

Microchip 社 MPU 電力供給ソリューションのヒントとコツ

Catalin Bibirica - Microchip Technology Inc.

Paolo Nora - Microchip Technology Inc.

George Ivan - Microchip Technology Inc.

1.0 はじめに

本書では、MPU の電源をターゲットとする Microchip 社の PMIC(電源管理集積回路)を非標準的ユースケースに適用する事を可能にする(または容易にする)多くのソリューションを紹介します。

このソリューションには以下の方法が含まれます。

- PWRHLD を通常のイネーブルピンとして使う事で、入力電圧の初期投入時または復帰時に信頼性の高い起動/再起動を実装する方法。詳細は[セクション 2.0「PWRHLD の ENABLE としての使用」](#)を参照してください。
- I/O 電圧(Typ. 3.3 V)の生成が不要な場合(既に存在する場合等)に Buck1 用の外付け部品を不要にする方法。この方法はその他の降圧(Buck)チャンネルにも拡張できます。詳細は[セクション 3.0「VIN = 3.3 V アプリケーションにおける部品コストの削減」](#)を参照してください。
- 低コストで小型のディスクリート部品を2つ追加して Buck1チャンネルを簡単に非反転昇降圧型に変換する方法。詳細は[セクション 4.0「非反転昇降圧型構成における Buck1 チャンネル」](#)を参照してください。

1.1 MCP16501/2 の説明

MCP16501/2 は、コストとサイズを最適化した PMIC であり、HPM(高性能モード、MCP16502 のみ)を使った DVS(動的電圧スケールリング)を要求する Microchip 社の EMPU(組み込みマイクロプロセッサユニット)をサポートします。MCP16501/2 は、専用のデバイス型でサポートされる SAMA5D2、SAM9X6、SAMA7G MPU と互換性があります。

MCP16501 は3つの DC-DC 降圧(Buck)レギュレータと1つの補助 LDO(低ドロップアウト)を内蔵しており、MCP16502 は4つの DC-DC 降圧レギュレータと2つの補助 LDO を内蔵しています。

全ての降圧(Buck)チャンネルは最大1 Aの負荷と100% デューティ サイクルに対応可能です。

300 mA LDO により、電圧ノイズに敏感なアナログ負荷をサポート可能です。

2 つの 3 ステート入力ピンを使って DDR メモリ電圧(Buck2 出力)を選択できます。これにより電圧精度に影響を及ぼす外付け帰還抵抗が不要となるため、出力電圧の設定精度が向上すると共に、外付け部品点数を削減できます。電圧を選択する事により、世代の異なるメモリへ容易に移行できます。

各デバイス バリエーションには、対応する MPU の要件に応じた既定値電源チャンネル シーケンスを組み込み済みです。専用ピン(LPM)を使って低消費電力モードへ容易に移行でき、セルフリフレッシュ(ハイバネートモード)での DDR によるバックアップモードも容易に実装できます。

MCP16501/2 は無負荷時静止電流が 300 μ A 未満と低い事が特長です。

各出力にはアクティブ放電抵抗を備えており、この出力のアクティブ放電機能は既定値で有効になっています。ブリバイアスした出力への安全な起動により、出力コンデンサの放電が不完全な場合にもデバイスが保護されます。

Note: MCP16502 では、I²C コマンドによって出力アクティブ放電機能を無効にできます。

1.2 MCP16501/2 の特長

- 入力電圧: 2.7 ~ 5.5 V
- 出力降圧(Buck)チャンネル(1 A、100% デューティ サイクルに対応)
- 降圧(Buck)チャンネルは 2 MHz で PWM 動作
- 300 mA LDO(低ドロップアウト リニア レギュレータ)
- DDR 電圧(Buck2 出力)、コア電圧(Buck3 出力)、CPU 電圧(Buck4 出力、MCP16502)で +1% の電圧精度
- ピン設定で選択可能な Buck2 出力電圧: 1.2 V、1.35 V、1.8 V
- MPU ごとに専用の内部既定値設定(チャンネルシーケンシング、nRSTO アサート遅延)
- ハイバネートモード(MCP16501/2)、低消費電力モード(MCP16501/2)、高性能モード(MCP16502)を DVS でサポート
- 設定と診断用の 1 MHz I²C インターフェイス(MCP16502)
- 最適化された ESD 保護により、全ての動作条件においてリーク電流なしで MPU に接続
- 部品コストとサイズの最適化
- サーマル シャットダウン保護と過電流制限保護

2.0 PWRHLD の ENABLE としての使用

2.1 起動における PWRHLD の役割

標準的なアプリケーション起動シーケンスは、アプリケーション内のバックアップ電源の有無に応じて以下の2通りの方法で開始できます。

1. nSTRT イベント (nSTRT = Low) により開始し、PWRHLD のアサートにより給電を維持します。バックアップ バッテリーを備えたアプリケーションでは、通常 nSTRT イベントの前に PWRHLD 信号は既に High です。(nSTRT ピンに接続された) コンデンサを使うと、起動イベントを自動的にトリガするのに十分な時間、nSTRT の立ち上がりを遅延させる事ができます。
2. PWRHLD ピンが MPU SHDN ピンによって排他的に駆動される場合、nSTRT イベントとは無関係に、PWRHLD 信号の Low から High への遷移により開始します。これは、バックアップ電源を備えたアプリケーションでのみ可能です (図 1)。通常このモードは、MPU の周辺デバイスでありバックアップモード中も給電されるシャットダウン / 復帰コントローラ (SHDWC) によってアサートされる外部復帰イベントによって開始されます。

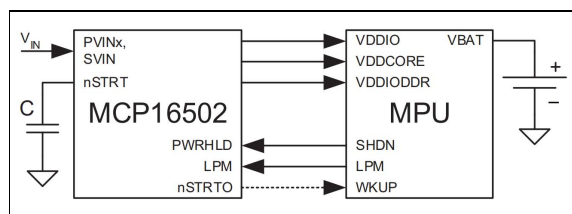


図 1: バックアップ電源を備えたアプリケーションのブロック図

他のアプリケーション シナリオとして、入力電圧印加時の自動起動を実現するため、入力電圧に直接接続可能な1つのレベル センシティブなロジック入力電圧 (通常の ENABLE ピン等) に基づいて電源レールを ON にする事が望まれます。データシートに記載されている nSTRT コンデンサの手法は、入力電源電圧の挙動が予測可能な場合は解決策となり得ます。

しかしながら、入力電圧が不安定な場合や、立ち上がり時間が長い、または未知な場合、nSTRT のコンデンサにより構成可能な遅延時間次第では、PMIC が電源投入に失敗する可能性があります。そのような場合、nSTRT コンデンサの手法は使えません。推奨されるソリューションは、PMIC の起動の命令に用いた場合に立ち上がりエッジに反応する PWRHLD 入力を使う事です。

有効な起動イベントとして認識されるには、入力電圧 (SVIN ピンに印加される) が PMIC の内部 UVLO しきい値 (データシートの「電気的特性」の表では V_{UVLO_TH}) を超え、その状態を内部ブートが完了するのに十分な時間 (約 100 μs 、余裕をもって 200 μs と仮定する) を置いて、PWRHLD の立ち上がりエッジが発生する必要があります。

以上より、PWRHLD が他の MPU/MCU 信号によって駆動されず、入力電圧によってアクティブ化する単純なイネーブル コマンドのみが必要なケースでは、PWRHLD 入力を駆動する入力電圧監視回路が最も合理的なソリューションであるように思われます。入力電圧監視回路のトリップしきい値は、いかなる状況においても PMIC の内部 UVLO しきい値を上回っている必要があり、PWRHLD が Low から High に遷移するまでに若干の遅延 (200 μs 以上) を設ける必要があります。また、この手法を使うと、入力電圧のターンオンしきい値とターンオフしきい値をプログラムして、内部 UVLO レベルをオーバーライドできるようになります。

図 2 は、不安定な入力電圧により発生する問題の例です。最初に電源を投入した時、レギュレータは (nSTRT コンデンサを使って) 通常どおりに起動します。nSTRT コンデンサをリセットせずに VIN が UVLO しきい値を下回ると、レギュレータがシャットダウンし、PMIC は自動的に再起動しません。

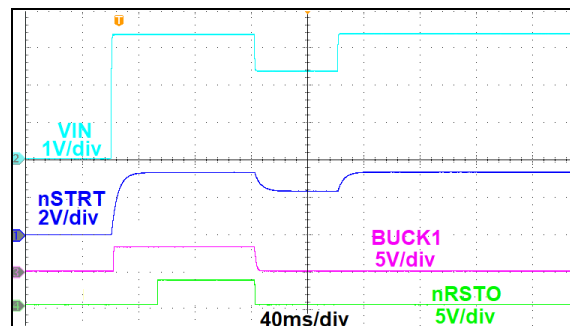


図 2: 不安定な VIN

2 つ目の問題は VIN の立ち上がりが遅い事によって発生します (図 3)。起動条件は nSTRT コンデンサによって決まるため、VIN の立ち上がりが遅過ぎると遅延が十分でなくなる可能性があります。コンデンサを大きくしたとしても、必ずしも問題は解決しません。それによって不必要に長い起動遅延が発生する事があり、VIN の立ち上がりが遅過ぎて起動しない問題が残る事もあるためです。

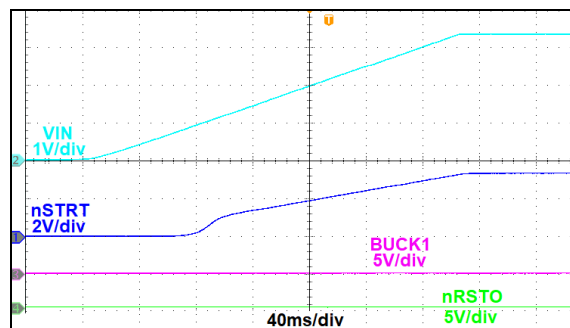


図 3: 立ち上がりが遅い入力電圧

以降のページに、PWRHLD を駆動する入力電圧監視回路に関する複数のソリューションと実験による性能値を記載します。

2.2 遅延内蔵の電圧監視用 IC

電圧監視用 IC は、レール電圧を監視し、内部で設定されたしきい値に応じて、監視している電圧が制限範囲内であれば信号をアサートし、仕様範囲外であればディアサートする事で動作します。

MIC803 を使うと、デカップリング コンデンサとプルアップ抵抗のみで、非常にシンプルな電圧監視回路を設計できます (図 4)。

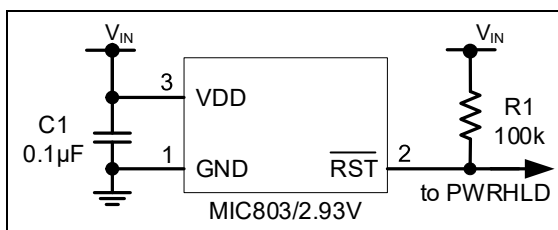


図 4: MIC803 電圧監視用 IC の回路図

この回路の監視用 IC にはアサート遅延が内蔵されており、入力電圧に急激な変動があった場合も、遅延時間が経過して初めて Low から High への遷移が生じるという利点があります。つまり、入力電圧が不安定な場合は回路はリセット状態のままとなり、入力電圧が安定して初めて MCP16501/2 が起動するという事です。

遅延時間は製品番号選択時に 20 ms、140 ms、1120 ms から選択可能です。推奨しきい値は標準の 3.3 V レールに対して 2.93 V です。

図 5 は、MIC803 を使った場合のシステム起動時の挙動の例を示しています。

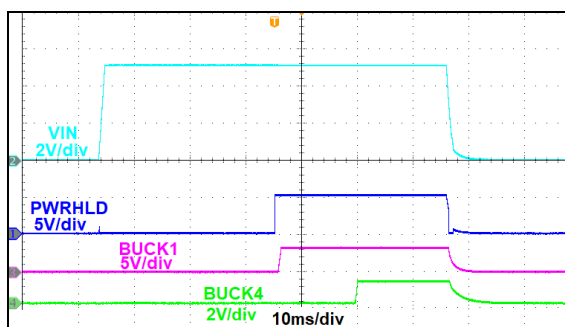


図 5: MCP16502 の起動 (MIC803 使用)

低速な入力電圧ランプを印加した場合、MIC803 電圧監視用 IC は入力電圧を正しく監視し、2.93 V のしきい値に達して遅延時間が経過した後に、PWRHLD が High に変化できます (図 6)。

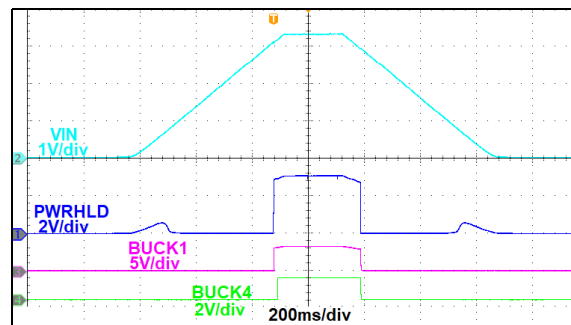


図 6: 低速の入力電圧への応答 (MIC803 使用)

入力電圧が低下した時の MIC803 の応答を図 7 に示します。

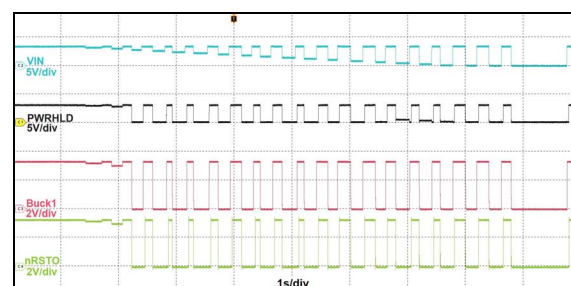


図 7: 低下する VIN へのステップ応答 (MIC803 使用)

VIN ステップごとの低下量は 3.3 V システムの公称入力電圧の約 5% に相当します。図 7 で使われている VIN の波形は ISO16750-2:2012 の「Reset Behavior at Voltage Drop」のテスト [1] に記載のスティミュラスを模倣したものです。最初の数ステップは 2.93 V のしきい値より高いため、MCP16501/2 は動作を続けます。VIN がしきい値を下回ると、シャットダウンイベントがトリガされ、VIN が通常に戻ると起動イベントが正常に発生し、nRSTO の挙動はクリーンになります。

2.3 120 ms の遅延を持つ車載用監視用 IC

車載アプリケーション向けには、代わりに MCP102 を使えます。3.3 V の公称入力電圧の場合、2.93 V の監視電圧オプションを使います (図 8)。

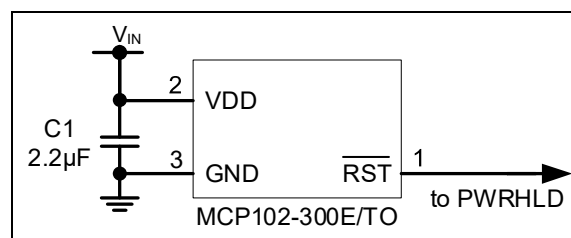


図 8: MCP102 車載用電圧監視用 IC の回路図

MCP1XX ファミリの監視用 IC にはプッシュプル型 (MCP102/3)、オープンドレイン型 (MCP121)、内部プルアップ抵抗付きオープンドレイン型 (MCP131) のバリエーションがあり、高い柔軟性が得られます。

図 9 に、MCP102 ファミリのデバイスに含まれている起動遅延を示します。

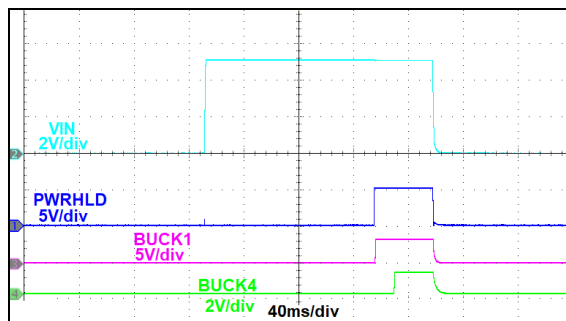


図 9: MCP16502 の起動 (MCP102 使用)

低速な入力電圧ランプを印加した場合、MCP102 は電圧を正しく監視します。電圧ランプアップ中に適正な電圧が検出され、120 ms が経過した後に、起動イベントをトリガします。この遅延が存在するのは入力電圧が上昇している時のみです。低下した場合、監視用 IC はただちにシャットダウンの信号を発生します (図 10)。

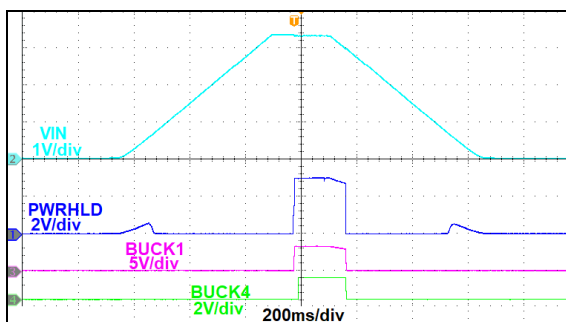


図 10: 低速の入力電圧への応答 (MCP102 使用)

図 11 は、3.3 V 入力電圧システムで入力電圧がステップごとに 5% 低下していく場合の挙動の例を示しています。先ほどと同様に、図 11 で使われている VIN の波形は ISO16750-2:2012 の「Reset Behavior at Voltage Drop」のテストに記載されているスティミュラスを模倣したものです。

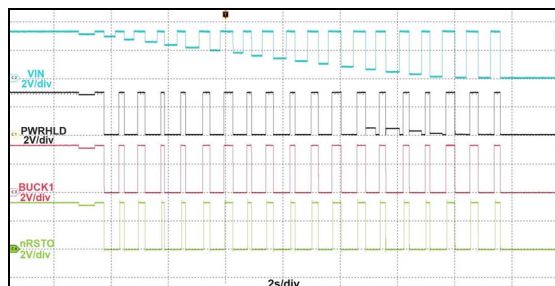


図 11: 低下する VIN へのステップ応答 (MCP102 使用)

最初のステップでは最小しきい値を下回っていないため、PWRHLD 信号が維持されます。しかし、VIN が最小しきい値を下回り始めると、MCP102 回路がシャットダウン イベントの生成を開始します。VIN が再びレギュレーション状態に戻ると、MCP102 が正常に起動イベントを生成し、nRSTO の挙動はクリーンになります。

2.4 ON 遅延をユーザが選択可能なコンパレータ ベースのソリューション

特定のしきい値または遅延が必要なアプリケーションでは、ディスクリート回路を使う事ができます。ここで MIC841N は非常に良い選択肢です。固定の内部参照電圧と High および Low しきい値入力ピンを持つため、ユーザが (3 つの抵抗を使って) High および Low しきい値を選択してカスタムのヒステリシスを実装できます。遅延はプルアップ抵抗 (R4) とコンデンサ (C1) RC 遅延の組み合わせによって実現されます。PWRHLD の遷移は、シュミットトリガである 74LVC1G17 によって生成されます (図 12)。360 kΩ 抵抗と 0.022 μF コンデンサを使う事で、約 6 ms の遅延が得られます。この遅延は図 13 ではっきりと確認できます。

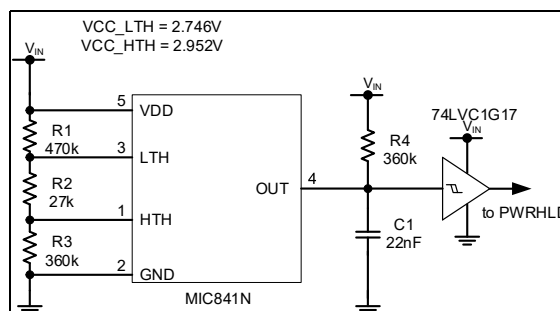


図 12: MIC841N ベースの回路図

3.3 V の公称システム電圧の場合、High しきい値電圧として 2.95 V、Low しきい値電圧として 2.75 V を選択し、200 mV のヒステリシスを持たせました。MIC841N の優れたしきい値精度 ($\pm 1.25\%$) を最大限に活用するには、R1、R2、R3 に 1% の精密抵抗を使う必要があります。

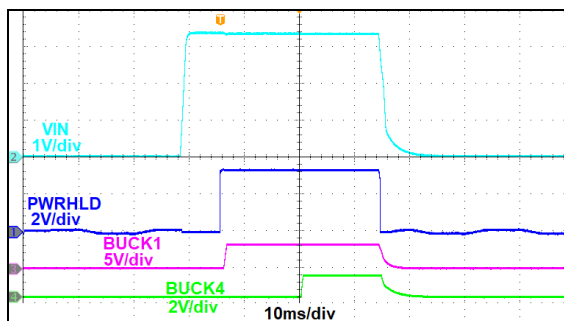


図 13: MCP16502 の起動応答 (MIC841N 回路使用)

低速な入力電圧を印加した場合、遅延はあまり目立たず、入力電圧の立ち上がりしきい値を超えた辺りでシステムが ON になります (図 14 参照)。

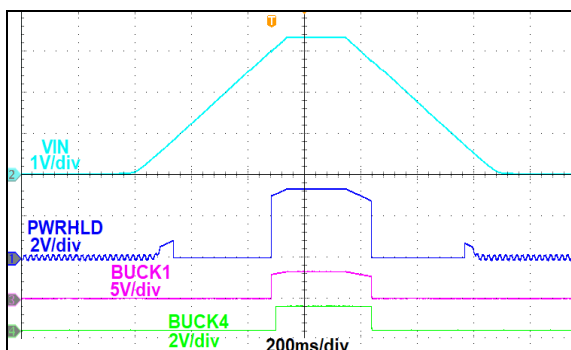


図 14: 低速な入力電圧への応答 (MIC841N 回路使用)

図 15 は、入力電圧がステップごとに 5% ずつ減少していく場合の挙動の例を示します。

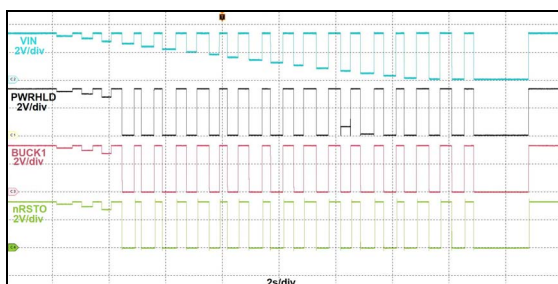


図 15: 低下する VIN へのステップ応答 (MIC841N 回路使用)

この場合、監視回路がシャットダウン イベントと起動 イベントの生成を開始する前に、入力電圧は 15% を超えて低下します。

2.5 プリレギュレータを使った PGOOD ベースの回路

また、メインレール電圧が MCP16501/2 の最大入力電圧より大きい (12 V 等) 場合もあります。この場合、

MCP16361 等のプリレギュレータを使う必要があります。MCP16361 のパワーグッド出力ピンを使うと、状況に応じて電源投入またはシャットダウンするよう PMIC を制御できます。

また、プリレギュレータの出力電圧にプルアップ抵抗と、コンデンサを使う事で RC 遅延を形成して遅延を追加する事も可能です。PGOOD のランプは低速なため、シュミットトリガを使って PWRHLD にクリーンかつシャープな Low から High、High から Low の遷移を発生させる必要があります (図 16)。

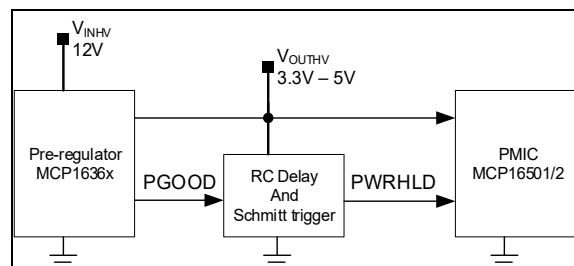


図 16: MCP1636x を備えた MCP16501/2 のブロック図

実際の回路図と遅延の RC 値を以下に示します (図 17)。

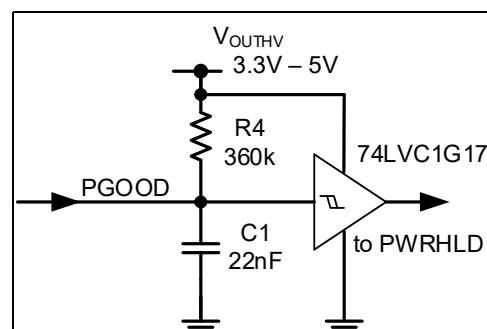


図 17: RC 遅延とシュミットトリガ

図 18 に、MCP16361 と MCP16502 の組み合わせで、PMIC が MCP16361 の PGOOD 回路によって有効化される場合の高速な VIN へのステップ応答を示します。

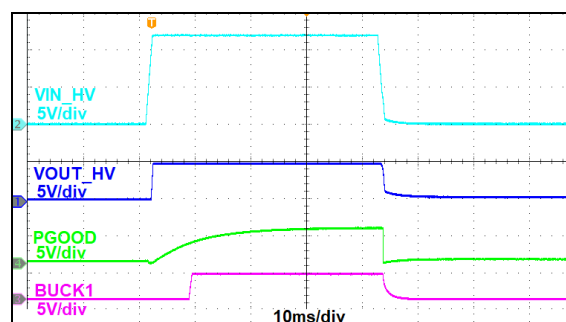


図 18: プリレギュレータによるシステム応答

MCP16361を立ち上がりが遅い入力電圧でテストした場合、出力に電圧がかかっていても PGOOD 信号が High にならない限り、PMIC は起動しません。これにより、接続された負荷が正常に起動して動作します (図 19)。

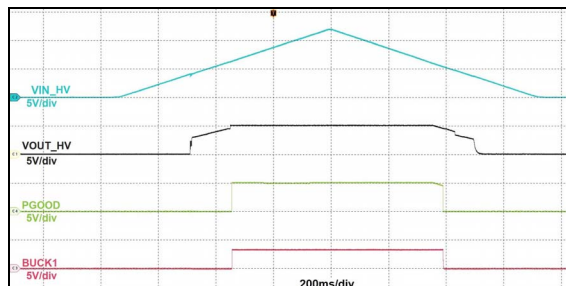


図 19: 立ち上がりが遅い入力電圧に対するシステム応答

プリレギュレータにより、高電圧の入力がステップごとに5%低下するラインステップ応答をテストしても、メイン入力電圧 V_{INHV} の低下に対する耐性が大幅に向上しています。

12 V の公称入力電圧の場合、5 V の出力電圧に変動が観察される前に、入力電圧は 5.5 V も低下可能です。

ここで、出力電圧が PGOOD しきい値 (公称値 93%) を下回ると、システムはシャットダウンし、 V_{OUTHV} がレギュレーション状態に戻るまで再起動されません (図 20)。

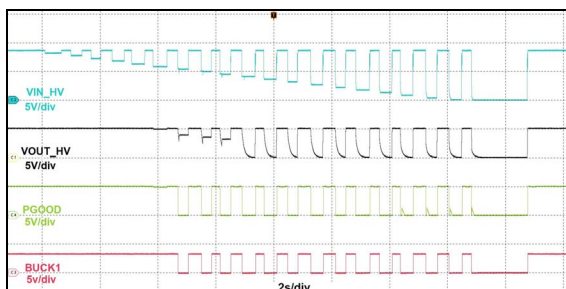


図 20: 低下する入力電圧へのシステム応答

2.6 3.3 V 主電源システム向けディスクリット入力電圧監視

非常に低コストのソリューションが必要で、基板専有面積と静止電流を重視する必要がない場合、TLV431 (高精度シャントレギュレータ)、1つのトランジスタ、複数の受動素子で構成された回路とデュアルシュミットトリガインバータを使って、PWRHLD を適切に遷移させることができます (図 21)。

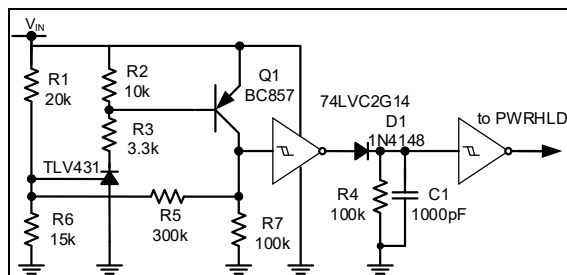


図 21: ディスクリットの 3.3 V 入力電圧監視の回路図

この回路はトリガ電圧、ヒステリシス、遅延を容易に変更できるため、高度なカスタマイズが可能であるという利点があります。

しきい値電圧は、TLV431 の参照電圧を設定する R1 と R6 のペアによって調整でき、ヒステリシスは主に R5 によって決まります。

後段のシュミットトリガは D1、R4、C1 と共に遅延を追加し、PWRHLD の信号を矩形波化します。

高速ステップ応答を以下に示します (図 22)。

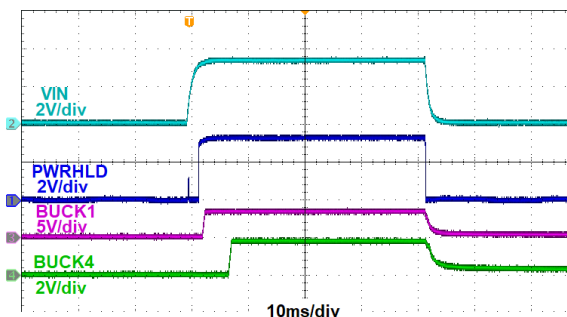


図 22: ディスクリットの 3.3 V 入力電圧監視回路のステップ応答

入力電源の立ち上がりが高速な場合も、PWRHLD の Low から High への遷移が PMIC がブートプロセスを完了した後に起こるようにするのに十分な遅延時間があるため、有効な起動イベントとして認識されます。遅延は R4 と C1 を介して調整できます。

入力電圧が低速にランプアップする場合、回路はプログラムされた静的しきい値 (いかなる状況においても PMIC の UVLO しきい値を上回っている必要がある) に従って適切な起動イベント生成を生成できます (図 23)。

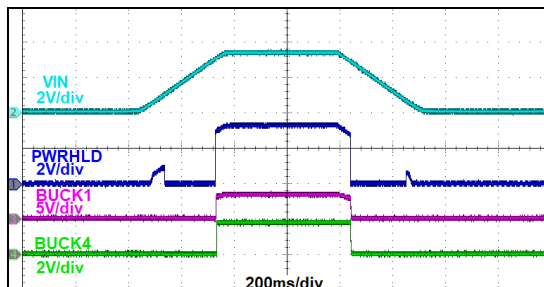


図 23: 立ち上がりが遅い 3.3 V 入力電圧への応答 (ディスクリート回路使用)

5% ずつ低下する VIN ステップ応答は、その他の電圧監視回路と同様の結果を示し、適切なシャットダウンイベントと起動イベントを生成します (図 24)。

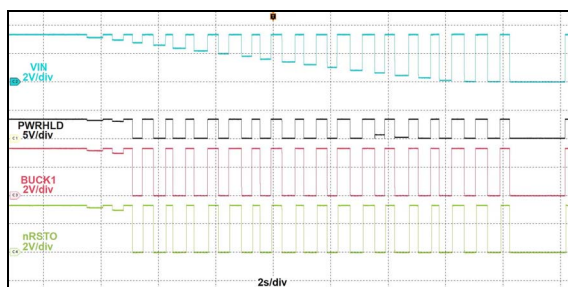


図 24: 低下する 3.3 V 入力電圧へのステップ応答

2.7 5 V 主電源システム向けディスクリート入力電圧監視

5 V の公称電圧システムで、ディスクリート回路が望ましい場合、上述の回路を改変して公称トリップしきい値 (立ち上がり) を約 4.5 V に設定した回路を使うことができます (図 25)。

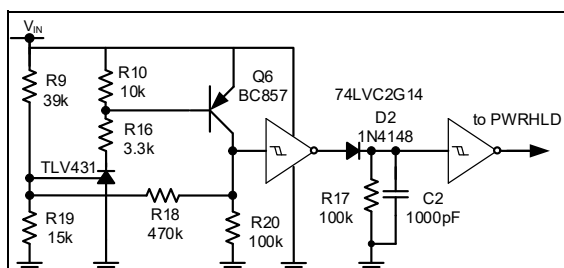


図 25: ディスクリートの 5 V 入力電圧監視の回路図

動作原理は 3.3 V の公称入力電圧監視回路と同様ですが、トリップしきい値とヒステリシス設定の R9 と R18 の抵抗値が異なります。

また、この設計では入力電圧の立ち上がりに対するステップ応答が高速で、かつ適切な起動イベントが確保されます (図 26)。

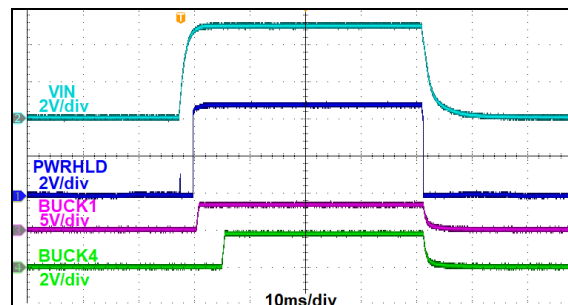


図 26: ディスクリートの 5 V 入力電圧監視回路のステップ応答

トリップしきい値が MCP16501/2 の標準的な UVLO しきい値より大幅に高いため、回路の挙動はトリップしきい値設定電圧の変動に対して比較的鈍感です。そのため、トリップしきい値の変動が大きな問題でなければ、適切に選択した公称トリップしきい値と共に 5% 抵抗を使うことができます (図 27)。

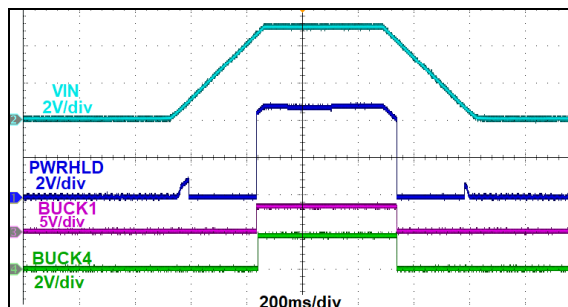


図 27: 立ち上がりが遅い 5 V 入力電圧に対する応答 (ディスクリート回路使用)

入力電圧が 5% 低下した場合も適切な応答を示し、最初の 2 ステップ (約 4.75 V と約 4.5 V) ではトリガせずに、4.2 V を下回るステップで再起動を生成します (図 28)。

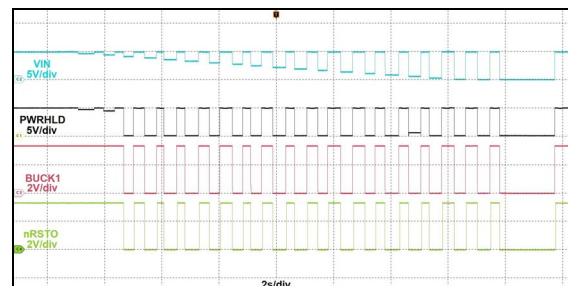


図 28: 低下する 5 V 入力電圧へのステップ応答
入力電圧監視回路のソリューションを表 1 にまとめます。メリットとデメリットの両方が示されており、各ソリューションを簡単に比較できます。

表 1: 入力監視ソリューションの比較

	車載	部品コスト	複雑さ	基板専有面積	静止電流(Iq)	カスタマイズ性
MIC803	×	非常に低い	低い	低い	4.49 μ A @3.3 V	低い
MIC102	○	低い	低い	低い	0.5 μ A @3.3 V	低い
MIC841	×	中程度	中程度	中程度	5 μ A @3.3 V	中程度
ディスクリート	○	非常に低い	高い	高い	0.5 mA @3.3 V 1.4 mA @5 V	高い

3.0 VIN = 3.3 V アプリケーションにおける部品コストの削減

MCP16501/2 を 3.3 V の安定化公称入力電圧アプリケーションで使うために Buck1 の機能 (通常、3.3 V に設定) が不要な場合が考えられます。Buck1 (またはその他の電源チャンネル) を起動シーケンスからなくすようカスタマイズした製品番号を生成する事は可能ですが、このプロセスには工場の関与が必要で、お客様の開発スケジュールで許容されるほど早くは実現できない可能性があります。

Note: そのようなカスタム ソリューションが必要な場合、正規代理店までお問い合わせください。

このようなケースでは、非常に簡単で低コストな回避策を導入する事で、起動シーケンスと適切にリセット (nRSTO) の生成に影響を与えずに Buck1 を停止状態にできます。また、この方法はその他の降圧 (Buck) チャンネルにも拡張できます。

これは、Buck1 を使わない場合、Buck1 に関連付けられた受動素子を実装しないで OUT1 ピンを VIN に接続する事によって実現できます。その基となる考え方は、OUT1 を PVIN1 電圧 (= VIN) に等しい (またはわずかに低い) 電圧に接続する事で、起動時 POK バイパスしきい値 (MCP16501 と MCP16502 のデータシートを参照) をバイパスし、OUT1 の電圧がまるで降圧型コンバータの動作によって正しく確立されたかのように内部の起動エンジンを動作させる事です。

通常動作では、OUT1 に接続された内部帰還回路によって吸収されるわずかな電流を除き、VIN からの追加の消費電流はありません。MCP16501/2 では、帰還分圧抵抗のインピーダンスは通常 1.5 M Ω の範囲であるため、消費電流はごくわずかです。

しかし、シャットダウン時には、自動放電機能によって OUT1 から GND に 25 Ω 抵抗 (typ.) が接続されるため、シャットダウン電流が大幅に増加します。この問題を回避するため、シンプルな 100 k Ω プルアップ抵抗を使い (図 29)、自動放電スイッチが OFF の時は無視できる程小さい電圧降下で OUT1 を VIN に接続し、スイッチが ON の時は余分な電流消費を低く抑えられます (図 30)。この場合、レギュレータが OFF の時の追加電流はわずか 33 μ A 程度です。

また、MCP16502 であれば、I²C コマンドで対応する DISCH ビットをクリアにする事で放電スイッチを無効にできます。これにより、チャンネルが無効の時の追加の電流消費 (SVIN 電源電圧が UVLO しきい値を上回っており、レジスタの設定が維持される限りにおいて) 恒久的になくす事ができます。

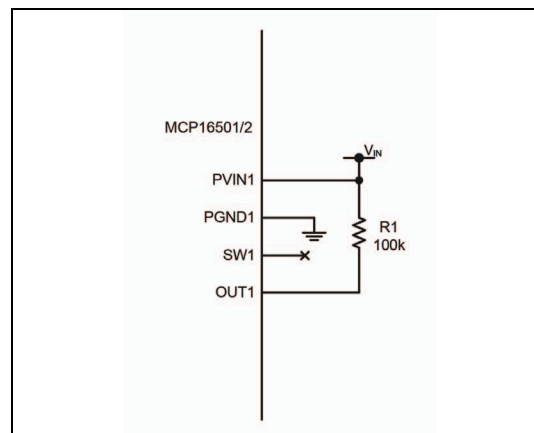


図 29: Buck1 停止状態設定時の回路図

Note: 通常動作時と同様に、PGND1 は基板の電源 GND に、PVIN1 は入力電源に接続する必要があります。

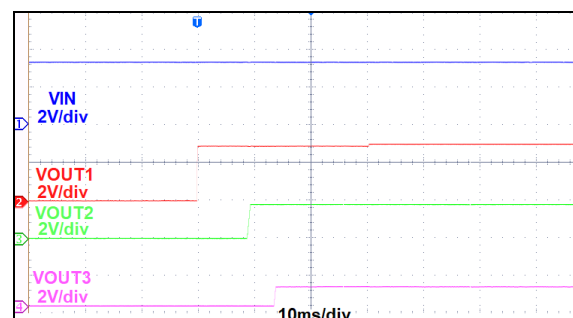


図 30: Buck1 停止設定時の各出力起動波形

最大で 100 k Ω の抵抗を使う事を推奨します (式 1 に基づく)。OUT1 ピンには内部抵抗ネットワーク分圧器とその他の内部回路が接続されているため、OUT1 に入り GND へ流れるわずかな電流が必要です。プルアップ抵抗の値を大きくすると、OUT1 ピン電圧が十分に高くなり、起動エラーが発生し、起動シーケンスが完了しない事があります。

R1 の制限値は、以下に示す式 1 によって定義されます。これはいかなる状況下でも超えてはならない値です。

式 1: R1の制限値

$$R1_{limit} = \frac{R_{fdbk}}{\left(\frac{V_{VIN}}{V_{POKB_TH_B1}} - 1\right)}$$

- V_{VIN} は PVIN1 への入力電圧です。
- R_{fdbk} は内部帰還抵抗の値で、通常 1.5 MΩ です。これは内部抵抗で、その絶対値はプロセスのばらつきに左右されるため、設計に安全マージンを持たせるために +/-30% の公差を考慮する必要があります。
- $V_{POKB_TH_B1}$ は「電気的特性」の表に記載されている、いわゆる起動時 POK バイパスしきい値です ([MCP16501](#) と [SAMA5D27 Wireless SOM1](#) のデータシートを参照)。

以上により、Buck1 停止状態設定時に VIN が取り得る最大値が 3.6 V であると仮定すると、ワーストケースシナリオでは式 2 が得られます。

式 2: R1の制限値の計算例

$$R1_{limit} = \frac{1.5M\Omega \times 0.7}{\left(\frac{3.6V}{360mV} - 1\right)} = 116.7k\Omega$$

- 360 mV は、「電気的特性」の表に記載されている $V_{POKB_TH_B1}$ の最小値です。

100 kΩ を使う事で、さらに安全マージンを確保できます。

その他の降圧(Buck)チャンネルについても同様の手順を実施できます。その際に検討するしきい値は、その降圧(Buck)チャンネルが生成するはずのターゲット電圧に対して相対的な POK_THx である事に注意してください。MCP16502では、起動シーケンス中に1つの降圧(Buck)チャンネルを有効化しないオプション (例えば「AA」および「AE」オプション) が既に提供されているため、このようなユースケースは非常に稀であると考えられます。

4.0 非反転昇降圧型構成における Buck1 チャンネル

現在の市場には、入力電圧が出力電圧より高くまたは低くなるような範囲で変動したとしても出力電圧を安定させなければならないアプリケーションが多くあります。車載、IoT (モノのインターネット)、その他の類似のアプリケーションでは、必要に応じて入力電圧を降圧または昇圧させるために昇降圧型コンバータ構成が要求される場合があります。効率が最適化されている専用の非反転昇降圧型ソリューションが複数市販されていますが、状況によっては降圧 (Buck) チャンネル (具体的には Buck1) に部品を追加して非反転昇降圧型トポロジをサポートする事が許容される場合があります。MCP16501/2 Buck1 チャンネルは図 31 に示すように非反転昇降圧型構成にできます。

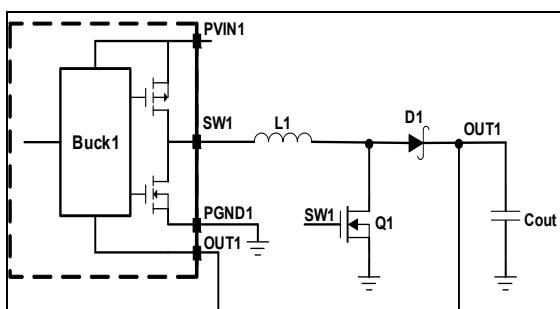


図 31: 非反転昇降圧型トポロジの Buck1 チャンネル

Buck1 チャンネルを非反転昇降圧型トポロジに構成するには、2 つの外付け部品を回路に追加する必要があります。1 つはインダクタと出力の間に接続されたダイオード、もう 1 つはダイオードのアノードからグラウンドに接続された N チャンネル MOSFET で、スイッチング信号 SW1 によって (内部のハイサイドスイッチと同相で動作するように) 制御されます。この技術はよく知られており [2]、入出力動作条件に従ってパワースイッチのスイッチングが最適化されている専用の非反転昇降圧型ソリューションを別途使うよりも効率は劣りますが、低コストで基板専有面積も少なく済みます。

電力損失を考慮する事で、昇降圧型コンバータのより現実的な変換比 $V_{out}/V_{in}(D)$ が図 32 [3] で見られます。この変換比は (デューティ サイクルに加えて) スイッチの ON 抵抗、インダクタの DC 抵抗、ダイオードの電圧降下によって決まります。デューティ サイクルが低いレンジではこれらの損失は非常に小さいものの、デューティ サイクルが高くなるとこれらの成分は D に対して著しく大きくなります。これによって、それ以降は出力電圧が低下する一方で電力損失がするクリティカル電力損失 (D_{crit}) が生じます。 D_{crit} を超えると、MCP16501/2 は出力電圧の低下を補償するためにデューティ サイクルを高めようとするため、出力電圧はさらに低下します。

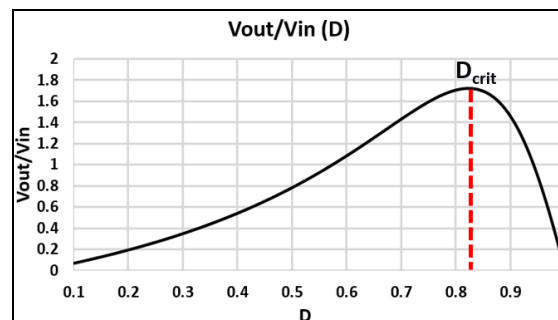


図 32: $V_{out}/V_{in}(D)$ 変換比

変換比の波形から、傾きが負になる値にデューティ サイクルが達しないようにする何らかの仕組みが明らかに必要です。一度この状況が発生すると、デューティ サイクルを上げるために出力電圧が低下し、さらにデューティ サイクルを上げる事になります。この時、変換比のピーク以降はレギュレーションループは負帰還から正帰還に変わります。コントロールが (何らかの理由によって) このクリティカル ピーク ($D = D_{crit}$) を超えるデューティ サイクルを命令した場合、デューティ サイクルを素早く上限まで押し上げます。

MCP16501/2 の降圧チャンネルは 100% デューティ サイクルに対応しているため、他の安全機構を使わないと Q1 とコンバータの入力を短絡させる内部ハイサイドスイッチは閉じたままで、D の最大値は 1 となります。しかし、MCP16501/2 内蔵のピーク電流制限によってこのクリティカル動作が防止され、デューティ サイクルが D_{crit} より低い値に制限される事を示す事ができます。短時間の過負荷条件では、図 33 に示す通り、インダクタ電流が電流制限値に達した事の直接的な結果としてデューティ サイクルは制限されます。

出力電圧が 0 に急落する事はなく、過負荷条件が解除されると 3.3 V に戻ります。

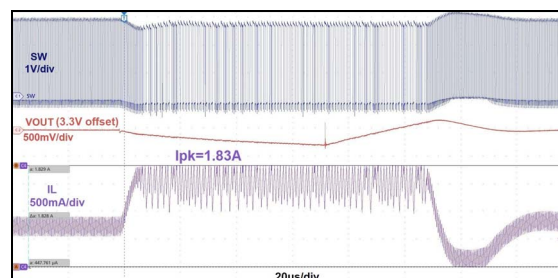


図 33: 過負荷と復帰

このクリティカル デューティ サイクルは外付け部品の仕様に大きく依存するため、慎重に選択する必要があります。昇降圧型コンバータのインダクタとスイッチに流れる平均電流 ($I_{IN} + I_{OUT}$) は降圧型コンバータまたは昇圧型コンバータの場合よりも大きく、結果として伝導損失が大きくなります。

4.1 回路実装の詳細

コンセプト構成の詳細な回路実装を図 34 に、部品表を表 2 に示します。

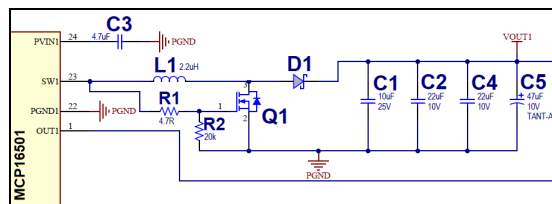


図 34: 昇降圧型構成の MCP16501 Buck1 チャンネルの回路図

表 2: MCP16501 BUCK1 チャンネルの部品表

記号	製品番号	説明
C1	C1608X5R1E106M080AC	コンデンサ、10 µF、25 V、20%、X5R、0603
C2、C4	C2012X7S1A226M125AC	コンデンサ、22 µF、10 V、20%、X7S、0805
C3	C1608X7S1A475K080AC	コンデンサ、4.7 µF、10 V、10%、X7S、0603
C5	TLJA476M010R0600	コンデンサ、47 µF、10 V、20%、TANT A
L1	74404043022A	インダクタ、2.2 µH、2.28 A、30%、4 mm x 4 mm
D1	PMEG2010AEH	ショットキー ダイオード、430 mV、1 A、20 V、SOD-123F
Q1	IRLML2502	N チャンネル トランジスタ、20 V、4.2 A、SOT-23
R1	MCMR04X4R7	汎用抵抗、4.7 Ω、5%、0402
R2	MCMR04X203	汎用抵抗、20 kΩ、5%、0402

4.2 実験結果

セクション 4.1「回路実装の詳細」で説明した回路を使って MCP16501 の Buck1 チャンネルに非反転昇降圧型トポロジを実装する事により、以下の実験結果が得られました。コンバータの効率は、順方向ダイオード電圧、外部トランジスタの ON 抵抗、インダクタの DCR の影響を受けます。図 35 は、推奨される実装方法の様々な入力電圧に対する効率を示しています。

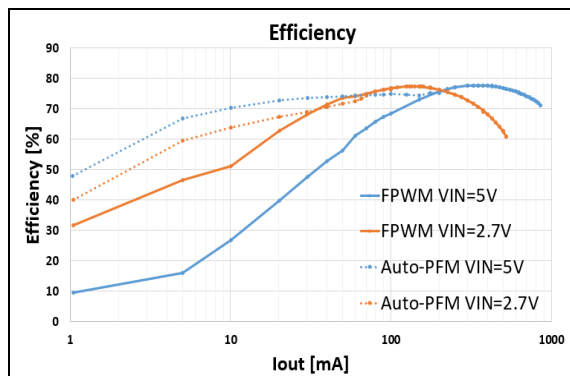


図 35: MCP16501 の Buck1 (3.3 V) チャンネルの効率

インダクタとスイッチに流れる平均電流 ($I_{IN} + I_{OUT}$) は降圧型コンバータの場合よりも大きいので、出力電流供給能力は図 36 に示す降圧型構成に対して低下します。

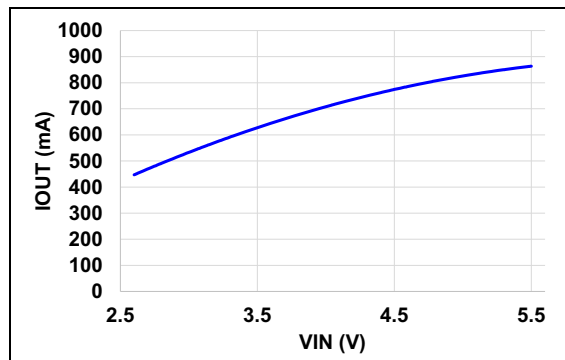


図 36: 入力電圧に対する出力電流供給能力 (代表曲線)

図 37 は、入力電圧を 2.6 V から 5.5 V にステップ変化した時の昇降圧型コンバータの出力電圧

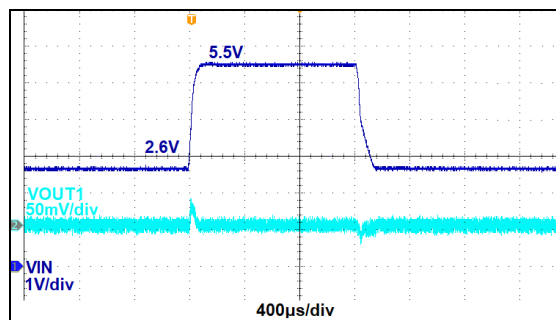


図 37: 0.13 A 負荷時の 2.6 V から 5.5 V へのラインステップ

図 38 と図 39 は、負荷電流を 25 mA から 460 mA にステップ変化させた時 (図 38) と 25 mA から 700 mA にステップ変化させた時 (図 39) の負荷ステップ応答を示しています。どちらも $V_{out}=3.3V$ 、電圧軸 AC 結合観測時の波形です。

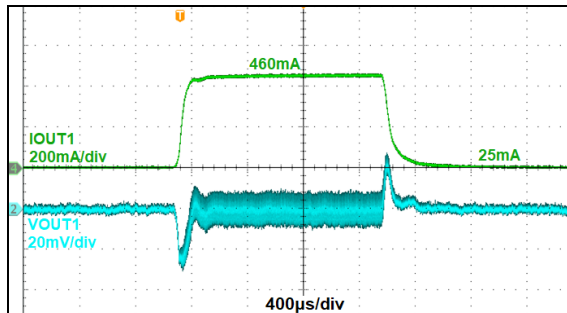


図 38: 負荷ステップ (2.6 V 入力)

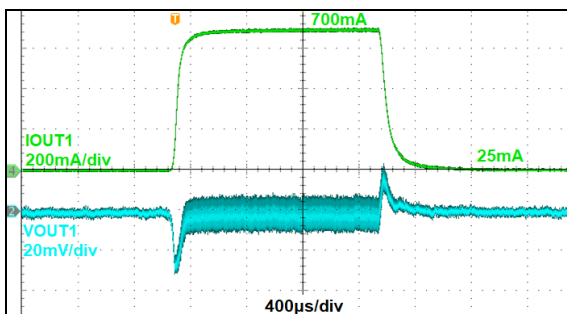


図 39: 負荷ステップ (5.5 V 入力)

参考文献

[1] ISO16750-2:2012 道路車両 - 環境条件と電気および電子機器のテスト - パート 2: 電気負荷

www.iso.org/standard/61280.html

[2] MCP16301 *High Voltage Buck-Boost Demo Board User's Guides* (DS52020A) © 2012 Microchip Technology Inc.

[3] M. Kazimierczuk, *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converter.*, p. 151 ~ 153 - Wiley (2008 年)

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、経費のいかににかかわらず、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。

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。

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、OptoLyzr、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、PICKtail、PowerSmart、PureSilicon、QMatrix、REAL ICE、Ripple Blocker、RTAX、RTG4、SAM-ICE、Serial Quad I/O、simpleMAP、SimpliPHY、SmartBuffer、SmartHLS、SMART-I.S.、storClad、SQL、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: 978-1-6683-1662-7

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

アジア / 太平洋

オーストラリア - シドニー
Tel: 61-2-9868-6733

中国 - 北京
Tel: 86-10-8569-7000

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511

中国 - 重慶
Tel: 86-23-8980-9588

中国 - 東莞
Tel: 86-769-8702-9880

中国 - 広州
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
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

欧州

オーストリア - ヴェルス
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

デンマーク - コペンハーゲン
Tel: 45-4485-5910
Fax: 45-4485-2829

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

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 - ハイムロン
Tel: 49-7131-72400

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 - バドヴァ
Tel: 39-049-7625286

オランダ - ドリュウネン
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

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