

2018年1月

パワー・システム・マネージメント・コントローラの調整可能な補償機能のチューニング

Murphy McQuet

はじめに

このアプリケーション・ノートでは、LTC®3886の調整可能な補償機能のチューニングにより、最適な位相マージン、帯域幅、および過渡応答を実現する方法を説明します。本書の内容は、調整可能な補償機能を備えた、アナログ・デバイセズのファミリの定周波数ピーク電流モード・パワー・システム・マネージメント・コントローラ(PSMC)の全機種に適用できます。電流モードのPSMCを使用する標準的な設計では、補償ネットワーク用のコンデンサと抵抗を手作業で選択することで、デバイスを設計要件に適合させます。調整可能な補償機能付きのPSMCは、PMBusを介して補償機能を素早く簡単に調整できる内部回路を搭載しているため、非常に簡単にソリューションを最適化できます。プリント基板上で外付け部品を変更してループ特性を変化させる必要がなく、回路の動的な調整によってチューニング・プロセスを迅速化できます。

概要

本書では、最適な位相マージン、帯域幅、過渡応答時間を達成するための手法の実例を示すほか、補償機能の調整に伴うトレードオフを説明します。本書の目標は、DC2155Aデモ・ボードとサポート・ソフトウェア、補償ネットワークの調整、チューニングの手順に関する理解を深めることです。本書の前半では、補償回路の設計、チューニング・シーケンス、PSMCのオープンループ伝達関数とクロズドループ伝達関数、一般的な設計上の推奨事項を説明します。本書の後半では、補償機能の調整がもたらす影響に焦点を合わせて説明します。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

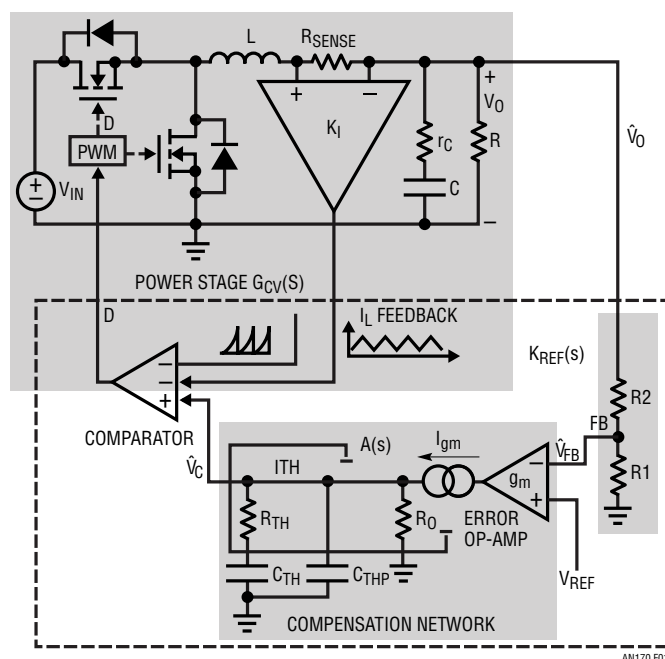


図1. 電流モードのPSMCのブロック図

アプリケーション・ノート170

すべての測定はLTC3886デモ回路2155A-Aを使用して行いました。このデモ回路以外に、PICOTEST Common Mode Transformer¹、PICOTEST Injection Transformer²、OMICRON Bode 100 Frequency Analyzer³を使用しました。LTpowerPlay[®]とデモ回路間の通信には、DC1613A USB/PMBus コントローラを使用しました。LTpowerCAD[®]、LTpowerPlay、Bode Analyzer Suite (Bode 100バージョン)などのソフトウェアも使用しました。

プログラム可能なチューニング

補償ネットワークは1つのトランスコンダクタンス・オペアンプ(OTA)で構成されます。OTAの出力は、直列接続されたコンデンサと抵抗に対して並列に配置された1個のコンデンサを駆動します。

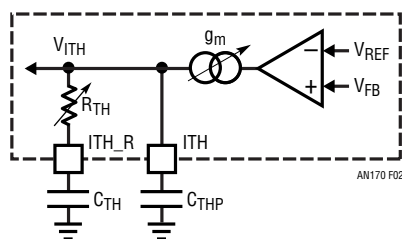


図2. 補償回路の図。 R_{TH} と g_m は内部で調整可能

LTC3886は、LTpowerPlayソフトウェアまたはLinduino[®]ファームウェアを使用して、PMbusを介してOTAと抵抗の値(図2の R_{TH} と g_m)を調整し、DC利得、電圧ループの利得/位相マージンと帯域幅周波数、コントローラの出力インピーダンスを変更できます。これらの2つのパラメータ(抵抗と利得)を変えることで、ループをチューニングします。

ピーク電流モードPSMCの補償機能は、ピーク・インダクタ電流を設定することで出力電圧を制御する電圧ループの一部です。補償機能は、レギュレーション誤差を最小限に抑える高DC利得の電圧ループ、クロスオーバー周波数 f_c 付近での位相ブースト、高周波数での利得のロールオフとスイッチング・ノイズ除去のためのポールを提供します。

安定した出力電圧を供給するために、出力電圧の小数点以下の部分は抵抗分圧器(図1の K_{REF})によって生成され、OTAの反転ノードに渡されて安定したリファレンスと比較されます。リファレンスとこの帰還電圧の差が、補償ネットワークへの入力になります。出力点での電圧(V_{ITH})は、補償伝達関数の指定に従ってこの入力の関数になります。

ピーク電流モードのPSMCでは、各クロック・サイクルの始めにトップMOSFETがオンになり、その電流でインダクタを充電します。電流検出抵抗の両端電圧がスロープ補償ランプと合算され、 V_{ITH} と比較されます。スロープ補償電圧と検出抵抗電圧の合計が V_{ITH} に等しくなると、ピーク電流コンパレータは上側のMOSFETをオフにして下側のMOSFETをアサートし、インダクタを放電します。スイッチング・サイクルごとにこのプロセスが繰り返されます。

出力電圧が変化すると、 V_{ITH} は逆方向に変化します。 V_{ITH} は、ピーク・インダクタ電流を調整することによって応答します。これは図3に示す負荷過渡応答で観察されます。ピーク・インダクタ電流の上限は V_{ITH} に追従するため、出力電圧が降下すると、出力負荷に供給される電流が増加し、出力電圧はプログラムされた値に強制的に戻ります。

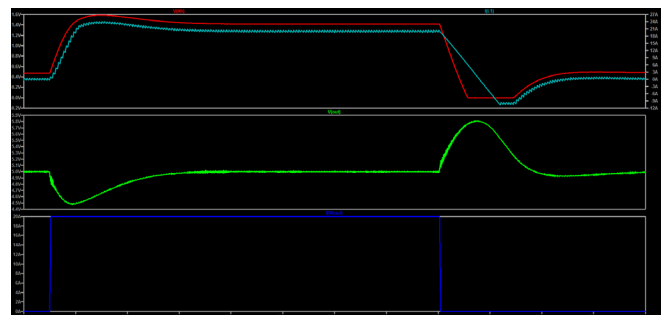


図3. 負荷ステップ(濃い青)に対する出力電圧(緑)、 I_{TH} 電圧(赤)、およびインダクタ電流(明るい青)の応答

補償ループの基盤となるフィードバック・メカニズムの詳細については、Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies (AN140)⁴のSwitching Mode Power Suppliesのセクションを参照してください。

Note 1: モデル番号: J2102A

https://www.picotest.com/products_J2102A.html

Note 2: モデル番号: J2101A

https://www.picotest.com/products_J2101A.html

Note 3: OMICRON Bode 100

[https://www.omicron-lab.com/bode-100/product description.html](https://www.omicron-lab.com/bode-100/product%20description.html)

Note 4: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN140fb.pdf>

チューニングの基礎

R_{TH} と g_m (補償ネットワークの抵抗とトランスコンダクタンス)を使用して、電圧ループの帯域幅周波数、利得、位相を調整できます。目標は、回路を安定させ、ジッタを低減し、負荷とラインの変動に迅速に応答することです。

帯域幅と位相マージンの制限

一般的に、帯域幅と利得が大きいほど、負荷ステップに反応したセトリング時間は短くなり、出力電圧の摂動は小さくなります。図4および図5からわかるように、帯域幅と利得が大きくなるにつれて、負荷ステップに反応した電圧降下は小さくなります。位相マージンを大きくすると、ループの安定性が向上し、負荷の変動に反応した出力電圧リングが小さくなります。

ただし、実際には帯域幅と位相マージンには制限があります。

帯域幅は主にスイッチング周波数によって決まります。帯域幅はスイッチング周波数の1/10～1/6の範囲内でなければなりません。これでスイッチング・ノイズが十分に除去されます。したがって、補償ネットワークのチューニングの前に、PWM周波数を選択する必要があります。PWM周波数は、通常は望ましい効率を維持しながらできるだけ高速に設定されます。ただし、周波数を選択する際は、ノイズ、部品サイズ、基板レイアウトなどの他の要因も考慮に入れる必要があります。

補償ネットワークは、位相マージンが大きすぎると過渡応答が大幅に遅くなり、位相マージンが小さすぎると不安定になります。60～80°の位相マージンが理想的です。位相マージンが90°に近いと応答が遅くなり、50°以下になると望ましくない発振が起こります。

チューニング手順

希望の帯域幅(スイッチング周波数の1/10～1/6の範囲内)を念頭に置いてチューニングを開始します。この帯域幅がループのチューニングの基準になる動作点です。まずこの希望の帯域幅で位相マージンを最適化し、次に(位相の最適化後)実際の帯域幅ができるだけ目標に近づくように調整します。

- **手順1:** R_{TH} を調整して、希望の帯域幅周波数で位相マージンを最適化します。
- **手順2:** g_m を調整して、できるだけ希望の帯域幅の近くにクロスオーバー周波数を移動します。

次のセクションの補償伝達関数で説明するように、 R_{TH} と g_m はループ伝達に対する影響が異なるため、チューニング・プロセスにおける役割も異なります。

補償伝達関数

補償ネットワークは、オープンループ・ゲインが $A(s)$ 、インピーダンスが $Z_{ITH}(s)$ のType IIアンプ回路です。

$$A(s) = \frac{V_{TH}(s)}{V_{FB}(s)} = g_m \cdot Z_{ITH}(s)$$

OTAの有限出力インピーダンス R_O に対して並列に配置される大容量コンデンサ C_{TH} により、低周波数ポールが定義されます。このポールは-90°の位相シフトを発生させます。この位相シフトに、負の帰還回路に内在する-180°の位相シフトとパワー段モデル $G_{CV}(s)$ ⁵内の出力コンデンサから-90°の位相シフトが加算されると、ループが不安定になります。

位相をブーストするために、 C_{TH} に直列に抵抗 R_{TH} が追加され、ゼロが生成されます。この抵抗が必要なのは安定性のためですが、同時に電圧ループの帯域幅も大幅に拡張されます。これにより、電圧ループ内にスイッチング・ノイズが発生する可能性があります。このノイズを最小限に抑えるために、小容量コンデンサ C_{THP} が並列に追加されます。これにより利得マージンが大きくなり、高周波数ノイズが除去されます。

$$A(s) = g_m \cdot R_O \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_Z}}{\left(1 + \frac{s}{s_{P0}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{P1}}\right)}$$

ここで、

$$s_{P0} = \frac{1}{R_O \cdot C_{TH}} \quad s_Z = \frac{1}{R_{TH} \cdot C_{TH}} \quad s_{P1} \equiv \frac{1}{R_{TH} \cdot C_{THP}}$$

R_{TH} を変化させると、ゼロと高周波数ポールの位置に影響を与えるため、図4に示すように中域利得も影響を受けます。 R_{TH} を大きくすると、中域利得が大きくなり、過渡応答が向上します。また帯域幅も大きくなりますが、同時に、ゼロとそれに伴う位相ブーストが反対方向であるDCに向かって移動します。同様に、 R_{TH} を小さくすると、帯域幅が小さくなり、位相ブースト周波数が大きくなります。 R_{TH} を使用して位相ブーストの位置を動かし、希望の帯域幅周波数で位相が最大になるようにします。 R_{TH} を使って回路を安定化させる際に重要なのは、最大位相ブーストと希望のクロスオーバー周波数を揃えることです。

Note 5: 低周波数では、パワー段、PWM、および出力フィルタを1次システムとしてモデル化できます。詳細については、付録またはAN149を参照してください。

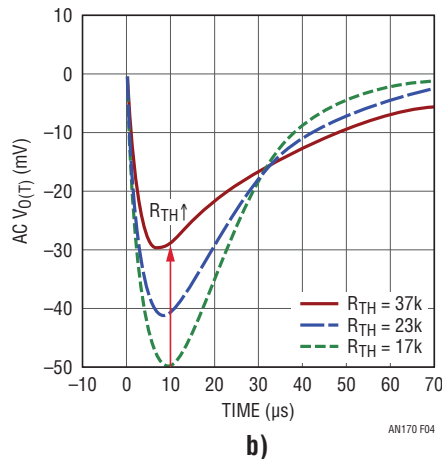
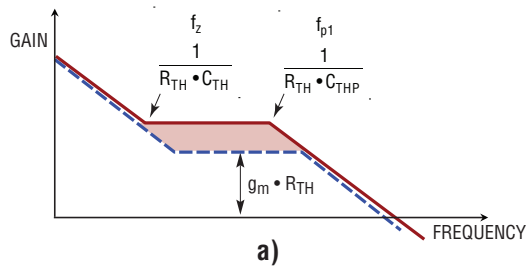


図4. R_{TH} が伝達関数と負荷過渡応答に与える影響

エラー・アンプのトランスコンダクタンス (g_m) は、ポールやゼロの位置に影響を与えないため、オープンループ伝達関数の位相には影響を与えず、オープンループ・ゲインを拡大または縮小します。オープンループ・ゲインを変化させると、それに比例してクロスオーバー周波数が変化します。必要に応じて、 g_m を使用して f_c を変更できます。位相は変化しませんが、 f_c を変えると位相マージンが変化することに注意してください。

オープンループ補償伝達関数と電流モードのループ・モデリングの詳細な分析は、Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies⁶ (AN149) に記載されています。

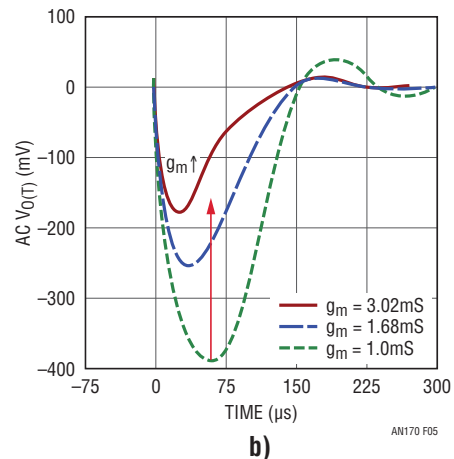
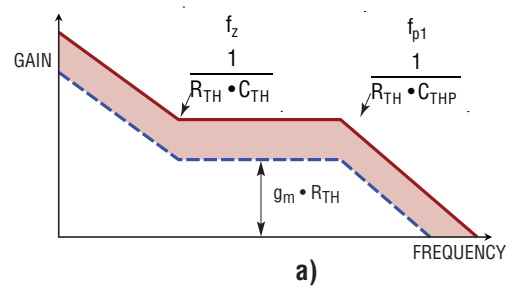


図5. g_m が伝達関数と負荷過渡応答に与える影響

オープンループ/クローズドループ伝達関数

既に説明した R_{TH} と g_m の変化の影響は、オープンループ伝達関数にのみ適用されます。ただし、オープンループ伝達関数はクローズドループ伝達関数に影響を与えるため、オープンループの影響を理解しておく価値があります。

電圧ループのオープンループ・ゲイン $T(s)$ は、ループを構成する3つの主要部品である補償ネットワーク、帰還分圧器、ローパス出力フィルタ(本書では「パワー段」と呼ばれる)のそれぞれのオープンループ・ゲインの積です。

$$T(s) = A(s) \cdot K_{REF}(s) \cdot G_{CV}(s)$$

ここで、 $A(s)$ 、 $K_{REF}(s)$ 、 $G_{CV}(s)$ は、それぞれ補償ネットワーク、帰還分圧器、パワー段のオープンループ・ゲインです。図6は、パワー段、抵抗分割器、補償ブロックを内蔵した降圧スイッチング・レギュレータの簡略化されたクローズドループ・モデルです。

Note 6: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN149fa.pdf>

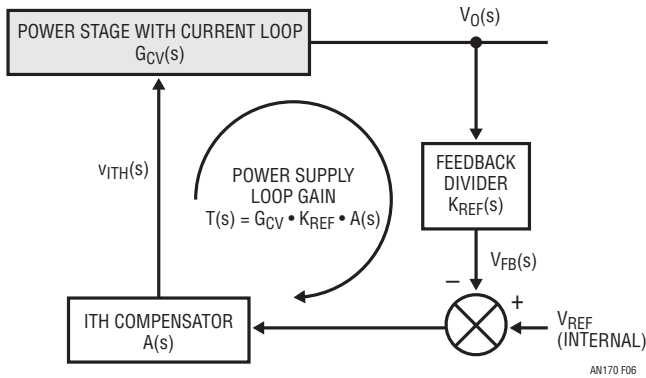


図6. 帰還ループ設計の制御ブロック図

本書の目的上、パワー段は1次システムとしてモデル化され、スイッチング電源に内在するサンプル&ホールドに関連する位相遅延を反映していません。したがって、このモデルの精度が維持されるのは、スイッチング周波数の1/50までに限られます。このモデルは、チューニング時の R_{TH} と g_m の調整による影響を把握できるくらいの精度を備えています。LTpowerCADはより高精度の周波数モデルを利用するので、より高い精度で補償ネットワークを最適化できます。最終的な最適化には作業用ボードが必要です。補償ネットワークを調整することで、完全にモデル化されていないボードと部品の問題に対処できます。 $G_{CV}(s)$ と $K_{REF}(s)$ の1次モデルの図と伝達関数は、付録に記載されています。

クローズドループの場合はより複雑です。

$$G(s) = \frac{1}{K_{REF}(s)} \cdot \frac{T(s)}{T(s)+1}$$

ここで、 $G(s)$ はリファレンス電圧から出力までのクローズドループ・ゲインです。オープンループ・ゲイン $T(s)$ が非常に大きい場合、 V_{OUT} と V_{REF} の間の伝達関数は、ほぼ完全に抵抗分圧器によって説明することができ、非常に小さい出力誤差が存在することを意味します⁷。無限オープンループ・ゲインは、出力誤差がないことを暗に意味しています。

ユニティ・ゲイン帯域幅よりはるかに低い周波数では、 $T(s)$ は1よりはるかに大きくなければなりません。これにより、項を単純化することができます。

$$\frac{T(s)}{T(s)+1} \approx 1 \text{ (when } f = f_c)$$

Note 7: LTC388Xでは、サーボによってDCレギュレーション誤差が補正され、精度は0.5%になります。

ユニティ・ゲイン帯域幅よりはるかに高い周波数では、オープンループ・ゲインは1よりはるかに小さくなります($T(s) \ll 1$)。

$$\frac{T(s)}{T(s)+1} \approx T(s) \text{ (when } f \gg f_c)$$

これにより、 $G(s)$ の漸近式が得られます。

$$G(s) \approx \frac{1}{K_{REF}(s)} \text{ (when } f = f_c)$$

$$G(s) \approx \frac{T(s)}{K_{REF}(s)} = A(s) \cdot G_{CV}(s) \text{ (when } f \gg f_c)$$

クローズドループ補償ゲインは $A_C(s) = G(s)/G_{CV}(s)$ です。前と同じように漸近線で単純化すると、クローズドループ補償伝達関数は次のように近似されます。

$$A_C(s) \approx \frac{T(s)}{K_{REF}(s) \cdot G_{CV}(s)} \text{ (when } f = f_c)$$

$$A_C(s) \approx \frac{T(s)}{K_{REF}(s) \cdot G_{CV}(s)} = A(s) \text{ (when } f \gg f_c)$$

低周波数範囲では、 $G(s)$ も $A_C(s)$ も $A(s)$ の関数ではないため、 R_{TH} と g_m は利得や位相に影響を与えません。この範囲では、 $G(s)$ の利得は抵抗分圧器の利得の逆数によって固定され、低周波数帯ではフラットになります。これを図7に示します。帰還分圧比は10倍です。 $G_{CV}(s)$ からのシングル低周波数ポールは、 $A_C(s)$ に20dB/decadeのスロープと90°の位相ブーストを与えます。これは、ポールが分母の中にあり、曲線が $K_{REF}(s)$ の逆数によってシフトされるからです。

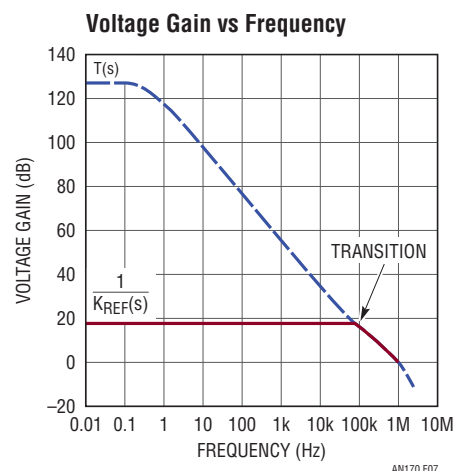


図7. クローズドループ・ゲインとオープンループ・ゲインの関係

高周波数帯の漸近線では、 g_m と R_{TH} の影響は観測可能かつ予測可能です。 R_{TH} を調整すると、帯域幅と位相ブーストの位置に影響を与えます。 R_{TH} を大きくすると中域利得の線分が左上に移動し、小さくすると右下に移動します。OTAの利得 g_m は $A(s)$ を拡大または縮小し、それに比例して $T(s)$ が拡大または縮小されます。ポールやゼロには影響を与えません。 g_m を変えると、コンローラおよび補償回路の利得曲線が垂直にシフトします。

ユニティ・ゲイン帯域幅から遠く離れた利得と位相の振る舞いを説明するには、この漸近線による手法で十分です。ユニティ・ゲイン帯域幅では何が起り、補償機能の調整はどのような影響を与えるでしょうか。補償機能を調整すると、遷移点($f = f_C$ になる点)の周波数の位置と曲線の振る舞いに影響を与えます。

$$\frac{T(s)}{T(s)+1} = \frac{1}{2} \quad (\text{when } f = f_C)$$

補償ネットワークを調整すると、オープンループ帯域幅に影響を与えるので、遷移点の周波数が変化します。帯域幅周波数 $T(s) = 1$ では、 $1/K_{REF}(s)$ が1/2倍になるため、利得が3dB小さくなり、位相が45°遅延します。 f_C を変えることにより、この遷移点を移動できます。

R_{TH} を変化させると、利得グラフの遷移周波数の位置で観察されるピークに影響を与えます。コンローラと補償ネットワークのクロズドループ・ゲインは、いずれもクロスオーバー周波数付近でピークを示します。このピークは $T(s)/(T(s)+1)$ の項によって発生し、位相マージンの関数です。 R_{TH} を大きくするとピークが小さくなる理由については、付録を参照してください。

設計上の考慮事項

PSMCを組み込んだ設計では、補償ネットワークの部品を選択する前に多くのことを決める必要があります。これには、電流検出にインダクタDCRと抵抗のどちらを使用するか、電流ループのスイッチング周波数、パワーMOSFETの選択、入力／出力コンデンサのサイズ、インダクタのサイズ、電圧範囲、電流範囲などがあります。これらの選択には、サイズ、コスト、効率、性能のトレードオフが伴います。LTpowerCADプログラムを使用すると、これらの選択肢を簡単にテストできます。したがって、設計プロセスの最初の段階から

LTpowerCADを使用することを推奨します。部品を定義し、スイッチング周波数を選択してから、補償ネットワークを最適化してください。スイッチ・モード電源の設計上のトレードオフの詳細については、AN140⁸のDesign Considerations of the Switching Power Componentsのセクションを参照してください。LTC3886データシートのアプリケーション情報のセクションでも、これらの選択について説明しています。ループのチューニングに関連する調整不可の部品については、このセクションで簡単に検討します。

出力コンデンサ C_{OUT}

出力コンデンサは、パワー段の伝達関数に影響を与えるため、ループの位相と利得に大きな影響があります。出力容量が大きいほどシングル・パワー段ポールの周波数は低くなり、出力容量が小さいほどポールの周波数は高くなります。このポールは通常はユニティ・ゲイン帯域幅に比べて低い周波数位置にあるため、 C_{OUT} を変化させた場合の位相曲線への影響はわずかです。ただし、このポールの周波数位置は、帯域幅に大きな影響を与えるので、位相マージンにも影響します。出力容量が大きいと帯域幅が小さくなり、出力容量が小さいと帯域幅が大きくなります。

コンデンサの直列抵抗(ESR)は、出力電圧リップルにも大きな影響を与えます。それに関連するパワー段のゼロは、補償ネットワークに影響を与えることがあります。全体的なESRを最小限に抑えるために、複数の出力コンデンサは並列に配置されます。このためゼロは、チューニング手順に影響を与えるポイントを超えた、非常に高い周波数に位置します。パワー段の伝達関数に対するESRの直接の影響については、付録のパワー段の伝達関数の項目を参照してください。

帯域幅は削減しても、出力容量は大きくすることを推奨します。出力容量が大きければ、より多くの電荷を蓄えられるので負荷過渡応答時に負荷に電力を供給することができ、出力電圧リップルも軽減されるため、過渡応答が向上します。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_{L(P-P)} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f_S \cdot C_{OUT}} \right)$$

Note 8: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN140fb.pdf>

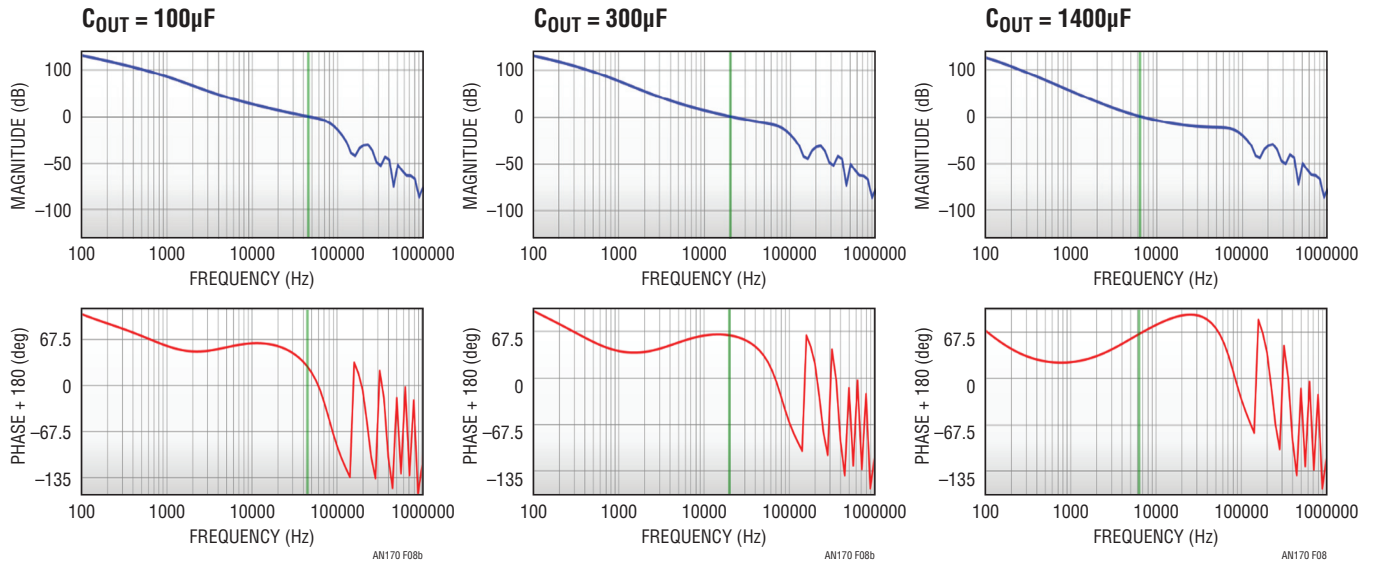


表 1.

C _{OUT}	100μF	300μF	1400μF
帯域幅 (kHz)	44.67	19.95	6.31
位相マージン	26.26	61.1	63.77

図 8. C_{OUT} を変化させたときのオープンループ・ゲインおよび位相の DC2155A-A シミュレーション (ESR はゼロであるとする)

ここで、 f_s は PWM スイッチング周波数です。出力容量の公称値は 300μF～500μF ですが、アプリケーションによって大きく異なります。C_{OUT} によってループの伝達関数がどのように変化するかについては、図 8 を参照してください。

補償コンデンサ C_{TH} および C_{THP}

一般的に、C_{TH} は C_{THP} よりも約 10 倍大きくする必要があります。これにより、ゼロと高周波数ポールの間が十分に分離され、必要な中範囲利得と位相ブーストが得られます。

C_{TH} を変えると、補償ネットワークの低周波数ポールとゼロの位置に影響を与えます。C_{TH} を小さくすると、低～中周波数の利得が大きくなり、過渡応答が向上します。他のパラメータと同様に、これにはトレードオフがあります。ゼロが高周波数ポールの近くに移動すると、ループの安定性に重要な、クロスオーバー周波数付近の位相ブーストのサイズが小さくなります。C_{TH} を大きくすると、反対の影響を与えます。位相ブーストが大きくなり、その代償として低周波数の利得が小さくなります。C_{TH} を変えても、帯域幅が変わることはありません。

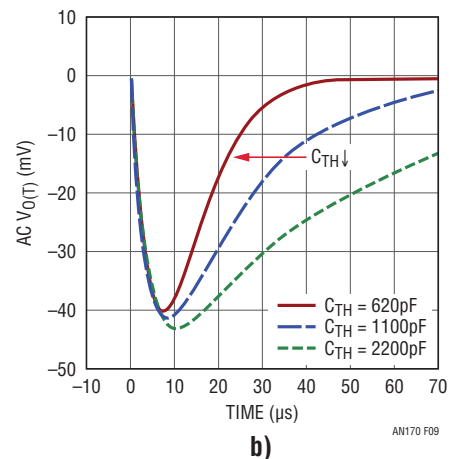
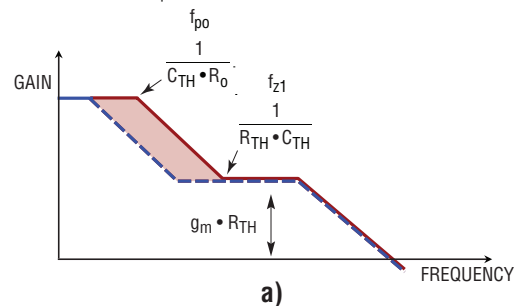


図 9. 補償ネットワークの利得とループの過渡応答に対する C_{TH} の概念上の影響

アプリケーション・ノート170

C_{THP} は、高周波数ポールの位置に影響を与えます。 C_{THP} を大きくすると、帯域幅と位相ブーストが小さくなります。 C_{THP} を小さくすると、帯域幅と位相マージンが大きくなります。つまり、過渡応答と安定性がある程度向上します。ただし、 C_{THP} が小さすぎると、スイッチング・ノイズを除去できなくなります。

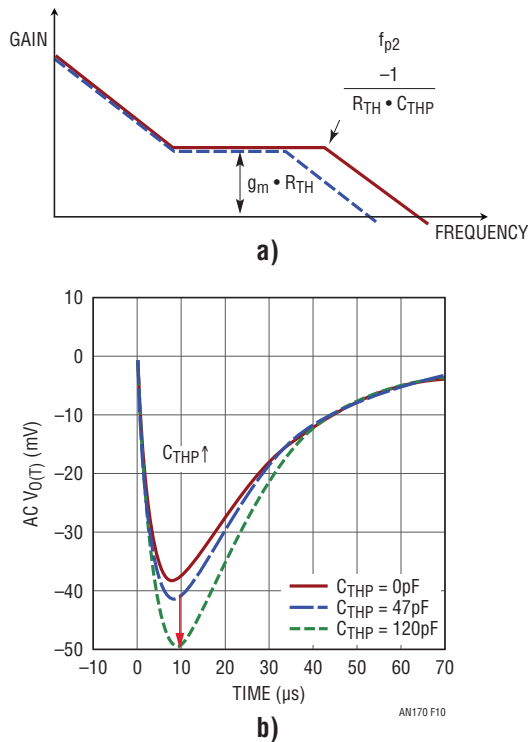


図10. 補償ネットワークの利得とループの過渡応答に対する C_{THP} の概念上の影響

コンデンサの値は、通常は C_{TH} が約3nF～10nF、 C_{THP} が100pF～500pFですが、この値は設計時のその他の選択によって大きく異なります。

電流範囲と電圧範囲

LTC3886には、 V_{OUTR0} (高)および V_{OUTR1} (低)の2つの電圧範囲と、 $V_I(ILIMIT)$ によって設定される2つの電流範囲があります。これらの変数は、LTC3886データシートの5ページに記載されています。電圧範囲により、帰還抵抗分圧器の利得 $K_{REF}(s)$ が決まります。電流範囲により、 V_{ITH} がピーク電流制限の利得に設定されます。

電圧範囲と電流範囲が固定された後は、出力電圧または電流制限を変化させても利得に影響を与えないため、再調整の必要はありません。

シミュレーション

LTpowerCAD設計ツールを使用すると、ループ補償を簡単に最適化できるので、LTpowerCADから設計のテストを始めることを推奨します。LTpowerCADは、ループ、補償、またはパワー段の利得、位相、インピーダンスの正確なプロットを生成できます。図11、図12、図14、図15のグラフはLTpowerCADを使用して生成したものです。アナログ・デバイズの電流モード制御用回路モデル[5]を採用したため、非常に高精度です。垂直の緑の線はループ帯域幅を示します。

LTpowerCADを開き、新しい「Supply Design」を開きます。「Buck」コンバータ・トポロジを指定し、コンバータのタイプは「All」を選択します。2つの出力レールを指定し、製品番号に3886を入力します。出力電圧と出力電流は任意です。最小／公称／最大入力電圧は、デモ回路のマニュアルに記載されています。デュアル出力LTC3886用のLinear (Excelではない)設計を開きます。

DC2155A-Aは電流検出抵抗を使用するので、設計ページを開いたら、LTC3886上のボタンをトグルして、回路図が電流検出抵抗を使用できる構成になっていることを確認してください。部品については独自の値を入力するか、またはDC2155A-Aの回路図から値をコピーします。

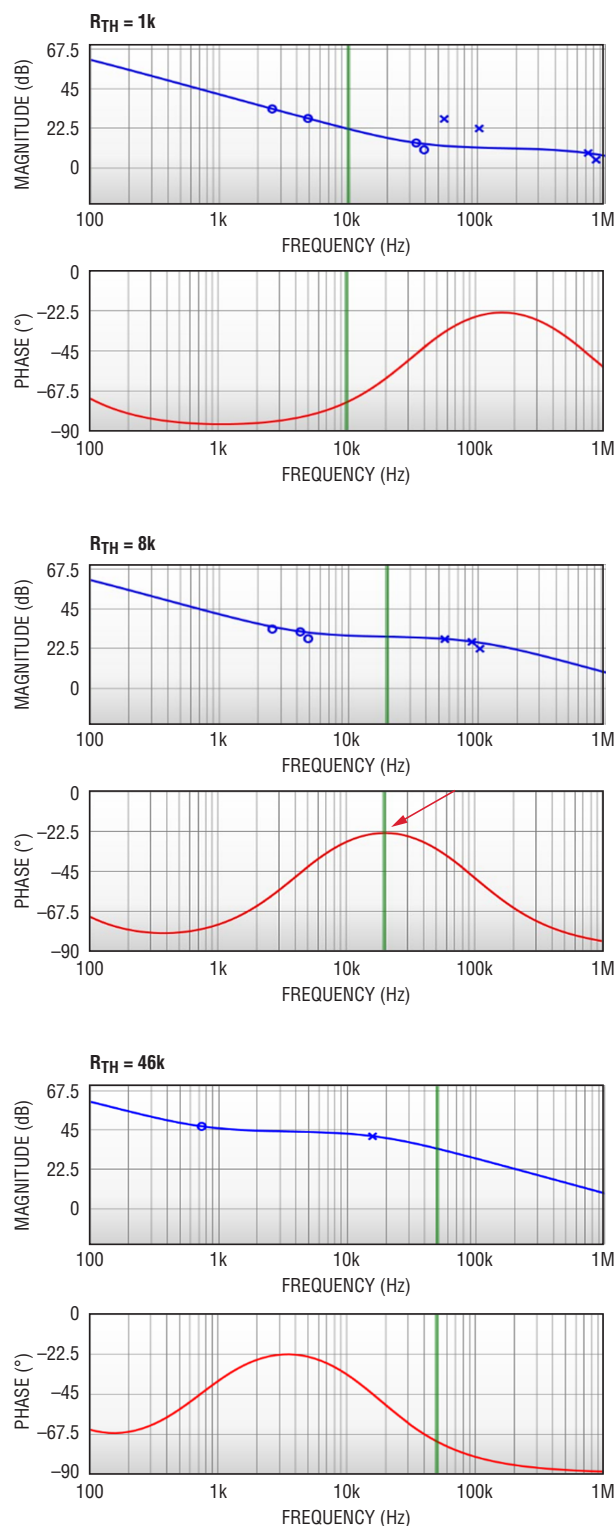


図11. R_{TH} を大きくしたときの補償ネットワークのオープンループ・ゲインおよび位相のDC2155Aシミュレーション(上から下へ)。緑の垂直線はループのクロスオーバー周波数を示す

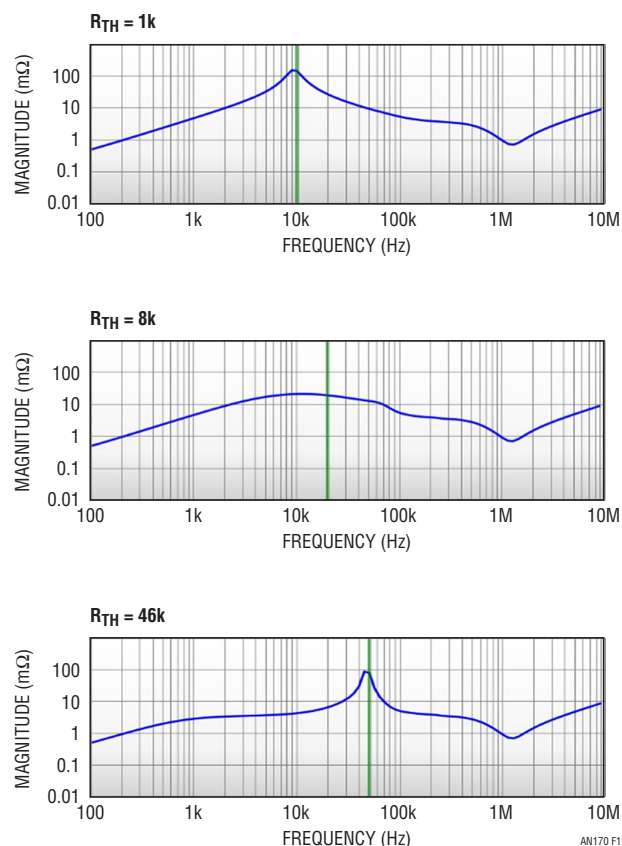


図12. R_{TH} を大きくしたときのコントローラのクローズドループ出力インピーダンスのDC2155Aシミュレーション(上から下へ)

表2.

R_{TH}	1k	8k	46k
帯域幅 (kHz)	10.00	19.95	50.12
位相マージン	15.41	61.10	-7.87

LTpowerCADは図13に示す自動補償機能を備えており、希望の帯域幅、位相マージン、利得マージンの補償値を計算します。これらの値から設計を始めることを推奨します。これらの値は、「Loop Comp. and Load Transient」パネルを表示したときに左側のコントロール・パネルに表示されます。

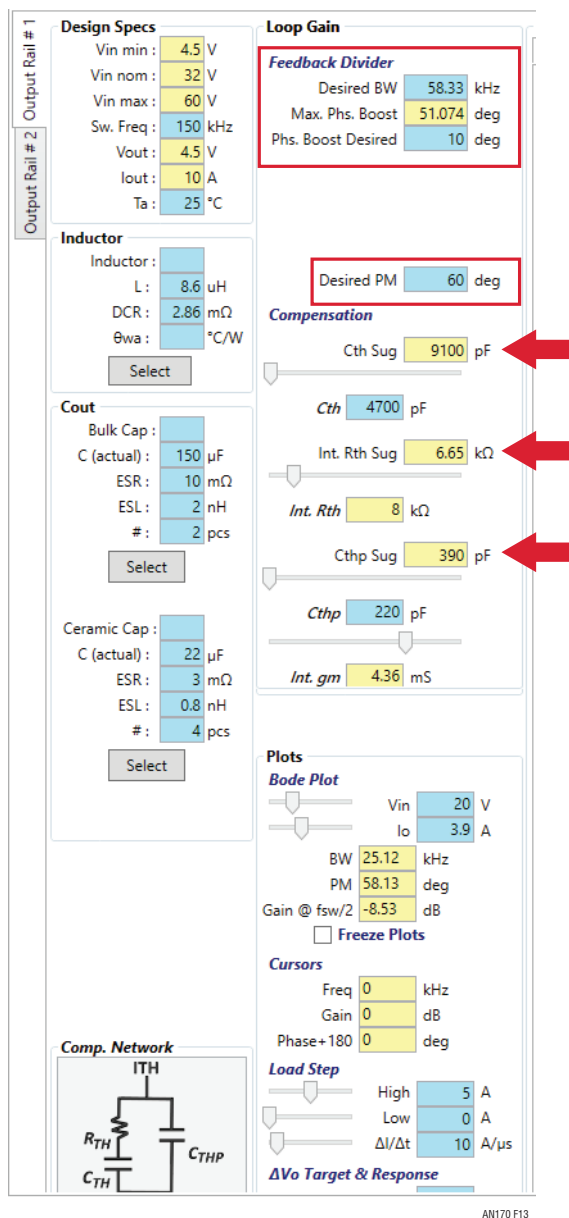


図 13. PowerCAD の自動補償機能

ステップ1: R_{TH} による位相の調整

設計ページで、 g_m を 3.02mS などの公称値に設定し、1kΩ などの低い値から R_{TH} の調整を始めます。「Loop Comp and Load Transient」タブに進み、オープンループ・ゲインと位相を観察して、位相マージン、帯域幅、過渡応答を書き留めておきます。適切な出力レールが観察されていることを確認し

ます。位相マージンは通常は非常に小さいので、過渡応答は通常は大きなリングングと発振を示します。 R_{TH} を少しずつ大きくして、利得、位相、インピーダンス、過渡応答のグラフを再度観察し、どのように変化したかを確認します。クロスオーバー周波数が高くなるにつれて、中域利得と帯域幅は大きくなり、位相ブーストは低周波数へシフトしていることが確認できます。希望のクロスオーバー周波数で位相が最適になるように、位相ブーストの位置を決めます。実際のクロスオーバー周波数 f_c は、希望の周波数に十分に近いことが望まれます。理想的な状況は、赤い矢印で示した図 11 の 2 番目の画像のようになります。希望の帯域幅が約 20kHz の場合は、ステップ 2 の f_c のチューニングはほぼ不要です。

ステップ2: g_m による帯域幅の調整

外側のポールとゼロが適切に調整され、位相マージンが希望の帯域幅周波数で最適化されたら、 g_m を使用して、希望の帯域幅周波数に合わせてクロスオーバー周波数を調整します。 g_m を変えても位相は変化しないため、クロスオーバー周波数を操作しても、最適化された位相には影響を与えません。例えば、図 14 のプロットの場合を考えます。位相が 20kHz で最適化された状態で、 g_m を使用して帯域幅を調整すると仮定しますループのチューニングが成功した場合、クロスオーバー周波数は希望の帯域幅に移動し、そこで位相が最適化されているため、図 14 の中間の図が得られます。

R_{TH} と g_m を選択できたら、インピーダンスのプロットを検討します。利得と帯域幅が十分な値であれば、出力インピーダンスは周波数範囲全体にわたって低く、フラットになるはずです。同様に、位相マージンが十分であれば、インピーダンスに大きなピークは発生しないはずです。それ以外の場合は、帯域幅と位相マージンの仕様を再検討し、前に説明したチューニング手順を、低いクロスオーバー周波数をターゲットにして再実行する必要があります。

チューニングが成功しない場合

R_{TH} と g_m を変えても、許容範囲内の安定性や応答時間が得られない場合は、初期設計時の選択を再検討する必要があります。設計上の考慮事項のセクションをもう一度読み、インダクタ、 C_{OUT} 、 C_{TH} 、 C_{THP} 、電圧範囲／電流範囲、またはスイッチング周波数を変更してください。

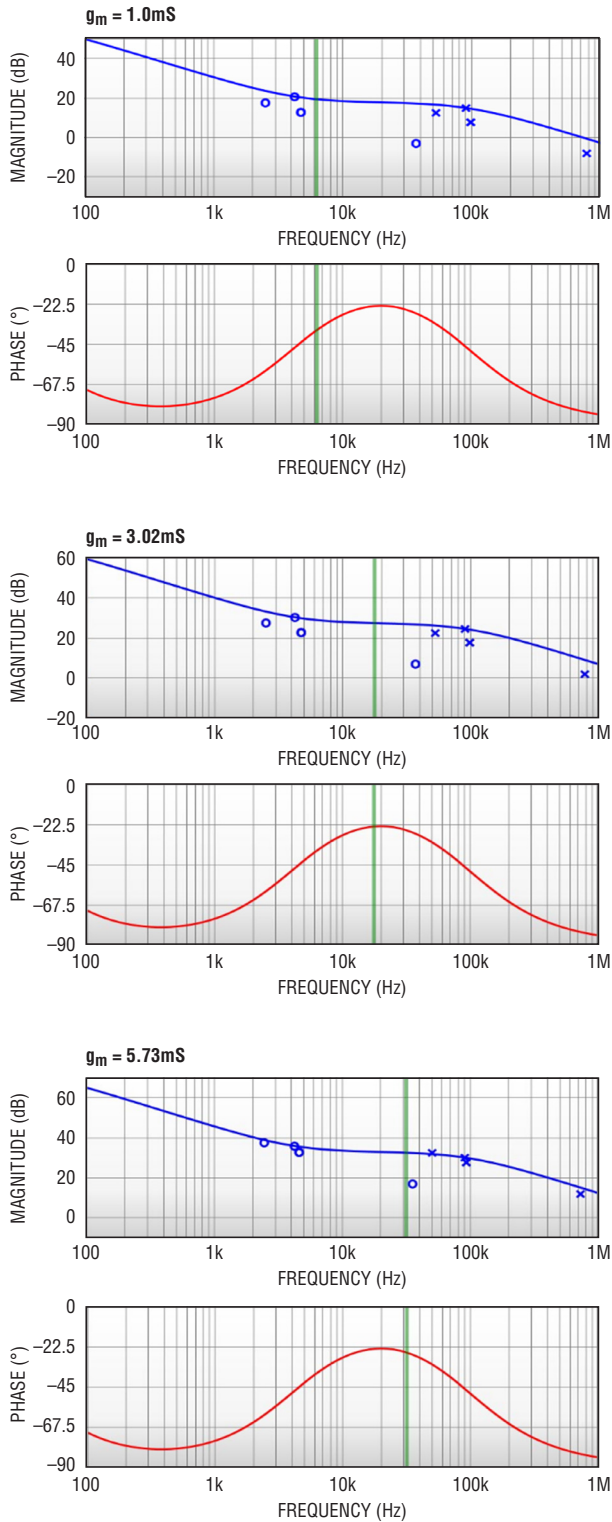


図 14. g_m を大きくしたときの補償ネットワークのオープンループ・ゲインおよび位相の DC2155A シミュレーション (上から下へ)。緑の垂直線はループのクロスオーバー周波数を示す

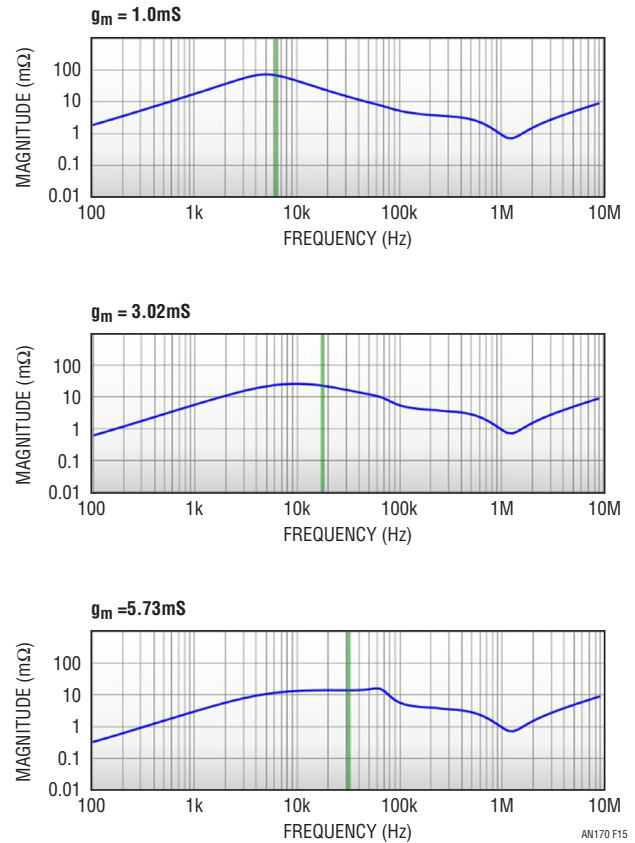


図 15. g_m を大きくしたときのコントローラのクローズドループ出力インピーダンスの DC2155A シミュレーション (上から下へ)

表 3.

g_m	1.0mS	3.02mS	5.73mS
帯域幅 (kHz)	6.31	17.78	31.62
位相マージン	54.79	61.93	53.00

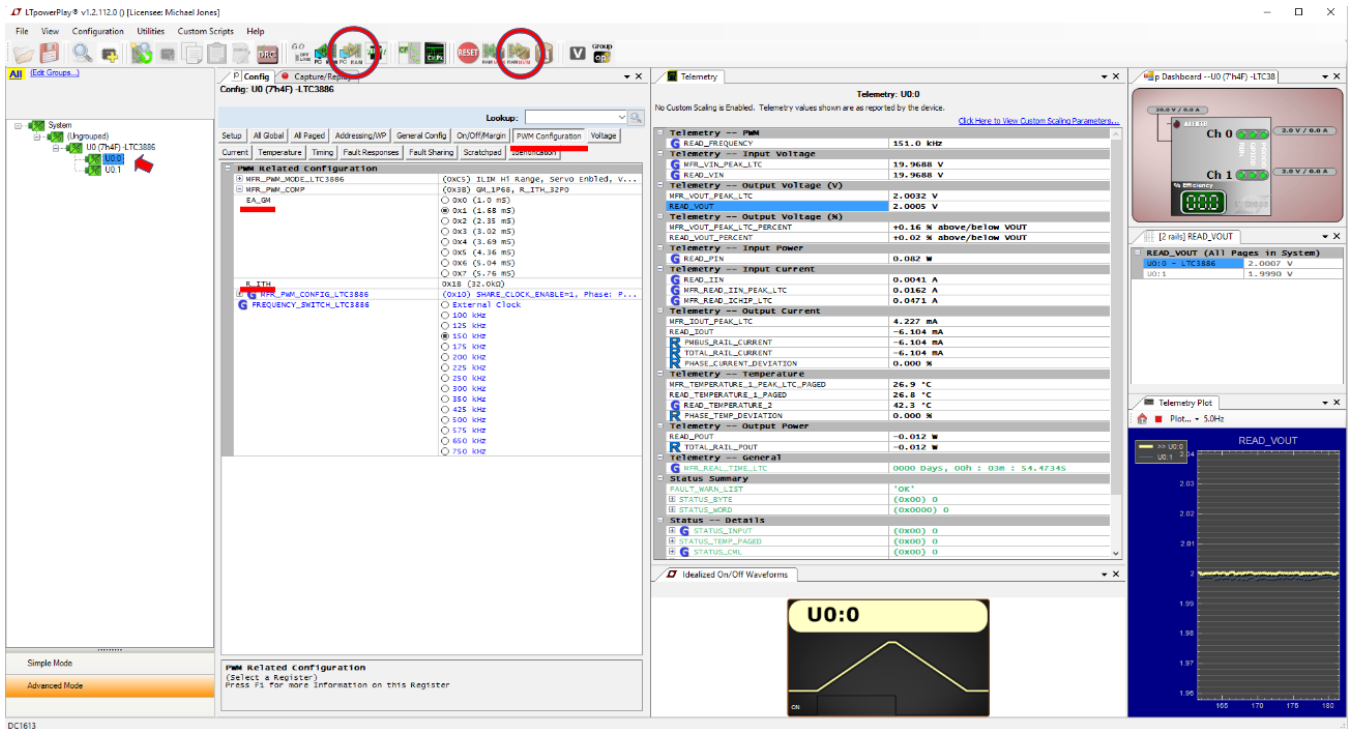


図 16. LTpowerPlay GUI — 補償機能の調整

LTpowerPlayを使用したDC2155A-Aの補償機能の調整

NOTE: 次のセクションのすべての例および測定には、DC2155A-Aを使用しました。DC2155A-A ボードのレイアウトと特性については、DC2155A-Aの情報ページ⁹を参照してください。

DC2155A-A ボードの使用を始めるには、DC2155A Demo ManualのQuick Startのセクションを参照してください。以下のセクションでは、補償ネットワークの抵抗(R_{TH})とエラーアンプのトランスコンダクタンス(g_m)を変化させると、以下の値にどのような影響を与えるかを説明します。

1. 位相/利得マージン
2. 過渡応答
3. 出力インピーダンス
4. ジッタ

Note 9: <http://www.linear-tech.co.jp/solutions/7113>

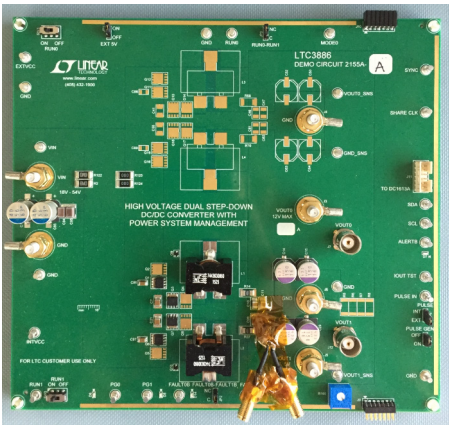


図 17. DC2155A-A

すべてのテストで、LTpowerPlay GUIのテレメトリ測定値を介してシステムの挙動を監視し、LTC3886の補償機能を調整するために、DC2155A-A デモ回路をDC1613Aおよび実行中のLTpowerPlayに接続することを推奨します。補償機能を調整するには、左側のツリー上で出力チャンネルを選択し、「PWM Configuration」タブに進みます。「MFR_PWM_COMP」メニューをドロップダウンし、内部抵抗 R_{ITH} と利得 EA_{GM} を希望どおりに調整します。ツールバーの「PC RAM」ボタンをクリックし、ボード上で変更を有効にします。これらの設定を不揮発性メモリに保存するには、「RAM NVM」ボタンをクリックします。図16ではこれらのボタンを丸で囲んでいます。

出力電圧を調整するには、「All Paged」タブに進み、「VOUT_COMMAND」の値をダブルクリックして、新しい値を入力します。「PC RAM」ボタンと「RAM NVM」ボタンを使用して、前と同じように変更を有効にします。

LTpowerPlay ソフトウェアの使用方法は、LTpowerPlay の Web サイトに記載されています。

位相／利得マージン

周波数領域の解析により、制御ループに関する有益な情報が得られます。周波数領域内でシステムを評価することで、補償ネットワークを最適化できます。この解析により、ループの共振または感度に関する情報が得られ、入力または補償部品と共に変化する利得と安定性を可視化できます。しかし、周波数領域の解析には、安定性と過渡応答時間を直接観察することができず、応答時間や安定性を推論することしかできないという欠点があります。補償ネットワークが最適化されたことを確認するには、過渡解析を実行する必要があります。

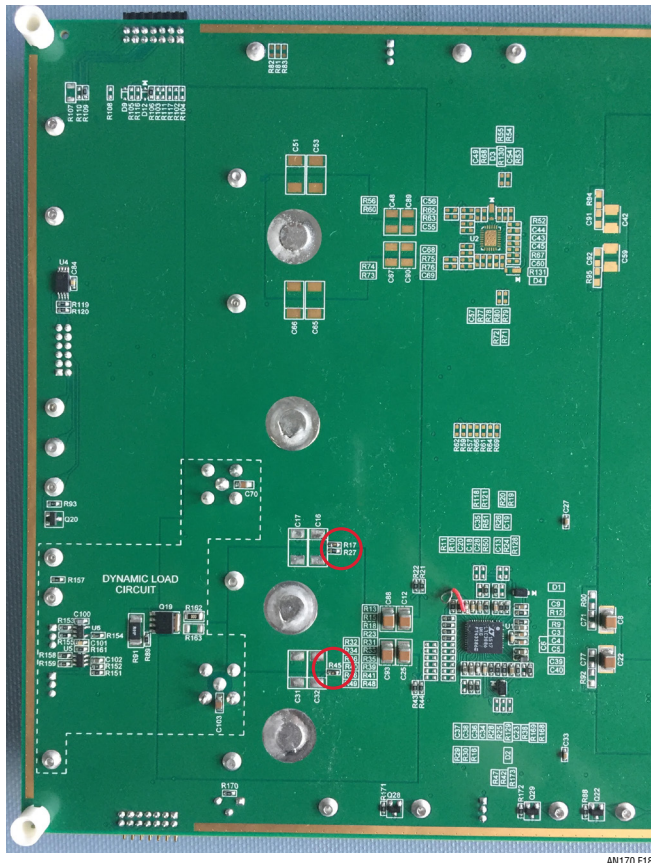


図17. R45およびR17

Bode 100を使用してDC2155A-Aの利得と位相を測定するには、最初にBode Analyzer Suiteプログラムをダウンロードし、開きます。「Vector Network Analysis」タブで、Gain/Phase測定を開始します。図19に示すようにプローブを接続し、「full-range」キャリブレーションを実行します。キャリブレーション中と同じ状態でプローブを接続したままにして、テストを1つ実行し、キャリブレーションの精度をチェックします。利得と位相はいずれもゼロの位置でフラットな直線になるはずです。

測定を実行する前に、デモ・ボード上の抵抗R17を変更する必要があります。抵抗R17はデフォルトでは0Ωです。リードが短絡して信号が注入されるのを防ぐために、R17を5Ω抵抗に置き換えます。5Ωは十分に小さいので、ループ伝達関数にはそれほど影響を与えません。この抵抗が必要な理由は、回路図を見ると理解できます。

この周波数解析の手法は、DC2155A以外にも適用できます。どのようなループの測定でも、5Ωのような小さな抵抗によってインジェクタ・プローブを分離することを推奨します。ループのどこに信号が注入されるかは重要ではありません。

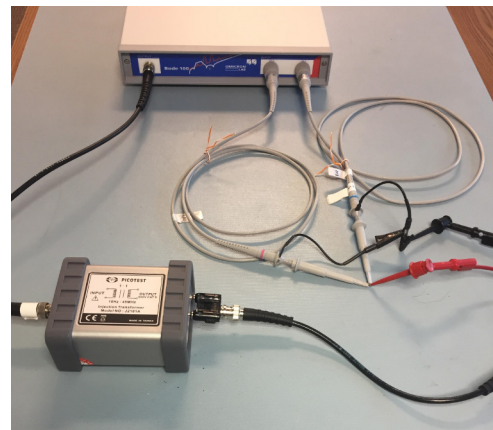


図19. 利得のキャリブレーションのセットアップ

アプリケーション・ノート170

クローズドループ・コントローラの測定

図20に示すように、Bode 100をデモ回路に接続します。Bode 100は周波数掃引を実行し、2本のプローブはピン上の電圧を測定し、その値を除算して利得と位相を求めます。インジェクタの赤の出力はVOUT0に接続され、黒の出力はVOUT0_SNSに接続されます。CH 2プローブは入力を測定するので、このプローブをVOUT0に接続し、出力を測定するCH 1プローブをVOUT0_SNSに接続します。グラウンド・リードをデモ・ボード上のGNDタレットに接続します。

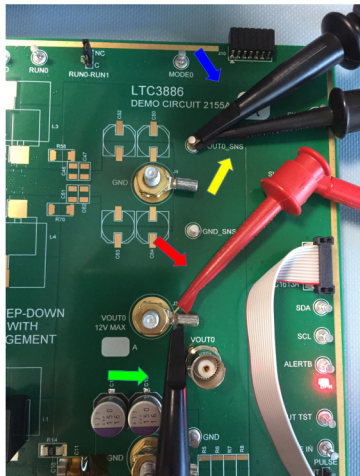


図20a. コントローラ測定のセットアップ:
インジェクタ出力(赤)、インジェクタ出力(黄)、
入力プローブ/CH2(緑)、出力プローブ/CH1(青)

チャンネル1の周波数応答を評価するには、R45を5Ω抵抗に置き換え、VOUT1とVOUT1_SNSを使用してチャンネル1をモニタすること以外はすべて同じ手順に従います。

VOUT0ノードは非常に低インピーダンスであり、LTC3886のVSNP0上の入力インピーダンスは公称150kΩであるため、5Ω抵抗R17の影響は最小限に抑えられます。

クローズドループ補償の測定

エラーアンプと補償回路の利得と位相を測定するためのセットアップは、出力プローブ(CH 1)をITH0(補償回路の出力電圧)に接続する必要があることを除いて、コントローラの測定と同じです。これを測定するには、ITH0に接続されたC20のパッドにワイヤをハンダ付けします。プローブを接続できるリードの例を図21に示します。

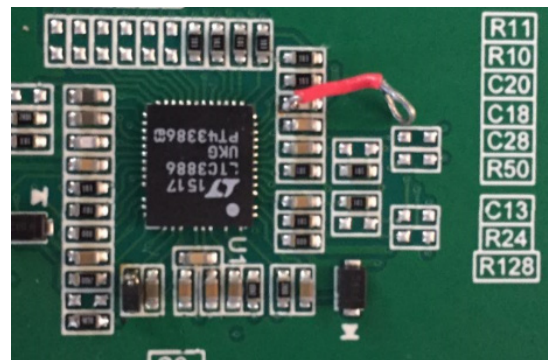


図21. 補償回路測定用のリード接続。
出力プローブ(CH1)をここに接続

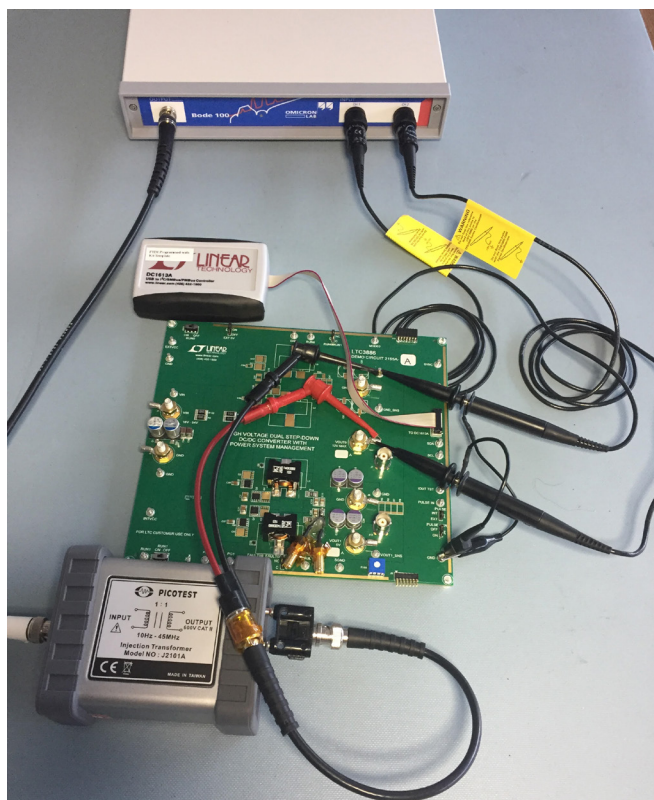
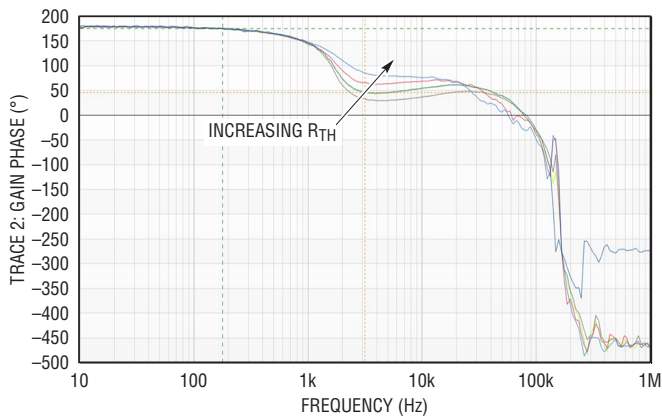
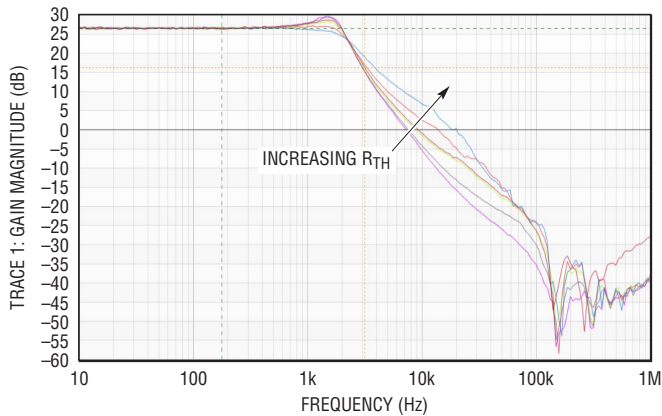


図20b. コントローラ測定のセットアップ

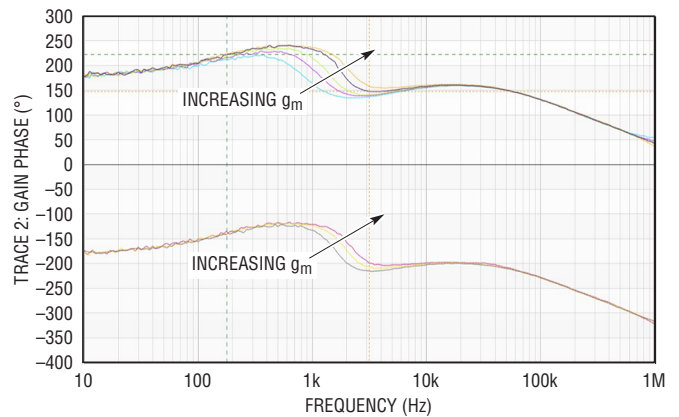
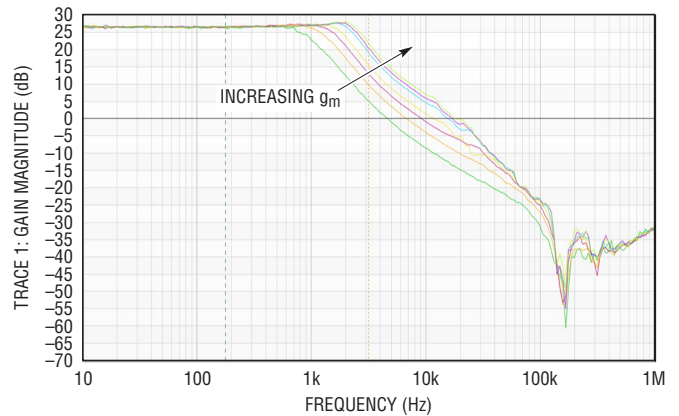
チューニング手法

コントローラの電圧ループを測定するように、Bode 100をセットアップします。シミュレーションの場合と同様に、 R_{TH} を調整することにより、位相を最適化します。低い値から調整を始めて、遷移点での利得のピークが消えるまで R_{TH} を大きくします。この状態を図22に示します。 R_{TH} を大きくすると、クロスオーバー周波数が高くなるにつれて位相ブーストが低周波数へ移動します。目的のクロスオーバー周波数で、希望どおりに位相を設定します。インジェクション・トランスの掃引時に可聴リングングが発生しないことを確認します。可聴リングングは不安定性と低位相マージンの兆候です。



AN170 F22

図22. R_{TH} を大きくしたときの(1、2、4、8、15)、
10Hz～1MHzの範囲のクローズドループ・コントローラの
利得と位相



AN170 F23

図23. g_m を大きくしたときの
(1.0、1.68、2.35、3.02、3.69、4.36、5.04、5.73)、
10Hz～1MHzの範囲のクローズドループ・コントローラの
利得と位相

クローズドループでは、 g_m は位相に影響を与えますが、通常はクロスオーバー周波数付近では位相に影響を与えません。 g_m を変えると、 $T(s)$ のユニティ・ゲインに影響を与えます。したがって、以下のポイントで周波数に影響を与え、

$$\frac{T(s)}{T(s)+1} = \frac{1}{2}$$

位相が45°遅延します。図23のグラフは、クロスオーバー周波数よりも低い周波数で位相が発散する遷移点が発生し、クロスオーバー周波数の前で位相が収束することを示しています。このように、オープンループ解析の場合と同様に、 g_m を使用してクロスオーバー周波数を操作し、希望の値に調整できます。

過渡応答

周波数領域の解析は、PSMCをよく理解するための優れた方法です。一方、時間領域の解析は、PSMCがどのような負荷過渡応答を示すかを、より直感的かつ直接的に測定できます。時間領域の解析は、測定がより容易でもあります。

過渡応答を測定するには、まず最初にJP5をEXTに設定し、JP6をOFFに設定します(これらの位置は、ボードの右側のPULSE INのすぐ下、図24の赤い矢印と黄色の矢印の間です)。これにより、内部パルス・ジェネレータがNチャンネルMOSFET負荷のゲートから切り離されます。ここで外部ゲート電圧を印加できます。MOSFETのドレインはVOUT0に接続され、MOSFETのソースは0.01Ω抵抗を介してGNDに

アプリケーション・ノート170

接続されます。デューティ・サイクル5%以下で矩形パルスを出力するように、ファンクション・ジェネレータを設定します。5%を超えると、熱暴走が発生してMOSFETを損傷させることがあります。パルスの振幅を1Vで初期化し、出力リードをPULSE INプローブに接続します。マルチチャンネル・オシロスコープを使用して、チャンネル1をPULSE IN、チャンネル2をV_{OUT}、チャンネル3をIOUT TSTに接続します。チャンネル1とチャンネル2をACカップリングに設定します。チャンネル

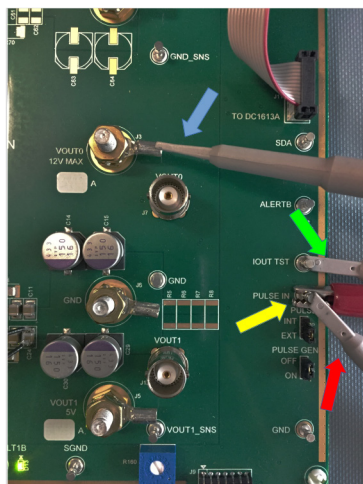


図 24. 負荷過渡応答測定の設定アップ:CH1(青)、CH2(緑)、CH3(赤)、シグナル・ジェネレータ入力(黄)

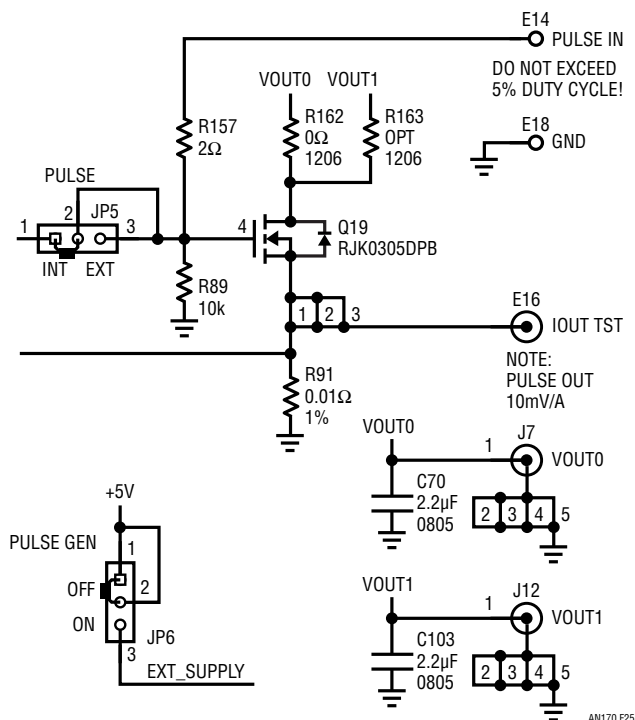


図25. トランジェント・パルスの回路図

ル3はグラウンド・リファレンスなので、DCカップリングにする必要があります。チャンネル2は出力電圧の過渡応答を表示し、チャンネル1はファンクション・ジェネレータから入力されるパルスを表示します。チャンネル3は0.01Ω抵抗の両端電圧を測定するので、検出される電圧10mVは1Aの負荷電流に相当します。ファンクション・ジェネレータの出力を有効にし、ファンクション・ジェネレータの出力上でオシロスコープのトリガをかけます。オシロスコープの時間と電圧のスケールを調整し、ファンクション・ジェネレータの入力がはっきり見えるようにします。

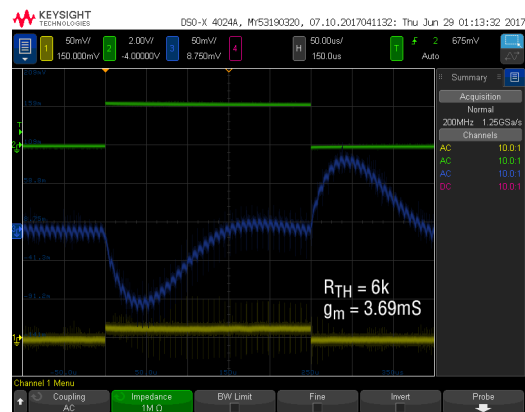


図 26. トランジェント・テスト・オシロスコープのスクリーンショットの例: VOUT0 (青)、PULSE IN (緑)、IOUT TST (黄)

パルス信号の振幅を徐々に大きくして、トランジスタが直線範囲内に入るようにします。これは負荷電流に対する V_{OUT} での反応によって示され、トランジスタがオンになり、事実上出力電圧から電流を引き出す抵抗になっているという意味です。このターンオン・ゲート電圧は、通常は約2.3V～2.4Vです。IOUT TST上のチャンネル3が、最大電流制限(DC2155A-Aでは6A、スコープ上で約60mVに相当)の50%の負荷ステップで出力が増加されていることを示すまで、ゲート電圧を上げ続けます。

回路は周波数解析に基づいてチューニングされました。過渡応答解析により、これらの調整が正確かどうかわかります。

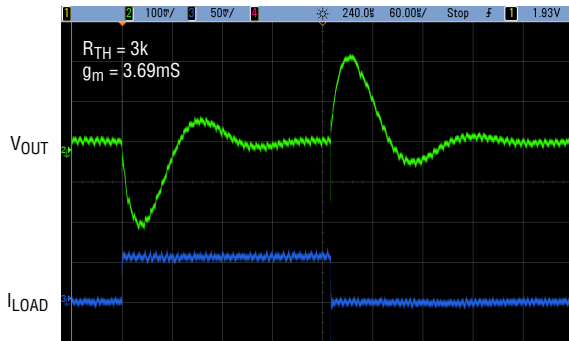
位相マージンが小さすぎる場合は、システム応答はアンダーダンピングします。図27aおよび図27cに見られるように、これは負荷ステップにตอบสนองする出力発振によって示されます。図27aのように出力電圧応答の振幅が大きい場合は、図27bのように応答が臨界減衰されるまで R_{TH} を大きくします。図27cのように電圧応答の振幅が小さい場合は、発振が消えるまで R_{TH} を小さくします。

出力電圧のセリングが非常に遅い場合は、システムはオーバーダンピングします。この問題が解消されるまで、 R_{TH} を大きくします。

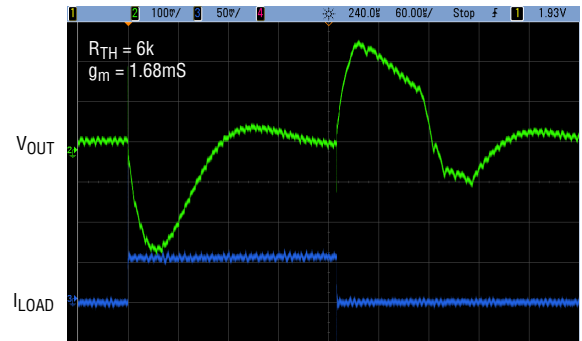
セリング時間が多少短く、応答の振幅が小さい場合は、 g_m を大きくします。これは過渡応答への影響が小さいので、微調整に効果的です。図28の3番目の画像は最高の過渡応答を示していますが、そのために位相マージンが犠牲にされている可能性があります。無難なレベルに調整してください。

さい。部品の製造工程のばらつきや製品寿命にわたるドリフトがあっても、良好で安定した応答は適切な動作につながります。

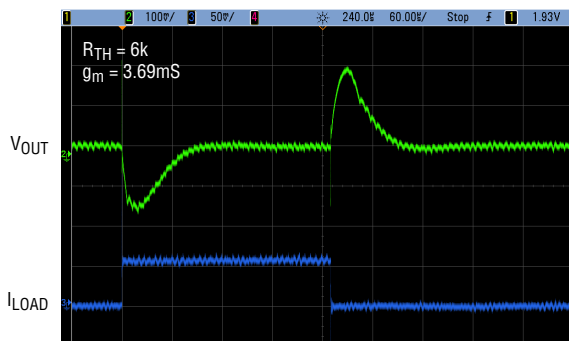
過渡応答が最適化された後、他の周波数解析を実行して、位相マージンが許容範囲内であることを確認する必要があります。そうならない場合は、位相／利得マージンのセクションの説明に従って、適切な位相マージンが得られるまで調整します。



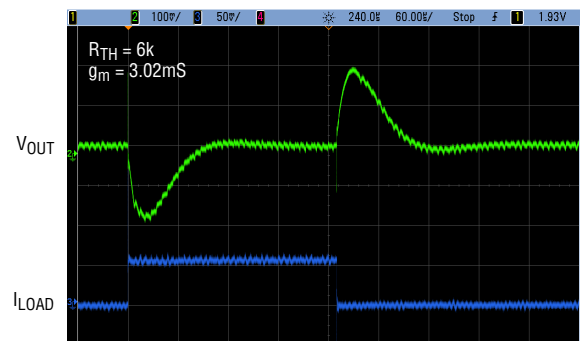
a)



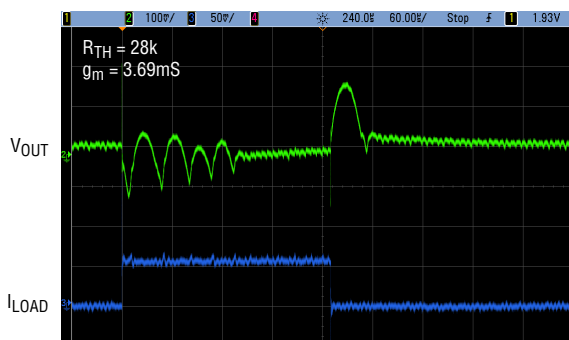
a)



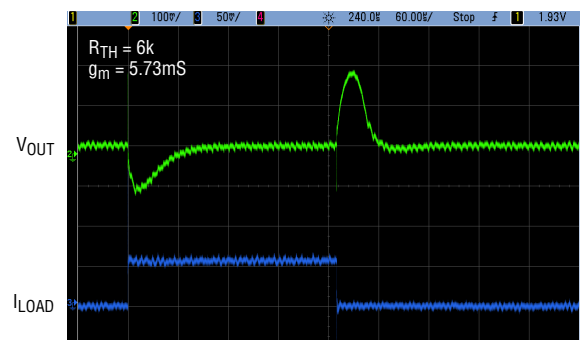
b)



b)



c)



c)

図27. R_{TH} を変化させたときの負荷過渡応答。
3kおよび28kはいずれもアンダーダンピングされ、
発振を示します。6kが理想的です。

図28. g_m を大きくしたときの負荷過渡応答

出力インピーダンス

最適なインピーダンスは、すべての検知対象周波数で一貫して低いです。任意の周波数で出力インピーダンスのピークが生じる場合、その共振ポイントでの負荷周波数が、想定外の大きな出力電圧発振を発生させることがあります。多くの場合、技術者は応答が高速であればシステムは過渡状態でも正常に動作すると考えて、フラットなインピーダンスよりも高速の過渡応答を優先し、利得を大きく、位相マージンを小さくします。この意味で、過渡解析は誤解を招くおそれがあります。この解析で得られるのは、セトリング・タイムが長い負荷電流の高速変化に対するシステム応答についての情報のみです。実際のアプリケーションでは、負荷電流は急速かつ不安定に変化することがあるため、セトリング・タイムは短くなり、過渡応答テストで存在した周波数だけでなく、すべての入力周波数が可能です。

図29は、負荷過渡応答の周波数での高出力インピーダンスの影響を示しています。この回路は標準的過渡応答テストでは正常に応答しますが、負荷が共振周波数で50%のデューティ・サイクルで適用されると、出力は発振します。したがって、位相マージンを無難な値に設定し、過渡応答時間を多少犠牲にしても、出力インピーダンス特性を向上させることを推奨します。

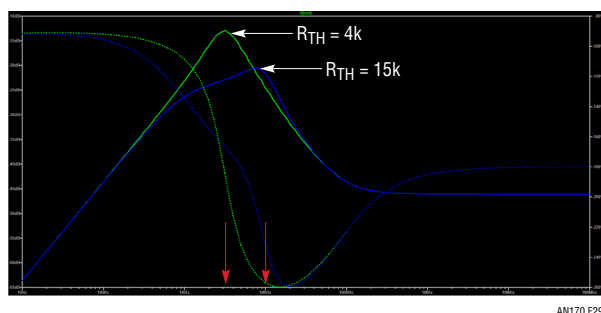
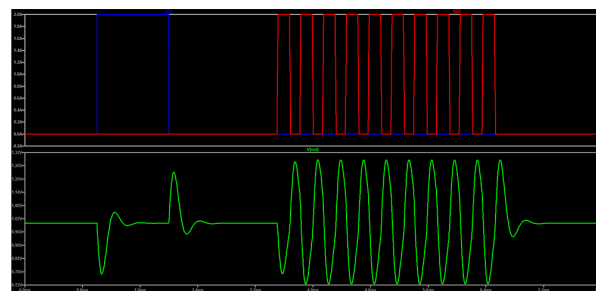
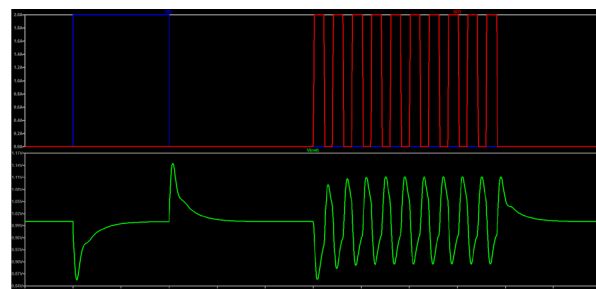


図29. R_{TH} が4k(緑)および15k(青)に設定された、簡単な降圧コンバータ・モデルのインピーダンスの振幅と位相のプロット。ピークの周波数を赤い矢印で示す



$R_{TH} = 4k$
 $f_{LOAD} = 7.98kHz$



$R_{TH} = 15k$
 $f_{LOAD} = 7.98kHz$

AN170 F30

図30. 降圧コンバータ・モデル、最大インピーダンスでの負荷ステップ周波数

PSMCの出力インピーダンスは、出力電圧からグラウンドへのインピーダンスです。LTC3886 デモ・ボード上でこの値を最も簡単に測定する方法は、いずれかの出力セラミック・コンデンサ上で注入とプローブを実行することです。チャンネル0にはC10、チャンネル1にはC24を選択することを推奨します。

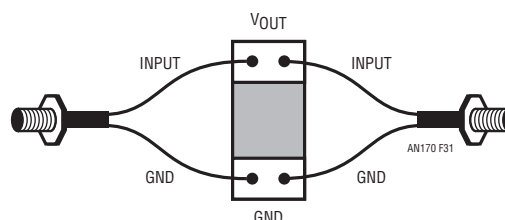


図31. 同軸ケーブル接続図

この測定を行うには、2本の同軸ケーブルをいずれかの出力コンデンサにハンダ付けする必要があります。リード線のゴム絶縁体の内側には2本のワイヤがあり、1本が入力、1本がグラウンドです。リード線をできるだけ短く切り、絶縁体をはぎ取り、2本の入力をコンデンサの上部(V_{OUT})にハンダ付けし、2本のグラウンドをコンデンサの反対側にハンダ付けします。ケーブルの2本のワイヤは同じ長さにして、寄生イ

インダクタンスを相殺します。グラウンド・ケーブルと入力ケーブルが短絡しないように注意してください。同軸ケーブルの外側がグラウンドになるので、デモ・ボード上でリード線が接地されるのを防ぐために、同軸ケーブルにテープを巻くことを推奨します。また、図32に示すように、ハンダ接合部の近くでワイヤをボードに接着することを推奨します。さもなくば、ケーブルが繰り返し動いたりねじれたりして接続が切断されるおそれがあります。

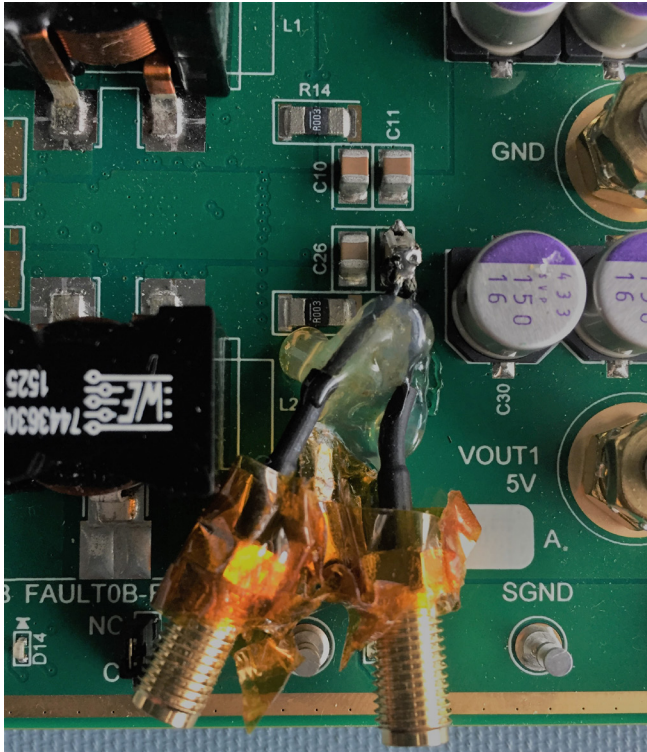


図32. インピーダンス測定用の同軸ケーブル

Bode 100とPICOTESTコモン・モード・トランスを使用してインピーダンスを測定するには、まず最初にBode 100に電源を投入し、Bode Analyzer Suiteを開きます。PICOTESTコモン・モード・トランスのINPUTをBode 100のOutputチャンネルに接続し、PICOTESTコモン・モード・トランスのOUTPUTとBode 100のCH2の両方に同軸ケーブルを接続します。マシンのキャリブレーションの完了後、これらはデモ・ボード上のコンデンサにハンダ付けされたケーブルに接続されます。「Impedance Analysis」タブで、「Shunt-Thru」測定を開始します。このテストにはフルレンジ・キャリブレーションで十分です。

「Thru Calibration」は非常に簡単に実行できます。コモン・モード・トランスのOUTPUTをバレル・コネクタでBode 100のCH2に接続します。「Shunt-Thru」ヘッダの下にある「Start」ボタンをクリックして、キャリブレーションを実行します。キャリブレーションが完了すると、ボタンの隣のボックスが緑に変わり、「Performed」と表示されます。

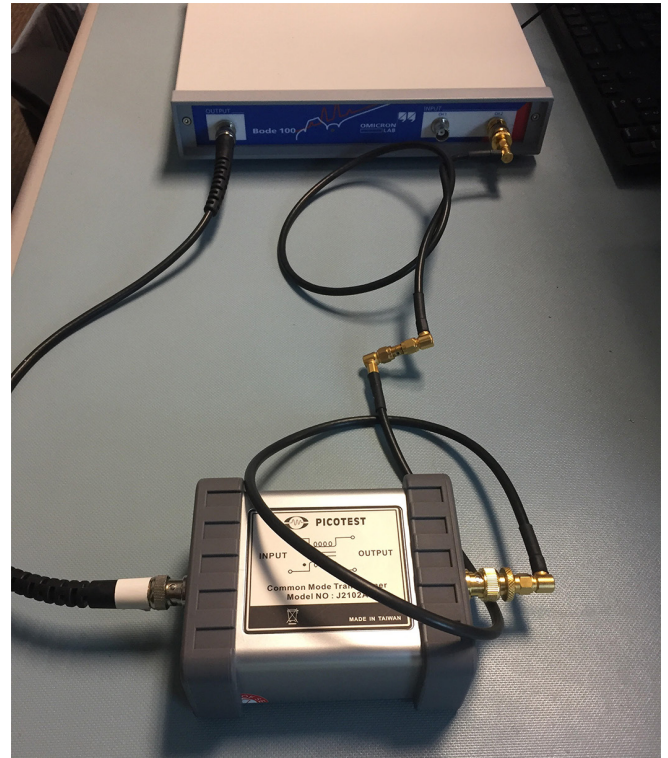


図33. シャントスルー・キャリブレーションのセットアップ

コネクタを取り外し、小さな高精度の抵抗(1Ω 以下)の両端のインピーダンスを測定することにより、キャリブレーションが成功したことを確認します。抵抗のインピーダンスはほぼ一定になるはずです。

Bode 100を使用する場合は、損傷を防ぐため、出力電圧が7V未満であることを確認してください。測定の準備ができたら、コモン・モード・トランスのOUTPUTにボードの同軸ケーブルのうちの1本を接続し、CH2のケーブルにもう1本を接続します。

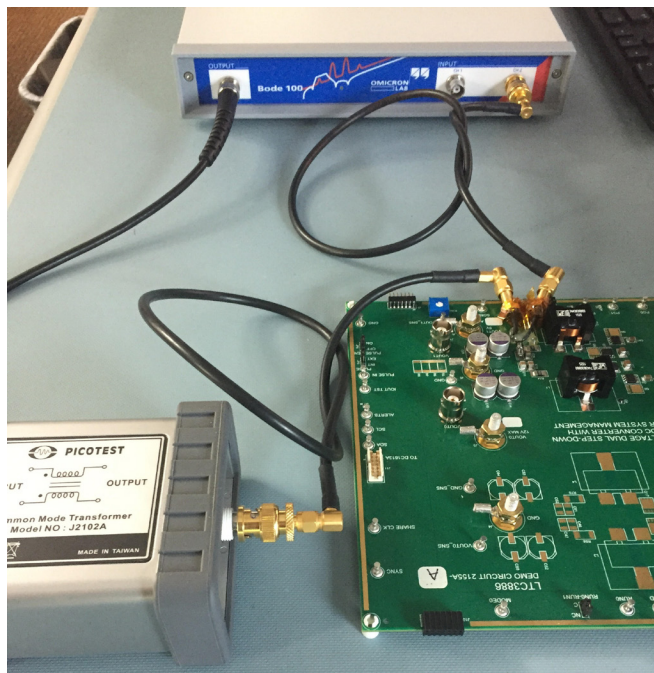


図34. フル・インピーダンス測定のセットアップ

ボードの電源をオフにした状態でテストを実行し、測定値を保存します。この曲線はオープンループ・インピーダンスであり、クローズドループ・インピーダンス・テストの基準点に適しています。

クローズドループ・ゲインの場合と同様に、クローズドループ出力インピーダンスは、オープンループ出力インピーダンスの関数です。

$$Z_{OCL} = \frac{Z_0}{1+T(s)}$$

ここで、 Z_0 はオープンループ出力インピーダンス、 $T(s)$ はオープンループ・ゲインです。ループの位相マージンが小さい場合は、ユニティ・ゲイン周波数で $T(s)$ が -1 に近づき、クローズドループ・インピーダンスにピークが発生して、オープンループ・インピーダンスよりも更に大きくなります。

オープンループ出力インピーダンス Z_0 は、出力容量、コンデンサのESR、PCBの抵抗およびインダクタンスの関数であり、これらを組み合わせて図35に見られるV型のインピーダンス・プロットを形成します。低周波数では、オープンループ・インピーダンスは大きく、理想的なコンデンサのように見えます。したがって、この領域ではループ・ゲインを大きくしてインピーダンスを小さくすることが望まれます。理想的には、オープンループ・ゲインは、オープンループ・インピーダンスが出力コンデンサのESRの影響を受けるまで、クローズドループ・インピーダンスを低くフラットに抑えるのに十分な大きさになるはずです。オープンループ・インピーダンスが出力コンデンサESRの影響を受けると、ループ・ゲインは減衰し、クローズドループ・インピーダンスはオープンループ・イ

ンピーダンスに追従します。残念なことに、位相マージンの問題やその他の制限のため、この理想的なシナリオは通常は成り立ちません。

図35の上の画像のように、クローズドループ・インピーダンスにピークがあり、オープンループ・インピーダンスを超えている場合は、位相マージンが小さすぎます。図35の赤い矢印は、位相マージンが小さいためにユニティ・ゲイン周波数でインピーダンスのピークが発生した箇所を示しています。クローズドループ・インピーダンスがオープンループ・インピーダンスを超えないように、2段階の手法で位相マージンを大きくします。

g_m が小さいときに、図35の下画像に示すように、低周波数でクローズドループ・インピーダンスがオープンループ・インピーダンスを追従し始める場合は、 g_m を大きくすることによって帯域幅を広くしてください。クロスオーバー周波数で位相マージンが犠牲にならないように注意してください。

ほとんどの場合、微調整には g_m を使用します。 g_m を徐々に調整して、インピーダンスを少しずつ改善し、ピークを小さくしていきます。

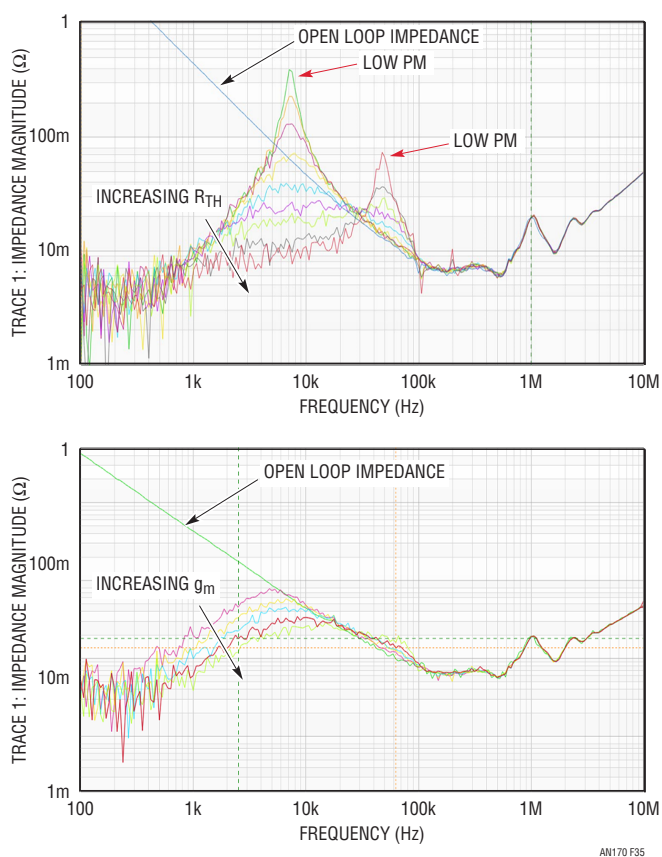


図35. g_m (1.68、2.35、3.02、4.36、5.73) および R_{TH} (1、2、4、8、13、20、32、46) を変化させたときの 100Hz~10MHz の範囲のクローズドループ出力インピーダンス

通常どおり、周波数解析で位相マージンが十分にあり、過渡応答が許容範囲内であることを確認してください。インピーダンスのプロットに問題がなく、過渡応答と位相マージンが許容範囲内(恐らく理想的ではない)であれば問題ありません。フラットな低インピーダンスが重要です。

ジッタ

安定した回路では、ジッタは、パワー段によって電流検出信号に重畳されるノイズによって発生します。適切に設計された補償および電圧ループは、 C_{THP} によって高周波数ノイズが除去されるため、ジッタにほとんど影響を与えません。 R_{SENSE} (インダクタに直列接続された検出抵抗)の値を大きくすると、電流信号の振幅が大きくなることでジッタが低減され、S/N比が向上します。

ジッタを正確に測定するには、図36に示したスイッチング・ノードをプローブします。

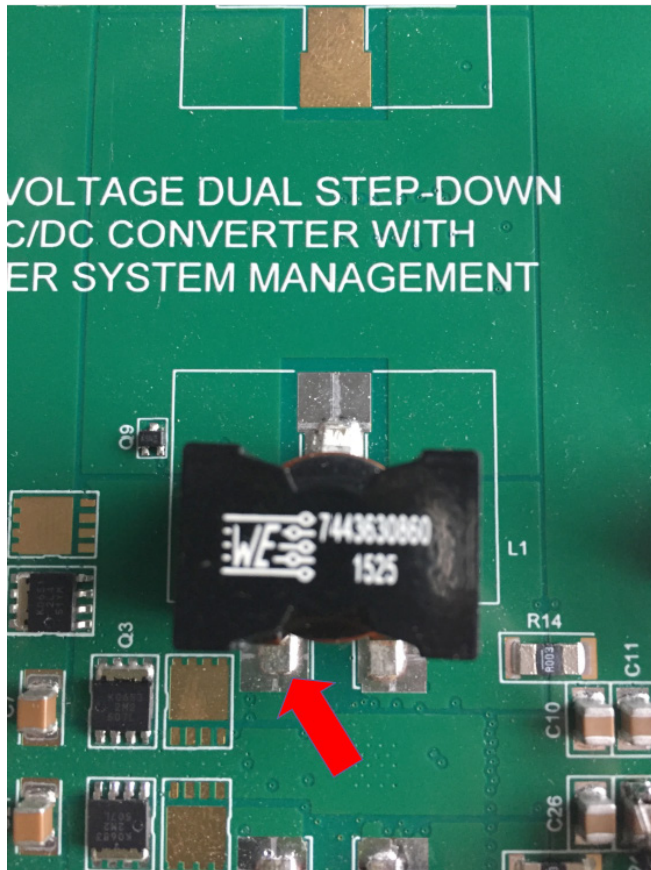


図36. スwitchング・ノードのプローブによる正確なジッタ測定

ファームウェア

コーディングが得意であれば、Linduinoライブラリを使用して補償機能をチューニングすることも可能です。LTpowerPlayは幅広いPMBusコマンドをサポートしますが、チューニング・スケッチを使用して最適化手順を自動化できれば好都合です。このセクションでは、(LTC3886データシートに記載されている) LTC3886のPMBusコマンド・テーブルを紹介し、デモ・ボードとのシリアルPMBus通信の基本を説明します。例として簡単なインタラクティブ・チューニング・スケッチを作成しました。このスケッチは、 R_{TH} または g_m の値を入力するように求め、パラメータを更新し、新しい設定を出力します。また、PMBusを使用したLTC3886の読出しおよび書き込み操作の基礎を示します。図37~41を参照してください。スケッチ全体は、Linduino Sketchbook内の「Adjustable_Comp」という名前の下にあります。具体的なパスを以下に示します。File → Sketchbook → Part Number → 3000 → 3800 → 3886 → Adjustable_Comp

すべてのスレーブ・デバイスは、PMBusマスタがアクセスできるように、固有の7ビット・アドレスを持つていなければなりません。LTC3886のアドレスは、EEPROMレジスタ、またはピンASEL0およびASEL1上の抵抗分圧器によって設定できます。LTC3886のアドレス指定の手順については、LTC3886データシートの56ページまたはPower System Management Addressing (AN152)¹⁰を参照してください。アドレスを選択したら、行14に示すように、スケッチ内でアドレスをわかりやすく定義します。以下のスケッチでは、LTC3886のアドレスはデフォルト値の0x4Fです。

LTC3886のコマンド・テーブル全体は、LTC3886データシートの35ページ以降に記載されています。補償機能の調整には、コマンドMFR_PWM_COMP (コード0xD3)が使用されます。

書き込みコマンドは、開始ビット、LTC3886のアドレス・バイト、データ、ACKビットで構成されます。補償機能を設定する場合、2バイトのデータが送信されます。データの第1バイトはコマンド・コードMFR_PWM_COMPで、それに続くのが設定コードです。設定コード・バイトの最上位3桁は、 g_m が取り得る8つの値に対応します。最下位5桁は、 R_{TH} が取り得る32個の値に対応します。例えば、設定コード0x00は、1.0mSの g_m と0k Ω の R_{TH} (g_m と R_{TH} が取り得る最小値)に対応します。同様に、0xFFは、5.73mSの g_m と62k Ω の R_{TH} (最大値)に対応します。値の表を表4に示します。行54と行64は、MFR_PWM_COMPコードを使用した書き込み操作の例を示しています。

Note 10: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an152f.pdf>

表4.

BIT	MEANING
BIT [7:5]	EA _{gm} (mS)
000b	1.00
001b	1.68
010b	2.35
011b	3.02
100b	3.69
101b	4.36
110b	5.04
111b	5.73
BIT [4:0]	R _{TH} (kΩ)
00000b	0
00001b	0.25
00010b	0.5
00011b	0.75
00100b	1
00101b	1.25
00110b	1.5
00111b	1.75
01000b	2
01001b	2.5
01010b	3
01011b	3.5
01100b	4
01101b	4.5
01110b	5
01111b	5.5
10000b	6
10001b	7
10010b	8
10011b	9
10100b	11
10101b	13
10110b	15
10111b	17
11000b	20
11001b	24
11010b	28
11011b	32
11100b	38
11101b	46
11110b	54
11111b	62

writeByte コマンドのパラメータは、アドレス、コマンド・コード、データの順になっています。通常 R_{TH} または g_m は一度に1つずつ変更されるため、**comp_config** を更新するには、いくつかのグローバル変数と簡単なバイナリ演算が必要です。

グローバル変数 **ith** および **gm** は、現在の R_{TH} および g_m の8ビット値を格納します。部品の値の指定に使用されないビットは、ゼロに設定されます。例えば、**gm** に格納される値は、最上位3ビットにのみ情報が含まれ、最下位5ビットはゼロに設定されます。同様に、**ith** は、最上位3ビットがゼロに設定されたままになります。いずれかの変数が更新されると、**ith** と **gm** にビットごとの OR 演算が実行され、**global comp_config** 変数が更新されます。行 53 と行 63 を参照してください。

多くの場合、MFR_PWM_COMP レジスタから補償機能の設定を読み出して、**gm** と **ith** を初期化することは有益です。これらの場合、マスタは MFR_PWM_COMP コマンドの読出しコマンドを LTC3886 の PMBus アドレスに送信します。LTC3886 はコマンド・コードのデータを返信します。R_{TH} と g_m の値を抽出するには、抽出対象の桁が1、それ以外の桁がすべて0の16進値を使用して、ビットごとの AND 演算を実行します。これを行 84～87 に示します。

Summary(要約)

補償機能のチューニングにより、PSMC の伝達関数を制御できます。LTC3886 のデジタル補償機能を調整することで、外付け部品を変更せずに、ループの性能を簡単に最適化できます。設計が完了したら、補償機能を調整して、ループを最適化します。これにより、安定性、フラットなインピーダンス、高速過渡応答が可能になります。アナログ・デバイスズの PSM 製品の詳細については、以下のリンクを参照してください。

http://www.linear-tech.co.jp/solutions/Digital_Power_System_Mnagement

```
01: #include <Arduino.h>
02: #include <stdint.h>
03: #include "UserInterface.h"
04: #include "Linduino.h"
05: #include <LT_I2CBus.h>
06: #include <LT_PMBus.h>
07: #include <LT_PMBusMath.h>
08: #include <LT_SMBus.h>
09: #include <LT_SMBusBase.h>
10: #include <LT_SMBusGroup.h>
11: #include <LT_SMBusNoPec.h>
12: #include <LT_SMBusPec.h>
13: #include <LT_Wire.h>
14: #define LTC3886_I2C_ADDRESS 0x4F
15: #define PWM_COMP_CONFIG 0xD3
16: #define PAGE 0x00
17: #define CH_0 0x00
18: #define CH_1 0x01
```

図37. include文

```
...
19: //Global variables
20: static uint8_t ltc3886_i2c_address;
21: static LT_SMBusNoPec *smbus = new LT_SMBusNoPec();
22: static uint8_t channel;
23: static uint8_t ith;
24: static uint8_t gm;
25: static uint8_t comp_config;
26: static float ith_dec;
27: static float gm_dec;
```

図38. グローバル変数


```
...
28: // Initialize Linduino
29: void setup()
30: {
31:   Serial.begin(115200);
32:   print_title();
33:   ltc3886_i2c_address = LTC3886_I2C_ADDRESS
34:   channel = CH_0;
35:   print_comp_config90;
36:   print_prompt();
37: }
```

図39. セットアップ・ブロック

```
38: //! Repeats Linduino loop
39: void loop()
40: {
41:   uint8_t user_select;
42:   float user_value;
43:   if (Serial.available())
44:   {
45:     user_select = read_int();
46:     switch (user_select)
47:     {
48:       case 1:
49:         Serial.print(F"\nEnter desired gm (1-5.73), this will be rounded:\n"));
50:         user_value = read_float();
51:         gm_dec = gm_round(user_value);
52:         gm = gm_decimal2hex(gm_dec);

53:         comp_config = gm | ith;
54:         smbus->writeByte(ltc3886_i2c_address, PWM_COMP_CONFIG, comp_config);

...

```

```

...
55:     print_comp_config();
56:     print_prompt();
57:     break;
58: case 2:
59:     Serial.print(F("\nEnter desired ith (0-62), this will be rounded:\n"));
60:     user_value = read_float();

61:     ith_dec = ith_round(user_value);
62:     ith = ith_decimal2hex(ith_dec);

63:     comp_config = gm | ith;
64:     smbus->writeByte(ltc3886_i2c_address, PWM_COMP_CONFIG, comp_config);

65:     print_comp_config();
66:     print_prompt();
67:     break;
68: case 3:
69:     if (channel == 0) {
70:         smbus->writeByte(ltc3886_i2c_address, PAGE, CH_1);
71:         channel = CH_1;
72:     }
73:     else {
74:         smbus->writeByte(ltc3886_i2c_address, PAGE, CH_0);
75:         channel = CH_0;
76:     }

77:     Serial.println();
78:     print_comp_config();
79:     print_prompt();
80:     break;
81: }
82: }
83: }

```

図40. ループ・ブロック

```
...  
84: void print_comp_config() {  
85:     comp_config = smbus->readByte(ltc3886_i2c_address, PWM_COMP_CONFIG);  
  
86:     ith = 0x1F & comp_config;  
87:     gm = 0xE0 & comp_config;  
88:     ith_dec = ith_hex2decimal(ith);  
89:     gm_dec = gm_hex2decimal(gm);  
90:                                     [...Print Statements...]  
91: }
```

図41. comp_config() 関数

付録

クローズドループ・ゲインのピークの説明¹¹

コントローラのクローズドループ伝達関数は、 $K_{REF}(s)$ と $T(s)$ (それぞれ帰還分圧器とコントローラのオープンループ伝達関数)の関数です。

$$G(s) = \frac{1}{K_{REF}(s)} \cdot \frac{T(s)}{T(s)+1}$$

$K_{REF}(s)$ は通常は抵抗分圧器であり、周波数と共に変動しません。したがって、 f_C 付近でのピーク発生の原因を理解する鍵は、以下の項の理解にあります。

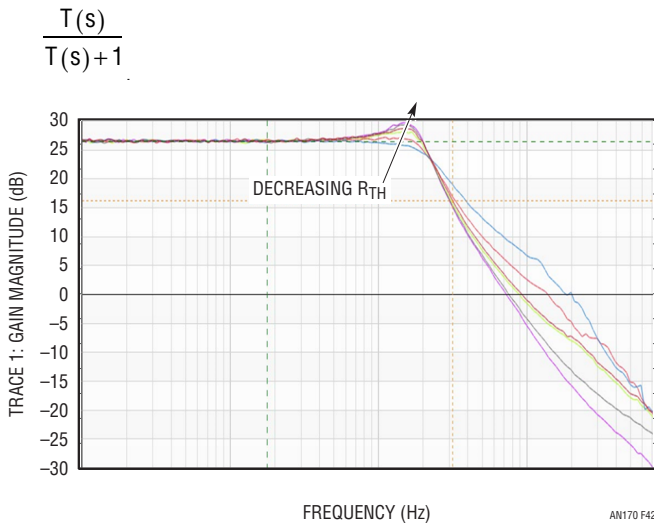


図42.

出力フィルタ・コンデンサが大きく、そのために非常に低い周波数にポールがあるとすると、 f_C の近傍にあるコントローラの伝達関数は、低周波数ポールが原点ポールとして扱われる、補償ネットワークの伝達関数によって近似できます。

$$T(s) \equiv A(s) \approx R_0 \cdot g_m \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_Z}}{\frac{s}{s_{P0}} \cdot \left(1 + \frac{s}{s_{P1}}\right)}$$

Note 11: ここで導出された関数は、Robert W. Erickson、Dragan Maksimovic 著 Fundamentals of Power Electronics Ed.2のセクション 9.4.2に記載された類似の関数に基づいています。伝達関数を2ポール・システムとして近似する代わりに、補償ネットワークの伝達関数が使用されます。

ここで、 $A(s)$ は補償ネットワークのオープンループ伝達関数であり、以下ようになります。

$$s_{P0} = \frac{1}{R_0 \cdot C_{TH}} \quad s_Z = \frac{1}{R_{TH} \cdot C_{TH}} \quad s_{P1} \equiv \frac{1}{R_{TH} \cdot C_{THP}}$$

これは $T(s)/(T(s)+1)$ を次のように変形するのに役立ちます。前に置かれた定数は無視してもかまいません。これらの定数は R_{TH} の影響を受けないので、 R_{TH} を変えることがなぜピークに影響を与えるかを理解する役には立ちません。

$$\frac{T(s)}{T(s)+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{T(s)}} = \frac{1 + \frac{s}{s_Z}}{1 + s \left(\frac{s_{P0} + s_Z}{s_{P0}s_Z} \right) + \frac{s^2}{s_{P0}s_{P1}}}$$

これを標準形に変換すると、次のようになります。

$$\frac{1 + \frac{s}{s_Z}}{1 + \frac{s}{Qs_C} + \left(\frac{s}{s_C}\right)^2}$$

ここで、

$$s_C = \sqrt{s_{P0}s_{P1}} \quad Q = \frac{s_{P0}s_Z}{s_C(s_{P0} + s_Z)}$$

Q 因数により、 s_C におけるピークの高さが決まります。 Q が大きいと、ピークが大きくなります。これは望ましくない特性です。この場合、 Q は主にゼロとドミナント・ポールの周波数の関数です。 R_{TH} を変化させてもドミナント・ポールの周波数には影響を与えませんが、ゼロの周波数を変化させます。この理由で、 R_{TH} は $G(s)$ のピークのサイズに影響を与えます。

R_{TH} を大きくすると、 s_Z が小さくなるため、 Q が小さくなります。これにより、ピークの高さが低減されます。ただし、 R_{TH} は s_{P1} の関数であるため、 s_C にも影響を与えます。 s_{P1} の変化を無視してもかまわない理由は2つあります。

通常は $C_{TH} \gg C_{THP}$ であるため、何らかの有限 ΔR_{TH} が与えられると、次のようになります。

$$\Delta s_Z > \Delta s_{P1}$$

これは、ゼロの変化は高周波数ポールの変化よりも大きな影響を与えることを意味します。また、平方根によって s_{P1} の影響は更に小さくなります。

A(s)の導出

補償ネットワークのオープンループ伝達関数は、OTAの利得と補償ネットワークのインピーダンスの積になります。

$$V_{ITH} = (V_{\Delta} \cdot g_m) \cdot Z_{ITH}$$

$$A(s) = g_m \cdot Z_{ITH}$$

ここで、 V_{ITH} と V_{Δ} はいずれも小さなAC信号であり、 $V_{\Delta} = V_{FB} - V_{REF}$ (OTAの入力における帰還電圧とリファレンス電圧の差)になります。

ここで導出された関数は、OTAの出力インピーダンス R_O は R_{TH} よりもはるかに大きく、 C_{TH} は高周波数コンデンサ C_{THP} よりもはるかに大きいという2つの前提に基づいています。これらの前提により、導出された関数は大幅に単純化され、得られる伝達関数が理解しやすくなります。

補償ネットワークがコンデンサ C_{TH} 1つだけの場合は、 Z_{ITH} を導くのは簡単であり、無限DC利得を持つ積分器が得られます。

$$A(s) = g_m \cdot \frac{1}{C_{TH} \cdot s}$$

いくつかの有限出力インピーダンス R_O を考慮に入れて、 C_{TH} に対して並列に追加できます。

$$Z_{ITH} = \left(\frac{1}{R_O} + sC_{TH} \right)^{-1}$$

$$A(s) = \frac{g_m}{\frac{1}{R_O} + sC_{TH}} = \frac{g_m}{\frac{1}{R_O} + (sC_{TH} + 1)}$$

$$= R_O \cdot g_m \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{s_{p0}} \right)}$$

ここで、 s_{p0} は前のセクションで定義したとおりです。

位相をブーストするために、 R_{TH} が C_{TH} に直列に追加されます。この新しいインピーダンスにより、新しい伝達関数が得られます。

$$Z_{ITH} = \left(\frac{1}{R_O} + \frac{1}{\frac{1}{sC_{TH}} + R_{TH}} \right)^{-1}$$

代数を使って分母を変更し、項を結合します。

$$A(s) = \frac{g_m}{\left(\frac{1}{R_O} + \frac{1}{\frac{1}{sC_{TH}} + R_{TH}} \right)} = \frac{g_m}{\frac{sC_{TH}R_O + R_{TH}C_{TH}s + 1}{R_O \cdot (1 + R_{TH}C_{TH}s)}}$$

$$= R_O \cdot g_m \cdot \frac{(1 + R_{TH}C_{TH}s)}{1 + sC_{TH}(R_{TH} + R_O)}$$

$R_O \gg R_{TH}$ であるため、 R_{TH} は無視することができ、次のようになります。

$$A(s) = R_O \cdot g_m \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{s_Z} \right)}{\left(1 + \frac{s}{s_{p0}} \right)}$$

ここで、 s_{p0} と s_Z は前のセクションで定義したとおりです。

最後に、スイッチング・ノイズ除去のために C_{THP} が追加されます。

$$Z_{ITH} = \left(\frac{1}{R_O} + \frac{1}{\frac{1}{sC_{TH}} + R_{TH}} + sC_{THP} \right)^{-1}$$

フル・インピーダンスについて解くのに伴って代数が複雑になるのを避けるため、 Z_{ITH} は、 $R_{TH} \gg 1/sC_{TH}$ である高周波数範囲では概算されます。高周波数では C_{TH} は事実上短絡になるので、補償ネットワークは、2つの抵抗(R_O および R_{TH})と C_{THP} の並列ネットワークとしてモデル化されます。 $R_O \gg R_{TH}$ であるため、これらの抵抗の並列インピーダンスは、 R_{TH} のインピーダンスによって近似されます。

$$R_O \parallel R_{TH} = \frac{R_O R_{TH}}{R_O + R_{TH}} \cong R_{TH}$$

つまり、高周波数では、補償ネットワークは事実上、 C_{THP} に対して並列の R_{TH} になります。

$$Z_{ITH} = \left(\frac{1}{R_{TH}} + sC_{THP} \right)^{-1}$$

このネットワークは s_{p1} に1つのポールがあります。 C_{THP} が考慮される前に導かれた伝達関数に、この高周波数ポールを含めることで、補償ネットワークの伝達関数が得られます。

$$A(s) = R_0 \cdot g_m \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{s_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{s_{p0}}\right) + \left(1 + \frac{s}{s_{p1}}\right)}$$

$K_{REF}(s)$ の伝達関数

ほとんどの場合、 $K_{REF}(s)$ は単なる抵抗分圧器であり、周波数の影響を受けない一定の利得を持ちます。 $K_{REF}(s)$ は電圧範囲 (低または高) に依存します。

$$K_{REF}(s) = \frac{R_{LOWER}}{R_{UPPER} + R_{LOWER}}$$

$K_{REF}(s)$ の一部の設計には、分圧器内の1つまたは両方の抵抗に対して並列に配置されたコンデンサが含まれます。この伝達関数については、AN149¹² を参照してください。

$G_{CV}(s)$ の伝達関数

電流ループはインダクタ電流を制御するため、インダクタは V_{ITH} に依存する電流源と考えることができます。このモデルは、通常はスイッチング周波数の最大約 1/50 まで精度を保ちます。どのように補償ネットワークを調整すれば性能を最適化できるかを理解するには、この範囲で十分です。これより高い周波数では、位相のプロットが不正確になります。この状態を図 44 に示します。

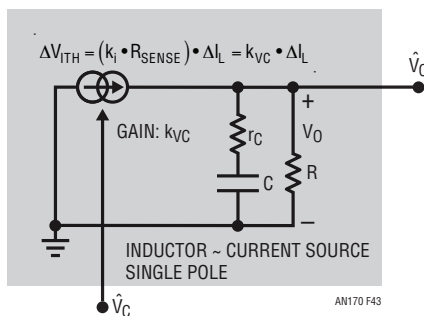


図 43. 電流モード降圧コンバータの PWM および出力フィルタの 1 次モデル

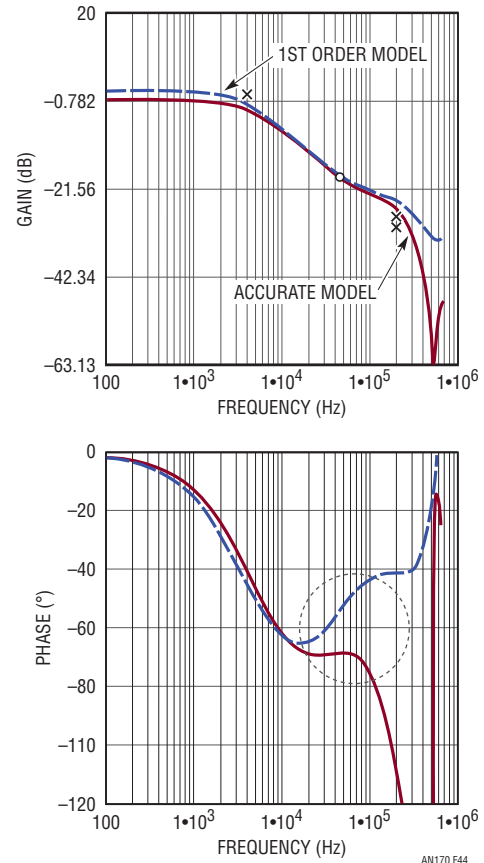


図 44. 1 次パワー段階モデルの利得と位相の精度

パワー段階は、負荷抵抗 (R) に対して並列に配置される、コンデンサ (C_{OUT}) およびその直列抵抗 (r_{ESR}) で構成されるインピーダンス・ネットワーク $Z_{PS}(s)$ に直列接続される、電流 I_L を生成する電流源としてモデル化されます。

$$V_{OUT} = I_L \cdot Z_{PS}(s)$$

電流源の出力は、 V_{ITH} に線形に比例します。

$$\frac{\Delta V_{ITH}}{k_{VC}} = \Delta I_L$$

ここで、 ΔV_{ITH} は I_{TH} 電圧の変化、 k_{VC} は電流源の利得です。この利得は、電流範囲、検出抵抗、およびスロープ補償に依存します。

Note 12: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN149fa.pdf>

アプリケーション・ノート170

並列インピーダンスの式を使用していくつかの簡単な代数計算を実行することで、等価インピーダンス $Z_{PS}(s)$ が得られます。

$$Z_{PS}(s) = R \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{ESR}}}{1 + \frac{s}{s_R}}$$

$$s_{ESR} = \frac{1}{r_{ESR} C_{OUT}}$$

$$s_R = \frac{1}{(R + r_{ESR}) C_{OUT}} \cong \frac{1}{R C_{OUT}}$$

したがって、パワー段の伝達関数 $G_{CV}(s)$ は次のようになります。

$$G_{CV}(s) = \frac{R}{k_{CV}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{s_{RC}}}{1 + \frac{s}{s_R}}$$

R は通常 r_{ESR} よりもはるかに大きいため、ゼロの周波数はポールの周波数よりもはるかに高くなります。この理由で、補償ネットワークのクローズドループ・ゲインを測定するとき、20dB/decadeのスロープが観察されます。遷移周波数は、ゼロが重要になるポイントよりも低い周波数です。

参考文献

- [1] Converter Control Systems <http://ece.colorado.edu/ecen4517/materials/Ch9notes.pdf>
- [2] Fundamentals of Power Electronics (2nd Ed.) by Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic
- [3] H. Zhang, Basic Concepts of Linear Regulator and Switching Mode Power Supplies (AN140)
- [4] H. Zhang, Modeling and Loop Compensation Design of Switching Mode Power Supplies (AN149)
- [5] J. Li, Current-Mode Control: Modeling and its Digital Application, Ph.D.Dissertation, Virginia Tech, Apr. 2009.
- [6] Loop Gain and its Effect on Analog Control Systems, Linear Technology
<http://www.linear-tech.co.jp/solutions/5587>
- [7] M. Jones, パワーシステム・マネージメント用Linduino (AN153)
- [8] M. Jones, Power System Management Addressing (AN152)
- [9] Switch-Mode Power Supplies (2nd Ed.) by Christophe P. Basso