

## Application Note

# UCD91xxx 電源シーケンス IC およびシステム マネージャ向けの 電圧マーギニング回路の設計



Matthew Komitsky

## 概要

UCD91xxx 電源シーケンス IC およびシステム マネージャは、アナログ ポイント オブ ロード コンバータの出力電圧を調整するためのマーギニング機能を提供します。このアプリケーション レポートでは、設計上の検討事項について説明し、マーギニング回路の設計手順を紹介します。

## 目次

1 概要.....	2
2 設計上の考慮事項.....	3
2.1 抵抗値とレギュレーション範囲.....	3
2.2 DPWM 周波数と $V_{out}$ の分解能.....	4
2.3 マーギン DPWM 出力フィルタリング.....	5
2.4 通常の電源動作への影響.....	9
2.5 電源ソフト スタートへの影響.....	10
2.6 初期デューティ サイクル.....	11
3 設計手順.....	12
4 まとめ.....	16
5 References.....	16

## 商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 1 概要

UCD91xxx 電源シーケンス IC およびシステム マネージャは、アナログ ポイント オブ ロード コンバータの出力電圧を調整するためのマーギング機能を提供します。この機能を使用すると、電圧コーナー テストが容易になります。電圧コーナー テストは、製品の堅牢性を検証できるだけでなく、通常動作モードで出力電圧をアクティブに調整できます。

UCD91xxx デバイスは、デジタル パルス幅変調器 (DPWM) を使用してマーギング機能を実装しています。図 1-1 に、閉ループ マーギング回路を示します。UCD91xxx デバイスはパルス幅変調 (PWM) 信号を出力します。この信号は、R4 および C1 で形成された RC フィルタでフィルタ処理されます。C1 電圧の DC 成分は、PWM デューティ サイクルによって制御されます。C1 の電圧は、R3 を経由して FB ノードから電流をソースまたはシンクし、その結果として出力電圧が変化します。UCD91xxx は、レール電圧と目標値を比較し、デューティ サイクルをゆっくりと調整します。マーギン制御ループは非常に低速であるため、コンバータの電力ループや帰還ループに影響を与えません。

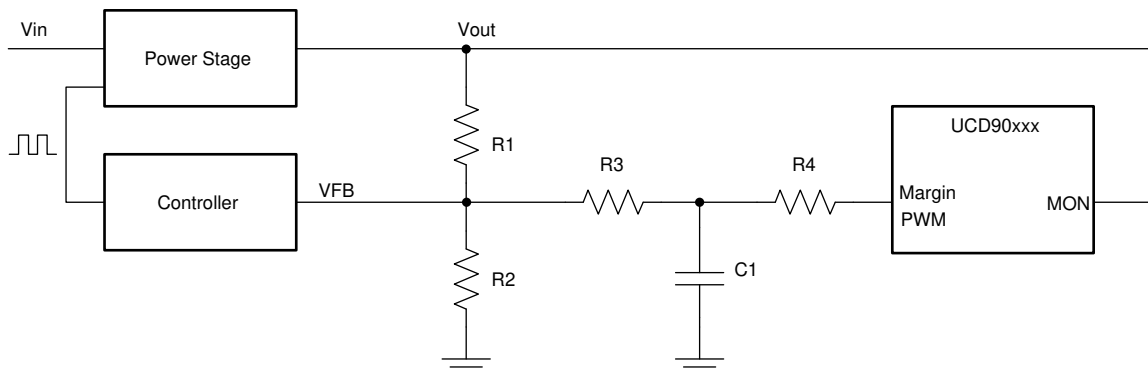


図 1-1. 閉ループのマーギング回路

このアプリケーション レポートでは、マーギン DPWM 周波数、初期デューティ サイクル、R3、R4、C1 の部品値の選択について説明します。

## 2 設計上の考慮事項

### 2.1 抵抗値とレギュレーション範囲

最大および最小  $V_{out}$  は、マージン PWM デューティ サイクルがそれぞれ 0 および 100% のときに発生します。図 2-1 に、等価回路を示します。マージニング回路による最小および最大の出力電圧はそれぞれ 式 2 と 式 3 で求められます。

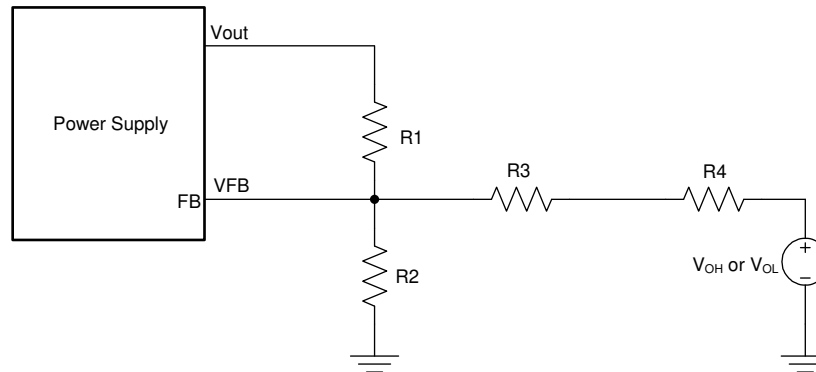


図 2-1. 最大および最小  $V_{out}$  の等価回路

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

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

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

ここで、

- $V_{out,nom}$  は抵抗分圧器の値で決定される公称出力電圧
- $V_{OH}$  は、PWM の High レベル出力電圧
- $V_{OL}$  は、PWM の Low レベル出力電圧
- $V_{ref}$  は、電源のリファレンス電圧

式 2 と 式 3 に基づいて、 $R_3$  と  $R_4$  の合計は、目的のマージン Low 値またはマージン High 値のうち、 $R_3+R_4$  の値がより小さい方によって決定されます。式 4 および 式 5 を使用して、マージン Low およびマージン High シナリオに対する  $R_3+R_4$  の値をそれぞれ計算できます。

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

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

上記の式は、R2 が一部のアプリケーションに存在しない場合でも当てはまります。

## 2.2 DPWM 周波数と $V_{out}$ の分解能

DPWM 信号は、内部クロックから生成されます。各 DPWM 周期の量子化ステップ数は、DPWM 周波数に反比例します。この関係を、式 6 に示します。

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

ここで、

- $n$  は、DPWM 周期内の量子化ステップ数
- $F_{CLK}$  は内部クロック周波数
- $F_{PWM}$  は、DPWM 周波数

DPWM デューティ サイクルには、整数の量子化ステップしか指定できません。その結果、マージン DPWM によって制御される  $V_{out}$  は有限の分解能になります。 $V_{out}$  ステップ数は、式 7 に示すように、全電圧マージニング範囲を、ある周期内の量子化ステップ数で除算した値に等しくなります。

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

当然ながら、 $V_{out}$  ステップ数は、 $V_{out}$  マージン範囲と DPWM 周波数に比例します。

マージン モードおよびアクティブ トリム モードの場合、UCD91xxx は非常に低速な帰還ループで  $V_{out}$  を制御します。ループは、500 $\mu$ s ごとに 1 回程度の頻度で実行されます。サンプリングされた  $V_{out}$  が目標値と異なる場合、量子化ステップが DPWM デューティ サイクルによって、誤差の少なくなる方向に 1 段階ずつ変化します。 $V_{out}$  には電圧リップルがあり、A/D コンバータ (ADC) にはサンプリング ノイズがあるため、マージニングおよびアクティブ トリム動作中、DPWM デューティ サイクルが  $\pm 1$  最下位ビット (LSB) だけ変動することが想定されます。これにより、 $V_{out}$  は目標のマージンまたはトリム値付近でわずかに変動します。

電圧変動を最小限に抑えるには、 $\pm 1$ LSB のデューティ サイクルの変動による  $V_{out}$  の変動が許容範囲内となるよう  $V_{out}$  ステップ数を小さくする必要があります。式 7 に従って DPWM 周波数を下げることで、この目標を達成できます。DPWM 周波数は、まず  $V_{out,step}$  を許容可能な値としてから、それに応じてスイッチング周波数を求めることで計算できます。たとえば、 $V_{out,step}$  を任意の値として 1mV に設定すると、マージン DPWM 周波数は式 8 で決定できます。

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

## 2.3 マージン DPWM 出力フィルタリング

マージン DPWM からの方波信号は、DC 成分のみが  $V_{out}$  に影響を及ぼすように、十分にフィルタ処理する必要があります。

フィルタリング メカニズムは 2 つあります。

1. マージニング回路内の RC フィルタ
2. 電源のループ応答

### 2.3.1 RC フィルタによる減衰

図 1-1 に示すように、RC フィルタは  $R_4$  と  $C_1$  によって形成されます。 $C_1$  の電圧は、 $R_3$  経由で FB ノードに接続されます。エラー アンプが理想的であると仮定すると、FB ノードの電圧は、リファレンス電圧と等しい DC 電圧になります。AC 解析では、図 2-2 に示すように、RC フィルタの等価回路を描画できます。

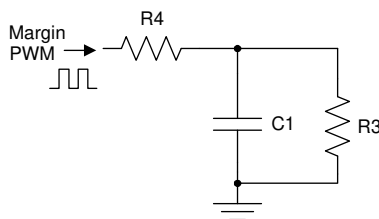


図 2-2. RC フィルタの等価回路

$C_1$  の AC 電圧の振幅は、式 9 で推定できます。小文字の  $v$  は、AC 電圧成分を示します。

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

ここで、

- $Z_{C1}$  は DPWM 周波数の  $C_1$  インピーダンス
- $V_{PWM,1}$  は DPWM 方波出力の基本高調波の振幅

簡潔にするために、基本高調波のみを考慮しています。式 10 に示すように、高次の高調波は電源のループ応答によって減衰が大きくなるため、無視できます。 $V_{PWM,1}$  はフーリエ級数によって決定されます。

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

ここで、

- $D$  はマージン DPWM のデューティ サイクル

$V_{PWM,1}$  の最大値は  $D = 0.5$  のときに発生します。

### 2.3.2 ループ応答による減衰

$C1$  の電圧リップルは、電源のループ応答によってさらに減衰されます。以下の分析により、減衰を推定することができます。

まずマージニング回路がない電源について考えてみましょう。ポイント  $A$  のループにブレイクが発生した場合、補償された開ループ伝達関数  $G(s)$  は 図 2-3 と 式 11 で定義されます。

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

$G(s)$  には、電力段と補償器の伝達関数の両方が含まれており、モデル化または回路の測定によって得られます。 $G(s)$  は、電源供給設計者に利用可能な情報である必要があります。

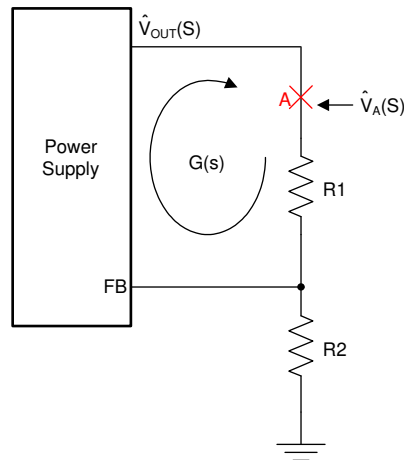


図 2-3. マージニング回路なしのブロック図

次に、図 2-4 に示すようにマージニング回路を備えた電源を考えます。 $V_{C1}$  から  $V_{out}$  への電源の伝達関数を 式 12 に示します。

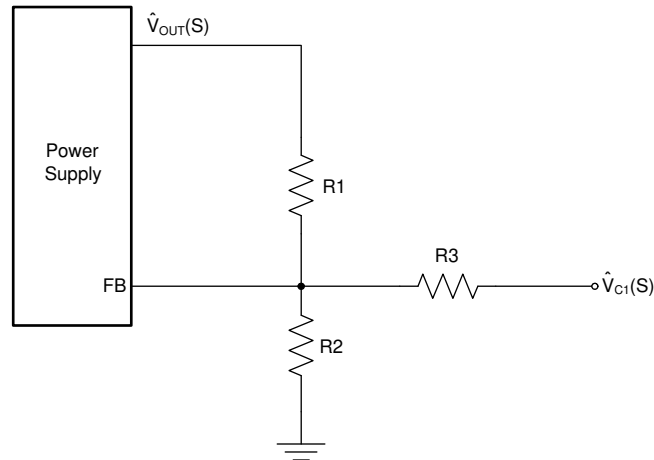


図 2-4. マージニング回路ありのブロック図

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

式 12 より、 $R1 = R3$  のとき、 $V_{C1}$  から  $V_{out}$  への伝達関数は元の電源の閉ループ伝達関数と同一になることが予測されます。図 2-5 に、上記の結論を検証するためのシミュレーション結果を示します。クロスオーバー周波数より低い場合は、閉ループゲインが 0dB で、クロスオーバー周波数より高い場合は閉ループゲインが開ループゲインと等しくなっています。

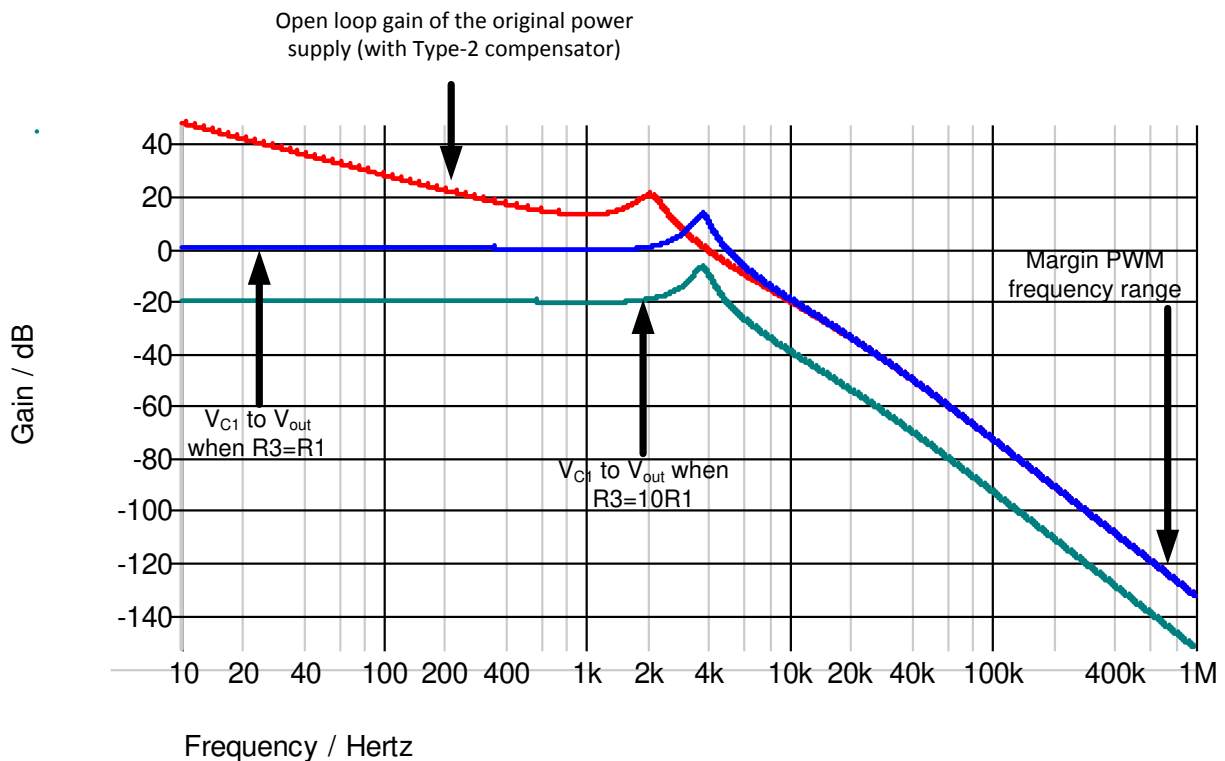


図 2-5. ループ応答による  $V_{C1}$  から  $V_{out}$  への減衰の例 (タイプ 2)

マージン DPWM 周波数における電源のループ ゲインは、ボード線図で観測するか、クロスオーバー周波数から推定するか、数学モデルから計算できます。マージン DPWM 周波数での  $V_{C1}$  から  $V_{out}$  への電圧ゲインは、式 13 で計算できます。

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

タイプ 3 補償器では、 $R1$  と並列に  $R-C$  回路があります。この場合、図 2-6 および 式 14 に示すように、 $Z1$  を使用して  $R1$  を置き換える必要があります。

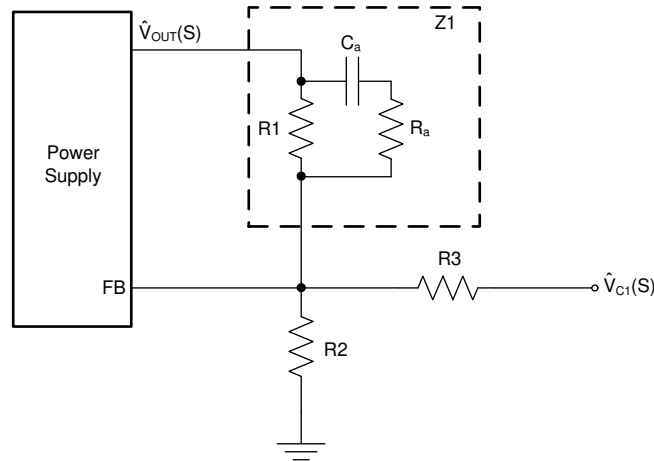


図 2-6. マージニング回路ありブロック図 (タイプ 3 補償器)

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

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

簡潔にするために、タイプ 3 補償器では 式 14 の代わりに 式 13 も使用できます。

結論として、マージン DPWM 周波数がループ クロスオーバー周波数を上回っている場合 (実際にそのような場合が多い)、補償器は大幅に減衰します。 $R1$  (または  $Z1$ ) と比較して大きな  $R3$  の値も減衰します。マージン DPWM 周波数で  $V_{out}$  の電圧リップルを除去するために、 $C1$  値を選択して追加減衰させます。

スイッチ モード電源のみ (LDO には適用されません) の場合、減衰を必要とする追加の周波数成分は、電源スイッチング周波数 ( $F_{sw}$ ) とマージン DPWM 周波数 ( $F_{PWM}$ ) によって生成されるエイリアスです。PWM のサンプリング特性により、 $V_{C1}$  リップルは補償された誤差信号に注入され、PWM の立ち下がりエッジでサンプリングされます。 $V_{C1}$  リップル周波数が  $\frac{1}{2} F_{sw}$  より高い場合、エイリアス周波数が出力で発生します。

エイリアス周波数は、式 15 で計算できます。

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



最小のエイリアス周波数 ( $F_a$ ) は 1 次ナイキストゾーン ( $\leq \frac{1}{2} F_{sw}$ ) で発生し、これはフィルタリングが非常に困難です。 $F_a$  周波数は、式 16 で計算できます。

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

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

マージン DPWM 周波数は、 $F_a$  が可能な限り高い値 ( $\frac{1}{2} F_{sw}$ ) になるように選択する必要があります。

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

## 2.4 通常の電源動作への影響

マージン モードでもアクティブトリム モードでもない場合、マージン DPWM ピンは高インピーダンス状態になります。 $R3$  と  $C1$  で形成される分岐は、図 2-7 に示すように  $R2$  と並列になります。

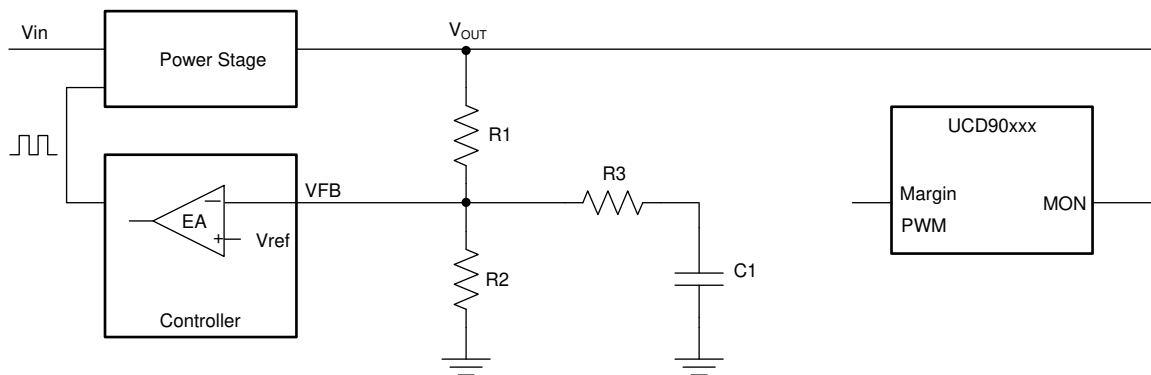


図 2-7. 通常動作時の等価回路

コントローラのエラー アンプが理想的なオペアンプであると仮定すると、 $V_{FB}$  はリファレンス電圧と等しい DC 電圧になります。この場合、 $R3$  と  $C1$  の分岐を流れる小信号電流は発生しないため、電源関数のループ伝達には影響がありません。

実際のエラー アンプではゲイン帯域幅積が限定されますが、それでもクロスオーバー周波数でのオペアンプのゲインは 100 を上回る必要があります。クロスオーバー周波数において、 $V_{out}$  に電圧外乱が存在する場合を考えてみます。クロスオーバー周波数で閉ループ ゲインが 1 で、エラー アンプのゲインは依然として 100 であるため、 $V_{FB}$  での電圧外乱は  $V_{out}$  での電圧外乱の約 1/100 です。 $R3 = 10 \cdot R1$  と仮定すると、 $R3$  を流れる小信号電流は  $R1$  を流れる小信号電流のわずか 0.1% です。したがって、 $R3$  と  $C1$  の分岐が電源の伝達関数に及ぼす影響は無視できます。

## 2.5 電源ソフト スタートへの影響

閉ループのソフト スタート中は、FB ノードの電圧はリファレンス電圧に応じて上昇します。最初の C1 電圧はゼロです。コンデンサを充電するには、電流が FB ノードから C1 に流れる必要があります。C1 への追加の充電電流は、V<sub>out</sub> が R1 を流れることによって生じます。したがって、C1 が充電中の場合、V<sub>out</sub> はリファレンス電圧で決定された値よりも高くなります。ソフト スタートランプの終了時に、オーバーシュートが発生することがあります。

実際には、スロープ入力に対して定常状態誤差があるため、実際の V<sub>out</sub> ランプは VFB ランプより遅くなります。VFB ランプの終了時に、V<sub>out</sub> の遅延によってオーバーシュートがキャンセルされます。VFB ランプは多くの場合、ランプの終わり付近で平坦になっているため、R3 の電流が減少し、オーバーシュートが低減されます。したがって、実際のオーバーシュートは多くの場合、観測されません。以下の簡略化された数学モデルは、健全性チェックおよび参考用です。

ソフト スタートランプが厳密に線形であると仮定すると、VFB は時間の関数として表すことができます。

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

ここで、

- $t_{rise}$  は、ソフト スタートの立ち上がり時間

ランプが無限に長いと仮定すると、R3 電流は定常状態になります。

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

時間の関数としての R3 電流は次のように求めることができます。

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

ソフト スタートランプの終了時に、C1 の充電により発生する電圧オーバーシュートは次のようになります。

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

式 21 を使用して、ソフト スタートランプの終了時のオーバーシュート電圧をチェックできます。ソフト スタートランプは多くの場合、平坦になり、最後付近で定常状態に徐々にマージされるため、実際のオーバーシュート量は予測値よりも約 50mV 小さくなります。この計算は、情報提供のみを目的として提供されています。オーバーシュートが大きすぎる場合は、C1 値を小さくする必要があります。

必要な C1 値を最小化するには、

1. R3 = R4 にします (セクション 2.1 で説明したとおり R3+R4 は固定です)。
2. マージン High/Low 範囲を小さくして、より大きな R3+R4 の値を使用できるようにします。
3. R1 の値を大きくして、より大きな R3+R4 の値を使用できるようにします。
4. V<sub>out</sub> でより大きいリップルを許容します。

または、ソフト スタートの立ち上がり時間を長くすると、オーバーシュートを低減することもできます。

## 2.6 初期デューティ サイクル

UCD91xxx は、マージン DPWM デューティ サイクルを 500µs ごとに 1LSB 調整します。初期デューティ サイクル設定が定常状態値と大きく異なる場合、マージニングとアクティブ トリム機能がアクティブになったときに、 $V_{out}$  が急激に変化します。

推奨される初期デューティ サイクルは、式 22 で計算できます。マージン DPWM の初期 DC 出力電圧はリファレンス電圧と等しく、これにより、UCD91xxx は目標のマージン High/Low レベルまで徐々に  $V_{out}$  を戻します。

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

### 3 設計手順

**ステップ 1:** 式 23 を使用して公称出力電圧を計算します。 $V_{ref}$  は電源コントローラのリファレンス電圧です。

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

**ステップ 2:** 式 24 を使用して、初期マージン DPWM デューティ サイクルを計算します。 $V_{OH}$  と  $V_{OL}$  は、DPWM ピンの出力 High および出力 Low 電圧レベルです。標準値は、 $V_{OH} = 3.2V$ 、 $V_{OL} = 0V$  です。

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

**ステップ 3:** 式 25 および 式 26 を使用して、マージン DPWM ピン電流を推定します。 $V_{out,low}$  はマージン Low の出力電圧で、 $V_{out,nom}$  未満にする必要があります。 $V_{out,high}$  はマージン High の出力電圧で、 $V_{out,nom}$  より高くする必要があります。

この 2 つの電流値のうち大きい値が 1mA より大きい場合は、 $R_1$  と  $R_2$  の値を増やします。一般に、マージン DPWM ピンの電流を低減する方法として、 $R_1$  および  $R_2$  の値を大きくすることを推奨します。

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

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

**ステップ 4:** 式 27 と 式 28 を使用して、 $R_3$  と  $R_4$  の値を計算します。2 つのうち小さい方の値を選択します。実際の抵抗値は、計算値以下である必要があります。

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

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

**ステップ 5:** 式 29 を使用して、十分な  $V_{out}$  分解能を提供する最大マージン DPWM 周波数を計算します。

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

$V_{out,step}$  は、マージニングとアクティブトリム モードで許容される  $V_{out}$  変動です。 $V_{out,step}$  が大きいほど、DPWM 周波数のマージンを大きくすることができます。出発点として適切なのは、 $V_{out,step} = 0.1\% V_{out,nom}$  です。

$V_{out,min}$ 、 $V_{out,max}$  は、それぞれマージン DPWM がデューティ サイクルの 100% および 0% にあるときの出力電圧レベルです。電圧レベルは、式 30 と 式 31 を使用して計算できます。

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

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

$F_{CLK}$  は UCD91xxx デバイスの内部クロック周波数です。

1. UCD91320 と UCD91160 のマージン ピンには 80MHz を使用します。

**ステップ 6:** 式 32 を使用して、最適なマージン DPWM 周波数  $F_{PWM}$  を計算します。 $F_{SW}$  は、電源のスイッチング周波数です。

$$m = \max \left( 1, \text{round} \left( \frac{F_{PWM,max}}{F_{SW}} \right) \right)$$

$$F_{PWM} = \min \left( F_{PWM,max}, \left( m - \frac{1}{2} \right) \times F_{SW} \right) \quad (32)$$

**ステップ 7:** 式 33 を使用して、最小エイリアス周波数  $F_a$  を計算します。

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

$$F_a = \min \left( \left| F_{PWM} - n \times F_{SW} \right|, \left| F_{PWM} - (n+1) \times F_{SW} \right| \right) \quad (33)$$

**ステップ 8:** 式 34 を使用し、周波数  $F_a$  でのスイッチ モード電源の開ループ ゲインを推定します。ここでは、以下を仮定します。

1. ループ帯域幅はスイッチング周波数の約 20% です。
2. ゲイン スロープは、クロスオーバー周波数と  $F_a$  の間で -20dB/dec です。

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

この値は実験結果からも得られます。

マージニング LDO 出力の場合は、この値に 1 を使用します。

**ステップ 9:** 式 35 を使用して、 $V_{C1}$  リップルから  $V_{out}$  までの閉ループ ゲインを推定します。

$$\text{Gain}_{V_{C1\_to\_V_{out}}} \left( 2\pi F_a \right) = \min \left( \frac{R_1}{R_3}, \text{Gain}_{OL} \left( 2\pi F_a \right) \frac{R_1}{R_3} \right) \quad (35)$$

(タイプ 3 補償器のオプション)

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

ここで、

- $Z_1$  は、[図 2-6](#) で定義されます。

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

簡潔にするために、タイプ 3 補償器に [式 35](#) を使用できます。

**ステップ 10:** [式 38](#) を使用して、必要な合計ゲインを計算し、マージン DPWM 方形波信号が許容可能な  $V_{\text{out}}$  リップル、すなわち [ステップ 5](#) で定義された  $V_{\text{out,step}}$  まで減衰されるようにします。このステップは、マージン DPWM デューティ サイクルが 50% であるワースト ケース シナリオを考慮しています。

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

**ステップ 11:** [式 39](#) を使用して、マージン DPWM 方形波を必要な  $V_{\text{C1}}$  リップルまで減衰させるために必要なゲインを計算します。

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

**ステップ 12:** [式 40](#) を使用して、 $C_1$  値を計算します。 $\text{Gain}_{\text{RC}}$  が  $R_4/(R_3+R_4)$  より大きい場合、 $C_1$  は不要です。

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

[式 41](#) を使用し、ソフト スタート ランプ終了時のオーバーシュートを予測します。 $t_{\text{rise}}$  は、ソフト スタートの立ち上がり時間です。

実際のオーバーシュートは多くの場合、ソフト スタート ランプが平坦になり、最後の付近で定常状態に徐々にマージされるため、予測値よりも約 50mV 小さくなります。この計算は、情報提供のみを目的として提供されています。

オーバーシュートが大きすぎる場合は、次の方法を使用できます。

1.  $C_1$  の値を減らすために、不必要に広いマージン High/Low 範囲を減らします。
2. DPWM 周波数を高くして  $C_1$  の値が小さくなるように、許容される  $V_{\text{out}}$  リップルを大きくします。
3. ソフト スタートの立ち上がり時間を長くして、オーバーシュートを直接低減します。
4.  $R_1$  の値を大きくして、フィルタリングに必要な  $C_1$  の値を小さくします。

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

## 4 まとめ

UCD91xxx デバイスは、閉ループのマージニングと電源出力電圧の調整を高精度で行う機能を提供します。このアプリケーション レポートでは、設計上の考慮事項について説明し、最適な設計を実現するための手順を紹介しました。

## 5 References

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



## 重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含みいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、TI は一切の責任を拒否します。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](https://www.ti.com) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月