

Application Note

设计 UCD91xxx 电源序列发生器和系统管理器的电压裕量调节
电路

Matthew Komitsky

摘要

UCD91xxx 电源序列发生器和系统管理器提供裕量调节功能，以修整模拟负载点转换器的输出电压。本应用报告讨论了设计注意事项，并提供了裕量调节电路的设计过程。

内容

1 简介	2
2 设计注意事项	3
2.1 电阻值和调节范围.....	3
2.2 DPWM 频率和 V_{out} 分辨率.....	4
2.3 裕量 DPWM 输出滤波.....	5
2.4 对电源正常运行的影响.....	9
2.5 对电源软启动的影响.....	10
2.6 初始占空比.....	11
3 设计流程	12
4 总结	15
5 References	15

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

UCD91xxx 电源序列发生器和系统管理器提供裕量调节功能，以修整模拟负载点转换器的输出电压。该函数可用于促进电压角点测试，从而验证产品的稳健性，并在正常运行模式下主动修整输出电压。

UCD91xxx 器件使用数字脉宽调制器 (DPWM) 来实现裕量调节功能。图 1-1 显示了一个闭环裕量调节电路。

UCD91xxx 器件会输出脉宽调制 (PWM) 信号，该信号由 R4 和 C1 构成的 RC 滤波器进行滤波。C1 电压的直流分量由 PWM 占空比控制。C1 上的电压通过 R3 从 FB 节点拉取或灌入电流，从而改变输出电压。UCD91xxx 会比较电源轨电压和目标值，并缓慢调整占空比。裕量控制环路非常慢，不会影响转换器的电源或反馈环路。

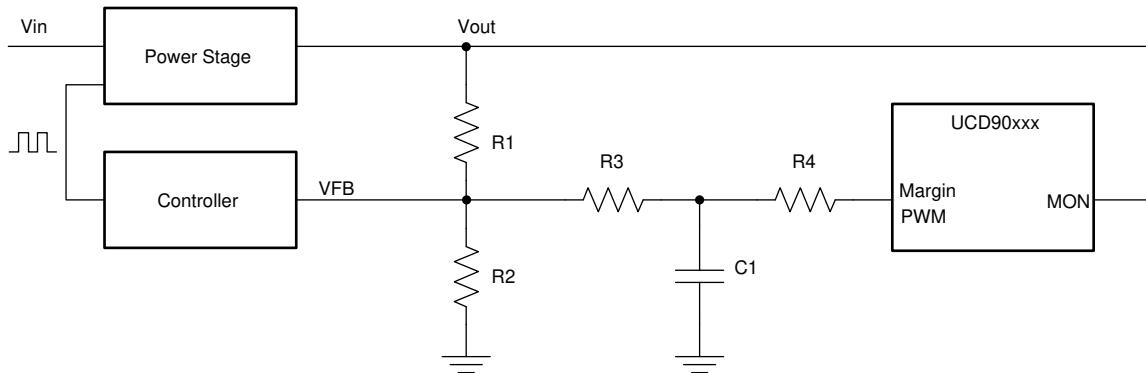


图 1-1. 闭环裕量调节电路

本应用报告讨论了如何选择裕量 DPWM 频率、初始占空比以及 R3、R4 和 C1 的元件值。

2 设计注意事项

2.1 电阻值和调节范围

当裕量 PWM 占空比为 0 和 100% 时，会分别出现最大和最小 V_{out} 。图 2-1 显示了等效电路。带有裕量调节电路的最小和最大输出电压分别根据 [方程式 2](#) 和 [方程式 3](#) 推导得出。

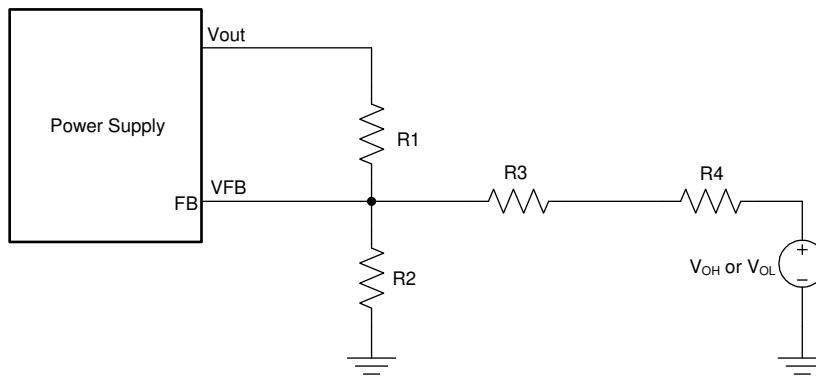


图 2-1. 最大和最小 V_{out} 下的等效电路

$$V_{out,nom} = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (1)$$

$$V_{out,min} = V_{out,nom} + R_1 \times \left(\frac{V_{ref} - V_{OH}}{R_3 + R_4} \right) \quad (2)$$

$$V_{out,max} = V_{out,nom} + R_1 \times \left(\frac{V_{ref} - V_{OL}}{R_3 + R_4} \right) \quad (3)$$

其中

- $V_{out,nom}$ 是由电阻分压器值确定的额定输出电压
- V_{OH} 是 PWM 高电平输出电压
- V_{OL} 是 PWM 低电平输出电压
- V_{ref} 是电源的参考电压

根据 [方程式 2](#) 和 [方程式 3](#)， R_3 和 R_4 的总和由所需的裕量低值或裕量高值决定，以较小的 R_3+R_4 值为准。[方程式 4](#) 和 [方程式 5](#) 可用于分别计算裕量低和裕量高场景的 R_3+R_4 值。

$$R_3 + R_4 = \frac{R_1 (V_{OH} - V_{ref})}{V_{out,nom} - V_{out,low}} \quad (4)$$

$$R_3 + R_4 = \frac{R_1 (V_{ref} - V_{OL})}{V_{out,high} - V_{out,nom}} \quad (5)$$

当某些应用中不存在 R_2 时，上述公式仍然适用。

2.2 DPWM 频率和 V_{out} 分辨率

DPWM 信号由内部时钟生成。每个 DPWM 周期中的量化步数与 DPWM 频率成反比。方程式 6 显示了这种关系。

$$n = \frac{F_{CLK}}{F_{PWM}} \quad (6)$$

其中

- N 是 DPWM 周期内的量化步数
- F_{CLK} 是内部时钟频率
- F_{PWM} 是 DPWM 频率

DPWM 占空比只能具有整数个量化步数。因此，由裕量 DPWM 控制的 V_{out} 分辨率有限。 V_{out} 步长等于整个电压裕量范围除以一个周期内的量化步数，如 方程式 7 所示。

$$V_{out,step} = \frac{V_{out,max} - V_{out,min}}{n} = \frac{V_{out,max} - V_{out,min}}{F_{CLK}} F_{PWM} \quad (7)$$

显然， V_{out} 步长与 V_{out} 裕量范围和 DPWM 频率成正比。

在裕量模式和有源修整模式下，UCD91xxx 以非常慢的反馈环路控制 V_{out} 。该循环大约每 500 μ s 执行一次。如果采样的 V_{out} 不等于目标值，则 DPWM 占空比会朝该方向变化一个量化步数，以更大限度地减小误差。由于 V_{out} 具有电压纹波并且模数转换器 (ADC) 具有采样噪声，因此可以预计在裕量调节和有源修整操作期间，DPWM 占空比会波动 ± 1 最低有效位 (LSB)，这会导致 V_{out} 在目标裕量或修整值附近略有波动。

为了更大限度地减少电压波动， V_{out} 步长应减小，以应对 V_{out} 波动，由于 ± 1 LSB 占空比波动，这是可以接受的。根据 方程式 7，可以降低 DPWM 频率以实现这一目标。通过将 $V_{out,step}$ 变为可接受值，然后相应地推导开关频率，来计算 DPWM 频率。例如， $V_{out,step}$ 可以任意设置为 1mV，然后裕量 DPWM 频率可以通过 方程式 8 确定。

$$F_{PWM} = \frac{V_{out,step} F_{CLK}}{V_{out,max} - V_{out,min}} \quad (8)$$

2.3 裕量 DPWM 输出滤波

必须对来自裕量 DPWM 的方波信号进行充分滤波，以便只有直流分量才会对 V_{out} 产生影响。

有两种滤波机制：

1. 裕量调节电路中的 RC 滤波器
2. 电源的频率响应。

2.3.1 由 RC 滤波器引起的衰减

如 [图 1-1](#) 所示，RC 滤波器由 R_4 和 C_1 构成。 C_1 的电压通过 R_3 连接到 FB 节点。假设误差放大器是理想的，则 FB 节点电压为一个等于参考电压的直流电压。对于交流分析，可以绘制 RC 滤波器的等效电路，如 [图 2-2](#) 所示。

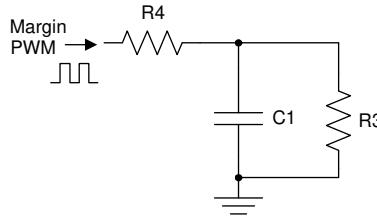


图 2-2. RC 滤波器的等效电路

C_1 上交流电压的幅值可通过 [方程式 9](#) 估算。小写 v 表示交流电压分量。

$$V_{C1} = \left| \frac{V_{PWM,1} R_3 Z_{C1}}{R_3 R_4 + (R_3 + R_4) Z_{C1}} \right| \quad (9)$$

其中

- Z_{C1} 是 DPWM 频率下的 C_1 阻抗
- $v_{PWM,1}$ 是 DPWM 方波输出的基波谐波振幅

为简单起见，仅考虑基波谐波。如 [方程式 10](#) 中所示，高阶谐波会因电源的环路响应而产生更多衰减，因此可以忽略不计。 $v_{\text{PWM},1}$ 由傅里叶级数确定：

$$V_{\text{PWM},1} = \frac{2(V_{\text{OH}} - V_{\text{OL}}) \sin(\pi D)}{\pi} \quad (10)$$

其中

- D 是裕量 DPWM 的占空比
- $v_{\text{PWM},1}$ 的最大值出现在 $D=0.5$ 时。

2.3.2 由环路响应引起的衰减

C1 上的电压纹波会因电源的环路响应而进一步衰减。以下分析展示了如何估算衰减。

首先，考虑一个没有裕量调节电路的电源。如果在 A 点的环路中存在断点，则补偿开环传递函数 $G(s)$ 在 [图 2-3](#) 和 [方程式 11](#) 中定义。

$$G(s) = \frac{\hat{v}_{\text{out}}(s)}{\hat{v}_A(s)} \quad (11)$$

$G(s)$ 包含功率级和补偿器传递函数，可以通过建模或电路测量获得。电源设计人员必须获得 $G(s)$ 信息。

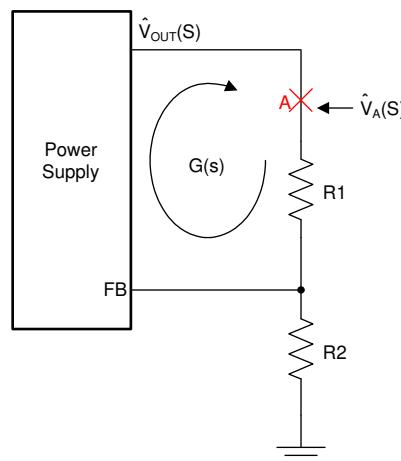


图 2-3. 没有裕量调节电路的方框图

接下来考虑一个带有裕量调节电路的电源，如 [图 2-4](#) 所示。电源从 V_{C1} 到 V_{out} 的传递函数如 [方程式 12](#) 所示。

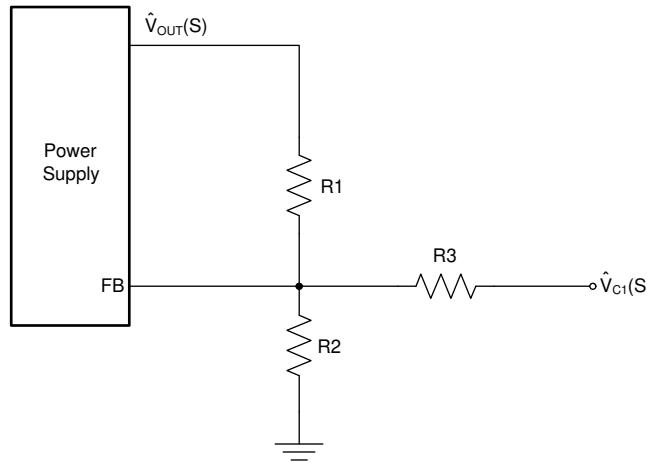


图 2-4. 带有裕量调节电路的方框图

$$T(s) = \frac{\hat{V}_{out}(s)}{\hat{V}_{C1}(s)} = \frac{R_1}{R_3} \frac{G(s)}{1 - G(s)} \quad (12)$$

根据 [方程式 12](#)，可以预测当 $R1=R3$ 时，从 V_{C1} 到 V_{out} 的传递函数与原始电源的闭环传递函数相同。[图 2-5](#) 提供了仿真结果来验证上述结论：在交叉频率以下，闭环增益为 0dB；而在交叉频率以上，闭环增益等于开环增益。

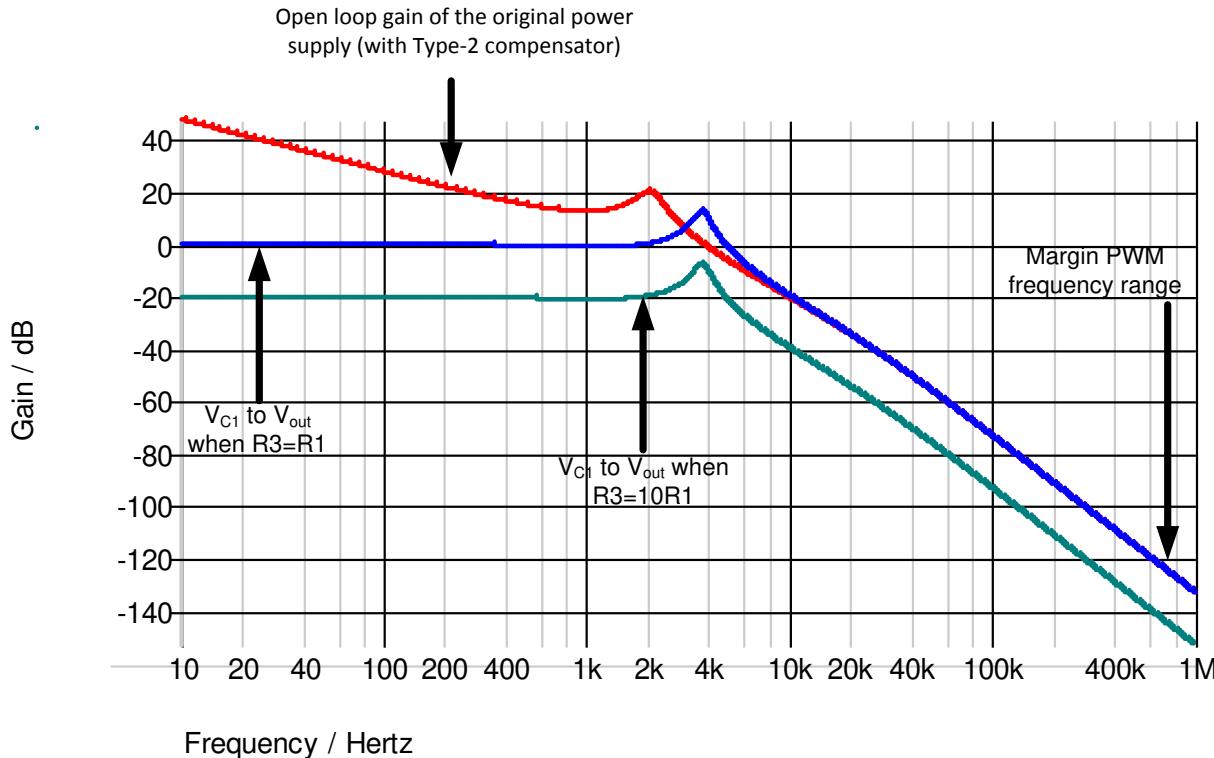


图 2-5. 由环路响应引起的 V_{C1} 到 V_{out} 衰减 (2 型) 示例

可以在波特图上观察到裕量 DPWM 频率下的电源环路增益，根据交叉频率估算或通过数学模型计算得出。在裕量 DPWM 频率下，从 V_{C1} 到 V_{out} 的电压增益可通过 [方程式 13](#) 计算得出。

$$\frac{\hat{V}_{\text{out}}(2\pi F_{\text{PWM}})}{\hat{V}_{\text{C1}}(2\pi F_{\text{PWM}})} = \frac{R_1}{R_3} \frac{G(2\pi F_{\text{PWM}})}{1 - G(2\pi F_{\text{PWM}})} \quad (13)$$

对于 3 型补偿器，有一个与 $R1$ 并联的 $R-C$ 网络。在这种情况下，必须使用 $Z1$ 替换 $R1$ ，如 [图 2-6](#) 和 [方程式 14](#) 所示。

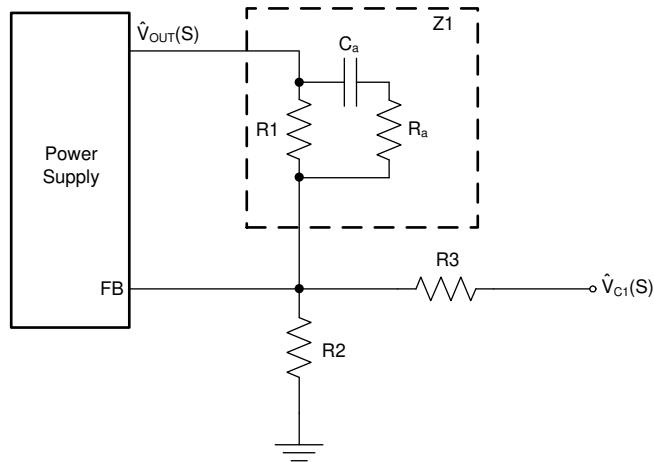


图 2-6. 带有裕量调节电路 (3 型补偿器) 的方框图

$$\frac{\hat{V}_{\text{out}}(2\pi F_{\text{PWM}})}{\hat{V}_{\text{C1}}(2\pi F_{\text{PWM}})} = \frac{|Z_1(2\pi F_{\text{PWM}})|}{R_3} \frac{G(2\pi F_{\text{PWM}})}{1 - G(2\pi F_{\text{PWM}})}$$

$$Z_1(2\pi F_{\text{PWM}}) = \frac{R_1 \left(R_a + \frac{1}{j2\pi F_{\text{PWM}} C_a} \right)}{R_1 + R_a + \frac{1}{j2\pi F_{\text{PWM}} C_a}} \quad (14)$$

为简单起见，3 型补偿器也可以使用 [方程式 13](#) 来替代 [方程式 14](#)。

总之，如果裕量 DPWM 频率高于环路交叉频率（通常是这种情况），则补偿器会提供显著的衰减。当 $R3$ 的阻值大于 $R1$ （或 $Z1$ ）时，也会提供衰减。选择的 $C1$ 值必须提供额外的衰减，以消除裕量 DPWM 频率下的 V_{out} 电压纹波。

对于仅开关模式电源（不适用于 LDO）的情况，需要衰减的附加频率分量是由电源开关频率 (F_{sw}) 和裕量 DPWM 频率 (F_{PWM}) 生成的混叠。由于 PWM 的采样性质， V_{C1} 纹波被注入补偿误差信号，然后在 PWM 下降沿对其进行采样。如果 V_{C1} 纹波频率大于 $\frac{1}{2} F_{\text{sw}}$ ，则在输出端会出现混叠频率。

混叠频率可通过 [方程式 15](#) 计算得出。

$$F_{\text{alias}} = |\pm k \times F_{\text{sw}} \pm F_{\text{PWM}}|, k = 1, 2, 3 \dots \quad (15)$$

最低混叠频率 (F_a) 出现在第一个奈奎斯特区域 ($\leq \frac{1}{2} F_{\text{sw}}$)，这是最难滤波的区域。 F_a 频率可通过 [方程式 16](#) 计算得出。

$$m = \text{floor}\left(\frac{F_{\text{PWM}}}{F_{\text{SW}}}\right)$$

$$F_a = \min\left(\left|F_{\text{PWM}} - m \times F_{\text{SW}}\right|, \left|F_{\text{PWM}} - (m+1) \times F_{\text{SW}}\right|\right) \quad (16)$$

选择裕量 DPWM 频率时，必须使 F_a 处于尽可能高的值 ($\frac{1}{2} F_{\text{SW}}$)。

$$F_{\text{PWM}} = \left(m + \frac{1}{2}\right) \times F_{\text{SW}}, m = 0, 1, 2, \dots \quad (17)$$

2.4 对电源正常运行的影响

当不处于裕量或有源修整模式时，裕量 DPWM 引脚处于高阻抗状态。R3 和 C1 形成的分支与 R2 并联，如 图 2-7 所示。

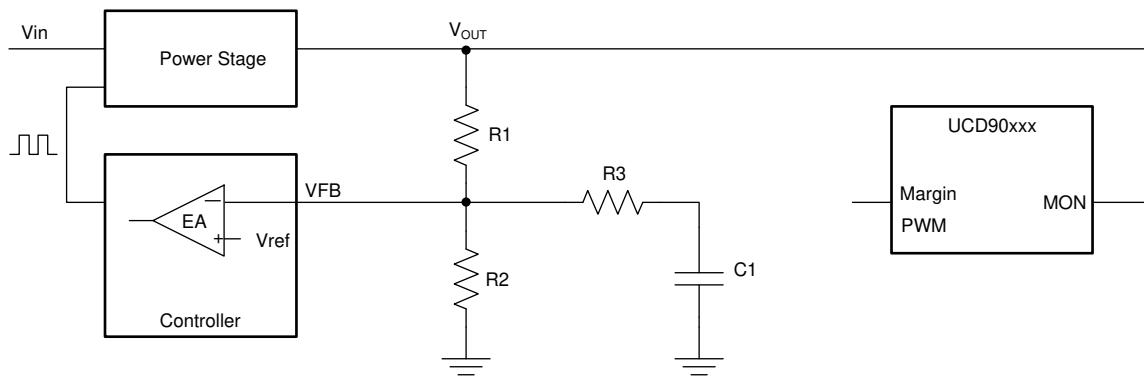


图 2-7. 正常运行下的等效电路

假设控制器中的误差放大器是理想的运算放大器，则 V_{FB} 为一个等于参考电压的直流电压。在这种情况下，没有小信号电流流过 $R3-C1$ 分支，因此对电源函数的环路传递没有影响。

实际误差放大器的增益带宽积有限，但交叉频率下的运算放大器增益必须仍大于 100。考虑在交叉频率处 V_{out} 上存在电压干扰的情况。由于闭环增益在交叉频率处为 1，而误差放大器的增益仍为 100，因此 V_{FB} 上的电压干扰约为 V_{out} 上的 1/100。假设 $R3=10 R1$ ，流经 $R3$ 的小信号电流仅为流经 $R1$ 的 0.1%。因此， $R3-C1$ 分支对电源传递函数的影响可以忽略不计。

2.5 对电源软启动的影响

在闭环软启动期间，FB 节点电压随参考电压升高。C1 电压最初为零。电流必须从 FB 节点流向 C1，以便对电容器充电。C1 的额外充电电流来自流经 R1 的 V_{out}。因此，当 C1 充电时，V_{out} 高于参考电压确定值。在软启动斜坡结束时，可能会发生过冲。

实际上，实际的 V_{out} 斜坡会滞后于 VFB 斜坡，因为系统对于斜率输入有稳态误差。在 VFB 斜坡结束时，V_{out} 滞后可消除过冲。VFB 斜坡通常在斜坡末端附近平坦，这会降低 R3 中的电流，从而减少过冲。因此，实际的过冲通常是不可见的。以下简化的数学模型用于健全性检查，仅供参考。

假设软启动斜坡严格呈线性，则 VFB 可以表示为时间的函数。

$$V_{FB}(t) = \frac{V_{ref}}{t_{rise}} \times t \quad (18)$$

其中

- t_{rise} 是软启动上升时间

如果斜坡无限长，R3 电流将达到稳定状态。

$$I_{R3}(\infty) = \frac{V_{ref}}{t_{rise}} \times C_1 \quad (19)$$

可通过以下公式得出随时间变化的 R3 电流：

$$I_{R3}(t) = I_{R3}(\infty) \times \left(1 - e^{-\frac{t}{R3 \times C1}} \right) \quad (20)$$

在软启动斜坡结束时，C1 充电引起的电压过冲为：

$$\Delta V_{out} = I_{R3}(t_{rise}) \times R_1 = \frac{V_{ref}}{t_{rise}} \times R_1 \times C_1 \times \left(1 - e^{-\frac{t_{rise}}{R3 \times C1}} \right) \quad (21)$$

方程式 21 可用于检查软启动斜坡结束时的过冲电压。实际的过冲量通常比预测值小大约 50mV，因为软启动斜坡通常会变平并逐渐合并到接近终点的稳定状态。此计算过程仅供参考。如果过冲过大，则必须减小 C1 值。

为了尽可能减小所需的 C1 值：

1. 使 R3=R4 (R3+R4 是固定的，节 2.1 中对此进行了讨论)。
2. 减小裕量高/低范围，以便可以使用较大的 R3+R4 值。
3. 增大 R1 值，以便可以使用较大的 R3+R4 值。
4. 允许在 V_{out} 处实现更高的纹波。

或者，增加软启动上升时间也可以减少过冲。

2.6 初始占空比

UCD91xxx 将裕量 DPWM 占空比调整为每 $500\mu\text{s}$ 一个 LSB。如果初始占空比设置值与稳态值相差很大，那则在激活裕量调节和有源修整功能时，会导致 V_{out} 突然变化。

建议的初始占空比可通过 [方程式 22](#) 计算得出。裕量 DPWM 的初始直流输出电压等于参考电压，这使得 UCD91xxx 逐渐将 V_{out} 变为目标裕量高/低电平。

$$D_{\text{init}} = \frac{V_{\text{ref}} - V_{\text{OL}}}{V_{\text{OH}} - V_{\text{OL}}} \quad (22)$$

3 设计流程

第 1 步：使用 [方程式 23](#) 计算额定输出电压。 V_{ref} 是电源控制器的参考电压。

$$V_{out,nom} = V_{ref} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (23)$$

第 2 步：使用 [方程式 24](#) 计算初始裕量 DPWM 占空比。 V_{OH} 和 V_{OL} 是 DPWM 引脚的输出高电压电平和输出低电压电平。典型值为 $V_{OH} = 3.2V$ 且 $V_{OL} = 0V$ 。

$$D_{init} = \frac{V_{ref} - V_{OL}}{V_{OH} - V_{OL}} \quad (24)$$

第 3 步：使用 [方程式 25](#) 和 [方程式 26](#) 来估算裕量 DPWM 引脚电流。 $V_{out,low}$ 是裕量低输出电压，它必须小于 $V_{out,nom}$ 。 $V_{out,high}$ 是裕量高输出电压，它必须大于 $V_{out,nom}$ 。

如果两者中较高的电流值大于 $1mA$ ，则增加 $R1$ 和 $R2$ 值。通常，最好使用较大的 $R1$ 和 $R2$ 值来降低裕量 DPWM 引脚的电流。

$$I_{DPWM} = \frac{V_{out,high} - V_{out,nom}}{R_1} \quad (25)$$

$$I_{DPWM} = \frac{V_{out,nom} - V_{out,low}}{R_1} \quad (26)$$

第 4 步：使用 [方程式 27](#) 和 [方程式 28](#) 来计算 $R3$ 和 $R4$ 值。必须选择两者中的较小值。实际电阻值必须等于或小于计算得出的值。

$$R_3 = R_4 = \frac{R_1(V_{OH} - V_{ref})}{2(V_{out,nom} - V_{out,low})} \quad (27)$$

$$R_3 = R_4 = \frac{R_1(V_{ref} - V_{OL})}{2(V_{out,high} - V_{out,nom})} \quad (28)$$

第 5 步：使用 [方程式 29](#) 计算在保证足够 V_{out} 分辨率的前提下，裕量 DPWM 频率的最大值。

$$F_{PWM,max} = \frac{V_{out,step} F_{CLK}}{V_{out,max} - V_{out,min}} \quad (29)$$

$V_{out,step}$ 是裕量调节和有源修整模式下允许的 V_{out} 波动。较大的 $V_{out,step}$ 可实现更高裕量的 DPWM 频率。 $V_{out,step} = 0.1\% V_{out,nom}$ 是一个好的起点。

$V_{out,min}$ 和 $V_{out,max}$ 分别为裕量 DPWM 处于 100% 占空比和 0% 占空比时的输出电压电平。电压电平可通过 [方程式 30](#) 和 [方程式 31](#) 计算得出。

$$V_{out,min} = V_{out,nom} + R_1 \times \left(\frac{V_{ref} - V_{OH}}{R_3 + R_4} \right) \quad (30)$$

$$V_{out,max} = V_{out,nom} + R_1 \times \left(\frac{V_{ref} - V_{OL}}{R_3 + R_4} \right) \quad (31)$$

F_{CLK} 是 UCD91xxx 器件的内部时钟频率：

1. 对 UCD91320 和 UCD91160 裕量引脚使用 80MHz。

第 6 步：使用 [方程式 32](#) 计算最佳裕量 DPWM 频率 F_{PWM} 。 F_{SW} 是电源的开关频率。

$$\begin{aligned} m &= \max \left(1, \text{round} \left(\frac{F_{PWM,max}}{F_{SW}} \right) \right) \\ F_{PWM} &= \min \left(F_{PWM,max}, \left(m - \frac{1}{2} \right) \times F_{SW} \right) \end{aligned} \quad (32)$$

第 7 步：使用 [方程式 33](#) 来计算最低混叠频率 F_a 。

$$\begin{aligned} n &= \text{floor} \left(\frac{F_{PWM}}{F_{SW}} \right) \\ F_a &= \min \left(\left| F_{PWM} - n \times F_{SW} \right|, \left| F_{PWM} - (n+1) \times F_{SW} \right| \right) \end{aligned} \quad (33)$$

第 8 步：使用 [方程式 34](#) 来估算开关模式电源在频率 F_a 下的开环增益，假设：

1. 环路带宽约为开关频率的 20%。
2. 交叉频率和 F_a 之间的增益斜率为 -20dB/十倍频程。

$$\text{Gain}_{OL}(2\pi F_a) = \frac{0.2F_{SW}}{F_a} \quad (34)$$

此值也可以从实验结果中获得。

对于裕量调节 LDO 输出，对该值使用 1。

第 9 步：使用 [方程式 35](#) 来估算从 V_{C1} 纹波到 V_{out} 的闭环增益。

$$\text{Gain}_{V_{C1_to_Vout}}(2\pi F_a) = \min \left(\frac{R_1}{R_3}, \text{Gain}_{OL}(2\pi F_a) \frac{R_1}{R_3} \right) \quad (35)$$

(对于 3 型补偿器，这是可选的)

$$\text{Gain}_{\text{VC1_to_Vout}}(2\pi F_a) = \min \left(\frac{|Z_1(2\pi F_a)|}{R_3}, \text{Gain}_{\text{OL}}(2\pi F_a) \frac{|Z_1(2\pi F_a)|}{R_3} \right) \quad (36)$$

其中

- Z_1 在 [图 2-6](#) 中进行定义

$$|Z_1(2\pi F_a)| = R_1 \sqrt{\frac{4C_a^2 F_a^2 \pi^2 R_a^2 + 1}{4C_a^2 F_a^2 \pi^2 (R_1 + R_a)^2 + 1}} \quad (37)$$

为简单起见，[方程式 35](#) 可用于 3 型补偿器。

第 10 步：使用 [方程式 38](#) 来计算所需的总增益，以便裕量 DPWM 方波信号衰减至可接受的 V_{out} 纹波，即步骤 5 中定义的 $V_{\text{out,step}}$ 。此步骤考虑了裕量 DPWM 占空比为 50% 的最坏情况。

$$\text{Gain}_{\text{total}} = V_{\text{out,step}} \times \frac{\pi}{2(V_{\text{OH}} - V_{\text{OL}})} \quad (38)$$

第 11 步：使用 [方程式 39](#) 来计算将裕量 DPWM 方波衰减到所需 V_{C1} 纹波所需的增益。

$$\text{Gain}_{\text{RC}} = \frac{\text{Gain}_{\text{total}}}{\text{Gain}_{\text{VC1_to_Vout}}(2\pi F_a)} \quad (39)$$

第 12 步：使用 [方程式 40](#) 来计算 C_1 值。如果 Gain_{RC} 大于 $R_4/(R_3+R_4)$ ，则不需要 C_1 。

$$C_1 = \frac{\sqrt{R_3^2 - \text{Gain}_{\text{RC}}^2 (R_3 + R_4)^2}}{2\pi F_{\text{PWM}} \text{Gain}_{\text{RC}} R_3 R_4} \quad (40)$$

使用 [方程式 41](#) 来预测软启动斜坡结束时的过冲。 t_{rise} 是软启动上升时间。

实际过冲通常比预测的值小大约 50mV，因为软启动斜坡通常会变平，并逐渐合并到接近终点的稳定状态。此计算过程仅供参考。

如果过冲过大，可采取以下措施：

1. 减小不必要的宽裕量高/低范围，以减小 C_1 值。
2. 增加允许的 V_{out} 纹波，以增加 DPWM 频率，从而减小 C_1 值。
3. 增加软启动上升时间，以直接减少过冲。
4. 增大 R_1 值可减小滤波所需的 C_1 值。

$$\Delta V_{\text{out}} = \frac{V_{\text{ref}}}{t_{\text{rise}}} \times R_1 \times C_1 \times \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{rise}}}{R_3 \times C_1}} \right) \quad (41)$$

4 总结

UCD91xxx 器件提供闭环裕量调节和高精度修整电源输出电压的函数。本应用报告讨论了设计注意事项，并提供了实现理想设计的设计过程。

5 References

Texas Instruments, [UCD91320 32-Rail PMBus™ Power Sequencer and System Manager](#), data sheet.

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月