_{DEM}^{down} + R_{DEM}^{up}) * N_S}$$

$$\Rightarrow R_{DEM}^{up} = \frac{R_{DEM}^{down} * N_{AUX} * V_{OUT}}{V_{DEM}^{IC} * N_S} - R_{DEM}^{down} = \frac{30K * 4 * 19V}{3V * 5} - 30K = 122K\Omega$$

R_{DEM}^{up} 取 120Kohm