

<u>AN4625</u>

MCP16502 PMIC への ドループモード電流シェアリング手法

著者: Paolo Nora, Mihai Tanase Microchip Technology Inc.

はじめに

本書では、インダクタの DCR を電流センシング素子 として使って MCP16502 PMIC の 2 つの Buck チャン ネルに適用した DCR ベースのドループモード電流 シェアリング手法の実現可能性と性能について解説 します。詳細な設計手順を製造データに基づく統計 情報によって示します。また、実験による計測結果も 記載します。

PMIC は特定のプロセッサ、FPGA、その他の負荷と 関連付けられる特定用途のデバイスとみなされる事が 多く、本来ターゲットとするアプリケーション以外で 使われる事はほとんどありません。

特定の PMIC の市場拡大を阻む最も一般的な要因の 1 つは、PMIC に設計された個々の Buck チャンネルの 電流供給能力が限られている事です。場合によっては、 より大きな負荷をサポートできるように 2 つ(または それ以上)の Buck チャンネルを並列化する事によって 電流供給能力を高める事が必要になる場合もあります。 そのため、業界の多くの PMIC は、多相テクニックを 使う事で、または総負荷電流が小さい場合は直接並列化 された電源段を通す事で、Buck チャンネルの並列の 組み合わせをネイティブにサポートするよう設計されて います。 本書では、Buck チャンネルの並列化用にネイティブで 設計されていない PMIC (MCP16502 等)であっても、 適切なインダクタ1つと複数の安価な外付け部品を使う 事で、以下の条件に該当する場合に DCR ベースの ドループモード電流シェアリング手法を使って 2 つの Buck チャンネルを並列化してより大きな負荷電流を サポートできる方法を説明します。

- 1. ターゲットとする負荷電圧レンジは必要な「負荷線」 の傾きに対応するのに十分な幅がある。
- Buck チャンネルの電圧設定精度とマッチングが 必要な出力電圧精度をサポートするのに十分で ある(すなわち、負荷電圧レンジに対する誤差の 割合はわずかである)。

ドループモード電流シェアリング手法

並列接続された電源間の電流シェアリングを実装する ためのドループモード手法は業界でよく知られています ([1] と [2])。ドループモード電流シェアリング手法は、 並列接続された各 Buck チャンネルの出力インピー ダンスを人為的に増加させ、総負荷電流が増加すると 共に、予測可能かつ有限な負荷レギュレーション特性に より、複数のユニットが負荷電流を分担するものです。 図 1は、ドループに基づく電流シェアリングの基本原理を 示しています。電流シェアリングの精度を左右する 要因については、[2]で詳細に分析されています。



図 1: ドループモード電流シェアリング手法

図 1 では、 V_{O} + DV_{O} = $V_{O_{MAX}}$ の境界線は負荷電圧 レンジの上限、 V_{O} - DV_{O} = $V_{O_{MIN}}$ の境界線は負荷電圧 レンジの下限を示しています。通常、この上限と下限は V_{O} の出力電圧公称値に対して対称的です。

それぞれのBuck チャンネルの無負荷出力電圧 V_{SX} は、 V_{O_MAX} と V_{O_MIN} の境界線内になければなりません。 この例では MCP16502AB (または MCP16502AD) の Buck3 チャンネルと Buck4 チャンネルを使うため、 それぞれを Vs3、Vs4 とします。各 Buck チャンネルの 出力電圧精度にはそれぞれ個別の公差があるため、 電圧の公差仕様を厳しくすれば動作条件範囲内に収める 作業が容易になります。

V_S + DV_S = V_{S_MAX}が出力電圧精度仕様の上限 (MAX)の 場合、式 1の条件を満たす必要があります。

式 1:

 $V_{S MAX} < V_{O MAX} - dV_{OVS}$

急激な負荷解放後の残留電圧のオーバーシュート dV_{OVS}(定義は図 10を参照)に対応するために、追加 のマージンを検討する必要があります。なぜなら、 プログラムされた出カインピーダンス特性は負荷電流の 対象周波数レンジ全体で完全に平坦であるとは限らない からです [3]。公称値 V_Sを選択した後、全負荷時に 出力電圧が負荷電圧レンジの最小値より高くなるよう、 負荷線の傾きを選択する必要があります。

最大負荷電流 (I_{CC}) をサポートする単ーチャンネルの 場合、この条件は式 2に示すように簡単に記述できます。 ここで、V_S-DV_S=V_{S_MIN} は、出力電圧精度仕様の下限 (MIN)です。

 $V_{S_MIN} - R_O \times I_{CC} > V_{O_MIN} + dV_{UNS}$

R_Oは、抵抗と同じくオーム(Ω)の単位を持つ汎用の 負荷線の傾きです。R_Oは、アプリケーションに合わ せて選択した電流センサに応じて多少の公差と温度 係数の影響を受ける可能性もあります。また、式2では、 負荷急変で発生するアンダーシュート(dV_{UNS}、定義は 図10参照)時の最低保証電圧仕様に対応するため、 ある程度の余分なマージンを取る必要があります。 アンダーシュートのマージンとオーバーシュートの マージンを同じにする必要はありません。負荷変化の 挙動がゆっくりの場合、無視できます。

総出力電流 2 x I_{CC} をサポートするよう 2 つのチャン ネルを並列接続した場合、シェアリングの精度はそれ ぞれの V_S 値の差と負荷線の傾きによって決まります。 この傾きは、図 1 に示すように収束するか、発散する かのいずれかです。これにより、必要な総出力電流2 x I_{CC} が達成される出力電圧 V_X における、それぞれの電流値 の差 (I4 - I3) が求まります。

Buck チャンネル (Buck3 と Buck4) は同じデバイスに 属するため、データシート上の出力電圧精度仕様よりも Vs の差 (電圧の不一致、dV_S) が良好である事を期待 するのは妥当です。これは、Buck3 と Buck4 のレギュ レーション ループの参照電圧が物理的に同じバンド ギャップ参照セルから派生しているためです。実際に、 製造データによる統計情報を使って、電圧分布の範囲が 極めて狭いことが示されます。

ー般に、R_Oの差を推定するのは困難です。代わりに 電流検出抵抗を使う場合、その公差は 1% 程度まで 良好になりますが、コストと伝導損失は増加します。 最近では、電流センシングアプリケーション用にDCRを 高精度に制御する特殊なインダクタ ファミリも登場 しています (5%、3% の公差が提供されています)。 その場合、よく知られているロスレス DCR 電流セン シング手法は、ごく少数の安価な受動素子のみでシェア リング回路を実現できるため、もう 1 つの魅力的な 選択肢です。

DCR 電流センシング専用設計ではないインダクタ ファミリの場合、DCRのTyp.からMax.までの片側 公差が製造プロセスばらつきの良い目安となります。 インダクタのメーカーによっては、製造中のDCR ばらつきについて、データシートに記載されていない 場合、一般非公開データでも提供できる場合もあります。 また、負荷線の傾きを電流シェアリングの目的にのみ 使う場合、DCRの温度補償[4]は必要ない場合があり ます。この実験では、温度補償なしのインダクタDCR センシングを使いました。その概念的なアプリケー ション回路を図2に示します。また、Buck3とBuck4は 常に強制PWMモード (FPWM)で動作させ、全負荷 レンジでスイッチング周波数が一定に保たれるように します。

式 2:





DCR ベースのドループモード電流 シェアリングの設計手順

この設計手順は、常に許容負荷電圧範囲の振れ幅を 検討するところから始まります。この振れ幅が出力電圧 精度によって決まる誤差範囲よりもかなり広くないと、 この手順は失敗する(つまり、式 1 が満たされると、 何らかの正の R₀ 値で式 2 を満たす事ができない)か、 結果として得られる負荷線の傾き R₀ が並列化された チャンネル間で適切な量の電流シェアリングを確保 するには不十分になります。

MCP16502のBuck2、3、4の出力電圧精度は、0.9 ~ 1.3 Vの出力電圧レンジでは動作温度域全体で±1%で、 それ以外の出力電圧レンジでは動作温度範囲全体で ±1.5%です。この優れた仕様により、Buck3とBuck4を 並列で使うドループモード電流シェアリング手法を 幅広いデジタルコア(例えば、最大 1.8 Aのコア電流が 想定される https://www.socionext.com/en/download/ gcc/ds-SC1701BK3-BH5-100-10N-rev1-2.pdf) に適用 可能になります。

設計ステップを以下にまとめます。

1. 無負荷電圧を許容負荷電圧レンジの上限に向けて 配置し、負荷解放時に一定量の残留電圧オーバー シュート、dV_{OVS} に対応できるような適切な設計 マージンを持たせる。dV_{OVS}を推定するには、MCP16502 データシートの代表性能曲線が良い基準になります。 また、負荷線の傾きによっても負荷ステップ/解放時の 全体的なピーク間電圧変動が抑えられる事に留意します。 この設計ステップでは、式 3を使って Vs 電圧を選択 します。

式 3:

$$V_{S_MAX} = V_S(1 + tol) < V_{O_MAX} - dV_{OVS}$$

ここで、tol は出力電圧精度仕様の絶対値であり、Vs 電圧がどのレンジに収まるかに応じて 1% (0.01) または 1.5% (0.015)です。式3を変形すると式 4が得られます。

式 4:

$$V_S = (V_{O_MAX} - dV_{OVS}) / (1 + tol)$$

 V_{O_MAX} = 1.32 V、tol = 0.01、dV_{OVS} = 10 mV の場合、 V_S を 1.297 V より高くできない事が分かります。 MCP16502 の Buck3 と Buck4 の出力電圧設定は、 25 mV 刻みのため、最も近い電圧設定は V_S = 1.275 V です。この値は 0.9 ~ 1.3 V のレンジに収まるため、 公差 1% の仮定と一致します。

MCP16502ABとMCP16502ADの場合、Buck3とBuck4 の電圧設定の既定値は 1.275 V ではないので注意して ください。この電圧設定を実現するには、電力供給を 開始する前に、レジスタ OUT3-A と OUT4-A(アクティブ 電力ステートのみを使うと仮定)に、対応する VSET[5:0] コードを格納しておく必要があります。エンドユーザ システムで不可能な場合、最寄りの正規代理店にお問い 合わせ頂く事で、適切な既定値電圧設定をもつ専用の 製品番号の作成を検討できます。

2. 予測される最高インダクタ温度 T_{MAX} で、シェアリング チャンネルで許容される負荷線の傾きの最大値を決定 する。適切なインダクタを使った場合、インダクタの周 囲温度からの温度上昇は 20 ℃以下と仮定するのが妥 当です。これは、ターゲット インダクタを選択した時 点で確認できます。

AN4625

つまり、以下のようになります。

式 5:

$$V_{S_MIN} - R_{O_MAX_Troom} \times (1 + T_C \times (T_{MAX} - T_{room})) 2I_{CC} > V_{O_MIN} + dV_{UNS}$$

室温における負荷線の最大許容傾きは、次のように なります。

式 6:

$$R_{O_MAX_Troom} = (V_{S_MIN} - V_{O_MIN} - dV_{UNS}) / (2I_{CC} \times (1 + T_C \times (T_{MAX} - T_{room})))$$

- R_{O_MAX_Troom}は、室温での負荷線の最大傾きです。
- T_Cは、銅の温度係数 (0.00393/ ℃) です。
- T_{ROOM} = 25 °C
- T_{MAX} = 最高周囲温度 (105 ℃) + 20 ℃ = 125 ℃
- dV_{UNS} = アンダーシュートのマージン = 10 mV

従って、R_{O MAX Troom} = 18.8 mΩ になります。

並列動作のため、2 チャンネルを合わせた負荷線の傾き (出力抵抗)は、各チャンネルのプログラムされた出力 抵抗の 1/2 となる事に注意してください。

3. 適切な定格とDCRを持つインダクタを選択し、DCR センシング用コンポーネントを計算する。

MCP16502 の帰還ピン OUT3、OUT4 はシングルエンド で SGND ピンを参照しているため、DCR センシングの 結果として得られる帰還信号は、以下の複数の寄与の 組み合わせとなります。

a) 負荷 (MCP16502 のすぐ近くではない場合も ある) にかかる電圧

b) DCR 降下量 (図 2のように分割器を使った場 合はその一部)

c) 負荷の負極端子から SGND ピンへの降下量

d) 共通インダクタの接続ポイントから負荷の
正極端子への降下量(図 2のX点からY点への
銅トレース抵抗の降下量)

寄与 a) と b) は意図されたものです。寄与 c) は SGND ネットを負荷の負極端子にスター結線すれば取り除く 事ができますが、寄与 d) については、周知の理由 (例えば、SW ネットの高い dV/dt によるスイッチング ノイズを最小化するため等)によってMCP16502のすぐ 近くにインダクタを配置する必要があるため、完全に 取り除く事はできません。適切なレイアウトによって 最小限に抑える事はできますが、寄与 c) のようにゼロ にはできません。

そのため、R_{O_MAX_Troom}からインダクタの DCR を 計算する際は一定の低減係数を考慮し、後で実際の レイアウトに照らし合わせて検証する必要があります。 並列動作のため、2 チャンネルを合わせた負荷線の傾き (出力抵抗)は、各チャンネルのプログラムされた出力 抵抗の 1/2 となる事にも注意してください。各チャン ネルの負荷線の傾きの最大値は式 7を使って求められ ます。

式 7:

$$R_{oDCR MAX Troom} = 2 \times factor \times R_{O MAX Troom}$$

・ factor は低減係数 (0.95 と仮定) です。

これは $R_{oDCR_{max_{Troom}}}$ = 35.6 m Ω と計算されます。

この要件を満たし、最大 DCR が R_{oDCR_max_Troom} 以上 である適切なインダクタを見つける事は、一般的に 非常に容易です。ほとんどの場合、インダクタの最大 DCR は R_{oDCR_max_Troom} より大きくなります。これは、 帰還回路に外付け抵抗 R_{top} と R_{bot} による減衰を導入 する事で解決できます。これらの抵抗の消費電力は わずかであるため、小型化して PCB 面積を節約でき ます。結果として得られる回路図を図 3 に示します。



図 3: DCR 信号減衰およびセンシング用コン ポーネントの R_{bot}、R_{top}、C_{DCR} 実験的な検証のため、低くても十分な DCR と、十分に 厳しい Max. 対 Typ. 精度 (Max. = 1.1 x Typ.) をもつ TDK 社の 1.5 μ H インダクタ、SPM3015T-1R5M-LR を 選択しました。仕様から、室温で DCR_max = 62.4 mΩ かつ DCR_typ = 56.7 mΩ であり、十分な電流処理が可能 である事が分かります。これにより、式 8 で att_DCR = 0.571 として、必要な DCR 減衰量 att_DCR を計算 できます。

式 8:

 $att_DCR = R_{oDCR MAX Troom} / DCR_max$

R_{top}、R_{bot}、C_{DCR}を選択する際、MCP16502のOUTx ピンも、グランドに対する抵抗代表値が 1.5 MΩ で ある内部の帰還分圧抵抗に接続されている事に留意して ください。DCR センシング用コンポーネントのイン ピーダンスレベルが十分に低い場合、内部の帰還分圧 抵抗によって生じる負荷効果は無視できます。

R_{top} = 470 Ω(標準値)を選択した後、式 9 を使って R_{bot} = 625.7 Ωを計算します。

式 9:

 $R_{bot} = R_{top} \times att_DCR / (1 - att_DCR)$

最も近いE24系列の標準値であるR_{bot} = 620Ωを選択 すると、att_DCR = 0.569が得られます。

負荷曲線の傾きの唯一の目的は電流シェアリングを 実現する事であり、式6は上限温度で計算されるため、 [4]に述べられている温度補償技術は無視でき、R_{bot}は 単にシンプルな抵抗になります。後で、負荷曲線の傾 きが最も緩やかになる低温時でもシェアリング性能は 許容されるレベルである事が示されます。

[4] より、時定数 $C_{DCR} R_{top} R_{bot} / (R_{top} + R_{bot})$ がスイッ チング周期よりもかなり長い場合、傾きと C_{DCR} コン デンサにかかる電圧のピークツーピーク変位は R_{bot} の 存在の影響を受けず、 R_{top} と C_{DCR} のみに依存する事が 知られています。一方、CDCR を挟んで現れる DCR ド ロップの DC 成分と低周波成分は、 $R_{bot}/(R_{top} + R_{bot})$ の 係数で減衰されます。

C_{DCR}に流れるインダクタ電流によって生じるDCR電 圧降下のピークツーピーク / 平均比を同じに保つため には、式 10を使って C_{DCR} コンデンサを選択する必 要があります。 式 10:

$$C_{DCR} \times R_{top} \times R_{bot} / (R_{top} + R_{bot}) = L/DCR$$

言い換えると、時定数の等価性を計算する時に R_{top} と R_{bot} の並列合成抵抗を含める必要があります。以上より、 C_{DCR} = 99 nF と計算されるため、標準値の 100 nF を 使いました。

[5]により、式 10 で計算された値よりも高い値の C_{DCR} を 選択する(別名「オーバーチューニング」)と、高周波数 での出カインピーダンスが静的負荷曲線の傾きよりも 低くなり、負荷ステップ/解放時の電圧アンダーシュート/ オーバーシュートの低減に役立つ事が分かっています。 そのため、C_{DCR}の値を大きくして高温時の DCR の 上昇に対応する事ができます。

4. 出力電圧精度不一致データを使い、インダクタの最低 動作温度での電流共有が許容できる事を検証する。

様々な温度におけるMCP16502ABの製造データから、 Buck3 と Buck4 の間の出力電圧の不一致 (dV_S) を評価 しました。-40 ℃でのデータが最も重要です。-40 ℃は、 インダクタの DCR が (したがって負荷曲線の傾きが) 最も小さくなる限界温度であるためです。結果を表 1に まとめます。

表 1: BUCK4と BUCK3の 不一致 (%)

| [V(OUT4)-V(OUT3)]\ [V(OUT4)+V(OUT3)] (単位 : %) | 温度 | | |
|--|---------|---------|---------|
| | -40 °C | 25 °C | 125 ℃ |
| 平均值 | 0.022% | 0.002% | 0.006% |
| 標準偏差 (σ) | 0.029% | 0.037% | 0.042% |
| MAX(平均 + 6σ) | 0.194% | 0.226% | 0.259% |
| MIN(平均 - 6σ) | -0.150% | -0.222% | -0.246% |

多少追加のマージンを取ると、±0.25%の不一致は -40 ℃ と仮定できます。

DCRの不一致については、実際のメーカーのデータを 使う代わりにデータシートのMax.とTyp.の差を使う 事もできます。図 1を参照し、X-Y 経路の電圧降下に よるわずかな誤差を無視すると、最低温度(Tmin)に おけるワーストケースの電流不一致は式 11を使って 次のように計算できます。

式 11:

$$\frac{I_4 - I_3}{I_4 + I_3} = \frac{I_4 - I_3}{2I_{CC}} = \frac{dV_S}{I_{CC}(R_{o_max} + R_{o_typ})} + \frac{R_{o_max} - R_{o_typ}}{R_{o_max} + R_{o_typ}}$$

- $R_{o_typ} = att_DCR \cdot DCR_TYP \cdot [1 + T_C (T_{min}-T_{room})]$ $R_{o_max} = att_DCR \cdot DCR_MAX \cdot [1 + T_C (T_{min}-T_{room})]$
- T_Cは銅の温度係数 (0.00393 / ℃) です。
- T_{room} = 25 °C
- T_{min} = 最低周囲温度 = -40 ℃
- I_{CC} = 1 A
- 以下を計算できます。
- $(I4 I3)/(2 I_{CC}) = 0.124$
- I4 = 1.124 A
- I3 = 0.876 A
- 最大負荷電流 (2 * I_{CC} = 2 A) をサポートしながらの -40 ℃における電流不一致はわずか 12.4% です。

プロトタイプの構築

上記の手順を検証するため、ボードを製作してテスト しました。図 4 に関連部分の回路図を示します。この レイアウトでは、POL(負荷点)グランドリターンの近 くで SGND プレーンをスター結線する事により、グラ ンドシフトをなくすよう対策を講じています。この ボードでは、Buck3 についてはヘッダー J33 で C_{DCR} コンデンサ C19 における電圧降下を直接プローブで き、Buck4 については J34 で C21 における電圧降下を 直接プローブできます。Buck3 と Buck4 は、対称的の 高いレイアウトがしやすいピン配置です。



図4: プロトタイプの回路図

実験的検証

電流センシング用のループワイヤを追加するとシェア リング性能が著しく低下する可能性があるため、電流 シェアリング性能を図 4のJ33とJ34の電圧降下として 間接的に計測しました。

インダクタをボードにはんだ付けし、インダクタL3 と L4 に 1 A の電流を強制的に流して実効 DCR を計測 しました。その結果、室温での DCR 計測値は L3 で $60.0 \text{ m}\Omega$ 、L4 で $60.4 \text{ m}\Omega$ でした。 図 5 は、最大 2.5 A の総負荷電流 (V_{CORE} current) と、 Buck3 (VJ33) と Buck4 (VJ34) の C_{DCR} コンデンサに おける電圧降下との関係を示しています。計測には インダクタの自己発熱を最小にするパルス計測法を 使いました。



図 5: V_{CORE} 電流と、Buck3 (VJ33) と Buck4 (VJ34)の C_{DCR} コンデンサにおける電圧 降下の関係

図 6 は負荷電流と V_{CORE} 電圧の関係を示しており、 負荷曲線の傾きが分かります。線形補間により、その 線形性がほぼ完全である事が分かります。図 2 の X-Y トラック セグメントに相当する寄生抵抗は、レイアウト から約 1.6 mΩ と推定されました。この推定値と計測 された DCR 値を使って値を計算すると、 V_{CORE} 負荷 線の傾きは 19 mΩ と予測されます。計測によって得ら れた負荷線の傾きは 20 mΩ であり、非常によく一致 しています。





総負荷電流が2Aの時のJ33とJ34における電圧の定常 状態波形を図7のスコープショットに示します。 Buck3とBuck4の間で180°位相がずれている事が 分かります。その結果、2相降圧構成と同じように出力 電流と電圧のリップルが小さくなります[6]。この スコープショットでは、図5に見られるVJ33とVJ34の 間のわずかな電圧オフセットもはっきりと確認でき ます。



図7: V_{CORF}の2A 負荷時の定常状態波形

最初に、25% (500 mA - 図 8) と 75% (1.5 A - 図 9) から (へ)の負荷ステップ/解放による変動を電子負荷を 使って計測しました。スコープグランドが図 2 の ポイントXを参照しているため、差動プローブを使って 出力電圧を計測しました。若干のアンダーシュートと オーバーシュートが見られ、出力インピーダンスが 完全には平坦でない事が分かります [5]。アンダー シュート/オーバーシュートが落ち着いた後に 1 A の 負荷変化に対して計測された出力電圧の変位は 20 mV に非常に近く、ここでも期待された負荷曲線の傾きと よく一致しています。



図 8: 1 A の負荷ステップ (500 mA から 1.5 A)





追加の負荷過渡応答試験用に負荷抵抗(0.91Ω)を MOSFET スイッチで ON/OFF したところ、電流の 立ち上がり/立ち下がりが非常に速く、高周波数域での 出カインピーダンスの平坦性が完全でない事が分かり ました(図10を参照)。先ほど予測した通り、DCR 降圧量読み出し回路の時定数を「オーバーチューニング」 すると、高周波数での出カインピーダンスを低くする 事ができます。これによりアンダーシュート/オーバー シュートはわずかに抑えられますが、依然として目立ち ます(図11)。



図 10: 高速に変化する負荷過渡応答、 C_{DCR} = 100 nF (完全にチューニングされた時定数)





図 12 と図 13 に示すように、負荷の有無に関わらず、 起動時の挙動は良好です。これは、ソフトスタートの ランプを実行中に、同じロジックとタイムベースから 同期してクロックされる DAC によって、2 つの Buck チャンネル用のランプ用参照電圧が生成されるため です。



図 12: V_{CORE} の起動 - 無負荷



図 13: V_{CORE}の起動、0.91 Ωの負荷抵抗

Buck3の電源段とBuck4の電源段を合わせた変換効率は、 図 14 に示すように評価されました。効率を計測する ための入力電力は、PVIN3 ピンと PVIN4 ピンのみに 供給される電力の合計です。効率は、負荷電流 700 mA の時に約 86.5% でピークに達します。





図 15のターンオフの挙動により、OUT3 と OUT4 に 直接接続されたアクティブ放電スイッチの存在が分かり ます。電流センス回路の電圧スパイクは有害ではない ものの、出力放電経路において R_{bot} 抵抗が直列に接 続されている事に注意する必要があります。一般的に R_{bot}はアクティブ放電抵抗(標準値:25Ω)よりもはる かに大きいため、出力放電時間が大幅に増加します。 必要な場合、外部的に複数の工夫をする事でこの影響を 回避できます(例えば、R_{bot}と並列に小さなダイオードを 接続し、カソードを対応する OUTx ピンに接続する等)。



図 15: ターンオフ過渡現象

最後に、Buck3 と Buck4 に HCPEN ビットを設定し、 過負荷 (約 170 mΩ) をかける事により、Hiccup モードに よる短絡保護の挙動を調べました。1 つの降圧チャネル が HCPEN='1' の場合、そのチャネルで短絡 / 過負荷 イベントが発生すると、他のチャネルをシャットダウン して 100 ms 後に別のスタートアップ シーケンスを 呼び出すことなしに、無限にソフトスタート再試行に よる Hiccup モード動作が発生します。

他のパラメータと同様に、データシートの「電気的特性」 の表に記載されているハイサイドピーク電流制限 (I_{LIM HSx})の値は、チャンネル間で多少の不一致を示す 事があります。その結果、並列接続されたチャンネル 間で、共通の出力に過負荷がかかった場合、一方の チャンネルが他方のチャンネルより先に Hiccup モード 保護に入る事があります。1 つ目のチャンネルが Hiccup に入ると同時に、全負荷電流が2つ目のチャン ネルに流れるため、2 つ目のチャンネルも Hiccup に 入ります。Hiccup の待機時間 (t_{HICCUP}) はデジタル カウンタで正確に生成されるため、Hiccup に最初に入る チャンネルは、その後のソフトスタート再試行を先に 開始するチャンネルにもなります。図 16 でこの挙動を 確認できます。ここでは、Buck4 が Hiccup に最初 に入り、再試行ソフトスタートのランプを開始するチャ ンネルです。

図 12と図 13では、両チャンネルのソフトスタートの ランプが全く同じ瞬間に始まり、電圧制御ループの わずかなオフセットによって、J33で計測したトレース (Buck3のVJ33)がJ34で計測したトレース(Buck4の VJ34)をわずかに上回りますが、図 16ではそれとは 異なり、Buck4のソフトスタートのランプがBuck3の ランプよりも少し前に始まるため、逆の状況(VJ34が VJ33を上回る)になります。このような異常な過負荷 イベント中でも、結果として得られる電流シェアリン グ精度は良好です。また、並列接続されたチャンネル のどちらかで HCPEN='0'の場合、その後の自動起動 シーケンスは、全く同じ瞬間に両方のソフトスタート ランプを開始します。



図 16: Hiccup モードによる短絡保護のソフト スタート試行 (Buck3 と Buck4 で HCPEN='1')

まとめ

DCR 電流センシングによるドループモード電流シェア リング手法を実装する手順を説明し、専用のボードを 使って MCP16502AB 上で評価しました。 様々な温度で取得された製造データの分析により、 MCP16502ABの同ーユニットに属するBuck段の出力 電圧のマッチングは、異なるユニット間の参照電圧の ばらつきを考慮する必要のある出力電圧精度よりも 大幅に優れている事が分かりました。その結果、実現 可能な電流シェアリング精度の改善された、より 現実的な推定が可能になりました。

許容される負荷電圧レンジが十分に広く、インダクタの DCR 公差が十分な場合、この方法を用いて Buck3 と Buck4 を並列に組み合わせる事で、最大 2 A の負荷 電流を必要とするアプリケーションに対応できます。

参考文献

[1] Shiguo Luo, Zhihong Ye, Ray-Lee Lin and F. C. Lee, "*A classification and evaluation of paralleling methods for power supply modules*," 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321), 1999, pp. 901-908 vol.2, doi: 10.1109/PESC.1999.785618.

[2] B. T. Irving and M. M. Jovanovic, "Analysis, design, and performance evaluation of droop current-sharing method," APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058), 2000, pp. 235-241 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2000.826110.

[3] Kaiwei Yao, Yu Meng, Peng Xu and F. C. Lee, "Design considerations for VRM transient response based on the output impedance," APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335), 2002, pp. 14-20 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2002.989221.

[4] Lei Hua and Shiguo Luo, "Design considerations of time constant mismatch problem for inductor DCR current sensing method," Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06., 2006, pp. 7 pp.-, doi: 10.1109/APEC.2006.1620717.

[5] Paolo Nora and Mihai Tanase, "*Practical Aspects in Power Integrity: Topology Selection and Step-by-Step VRM and PDN Design for Flat-Impedance*" - presentation 23098 PC6 at Microchip MASTERs 2019

[6] https://www.ti.com/lit/pdf/slyt449

Microchip 社製品のコード保護機能について以下の点にご注意ください。

- Microchip 社製品は、該当する Microchip 社データシートに記載の仕様を満たしています。
- Microchip 社では、通常の条件ならびに動作仕様書の仕様に従って使った場合、Microchip 社製品のセキュリティレベルは、 現在市場に流通している同種製品の中でも最も高度であると考えています。
- Microchip 社はその知的財産権を重視し、積極的に保護しています。Microchip 社製品のコード保護機能の侵害は固く禁じられ ており、デジタル ミレニアム著作権法に違反します。
- Microchip 社を含む全ての半導体メーカーで、自社のコードのセキュリティを完全に保証できる企業はありません。コード保 護機能とは、Microchip 社が製品を「解読不能」として保証するものではありません。コード保護機能は常に進化しています。 Microchip 社では、常に製品のコード保護機能の改善に取り組んでいます。

本書および本書に記載されている情報は、Microchip 社製品を 設計、テスト、お客様のアプリケーションと統合する目的を 含め、Microchip 社製品に対してのみ使う事ができます。それ 以外の方法でこの情報を使う事はこれらの条項に違反しま す。デバイス アプリケーションの情報は、ユーザの便宜のた めにのみ提供されるものであり、更新によって変更となる事 があります。お客様のアプリケーションが仕様を満たす事を 保証する責任は、お客様にあります。その他のサポートは Microchip 社正規代理店にお問い合わせ頂くか、https:// www.microchip.com/en-us/support/design-help/client-support services をご覧ください。

Microchip 社は本書の情報を「現状のまま」で提供しています。 Microchip 社は明示的、暗黙的、書面、口頭、法定のいずれで あるかを問わず、本書に記載されている情報に関して、非侵 害性、商品性、特定目的への適合性の暗黙的保証、または状 態、品質、性能に関する保証をはじめとするいかなる類の表 明も保証も行いません。

いかなる場合も Microchip 社は、本情報またはその使用に関連 する間接的、特殊的、懲罰的、偶発的または必然的損失、損 害、費用、経費のいかんにかかわらず、また Microchip 社がそ のような損害が生じる可能性について報告を受けていた場合 あるいは損害が予測可能であった場合でも、一切の責任を負 いません。法律で認められる最大限の範囲を適用しようとも、 本情報またはその使用に関連する一切の申し立てに対する Microchip 社の責任限度額は、使用者が当該情報に関連して Microchip 社に直接支払った額を超えません。

Microchip 社の明示的な書面による承認なしに、生命維持装置 あるいは生命安全用途にMicrochip社の製品を使う事は全て購 入者のリスクとし、また購入者はこれによって発生したあら ゆる損害、クレーム、訴訟、費用に関して、Microchip 社は擁 護され、免責され、損害をうけない事に同意するものとしま す。特に明記しない場合、暗黙的あるいは明示的を問わず、 Microchip社が知的財産権を保有しているライセンスは一切譲 渡されません。

商標

Microchip 社の名称とロゴ、Microchip ロゴ、Adaptec、AVR、AVR ロゴ、AVR Freaks、BesTime、BitCloud、CryptoMemory、CryptoRF、 dsPIC、flexPWR、HELDO、IGLOO、JukeBlox、KeeLoq、Kleer、 LANCheck、LinkMD、maXStylus、maXTouch、MediaLB、megaAVR、 Microsemi、Microsemi ロゴ、MOST、MOST ロゴ、MPLAB、OptoLyzer、 PIC、picoPower、PICSTART、PIC32 ロゴ、PolarFire、Prochip Designer、 QTouch、SAM-BA、SenGenuity、SpyNIC、SST、SST ロゴ、SuperFlash、 Symmetricom、SyncServer、Tachyon、TimeSource、tinyAVR、UNI/O、 Vectron、XMEGA は米国とその他の国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

AgileSwitch、APT、ClockWorks、The Embedded Control Solutions Company, EtherSynch, Flashtec, Hyper Speed Control, HyperLight Load, Libero, motorBench, mTouch, Powermite 3, Precision Edge, ProASIC, ProASIC Plus, ProASIC Plus ロゴ, Quiet-Wire, SmartFusion, SyncWorld, Temux, TimeCesium, TimeHub, TimePictra, TimeProvider, TrueTime, ZL は米国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

Adjacent Key Suppression、AKS、Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor, AnyIn, AnyOut, Augmented Switching, BlueSky, BodyCom, Clockstudio, CodeGuard, CryptoAuthentication, CryptoAutomotive, CryptoCompanion, CryptoController, dsPICDEM, dsPICDEM.net, Dynamic Average Matching, DAM, ECAN, Espresso T1S, EtherGREEN, GridTime, IdealBridge, In-Circuit Serial Programming, ICSP, INICnet, Intelligent Paralleling, IntelliMOS, Inter-Chip Connectivity, JitterBlocker, Knob-on-Display, KoD, maxCrypto, maxView, memBrain, Mindi, MiWi, MPASM、MPF、MPLAB Certified ロゴ、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、 NetDetach, Omniscient Code Generation, PICDEM, PICDEM.net, PICkit, PICtail, PowerSmart, PureSilicon, QMatrix, REAL ICE, Ripple Blocker, RTAX, RTG4, SAM-ICE, Serial Quad I/O, simpleMAP, SimpliPHY, SmartBuffer, SmartHLS, SMART-I.S., storClad, SQI, SuperSwitcher, SuperSwitcher II, Switchtec, SynchroPHY, Total Endurance, Trusted Time, TSHARC, USBCheck, VariSense, VectorBlox, VeriPHY, ViewSpan, WiperLock, XpressConnect, ZENA は米国とその他の国における Microchip Technology Incorporated の 商標です。

SQTP は米国における Microchip Technology Incorporated のサービ スマークです。

Adaptec ロゴ、Frequency on Demand、Silicon Storage Technology、 Symmcom はその他の国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

GestIC は、その他の国における Microchip Technology Germany II GmbH & Co. KG (Microchip Technology Incorporated の子会社)の 登録商標です。

その他の商標は各社に帰属します。

© 2023, Microchip Technology Incorporated and its subsidiaries.

All Rights Reserved.

ISBN: 978-1-6683-1664-1

Microchip 社の品質管理システムについては www.microchip.com/ quality をご覧ください。



各国の営業所とサービス

南北アメリカ

本社 2355 West Chandler Blvd. Chandler, AZ 85224-6199 Tel: 480-792-7200 Fax: 480-792-7277 技術サポート: http://www.microchip.com/ support URL:

www.microchip.com

アトランタ Duluth, GA Tel: 678-957-9614 Fax: 678-957-1455

オースティン、TX Tel: 512-257-3370

ボストン Westborough, MA Tel: 774-760-0087 Fax: 774-760-0088

シカゴ Itasca. IL Tel: 630-285-0071 Fax: 630-285-0075

ダラス Addison, TX Tel: 972-818-7423 Fax: 972-818-2924

デトロイト Novi, MI Tel: 248-848-4000

ヒューストン、TX Tel: 281-894-5983

インディアナポリス Noblesville IN Tel: 317-773-8323 Fax: 317-773-5453 Tel: 317-536-2380

ロサンゼルス Mission Viejo, CA Tel: 949-462-9523 Fax: 949-462-9608 Tel: 951-273-7800

ローリー、NC Tel: 919-844-7510

ニューヨーク、NY Tel: 631-435-6000

サンノゼ、CA Tel: 408-735-9110 Tel: 408-436-4270

カナダ - トロント Tel: 905-695-1980 Fax: 905-695-2078 Tel: 86-20-8755-8029 中国 - 杭州 Tel: 86-571-8792-8115

> 中国 - 香港 SAR Tel: 852-2943-5100 中国 - 南京

アジア / 太平洋

Tel: 86-10 -8569-7000

Tel: 86-28-8665-5511

Tel: 86-23-8980-9588

Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 北京

中国 - 成都

中国 - 重慶

中国 - 東莞

中国 - 広州

オーストラリア - シドニー Tel: 61-2-9868-6733

Tel: 86-25-8473-2460

中国 - 青島 Tel: 86-532-8502-7355

中国 - 上海 Tel: 86-21-3326-8000 中国 - 瀋陽

Tel: 86-24-2334-2829 中国 - 深圳 Tel: 86-755-8864-2200

中国 - 蘇州 Tel: 86-186-6233-1526 中国 - 武漢

Tel: 86-27-5980-5300

中国 - 西安 Tel: 86-29-8833-7252 中国 - 厦門

Tel: 86-592-2388138 中国 - 珠海 Tel: 86-756-3210040 アジア/太平洋 インド - バンガロール Tel: 91-80-3090-4444

インド - ニューデリー Tel: 91-11-4160-8631 インド - プネ Tel: 91-20-4121-0141

日本 - 大阪 Tel: 81-6-6152-7160

日本 - 東京 Tel: 81-3-6880-3770

韓国 - 大邱 Tel: 82-53-744-4301

韓国 - ソウル Tel: 82-2-554-7200

マレーシア - クアラルンプール Tel: 60-3-7651-7906

マレーシア - ペナン Tel: 60-4-227-8870 フィリピン - マニラ Tel: 63-2-634-9065

シンガポール Tel: 65-6334-8870

> 台湾 - 新竹 Tel: 886-3-577-8366

台湾 - 高雄 Tel: 886-7-213-7830

台湾 - 台北 Tel: 886-2-2508-8600 タイ - バンコク Tel: 66-2-694-1351

ベトナム - ホーチミン Tel: 84-28-5448-2100

ノルウェー - トロンハイム Tel: 47-7288-4388

ポーランド - ワルシャワ Tel: 48-22-3325737

ルーマニア - ブカレスト Tel: 40-21-407-87-50

スペイン - マドリッド Tel: 34-91-708-08-90 Fax: 34-91-708-08-91

スウェーデン - ヨーテボリ Tel: 46-31-704-60-40

スウェーデン - ストックホルム Tel: 46-8-5090-4654

イギリス - ウォーキンガム Tel: 44-118-921-5800 Fax: 44-118-921-5820

ドイツ - ガーヒンク Tel: 49-8931-9700 ドイツ - ハーン Tel: 49-2129-3766400

ドイツ - ハイルブロン Tel: 49-7131-72400

欧州

オーストリア - ヴェルス Tel: 43-7242-2244-39

Fax: 43-7242-2244-393

フィンランド - エスポー Tel: 358-9-4520-820

フランス - パリ Tel: 33-1-69-53-63-20

Fax: 33-1-69-30-90-79

Tel: 45-4485-5910

Fax: 45-4485-2829

デンマーク - コペンハーゲン

ドイツ - カールスルーエ Tel: 49-721-625370

ドイツ - ミュンヘン Tel: 49-89-627-144-0 Fax: 49-89-627-144-44

ドイツ - ローゼンハイム Tel: 49-8031-354-560

イスラエル - ラーナナ Tel: 972-9-744-7705

イタリア - ミラノ Tel: 39-0331-742611 Fax: 39-0331-466781

イタリア - パドヴァ Tel: 39-049-7625286

オランダ - ドリューネン Tel: 31-416-690399

Fax: 31-416-690340

09/14/21