

## Analog Engineer's Circuit

## 高精度 DAC を使用した SMPS 用電源マーージング回路



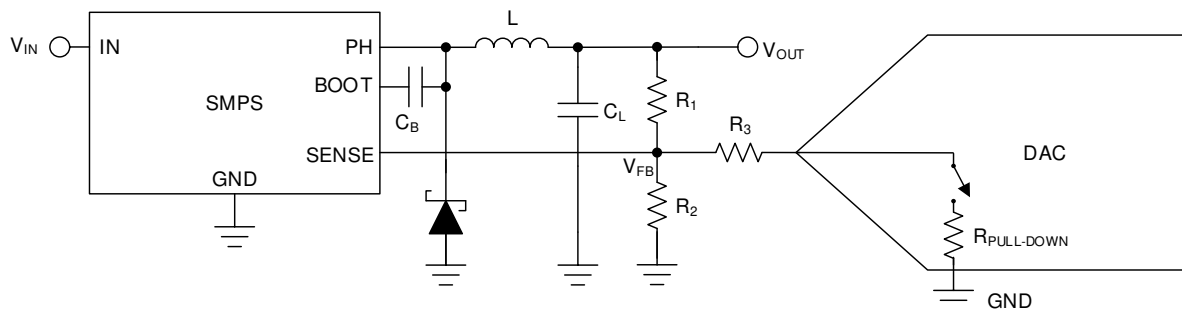
Uttama Kumar Sahu

## 設計目標

電源 (DAC VDD)	公称出力	マーージン HIGH	マーージン LOW
5 V	5 V	5V + 10%	5V - 10%

## 設計の説明

電源マーージング回路は、電力コンバータの出力の微調整に使用されます。これは、電源出力のオフセットとドリフトの調整と、出力の目標値の設定のどちらかのために行われます。LDO や DC/DC コンバータなどの可変電源には目的の出力を設定するため使う帰還または調整用入力があります。高精度電圧出力 DAC は、電源出力を線形的に制御できるように設計されています。電源マーージング回路の例を、次の図に示します。電源マーージングの一般的な用途は、[試験 / 測定](#)、[通信機器](#)、[汎用電源モジュール](#)です。



## デザインノート

- 必要な分解能、プルダウン抵抗値、出力範囲を持つ DAC を選択します。
- DAC 出力と  $V_{OUT}$  の関係を導出します。
- 帰還回路を流れる電流 (標準値) に基づいて  $R_1$  を選択します。
- DAC の電源オフおよび電源オン条件を考慮して、 $V_{DAC}$  のスタートアップ値または公称値を計算します。
- 目的の微調整範囲について DAC の出力電圧範囲とともに目的のスタートアップ出力電圧が満たされるように、 $R_2$  と  $R_3$  を選択します。
- マーージン LOW およびマーージン HIGH の DAC 出力を計算します。
- 目的のステップ応答が得られるように補償コンデンサを選択します。

## 設計手順

- 計算のため、DC/DC コンバータ TPS5450 を選択します。DAC53608 デバイスは非常に低コストの 10 ビット、8 チャンネル、ユニポーラ出力の DAC であり、このようなアプリケーション向けに設計されています。
- 電源の出力電圧は次の式で与えられます。

$$V_{OUT} = V_{REF} + I_1 R_1 = V_{REF} + (I_2 + I_3) R_1$$

ここで、

- $I_1$  は、 $R_1$  を流れる電流
- $I_2$  は、 $R_2$  を流れる電流
- $I_3$  は、 $R_3$  を流れる電流

このアプリケーションの DAC には通常は電源オフ モードがあり、電圧出力にはプルダウン抵抗が内蔵されています。このため、前の式の電流値を置き換えると、次の式が得られます。

- DAC が電源オフ モードのとき

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{REF}} + \left( \left( \frac{V_{\text{REF}}}{R_2} \right) + \left( \frac{V_{\text{REF}}}{R_3 + R_{\text{PULL-DOWN}}} \right) \right) R_1$$

- DAC 出力が電源オンのとき

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{REF}} + \left( \left( \frac{V_{\text{REF}}}{R_2} \right) + \left( \frac{V_{\text{REF}} - V_{\text{DAC}}}{R_3} \right) \right) R_1$$

DAC53608 の場合、 $R_{\text{PULLDOWN}}$  は  $10\text{k}\Omega$  です。この LDO デバイス TPS5450 では、 $V_{\text{REF}}$  の値は  $1.221\text{V}$  です。

3.  $R_1$  は次の方法で計算できます。

TPS5450 デバイスの FB ピンを流れる電流は無視できます。 $I_1$  には  $50\mu\text{A}$  を選択します。したがって、 $R_1$  は次のように計算できます。

$$R_1 = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{REF}}}{I_1} = 75.6\text{ k}\Omega$$

$I_1$  の公称値は次の式で与えられます。

- DAC が電源オフ モードのとき

$$I_{1-\text{Nom}} = \left( \frac{V_{\text{REF}}}{R_2} \right) + \left( \frac{V_{\text{REF}}}{R_3 + 10\text{ k}\Omega} \right)$$

- DAC 出力が電源オンのとき

$$I_{1-\text{Nom}} = \left( \frac{V_{\text{REF}}}{R_2} \right) + \left( \frac{V_{\text{REF}} - V_{\text{DAC}}}{R_3} \right)$$

$I_1$  の値は、マージン HIGH およびマージン LOW 出力のとき、次の式で与えられます。

$$I_{1-\text{HIGH}} = \frac{V_{\text{OUT-HIGH}} - V_{\text{REF}}}{R_1} = 56.6\mu\text{A}$$

$$I_{1-\text{LOW}} = \frac{V_{\text{OUT-LOW}} - V_{\text{REF}}}{R_1} = 43.4$$

$$I_{1-\text{LOW}} = \frac{V_{\text{OUT-LOW}} - V_{\text{REF}}}{R_1} = 43.4$$

4.  $V_{\text{DAC}}$  の公称値またはスタートアップ値は、次の方法で計算できます。

DAC が電源オフから電源オンに移行するとき、 $10\text{k}\Omega$  の抵抗が影響しないことを保証するため、DAC 電圧の電源オン時のスタートアップ値は次の式で計算できます。

$$\frac{V_{\text{REF}}}{R_3 + 10\text{ k}\Omega} = \frac{V_{\text{REF}} - V_{\text{DAC}}}{R_3}$$

前の数式は、さらに次のように単純化されます。

$$V_{\text{DAC}} = V_{\text{REF}} \left( \frac{10 \text{ k}\Omega}{R_3 + 10 \text{ k}\Omega} \right)$$

5.  $R_2$  と  $R_3$  の値は次のように計算されます。

$V_{\text{DAC}}$  の電源オン時のスタートアップ値または公称値が  $V_{\text{REF}}$  の 1/3、すなわち 407mV に保たれる場合、 $R_3$  は  $2 \times 10 \text{ k}\Omega = 20 \text{ k}\Omega$  です。また、 $R_2$  は次のように計算できます。

$$\frac{V_{\text{REF}}}{R_2} + \frac{V_{\text{REF}}}{R_3 + 10 \text{ k}\Omega} = 50 \mu\text{A}$$

$R_3$  に値を代入すると、 $R_2 = 131.3 \text{ k}\Omega$  が得られます。

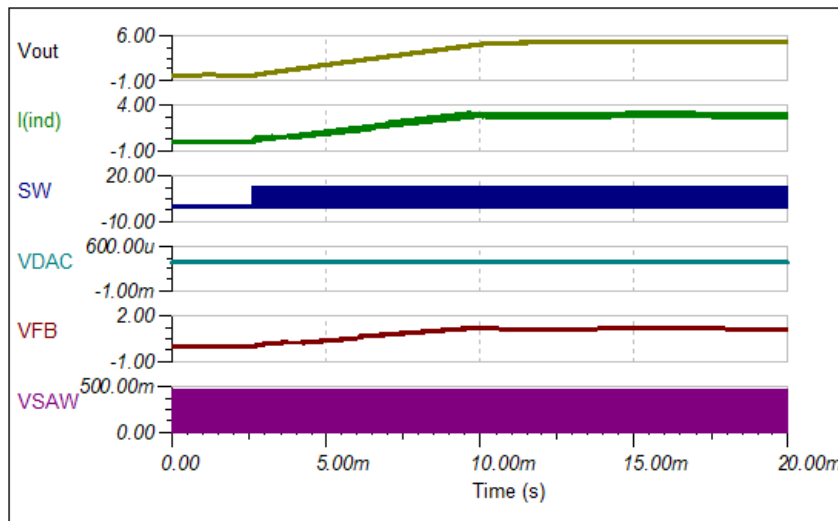
6.  $I_1$  のマージン HIGH 値と公称値、対応する式を減算すると、次の値が得られます。

$$\frac{V_{\text{REF}} - V_{\text{DAC}}}{R_3} - \frac{V_{\text{REF}}}{R_3 + 10 \text{ k}\Omega} = 6.6 \mu\text{A}$$

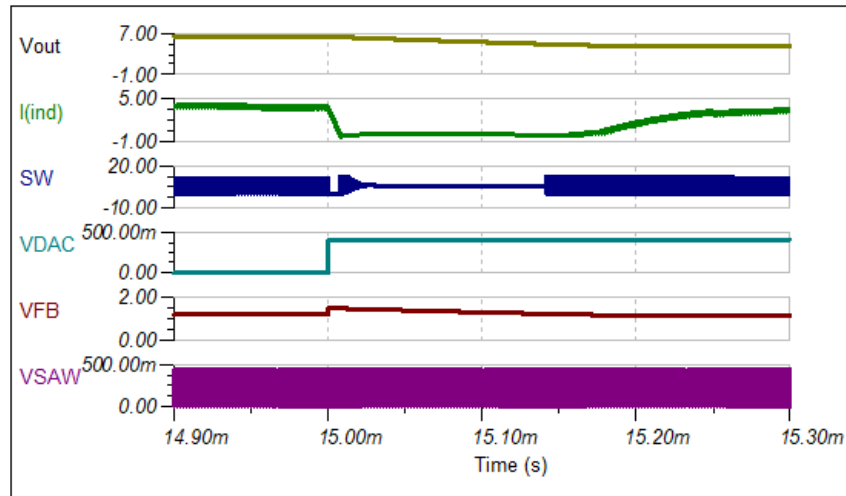
次の式により、 $V_{\text{DAC}}$  のマージン HIGH 値は 275mV、同様にマージン LOW 値は 539mV と計算されます。

$$\frac{V_{\text{REF}}}{R_3 + 10 \text{ k}\Omega} - \frac{V_{\text{REF}} - V_{\text{DAC}}}{R_3} = 6.6 \mu\text{A}$$

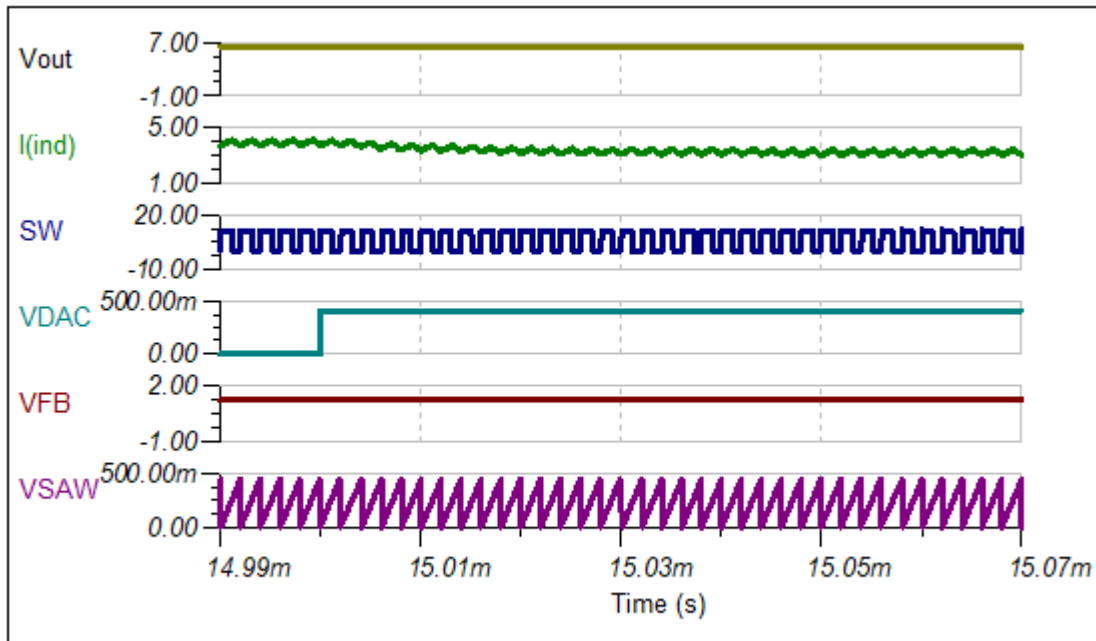
7. 補償コンデンサを使用しないと、この回路のステップ応答により、次の図に示すようにインダクタ電流が限界に達します。この種のサージにより、インダクタが飽和する可能性があります。サージを最小化するため、回路の図に示すような補償コンデンサ  $C_1$  を使用します。このコンデンサの値は通常、シミュレーションにより得られます。比較対象として、10nF の補償コンデンサを使用した場合の出力波形を示します。



電源オフモードでの DAC の出力



補償なしでの小信号ステップ応答



$C_1 = 10\text{nF}$  での小信号ステップ応答

## 設計に使用しているデバイスと代替部品

デバイス	主な特長	リンク
DAC53608	8 チャンネル、10 ビット、I2C インターフェイス、バッファ付き電圧出力デジタル / アナログ コンバータ (DAC)	<a href="#">超小型 QFN パッケージ、10 ビット、8 チャンネル、I2C、電圧出力 DAC</a>
DAC60508	高精度基準電圧を内蔵した 8 チャンネル、真の 12 ビット、SPI、電圧出力 DAC	<a href="#">超小型 WCSP パッケージ封止、高精度基準電圧内蔵、真の 12 ビット、8 チャンネル、SPI 対応、電圧出力 (Vout) DAC</a>
DAC60501	高精度基準電圧を内蔵した 12 ビット、1LSB INL のデジタル / アナログ コンバータ (DAC)	<a href="#">WSON パッケージ封止、高精度基準電圧内蔵、真の 12 ビット、1 チャンネル、SPI/I2C 対応、電圧出力 DAC</a>
DAC8831	16 ビット、超低消費電力、電圧出力のデジタル / アナログ コンバータ	<a href="#">16 ビット、超低消費電力、電圧出力 D/A コンバータ</a>
TPS5450	5.5V~36V 入力、5A、500kHz の降圧コンバータ	<a href="#">5.5V~36V 入力、5A、500kHz の降圧コンバータ</a>

## 主要なファイルへのリンク

テキサス・インスツルメンツ、[SBAM416 ソース ファイル](#)、サポートソフトウェア

## 商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 改訂履歴

資料番号末尾の英字は改訂を表しています。その改訂履歴は英語版に準じています。

### Changes from Revision A (September 2019) to Revision B (September 2024) Page

- 文書全体にわたって表、図、相互参照の書式を更新..... 1

### Changes from Revision \* (January 2019) to Revision A (September 2019) Page

- 回路図を更新..... 1

## 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むいかなる保証も、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、

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](#)、または [ti.com](#) やかかる TI 製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。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。

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

郵送先住所 : Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated