

スイッチング・レギュレータの出力リップルと スイッチング・トランジェントの測定

著者 : Aldrick S. Limjoco

はじめに

出力リップルとスイッチング・トランジェントを最小限に抑えることは、アプリケーションにとって非常に重要です。とりわけ高分解能 ADC などのノイズに敏感なデバイスでは特に重要です。スイッチング・レギュレータを電源に使用する場合、出力リップルが ADC の出力スペクトラムに明白なスプリアスとして現われ、動的性能、つまり SN 比やスプリアスフリー・ダイナミック・レンジ (SFDR) に影響を与える可能性があります。これらの望ましくない出力信号のため、スイッチング・レギュレータをロー・ドロップアウト (LDO) レギュレータに置き換えることもあります。こうして、スイッチング・レギュレータの高効率の利点と引き換えに、LDO レギュレータのノイズの少ない出力が得られます。これらのノイズレベルを正しく定量化することにより、さまざまな高性能アプリケーションやノイズに敏感なシステムにスイッチング・レギュレータを適用し、設計し組み込む際に、よりの確な展望が得られます。

本稿では、スイッチング・レギュレータの出力リップルとスイッチング・トランジェントを測定するための有効な手法を説明します。測定装置が貧弱な場合、測定値が不正確になる可能性があるため、これらのノイズレベルの測定には細心の注意が必要です。オシロスコープのプロブ信号とグラウンド・リードによって形成されるループは、寄生インダクタンスが発生します。これにより、高速のスイッチング遷移に伴うスイッチング・トランジェントの振幅が不正確に増加します。したがって、広帯域幅の測定では、適正な接続と優れた測定手法を使用します。

出力リップルとスイッチング・ノイズを測定するための手法を実証するのに使用されるアナログ・デバイセズのデバイスは、デュアル 2A/シングル 4A 同期整流式降圧 DC/DC コンバータの [ADP2114](#) です。この降圧レギュレータは高効率で、最大 2MHz のスイッチング周波数で動作します。



図 1. 出力リップルとスイッチング・トランジェント

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有物です。
※日本語データシートは REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。
©2012-2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

アナログ・デバイセズ株式会社

本社 / 〒105-6891 東京都港区海岸 1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル
電話 03 (5402) 8200
大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36 新大阪トラストタワー
電話 06 (6350) 6868

目次

はじめに	1	周波数領域の測定	4
改訂履歴	2	時間領域の測定	5
出力リップルとスイッチング・トランジェント	3	最善の方法	6
降圧レギュレータの出力リップルの推定	3	スイッチング・トランジェントの測定	8
出力リップルに関する検討事項	4	まとめ	8
出力リップルの測定	4	参考資料	8

改訂履歴

1/13—Revision 0: Initial Version

出力リップルとスイッチング・トランジェント

出力リップルとスイッチング・トランジェントの2つは、スイッチング・レギュレータの出力に対して望ましくないノイズです。これらは、レギュレータのトポロジー、使用する外付け部品の値や特性に依存します。

出力リップルはAC出力電圧の残留分で、スイッチング・レギュレータのスイッチング動作と位相が揃った関係にあります。出力リップルの基本周波数は、レギュレータのスイッチング周波数に一致します。

スイッチング・トランジェントは、スイッチング遷移の間に生じる高周波発振で、振幅は最大ピーク to ピーク値で表されます。スイッチング・トランジェントはテスト装置に大きく依存するため、多くの場合、正確に測定することは困難です。

出力リップルとスイッチング・トランジェントの一例を図1に示します。

降圧レギュレータの出力リップルの推定

降圧レギュレータの代表的な簡略回路を図2に示します。

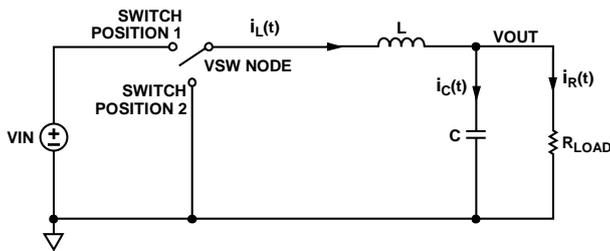


図2. 降圧レギュレータの簡略回路

定常状態での出力リップルを計算するには、主にコンデンサCに流れるインダクタのリップル電流を無視してはなりません。図2のスイッチ・ポジション1とスイッチ・ポジション2のスイッチ・ノード電圧とインダクタ電流の波形を図3に示します。

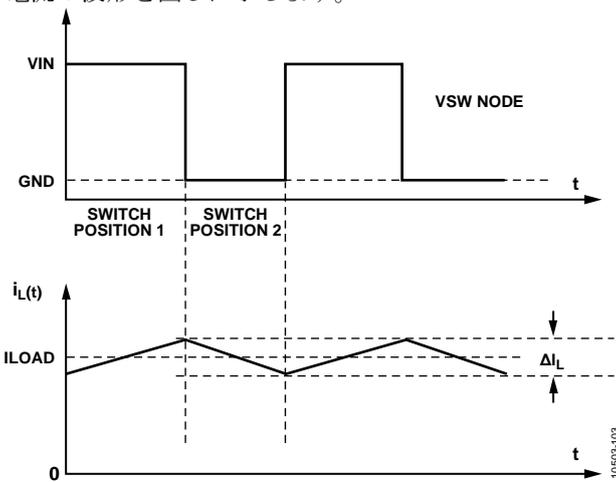


図3. スイッチ・ノード電圧とインダクタ電流の波形

インダクタの電流波形 $i_L(t)$ は、DC電流 (ILOAD) とピーク to ピーク振幅が ΔI_L のリップル電流から成ります。

コンデンサがあらゆるDC電流をブロックするので、DC電流は負荷抵抗 R_{LOAD} にだけ流れます。インダクタのリップル電流はコンデンサCと負荷抵抗 R_{LOAD} の間で配分されます。ただし、この容量は、スイッチング周波数でのインピーダンスが負荷のインピーダンスより大幅に小さくなるように、十分に大きくする必要があります。すると、インダクタのリップル電流の大部分がコンデンサCを流れるので、コンデンサはスイッチング・リップルを十分にフィルタリングします。

降圧コンバータのコンデンサの出力リップルを図4に示します。コンデンサの出力リップルは、コンデンサの電流波形 $i_C(t)$ のゼロ・リファレンス・レベルより上の正の部分に含まれる電荷を伴う可能性があります。コンデンサの電流波形はインダクタの電流波形と同じですが、ILOAD成分はありません。半分のスイッチング周期でゼロ・リファレンス・レベルより上のコンデンサの電流波形により、電荷がコンデンサのプレートに蓄積されるので、コンデンサ電圧 $V_C(t)$ が上昇します。コンデンサの電流波形がゼロ・リファレンス・レベルを下回ると、 $V_C(t)$ は低下します。このように、コンデンサ電流の2つのゼロクロスの間隔はスイッチ・ポジション1とスイッチ・ポジション2の期間の半分であるため、コンデンサ電圧は最小値と最大値の間で変化します。

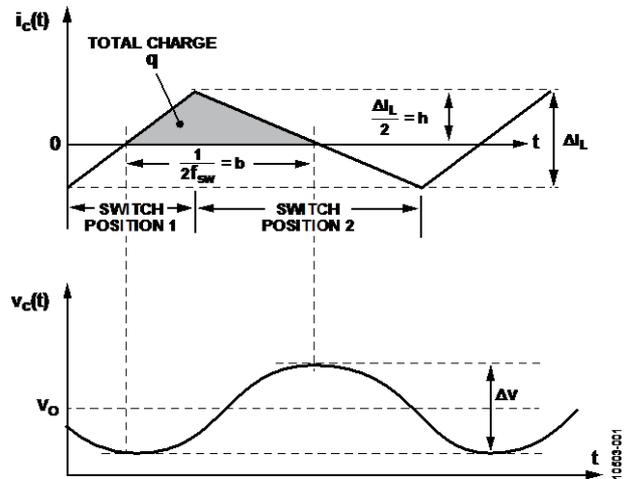


図4. コンデンサ電流とコンデンサ電圧の波形

$V_C(t)$ の変化の合計はピーク to ピーク出力リップル、つまり ΔV です。コンデンサ電圧が最小値と最大値の間で変化する間の、コンデンサの電荷の変化は次式で決まります。

$$q = C(\Delta V)$$

ここで、電荷 (q) はゼロクロス間の電流波形を積分したものです。

この積分したものは、網掛けの三角形の面積で表されます。 $1/2f_{sw}$ の底辺と $\Delta I_L/2$ の高さを使用することにより、

図4の全電荷 (q) は次式で表されます。

$$q = \frac{b \times h}{2} = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{sw}}$$

Δv を解くと次式が得られます。

$$\Delta v = \frac{\Delta I_L}{8 \times f_{sw} \times C} \quad (1)$$

ここで、

Δv はコンデンサの電圧リップル、
 ΔI_L はインダクタのリップル電流、
 f_{sw} はスイッチング周波数、
 C は容量です。

ESR は、コンデンサと直列接続した抵抗としてモデル化できます。ESR を含む出力リップルの式は次式のようになります。

$$\Delta v = \Delta I_L \times \left(ESR + \frac{1}{8 \times f_{sw} \times C} \right) \quad (2)$$

出力リップルに関する検討事項

インダクタと出力コンデンサは、出力リップルに直接影響を与える主な要素です。

出力リップルはインダクタのリップル電流を伴います。このように、これらには直接的な関係があります。ただし、インダクタの選択に対してある程度のトレードオフや利点があります。例えば、インダクタのインダクタンスを小さくすると、過渡応答が速くなる代わりにインダクタのリップル電流が大きくなり、インダクタンスを大きくすると、リップル電流が小さくなる代わりに過渡応答が遅くなります。

低 ESR コンデンサを使用すると、スイッチング・レギュレータの出力リップルが最小限に抑えられます。X5R や X7R の誘電体を使用したセラミック・コンデンサが最適です。これに対して、出力リップルを小さくするために大きな容量を使用することも少なくありません。ただし、出力コンデンサのサイズと数により、コストとボード・スペースが大きくなる可能性があります。

出力リップルの測定

出力リップルを測定する場合、リファレンスとして理論上の計算を行うことを検討することが重要です。計算は、スイッチング・レギュレータのトポロジー、ならびに使用する外付け部品の値と素材の選択に基づいて行います。

ADP2114 の出力リップルを計算するための下記の式は式2から得られます。

この例では、ADP2114 は 620kHz のスイッチング周波数で強制 PWM モードの動作をします。合計出力容量は 69 μ F になるように選択され、コンデンサの合計 ESR は 1.5m Ω です。インダクタのリップル電流は式3に基づいて計算されます。

$$\Delta I_L = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L \times f_{sw}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (3)$$

ここで、

V_{IN} は入力電圧で、5V、
 V_{OUT} は出力電圧で、1.8V、
 L はストレージ・インダクタンスで、2.2 μ H です。

式3から、理論上のインダクタのリップル電流 0.85A が得られます。式2にすべての値を代入することにより、理論上の出力リップル 3.76mV p-p が得られます。本稿では、これらの条件と部品の値が周波数領域と時間領域の測定に使用されています。

周波数領域の測定

電源技術者にとって、スイッチング・レギュレータの不要な出力信号ノイズを測定する場合、周波数領域を考慮することが有用です。これにより、出力リップルとその高調波がそれぞれ相当する電力レベルの離散周波数のどこに位置するか適切な見通しが得られます。図5から、RF コンバータや高速コンバータのアプリケーションにスイッチング・レギュレータの使用を望む技術者に対する情報が得られます。それは、選択するスイッチング・レギュレータがそれらの広帯域幅のアプリケーションに適しているかが分かるからです。

周波数領域の測定では、ADP2114 の出力コンデンサの両端に 50 Ω 同軸ケーブルのプロープを使用し、DC 阻止コンデンサを経由してスペクトラム・アナライザの入力で 50 Ω の終端を行います。DC 阻止コンデンサは、DC 電流が通過してスペクトラム・アナライザに達するのを阻止します。また、DC 負荷の影響も防ぎます。50 Ω の伝送環境は、特に高い周波数で反射と定在波を最小限に抑えます。

出力コンデンサが出力リップルのメイン・ソースであるため、測定ポイントは出力コンデンサの両端とする必要があります。チップからグラウンドまでのループはできるだけ小さく保つ必要があります。これにより、測定に影響を与える可能性があるインダクタンスが増加しないようにします。ADP2114 の出力リップルと高調波の周波数領域のプロットを図5に示します。

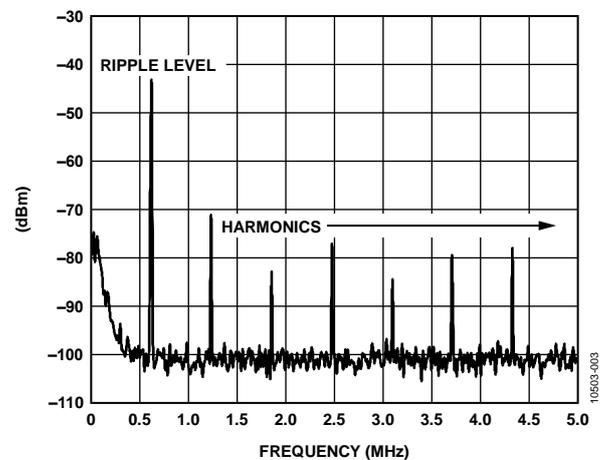


図5. スペクトラム・アナライザを使用した周波数領域のプロット

ADP2114 が規定動作条件で発生する基本周波数の出力リップル電圧は、4mV p-p という低い値です。

時間領域の測定

オシロスコプのプローブを使用する場合には、長いグラウンド・リードをなくすことにより、グラウンド・ループを防止する必要があります。それは、信号チップと長いグラウンド・リードによって形成されるループが追加のインダクタンスを生成し、事実上、スイッチング遷移の間に大きなスイッチング・トランジェントを生じるからです。

低レベルの出力リップルを測定する場合、通常の 10:1 のオシロスコプ用プローブは推奨できません。信号がオシロスコプのプローブの最大感度を下回る可能性があります。また、信号がチャンネルのノイズフロアと同じレベルになる可能性もあります。このように、10:1 のプローブは信号を 1/10 に減衰させるので、低レベルの信号をオシロスコプのノイズフロアまで押し下げます。低レベルのリップル測定を行う必要がある場合、1:1 のパッシブ・プローブまたは 50Ω 同軸ケーブルをご検討ください。

図 6 に不適切なプローブの使い方を、図 7 にその測定波形を示します。

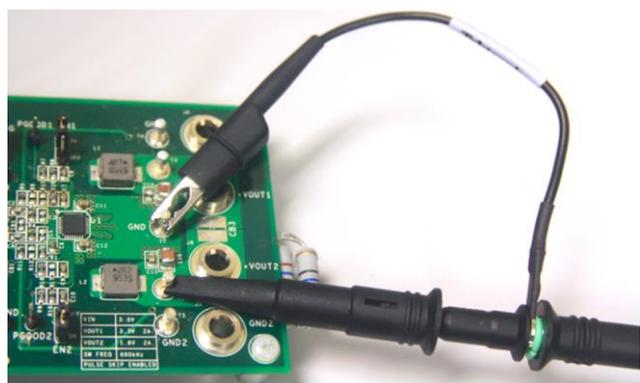


図 6. 不適切なグラウンド・ループ

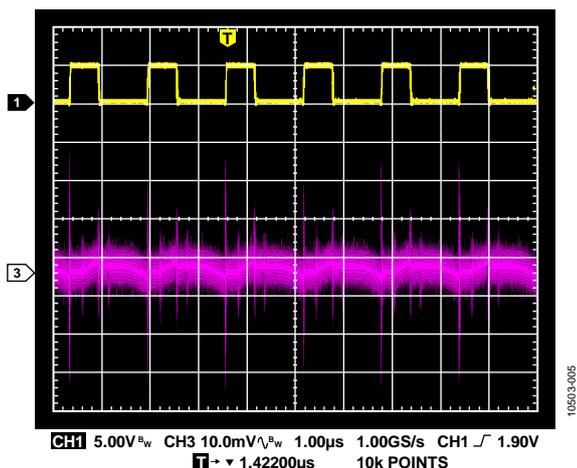


図 7. 図 6 のスイッチ・ノードと AC 結合出力の波形

オシロスコプのプローブの長いグラウンド・リードによって形成されたループによる高周波トランジェントが、図 7 にはっきりと現れています。これは、帯域幅の設定値が 500MHz のオシロスコプを使用して測定されたものです。図 7 のトランジェントの大きな振幅はデバイスに固有のものではなく、測定ノイズです。

浮遊インダクタンスを減らすには、いくつかの方法があります。1つの方法は、標準的なオシロスコプのプローブの長いグラウンド・リードを取り外し、バレル本体をグラウンド・リファレンスに接続することです。

チップとバレルによる方法を図 8 に示します。

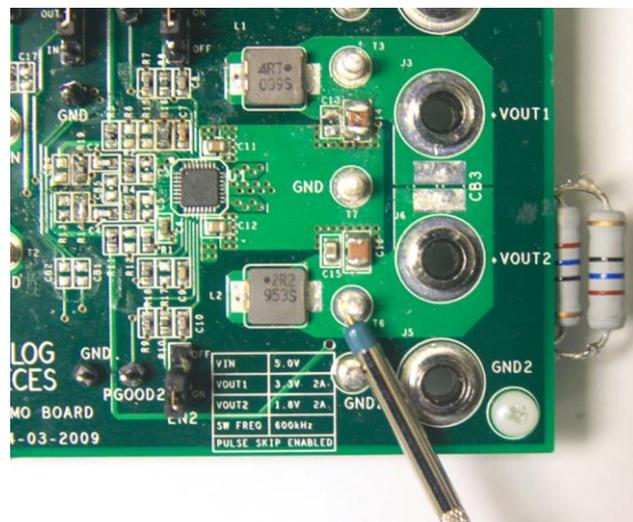


図 8. スイッチャの出力の任意のポイントをプローブするチップとバレルによる方法

チップは、スイッチング・レギュレータ出力の適切でないポイントに接続されています。グラウンド・リードは取り除かれていますが、ボード上のパターン経路によるインダクタンスが残っています。代わりに、出力コンデンサを直接プローブすることを推奨します。

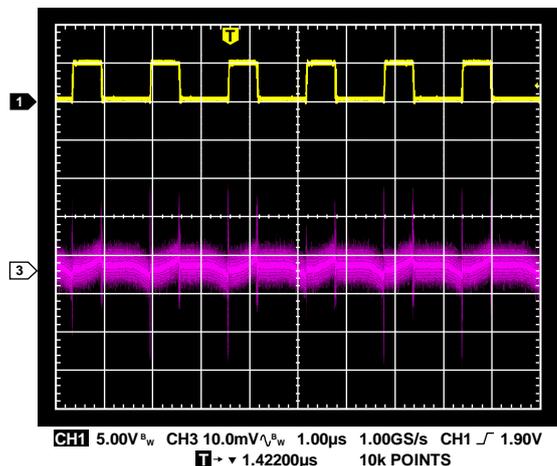


図 9. 図 8 のスイッチ・ノードと AC 結合出力の波形

図 8 に示す方法による帯域幅の設定値が 500MHz の結果を図 9 に示します。長いグラウンド・リードが取り除かれているので、高周波トランジェントが最小限に抑えられています。

グラウンドに接続されたコイル・ワイヤを使って出力コンデンサをプローブすると（図 10 を参照）、ほぼ正確なリップルの細部が観測されます。ボード上のパターンのインダクタンスが大幅に低減され、スイッチング・トランジェントの振幅が小さくなります。ただし、図 11 に示すように、小さいノイズがリップル上にはっきりと重畳されています。



図 10. コイル・ワイヤを使用した出力コンデンサのチップとバレルによるプローブ方法

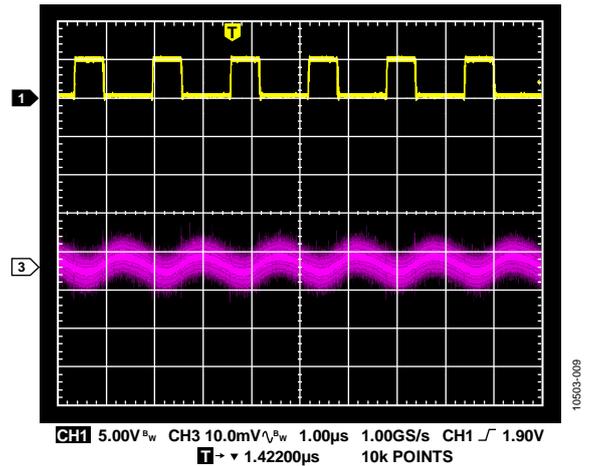
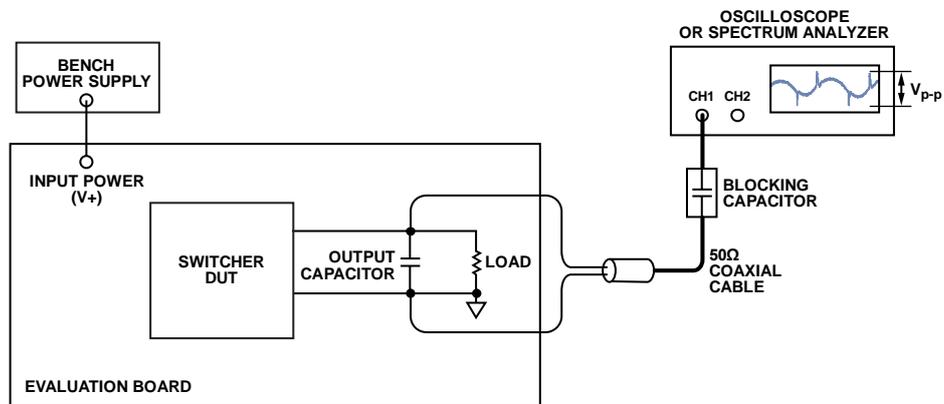


図 11. 図 10 のスイッチ・ノードと AC 結合出力の波形

最善の方法

最善の方法は、50Ω の環境に保たれ、かつ選択可能な 50Ω 入力終端された 50Ω 同軸ケーブルを使うことです。スイッチング・レギュレータの出力コンデンサとオシロスコープの入力との間に DC 阻止コンデンサを設置します。ケーブルの他端は、非常に短いフライング・リードを使って出力コンデンサに直接半田付けすることができます（図 12 と図 13 を参照）。これにより、特に、広い帯域幅で非常に低レベルの信号を測定する場合に、信号の完全性が保たれます。



- 注
1. オシロスコープまたはスペクトラムアナライザは 50Ω の終端で設定します。
 2. 500MHz 帯域幅のオシロスコープを使用してください。

図 12. 終端された 50Ω 同軸ケーブルを使用した最善の方法



図 13. 最善の方法の例

帯域幅が 500MHz のときの前述の各測定方法を、50Ω 同軸ケーブルを使用した方法と比較してみました。

図 14～図 17 にその結果を示します。

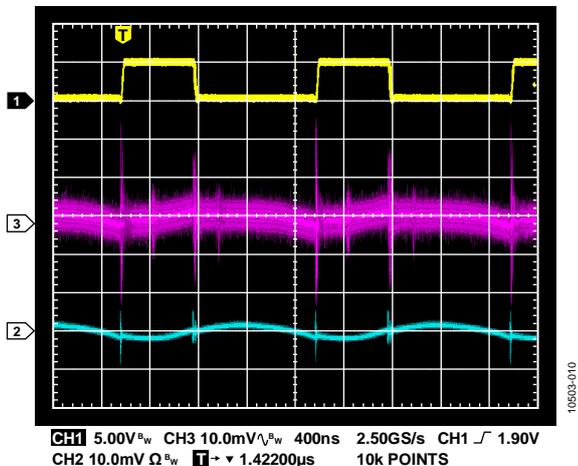


図 14. スイッチ・ノード (1)、長いグラウンド・リード付きの標準的なオシロスコープのプロープ (3)、および 50Ω 同軸ケーブルを使用した方法 (2) の波形

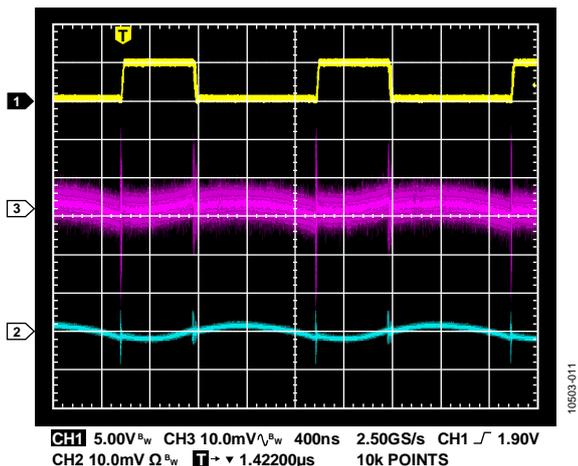


図 15. スイッチ・ノード (1)、スイッチャの出力の任意のポイントに対するチップとパレルによる方法 (3)、および 50Ω 同軸ケーブルを使用した方法 (2) の波形

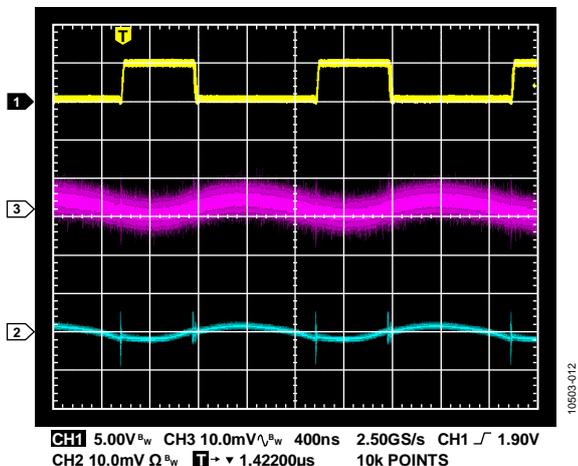


図 16. スイッチノード (1)、出力コンデンサのチップとパレルによるプローブ方法 (3)および 50Ω 同軸ケーブルを使用した方法 (2) の波形

各種の手法を比較することにより、50Ω 環境の同軸ケーブルを使用する方法が、帯域幅の設定値が 500MHz のときでも、結果がより正確でリップル自体にもノイズが少ないことが分かります。オシロスコープの帯域幅の設定値を 20MHz に変更すると、信号の高周波数成分が除かれて出力リップルだけが残ります (図 17 を参照)。

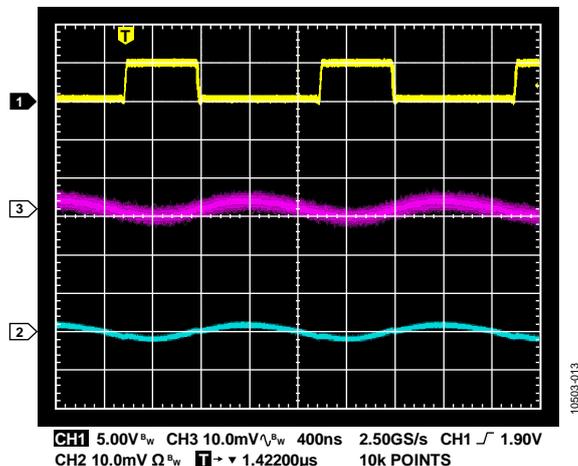


図 17. オシロスコープの帯域幅を 20MHz に設定した、スイッチ・ノード (1)、出力コンデンサのチップとパレルによるプローブ方法 (3)、および 50Ω 同軸ケーブルを使用した方法 (2) の波形

帯域幅を狭くした後、信号やノイズはリップルの輪郭にわずかな変化が見られ、その他の不要な信号ノイズは見られません。さらに、スイッチング・トランジェントは除かれています。これにより、広帯域幅で小さな出力リップルとスイッチング・トランジェントの信号を観測する場合、50Ω 環境の同軸ケーブルを使用することが最善のソリューションであることが実証されました。

図 18 では、ADP2114 は時間領域で 3.9mV の出力リップルを発生しており、20MHz の帯域幅の設定値を使用した 4mV p-p の周波数領域の測定値に近い値です。測定結果も 3.76mV p-p の理論上の結果と密に相関がとれます。

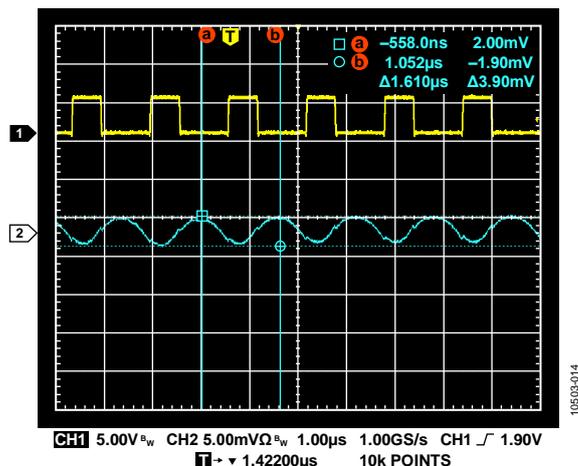


図 18. スイッチ・ノード (1) と出力リップル (2) の波形

スイッチング・トランジェントの測定

スイッチング・トランジェントは、出力リップルよりも低エネルギーですが、高い周波数成分を含みます。これはスイッチング遷移の間に生じ、通常、リップル成分を含むピーク to ピーク値として標準化されます。

長いグラウンド・リード付きの標準的なオシロスコープのプローブを使用した場合と、終端された 50Ω 同軸ケーブルを使用した場合のスイッチング・トランジェントの波形を図 19 に示します。通常、長いグラウンド・リードによるグラウンド・ループでは、スイッチング・トランジェントの測定値は予想以上の値になります。

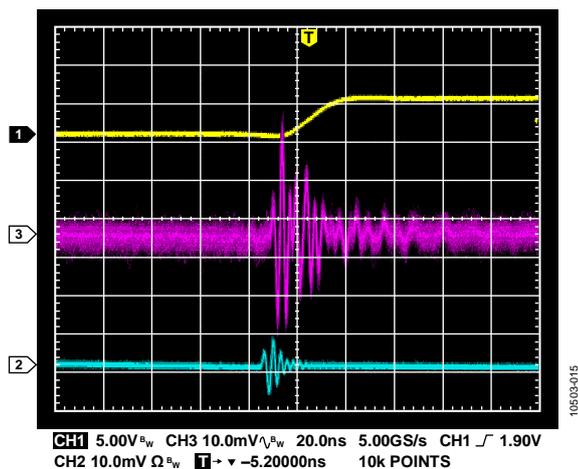


図 19. スイッチ・ノードの遷移 (1)、標準的なオシロスコープのプローブを使用した波形 (3)および終端された 50Ω 同軸ケーブルを使用した波形 (2)

まとめ

このような測定技術や方法を検討することにより、時間領域と周波数領域において高精度かつ再現可能な結果が導き出されました。

広帯域の周波数で低レベルの信号を測定する場合、50Ω の環境を維持することが非常に重要です。このような測定を行うシンプルでローコストの方法は、適切に終端された 50Ω 同軸ケーブルを使用することです。この方法は、さまざまなスイッチング・レギュレータのトポロジーに使用し、応用することができます。

ローノイズで敏感な高性能アプリケーション向けにシステム電源の設計と最適化を行う場合、出力リップルとスイッチング・トランジェントの測定手法が評価検証するときの重要な要素となります。

参考資料

ADP2114 Data Sheet. Analog Devices, Inc.

Erickson, R. W. *Fundamental of Power Electronics*. New York: Springer Science & Business Media, Inc., 2001.

SynQor. Application Note 01-08-01, Rev. 01., *Output Ripple Voltage Measurements*. (Available on the SynQors website).

Williams, Jim. Application Note 70, *A Monolithic Switching Regulator with 100 μV Output Noise*. Linear Technology, 1997.