

4.1.1 UCC28950 芯片简介

UCC28950 相移控制器是 TI 公司的 UCCx895 系列相移控制器工业标准基础上对功能进行优化提高而推出的新产品,可以为当今高性能要求的电源系统提供最高的频率转换效率。UCC28950 应用了先进的全桥控制和主动的同步整流输出控制,初级信号允许编程延迟来确保在宽负载电流和输入电压范围内 ZVS (零电压切换) 能正常运行,而负载电流自然地调整次级同步整流器开关延迟时间,最终实现效率达到最大。

UCC28950 采用 24 引脚封装,其特点如下:

- (1) 支持优化计时的同步整流器输出,可最大限度地降低典型传播延迟的体二极管传导损耗,从而确保高效性;
- (2) UCC28950 具备的高级电源管理功能可在不同的启动或负载条件下更改工作模式,并支持猝发模式,相对于非环保模式解决方案而言可将轻负载或空载条件下的效率提升多达 70%。UCC28950 的可编程斜坡补偿可实现电流或电压模式控制,从而提高系统灵活性;
- (3) 具备启用功能的软启动使 UCC28950 能以更高级别的系统控制初始化启动;
- (4) 带 90 度相移的同步输入与同步输出功能可实现两个并行电源的交叉工作,使输入与输出纹波电流下降 50%至 100%不等。较低的输入和输出纹波电流使设计人员能使用更小的低成本输入和输出电容。

芯片内部框图如图 4-1 所示:

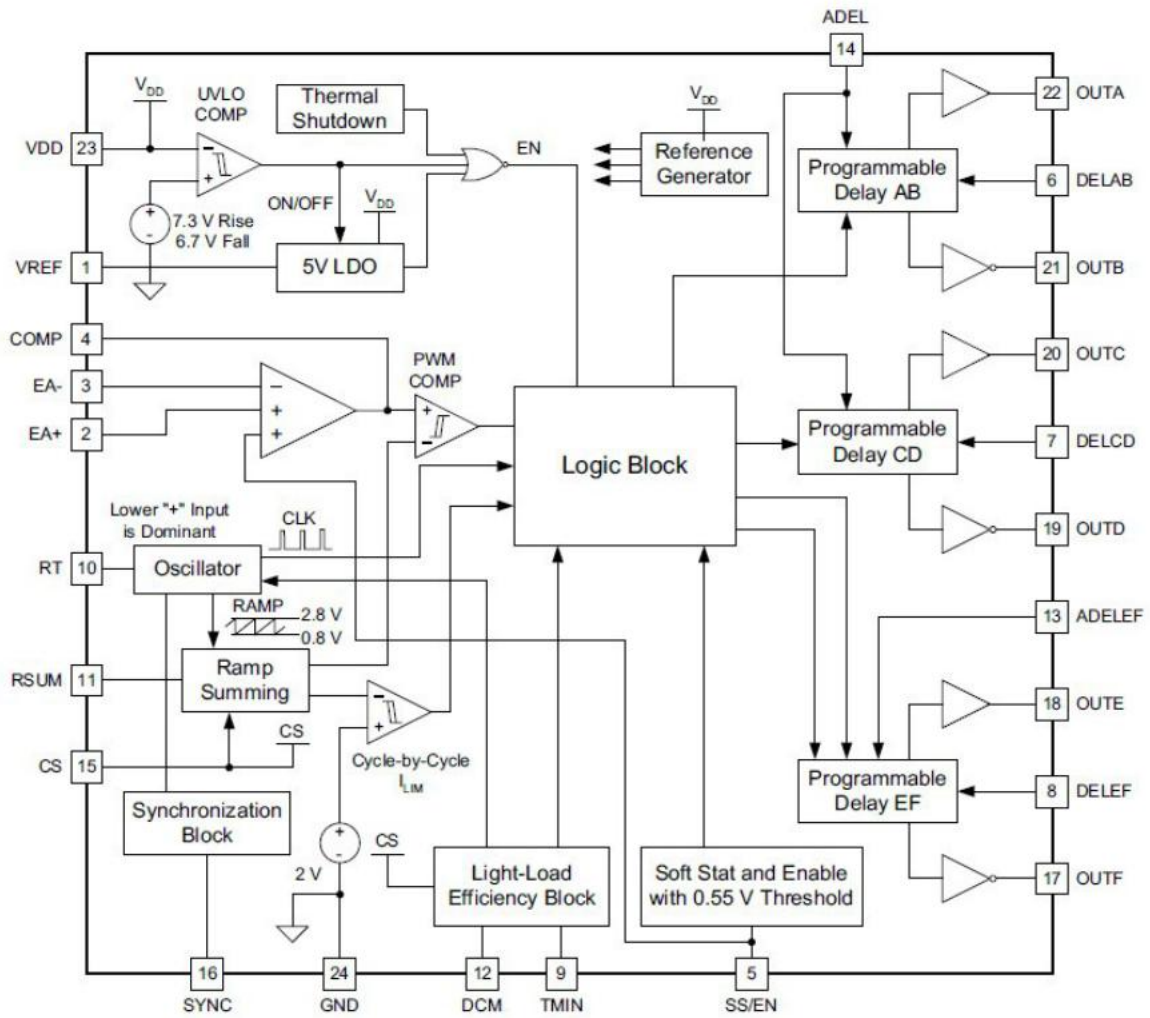


图 4-1 UCC28950 芯片内部框图

UCC28950 芯片各个引脚的编号、名称、功能如表 4-1 所示：

表 4-1 UCC28950 各引脚功能

引脚		I/O	功能
编号	名称		
1	VREF	O	5 V, $\pm 1.5\%$, 20 mA 的输出参考电压。
2	EA+	I	误差放大器的同相输入端
3	EA-	I	误差放大器的反相输入端
4	COMP	I/O	误差放大器的输出和输入到 PWM 比较器
5	SS/EN	I	软启动编程, 器件使能和打嗝模式保护电路
6	DELAB	I	OUTA 和 OUTB 之间的死区时间延迟编程

7	DELCD	I	OUTC 和 OUTD 之间的死区时间延迟编程
8	DELEF	I	OUTA 和 OUTF, OUTB 和 OUTE 之间的死区时间延迟编程
9	TMIN	I	在猝发模式下的最小占空比编程
10	RT	I	振荡器频率设定。主模式或从模式设置
11	RSUM	I	斜坡补偿编程。电压模式或峰值电流模式设置
12	DCM	I	DCM (直流电源) 阈值设置
13	ADELEF	I	一次侧和二次侧开关之间的延迟时间编程
14	ADEL	I	在 CS 电压范围内的一次侧开关的死区时间编程
15	CS	I	电流检测逐周期过流保护和自适应延时功能
16	SYNC	I/O	同步从主控制器向从控制器的输入
17	OUTF	O	0.2A 漏/源同步开关输出
18	OUTE	O	0.2A 漏/源同步开关输出
19	OUTD	O	0.2A 漏/源主开关输出
20	OUTC	O	0.2A 漏/源主开关输出
21	OUTB	O	0.2A 漏/源主开关输出
22	OUTA	O	0.2A 漏/源主开关输出
23	VDD	I	输入偏置电源
24	GND		接地。所有信号都要参考这个节点

UCC28950 封装图如图 4-2 所示:

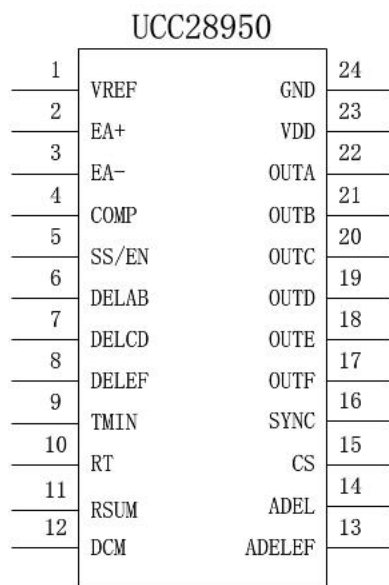


图 4-2 UCC28950 封装图

详细的引脚描述及参数设置:

- (1) 启动保护逻辑。在启动 UCC28950 控制器之前, 必须满足以下条件:
 - (a) VDD 电压超过 UVLO 门限值 7.3V (典型值);

- (b) 参考电达到 5V;
- (c) 结点温度必须低于热关断临界值 140°C;
- (d) 软启动电容上的电压不低于 0.55V (典型值)。

如果所有这些条件都满足时, 内部启动使能端 EN 就会初始化软启动过程。在软启动过程中, 工作周期是通过 SS 引脚上的电压定义的, 而且这个周期不能低于由 TMIN 或是基于负载条件周期限流电路设定的周期

(2) 参考电压 (VREF)

带有短路保护电路的精确的 ($\pm 1.5\%$) 5V 参考电压提供内部的电路系统和高达 20mA 的外部输出电流来设定 DC/DC 转换器参数。放置 $1\mu F$ 到 $2.2\mu F$ 范围内低 ESR 和 ESL 电容, 最好是放置陶瓷电容器, 从 VREF 引脚到地线 (GND), 为了使运行达到最佳状态, 此电容要尽可能靠近相关的引脚。关闭内部参考调节器的唯一条件是欠压锁定。

(3) 误差放大器 (EA+, EA-, COMP)

误差放大器有两个不受约束的输入, EA+和 EA-, 有 3MHz 单位的带宽, 这给闭环反馈提供了灵活性。EA+是一个同相输入端, EA-是一个反相输入端, COMP 是误差放大器的输出。在误差放大器指标参数可保证的情况下, 输入电压的共模输入范围是 0.5V 到 3.6V。误差放大器的输出在内部和 PWM 比较器的同相输入相连接。误差放大器的输出范围是 0.25V 到 4.25V, 这一范围远远大于 PWM 比较器的输入斜坡信号的范围: 0.8V 到 2.8V。软启动信号充当误差放大器的一个附加的同相输入。误差放大器的这两个同相输入中较低的一个是主要的输入, 其可产生由误差放大器输出与 PWM 比较器内部输入的三角斜坡信号比较而得的工作周期。

(4) 软启动和使能 (SS/EN)

软启动引脚 SS/EN 是一个多功能引脚, 用于进行以下操作:

- (a) 由 TMIN 控制的最小周期逐渐到达由调整输出电压控制的稳定工作状态周期时, 设置闭环软启动;
- (b) 在周期过流限制条件下设置打嗝模式;
- (c) 转换器的开/关控制。

在软启动期间, 在 SS/EN 或 EA+引脚上的电压, 无论哪一个是低的

(SS/EN-0.55V) 或 EA+电压，设置闭环反馈环的参考电压。SS/EN 和 EA+都是误差放大器的同相输入，它们都以 COMP 引脚作为输出。因此软启动总是在闭环反馈下进行，并且由 COMP 引脚的电压决定占空比。由 COMP 引脚定义的占空比其脉宽不能低于用户设定的 TMIN 引脚脉冲。然而，如果逐周期限流电路设定最短的工作周期，那么其优先权大于由 COMP 电压或 TMIN 定义的工作周期。

软启动的持续时间由接在 SS/EN 引脚和 GND 之间的外部电容 C_{SS} 确定，内部充电电流的典型值是 $25\mu\text{A}$ 。软启动引脚的电压低于 0.55V 将关闭控制器。软启动控制器的释放可以让控制器启动，如果没有电流限制条件，其占空比随着输出逐渐增加直到它到达稳定的占空比，这个占空比是由转换器规定的输出电压定义的。当 SS/EN 引脚的电压到达然后超过 EA+引脚的电压 $V_{IN}0.55\text{V}$ 时，就会发生以上情况。因此，对于给定的软启动时间 T_{SS} ， C_{SS} 的值可以由下式确定。

$$C_{SS(\text{master})} = \frac{T_{SS} \times 25\mu\text{A}}{V_{IN} + 0.55} \quad (4-1)$$

$$C_{SS(\text{slave})} = \frac{T_{SS}}{825\text{K} \times \ln\left(\frac{20.6}{20.6 - V_{IN} - 0.55}\right)} \quad (4-2)$$

例如，在方程 (4-1) 中，如果软启动时间 T_{SS} 选为 10ms， V_{IN} 为 2.5V，那么软启动电容 C_{SS} 就等于 82nF。

注意，如果转换器被配置在从模式下，请确保在 SS 引脚和地之间接一个 825kΩ 的电阻。

(5) 轻载省电模式

为了提高宽负载电流范围电源转换器的效率，UCC28950 提供了四种不同的轻负载管理技术。

(a) 自适应延迟

(一) ADEL 引脚，为初级开关设置和优化的死区时间以适应宽负载电流范围；

(二) ADELEF 引脚，设置和优化初级和次级开关之间的延迟时间。

(b) TMIN 引脚，在非限流模式下，设置最小占空比。

(c) 在 DCM 模式下，动态同步整流器开/关控制，增加轻载效率。当 CS 引脚的电压低于用户设定的临界值时，DCM 模式启动。在 DCM 模式下，同步输出信号 OUTE、OUTF 都被拉为低电平。

(d) 猝发模式，在极轻载或无负载情况下效率最高。猝发模式有偶数个紧随关断时间的 PWM TMIN 脉冲。TMIN 持续时间定义猝发模式转换，用户设定 TMIN 持续时间。

(6) OUTA 和 OUTB, OUTC 和 OUTD 之间的自适应延迟 (DELAB, DELCD, ADEL)

从 DELAB 引脚到 GND 之间的电阻 R_{AB} ，CS 引脚和 ADEL 引脚之间的电阻分压器 R_{AHI} ，ADEL 引脚和 GND 之间的电阻分压器 R_A ，三者一起设定 OUTA 或 OUTB 的输出之间的一个延迟时间 T_{ABSET} ，输出 OUTA 降低对应 OUTB 升高。

如图 4-3:

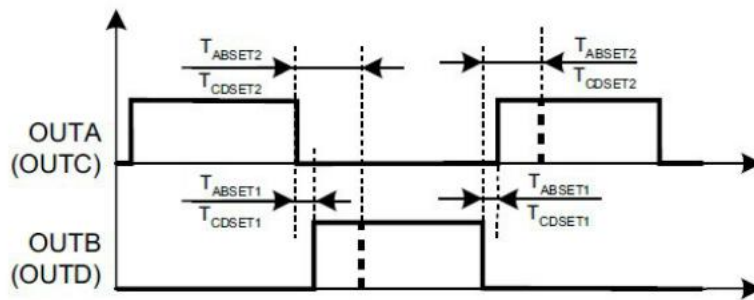


图 4-3 OUTA 和 OUTB, OUTC 和 OUTD 之间的延迟时间定义

延迟时间从在 $V_{CS} = 0.18V$ 下测定的 T_{ABSET1} 逐渐增加到在 $V_{CS} = 0.2V$ 下测定的 T_{ABSET2} ，受 CS 信号功能控制。这种方式确保在高压侧和低压侧之间的 MOSFET 转换没有直通电流，并且为宽负载电流下优化 ZVS 条件延迟。最长和最短延迟时间的比例由电阻分压器 R_{AHI} 和 R_A 决定。当 CS 引脚和 ADEL 引脚连在一起时，可以获得最大比例。如果 ADEL 接地了，那么延迟时间就是固定的，仅仅由 DELAB 和 GND 之间的电阻 R_{AB} 决定。延迟时间 T_{CDSET1} 和 T_{CDSET2} 的设定以及它们对 OUTC 和 OUTD 的反应和上面描述的 OUTA 和 OUTB 非常相似。不同的是，接在 DELCD 和 GND 之间的电阻 R_{CD} 设定延迟时间 T_{CDSTE} 。和 OUTA 和 OUTB 之间的输出延迟一样，OUTC 和 OUTD 的输出延迟也由 CS 的电压依赖引脚 ADEL 决定。

延迟时间 T_{ABSET} 由方程 (4-3) 确定:

$$T_{ABSET} = \left(\frac{5 \times R_{AB}}{0.15V + CS \times K_A \times 1.46} \right) ns + 5ns \quad (4-3)$$

延迟时间 T_{CDSTE} 由方程 (4-4) 确定:

$$T_{ABSET} = \left(\frac{5 \times R_{CD}}{0.15V + CS \times K_A \times 1.46} \right) ns + 5ns \quad (4-4)$$

在这些方程中, R_{AB} 和 R_{CD} 单位都是 $k\Omega$ 。CS 是 CS 引脚的电压, 单位为 V。 K_A 是一个在 0 到 1 之间的增益因数。延迟时间 T_{ABSET} 和 T_{CDSTE} 的单位为 ns。这些方程式经验方程, 它们是从实测数据里面估计出来的。因此, 方程中的单位没有统一。方程 (4-3) 和 (4-4) 中的 K_A 是一样的, 都由方程 (4-5) 确定:

$$K_A = \frac{R_A}{R_A + R_{AHI}} \quad (4-5)$$

K_A 设置了延迟时间对 CS 电压变化的敏感度。如果 $K_A = 0$ (ADEL 直接接 GND), 延迟时间就是固定的。如果 $K_A = 1$ (ADEL 接 CS), 延迟时间在 CS=0.2V 的时候最大, 随着 CS 增高到 1.8V, 延迟时间会慢慢减小。最大和最小延迟时间的比例可以达到 6:1。

我们推荐利用数据表中的方程或图表, 设置 $K_A = 0$, 并且将 T_{ABSET} 和 T_{CDSTE} 设置相对大一点, 从而避免硬开关或者击穿电流。A, B 和 C, D 之间的输出延迟相应地由电阻 R_{AB} , R_{CD} 确定。首先在轻载条件下获得最佳延迟。然后通过改变 K_A , 在最大电流下设置 A, B 输出的最佳延迟时间。C, D 输出的最佳延迟时间设置和 A, B 一样。通常只要有足够的延迟时间 C, D 的输出能够实现零电压开关 (ZVS)。

注意, 允许的 DELEF 上的电阻 R_{EF} 在 $13k\Omega$ 到 $90k\Omega$ 之间。

(7) OUTA 和 OUTF, OUTB 和 OUTE 之间的自适应延迟 (DELEF, ADELEF) 在输出 OUTA 降低对应 OUTE 降低, 输出 OUTB 降低对应 OUTE 降低之间, 电阻器 R_{EF} (接在 DELEF 引脚和 GND 引脚之间) 连同分压电阻 R_{AEFHI} (接在 CS 引脚和 ADELEF 引脚之间) 和 R_{AEF} (连接在 ADELEF 引脚和 GND 引脚之间)

共同设定延迟 T_{AFSET} 和 T_{BESET} 。见图 4-4:

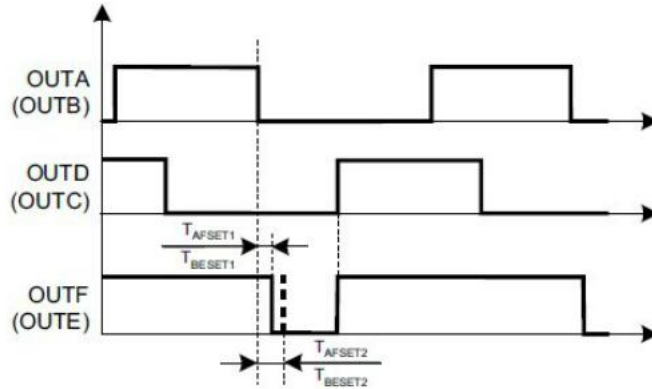


图 4-4 OUTA 和 OUTF, OUTB 和 OUTE 之间的延迟时间定义

这个延迟时间是逐步增加的, 且受 CS 信号功能控制, 即 T_{AFSET1} ($V_{CS} = 0.2V$ 测得) 到 T_{AFSET2} ($V_{CS} = 1.8V$ 测得)。与 DELAB 和 DELCD 相反, 当信号在 CS 引脚处最大时, 这个延迟时间最长 (T_{AFSET2}), 当 CS 信号最小时, 这个延迟最短 (T_{AFSET1}) 这种方式将在宽负载电流下降低同步整流器 MOSFET 自身二极管传导时间, 因此提高效率并且降低二极管恢复时间。根据分压电阻 R_{AEFHI} 和 R_{AEF} , 最长和最短延迟时间的比例就设定了。如果连接 CS 和 ADELEF, 比例是最大的。如果把 ADELEF 接到 GND 上, 那么延迟时间是固定的, 只能由电阻器 R_{EF} (接在 DELEF 引脚和 GND 引脚之间) 定义延迟时间。

延迟时间 T_{AFSET} 是由下面方程 (4-6) 确定的:

$$T_{AFSET} = \left(\frac{5 \times R_{EF}}{2.65 - CS \times K_{EF} \times 1.32} \right) ns + 4ns \quad (4-6)$$

在这个方程中, R_{EF} 的单位是 $k\Omega$; CS 上的电压单位是 V, K_{EF} 是一个 0 到 1 的增益因数, 延迟时间 T_{AFSET} 的单位是 ns。这个方程是根据经验从所测数据中得出的, 因此单位没有统一。 K_{EF} 由公式 (4-7) 确定:

$$K_{EF} = \frac{R_{AEF}}{R_{AEF} + R_{AEFHI}} \quad (4-7)$$

R_{AEF} 和 R_{AEFHI} 确定了 CS 引脚上电压占 ADELEF 上电压的比例。 K_{EF} 确定

了延迟时间对 CS 电压的敏感度。当 ADELEF 接 GND 时, $R_{AEF} = 0$, 此时 $K_{EF} = 0$, 且延迟时间与 CS 电压无关; 当 ADELEF 接 CS 时, $R_{AEFH} = 0$, 此时 $K_{EF} = 1$ 。

注意: 电阻 R_{EF} 允许的范围是 $13\text{k}\Omega$ 到 $90\text{k}\Omega$ 。

(8) 最小脉冲 (TMIN)

电阻器 R_{TMIN} (接在 TMIN 引脚和 GND 引脚之间) 设置固定的最小脉冲 TMIN, 这个脉冲作用于输出整流器上, 使得原边开关在轻载条件下实现 ZVS。如果反馈环要求的输出 PWM 比 TMIN 短, 那么控制器就运行到猝发模式, 此处偶数个 TMIN 脉冲后面跟的是反馈环的切断时间。为了维持 ZVS, 电源变压器内部获得充足的磁化电流需要一定的时间, 这个时间决定了 TMIN 持续时间选择。最小脉冲 TMIN 是由式 (4-8) 确定的:

$$TMIN = (5.92 \times R_{TMIN}) \text{ ns} \quad (4-8)$$

上式中 R_{TMIN} 的单位是 $\text{k}\Omega$, TMIN 的单位是 ns。

注意: TMIN 引脚上允许接的电阻 R_{TMIN} 的最小值为 $13\text{k}\Omega$ 。

最小工作周期的值由式 (4-9) 确定:

$$DMIN = (TMIN \times F_{SW(\text{osc})} \times 10^4) \% \quad (4-9)$$

(9) 猝发模式

如果转换器要求占空比小于 TMIN, 那么控制器将进入猝发模式。控制器将总是发送偶数个电源周期到电源转换器。控制器通常通过 OUTB 和 OUTC 的功率交付周期来阻止其猝发。如果控制器仍要求占空比低于 TMIN, 那么控制器将进入关闭模式。在 COMP 电压引脚命令控制器输出一个 TMIN 或 PWM 工作周期前, 它会等待直到转换器要求占空比大于或等于 TMIN。

(10) 转换频率设置 (RT)

在 RT 引脚和 VREF 引脚之间连接一个外部电阻器 RT, 设置固定的频率操作, 并且使控制器作为主动装置模式为 SYNC 引脚 (带有 0.5 倍工作周期并且频率与内部振荡器相同) 提供同步输出脉冲。如果设置转换器处于从动装置模式, 就要在 RT 引脚和 GND 之间连接一个外部电阻器 RT, 并且在 SS 引脚和 GND 之间放置一个 $825\text{k}\Omega$ 的电阻, 此电阻与 SS_EN 电容并联。这样就使控制器处于

从模式。如果主、从控制器的 SYNC 引脚连在一起，那么从控制器和主控制器之间会产生一个 90° 的移相。转换器的转换频率和输出脉冲频率是相等的。在 UCC28950 内部有一个时钟振荡器频率，这个频率是控制输出频率的两倍。式 (4-10) 确定了作为主变换器（电阻 RT 接在 RT 引脚和 VREF 之间）的名义上的开关频率。

$$F_{SW(nom)} = \left(\frac{2.5 \times 10^3}{\frac{RT}{V_{REF} - 2.5V} + 1 \times \frac{k\Omega}{V}} \right) \text{ kHz} \quad (4-10)$$

在这个式子中，RT 的单位是 kΩ，F_{SW(nom)} 的单位是 kHz。这也是一个经验公式，所以单位没有统一。

式 (4-11) 确定了作为从变换器（电阻 RT 接在 RT 引脚 GND 之间）的名义上的开关频率

$$F_{SW(nom)} = \left(\frac{2.5 \times 10^3}{\frac{RT}{2.5V} + 1 \times \frac{k\Omega}{V}} \right) \text{ kHz} \quad (4-11)$$

式中 RT 和 F_{SW(nom)} 的单位与上面相同。

(11) 斜坡补偿 (RSUM)

斜坡补偿技术就是增加附加的斜坡信号到 CS 信号上，并应用于：

- (a) 峰值电流控制模式下的 PWM 比较器输入端；
- (b) 逐周期限流比较器的输入。

这样就阻止了在 D>50% 时的次级谐波震荡（一些出版物上提出可能在 D<50% 时也会发生）。在低占空比和轻载时，斜坡补偿三角波降低了峰值电流模式的噪音灵敏度。

过多的附加斜率补偿三角波会降低 PWM 控制的收益。在逐周期限流条件下，平均限流变得更低，这样就有大的输出电容，会降低启动能力。最佳的斜坡补偿是根据占空比 L_O 和 L_M 而变化的。

当控制器工作于峰值电流模式，或在逐周期限流占空比高于 50% 时，就需要用到斜坡补偿。在 RSUM 引脚和地之间连一个电阻，可以让控制器工作在峰值电流模式。在 RSUM 引脚和 VREF 引脚之间接一个电阻，可以通过内部的 PWM

三角波把控制器转换到电压控制模式。然而，电阻仍然给逐周期电流限制提供 CS 信号补偿。换句话说，在 VMC 中，斜坡补偿只应用于逐周期比较器。而在 PCM 中，斜坡补偿既应用于 PWM，又应用于逐周期限流限制比较器。

通过在 RSIM 引脚和地之间接一个电阻，产生斜坡补偿斜率，加到 CS 信号。三角波斜率 m_e 由式 (4-12) 确定：

$$m_e = \left(\frac{2.5}{0.5 \times R_{SUM}} \right) \frac{V}{\mu s} \quad (4-12)$$

如果电阻接在 R_{SUM} 和 V_{REF} 之间，那么控制器运行模式为电压控制模式，此时仍然有加到 CS 信号上的斜坡补偿，供逐周期电流限制使用。在这种情况下，斜率是由式 (4-13) 确定：

$$m_e = \left(\frac{V_{REF} - 2.5V}{0.5 \times R_{SUM}} \right) \frac{V}{\mu s} \quad (4-13)$$

在式 (4-12) 和 (4-13) 中， V_{REF} 的单位是 V， R_{SUM} 的单位是 $k\Omega$ ，斜率 m_e 的单位是 $V / \mu s$ 。这也是一个经验公式，因此单位没有统一。

注意：推荐的 R_{SUM} 的范围在 $10k\Omega$ 到 $1M\Omega$ 之间。

(12) 动态 SR 开/关控制 (DCM 模式)

DCM 引脚的电压由 R_{DCMH} (接在 V_{REF} 和 DCM 之间) 和 R_{DCM} (接在 DCM 和 GND 之间) 分压提供，为电流感应引脚 CS 设定一个 2V 的电流限制临界电压值。如果 DCM 引脚电压下降到临界电压以下，那么控制器将进入轻载节能模式，并且关闭同步整流器，O_{UTE} 和 O_{UF}。如果 CS 引脚的电压高于 DCM 引脚门限电压，那么控制器将进入 CCM 模式。连接 DCM 和 V_{REF}，控制器将运行在 DCM 模式，并且关闭 O_{UTE} 和 O_{UF} 输出。如果 DCM 和 GND 短接，那么 DCM 特性不会显现，并且控制器在所有的条件下都运行 CCM 模式。

有一个 $20\mu A$ 的转换电流源，用来产生滞后。只有当系统在 DCM 模式下时这个电流源才是有效的。否则，它是无效的且不能影响节点电压。因此，当 DCM 临界值进入 DCM 区域时，这个临界值就是：电压分压器 + ΔV (见下面的等式)。当临界值进入 CCM 区域时，这个值就是分压器设定的电压。当 CS 引脚达到在 DCM 引脚上设定的临界值时，在从 CCM 模式转换到 DCM 模式前 (反之亦然)，

系统等待出现两个连续下降沿的 PWM 周期。滞后的量级是外部电阻分压器的一个功能。滞后可以由式 (4-14) 确定：

$$\Delta V = 2 \times 10^{-5} \times \frac{R_{DCMHI} \times R_{DCM}}{R_{DCMHI} + R_{DCM}} \quad (4-14)$$

为了防止输出电感的反方向电流可能导致同步 FETS 失效，必须采用 DCM 模式。

(13) 电流感应 (CS)

电流感应引脚有以下作用：逐周期电流限制、峰值电流模式限制、轻载效率管理和为 OUTA, OUTB, OUTC, OUTD, OUTE, OUTF 设定延迟时间。在 CS 和 GND 之间连接电阻 R_{CS} 。根据设计图，为了防止潜在的电气噪音干扰，推荐在 R_{CS} 和 CS 引脚之间接一个小的 R-C 滤波器。

(14) 周期限流电流保护和打嗝模式保护

当负载电流超过它已定的临界值时，在转换器初级上周期电流限制提供峰值电流限制。对于峰值电流控制模式，为了防止控制器由于转换噪音造成的错误判断，需要一定的前沿消隐时间。为了给消隐时间省去外部的 RC 滤波器，在 CS 输入出提供一个内部的 30ns 的滤波器。从 CS 到输出的全部传送延迟时间 TCS 为 100ns。如果功率级需要更多的消隐时间，就仍然需要一个外部 RC 滤波器。根据感应为电流互感器优化逐周期电流限制临界值： $2V \pm 3\%$ 。当转换器操作模式为逐周期电流限制，持续时间就由软启动电容的值和过流情况的严重程度决定。这是由 SS 引脚内部放电电流 I_{DS} 完成的，见式 (4-15)、(4-16)：

$$I_{DS \text{ (master)}} = (-25 \times (1-D) + 5) \mu A \quad (4-15)$$

$$I_{DS \text{ (slave)}} = (-25 \times (1-D)) \mu A \quad (4-16)$$

软启动电容值也决定所谓的打嗝模式的断开持续时间。在不同的模式下运行，变换器的表现都伴有相关的软启动电容器充/放电电流。

当占空比接近于 0 时，最大放电电流为 $20 \mu A$ 。这个电流设置了逐周期电流限制期间的最短操作时间，定义如式 (4-17)、(4-18)：

$$T_{CL \text{ (on_master)}} = \frac{C_{SS} \times (4.65V - 3.7V)}{20 \mu A} \quad (4-17)$$

$$T_{CL(\text{on_slave})} = \frac{C_{SS} \times (4.65\text{V} - 3.7\text{V})}{2.5\mu\text{A}} \quad (4-18)$$

为了计算重启前打嗝模式的断开时间，需要用到下式（4-19）、（4-20）：

$$T_{CL(\text{off_master})} = \frac{C_{SS} \times (3.6\text{V} - 0.55\text{V})}{2.5\mu\text{A}} \quad (4-19)$$

$$T_{CL(\text{off_slave})} = \frac{C_{SS} \times (3.6\text{V} - 0.55\text{V})}{4.9\mu\text{A}} \quad (4-20)$$

带有相同的 100nF 软启动电容值，在重新启动前的断开时间将会是 122ms。注意，在启动过程中，如果在软启动电容电压达到 3.7V 临界值之前就发生了过流现象，那么控制器会限制电流，但软启动电容会继续充电。只要达到 3.7V 临界值，通过一个内部 1kΩ 的电阻 $R_{DS(\text{on})}$ ，软启动电压就会被迅速拉至 4.65V，并且通过软启动电容器放电，会启动逐周期电流限制持续时序。根据具体的设计要求，通过给软启动电容充放电，用户可以忽视系统默认参数。整个逐周期电流限制和打嗝模式如图 4-7 所示。逐周期限流模式持续时间为 5ms，后面跟的是 122ms 的关闭时间。

和过流情况一样，如果在 SS 和 VREF 引脚之间连接一个负载电阻，用户也可以忽视带有重启的的隔膜式。如果电阻提供的负载电流超过 2.5V，那么控制器将处于锁定模式。在这种情况下，在计算外部软启动电容时应该考虑附加的负载电流。如果软启动电容上的电压低于 0.55V 或 V_{DD} 电压低于 UVLO 临界值，那么可以在外部重新设定锁定模式。

（15）同步（SYNC）

通过将所有 SYNC 引脚连在一起，UCC28950 可以在同步模式下进行灵活配置，控制器可以工作在主/从模式。工作于主模式的控制器（RT 和 VREF 之间接电阻）给 SYNC 引脚提供同步脉冲，脉冲频率等于转换器频率 $F_{SW(\text{nom})}$ 的两倍，其占空比为 0.5。工作于从模式的控制器（RT 和 GND 之间接电阻，且 SS/EN 和 GND 之间接 825kΩ 电阻）不产生同步脉冲。从该控制器使其时序和同步信号下降沿同步，因此产生一个和主控制器频率 $F_{SW(\text{nom})}$ 相差 90° 的移相。因为从控制器和 SYNC 脉冲的下降沿同步，故从控制器比主控制器 CLK 延迟 180°，比主

控制的输出开关脉冲延迟 90° 。

如果转换器的输入和输出接在一起，主从装置之间这样的操作提供最大输入电容并产生输出电容纹波取消效应。为了避免在同步运行期间转换器出现故障，需要注意以下几个方面的问题：

(a) 如果转换器作为从装置配置，那么 SYNC 频率必须大于或等于转换器频率的 1.8 倍；

(b) 从转换器至少接收一个同步脉冲才会启动；

(c) 如果所有变化器都是从装置，那么在接收至少一个同步脉冲之后，每一个转换器都以各自的频率工作，而不是同步的。因此，如果从转换器处有一个同步脉冲的干扰，那么控制器就会根据 RT 引脚（此引脚在从模式与 GND 连接）的电压，利用内部的时钟脉冲来维持其运行。

(d) 在主模式中，在 SS 引脚超过其使能临界值（0.55V）后，SYNC 脉冲启动；

(e) 即使没有接收到同步脉冲，从装置也会产生 SS/EN 电压；

(f) 建议主控制器的 SS 先于从控制器的 SS 启动，因此在从装置变换器启动之前，主装置变换器上的 SS/EN 引脚必须达到它的使能临界值电压。同样的，主从装置 T_{MIN} 上的电阻值应该设置成一样大。

(16) 输出 (OUTA, OUTB, OUTC, OUTD, OUTE, OUTF)

(a) 所有的 MOSFET 输出点都有 0.2V 的驱动能力。

(b) 输出点以 P 沟道和 N 沟道输出方式安装（相应地带有典型的 20Ω 和 10Ω 的 $R_{\text{DS(on)}}$ ）。

(c) 输出点能在 12ns 内给 100pF 的电容充电，在 8ns 内放电。

(d) 输出控制脉冲的振幅等于 V_{DD} 。

(e) 输出点是专门为给外部 MOSFET/IGBT 驱动器使用而设计的。

(f) 此设计为最优，可以防止输出电压锁定，并且经大量测试证实。

UCC28950 的输出 OUTA, OUTB 驱动主动臂，形成全桥移相功率变换级 MOSFET 占空比的前沿，而 OUTC, OUTD 驱动被动臂，完成占空比的后沿。优化 OUTE 和 OUTF 的输出来驱动同步整流器 MOSFET。这些输出都有 200mA

的分支电流容量，驱动相关的小电容负载，例如 MOSFET 或 IGBT 驱动的输入。负载电容不能超过 100pF。输出信号的振幅等于 V_{DD} 电压。

(17) 供给电压 (VDD)

将 VDD 引脚接到偏置电压 (8V 到 17V 范围内)。在这个引脚和 GND 之间接高质量、低 ESR 和 ERL 的陶瓷电容 C_{VDD} (至少 $1\mu F$)。推荐将 10Ω 电阻串接到 VDD 形成带有 C_{VDD} 电容的 RC 滤波器。

(18) 地线 (GND)

所有的信号都要参考这个结点。建议先把所有的模拟信号连接在一个区域，这个区域再和地线相连。这个模拟区域包括 VREF, EA+, EA-, COMP, SS/EN, DELAB, DELCD, TMIN, RT, RSUM。功率区域包括 DCM, ADELEF, ADEL, CS, SYNC, OUTF, OUTE, OUTD, OUTC, OUTB, OUTA, VDD。