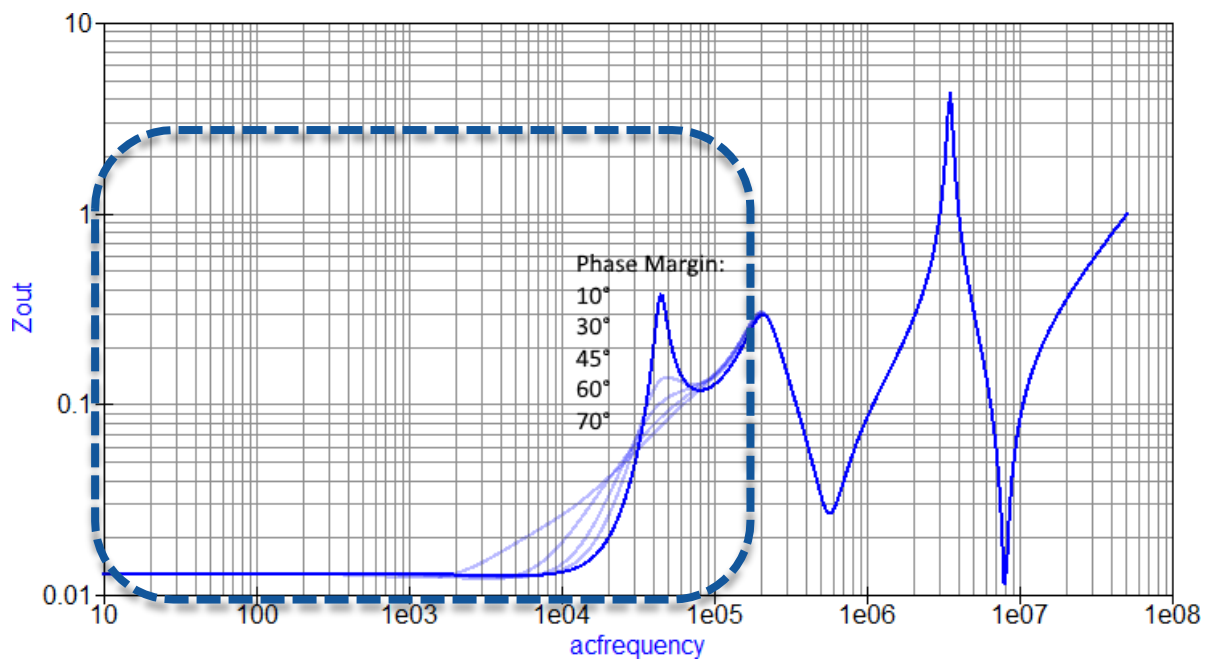


# Bode 100 – アプリケーションノート

## 安定性解析に用いる出カインピーダンス



By Florian Hämmerle

© 2020 – 2024 by OMICRON Lab – V1.1

Visit [www.omicron-lab.com](http://www.omicron-lab.com) for more information.

Contact [support@omicron-lab.com](mailto:support@omicron-lab.com) for technical support.

## 目次

1	はじめに.....	3
2	制御電圧源の出力インピーダンス.....	3
2.1	非制御電圧源.....	3
2.2	出力インピーダンスを低下させる電圧フィードバック.....	4
2.3	出力インピーダンスとループゲイン.....	4
2.4	電圧モード降圧の小信号モデル.....	5
2.5	出力インピーダンスのピークは位相余裕と関連する.....	7
3	非侵襲安定性測定(NISM).....	8
3.1	閉ループ Q の測定.....	8
3.2	Q から $\varphi_m$ を求める方法.....	9
3.3	結論.....	9
4	NISM の実験的検証.....	10
4.1	被試験 DC/DC コンバータ.....	10
4.2	制御ループ安定性の低減.....	11
4.3	ループゲイン測定.....	12
4.4	出力インピーダンス測定.....	14
4.4.1	測定セットアップ.....	14
4.5	測定結果.....	15
4.6	ループゲイン測定結果と NISM 結果の比較.....	16
4.7	過渡応答.....	17
5	まとめ.....	18
6	参考.....	18

**Note:** Bode 100 のセットアップ、調整、校正などの基本的な手順については、以下の場所で入手可能な Bode 100 ユーザーマニュアルに記載されています。:

<https://www.omicron-lab.com/downloads/vector-network-analysis/bode-100/>

**Note:** このアプリケーションノートに記載されているすべての測定は、Bode Analyzer Suite V3.23 を使用して実施されています。本書に示されている測定を行うには、このバージョンまたはそれ以降のバージョンを使用してください。最新バージョンは以下からダウンロードできます。

<https://www.omicron-lab.com/downloads/vector-network-analysis/bode-100/>

## 1 はじめに

リニア電圧レギュレータやスイッチング電源の出力インピーダンスは、コンバータの制御ループの安定性に関する情報を提供するとともに、電源から負荷デバイスへ電力を供給するために用いられるデカップリングネットワークに関する情報も与える重要な設計パラメータです。

出力インピーダンスを測定することにより、出力インピーダンスに現れる共振ピークから制御ループの位相余裕を推定することができます(非侵襲型安定性測定:Non-Invasive Stability Measurement:NISM)。さらに、デカップリングネットワークを解析することで、共振ピークの発生を回避し、広い周波数範囲にわたって低インピーダンスを実現することが可能となります。

詳細に入る前に、Steve Sandler 氏に感謝の意を表します。Steve は Picotest.com の創設者であり、パワーエレクトロニクス分野の第一人者であり、また私の友人でもあります。彼は「NISM」という用語を生み出し、2010 年にすでにこの概念を私に紹介してくれました。正直に言えば、NISM の背後にある考え方を理解するまでには、私自身かなりの時間を要しました。本書は、彼から最初の説明を受けてから約 10 年後に執筆されたものであり、読者の皆様の理解をより早める一助となることを願っています。



Steve Sandler

## 2 制御電圧源の出力インピーダンス

本章では、出力抵抗および出力インピーダンスの基本的な考え方を振り返り、それらが電圧レギュレータやスイッチング電源の制御ループとどのように関連しているかを説明します。

### 2.1 非制御電圧源

理論上、理想的な電圧源は内部抵抗、すなわち出力抵抗  $R_{out}$  がゼロである。この場合、電圧源から取り出される負荷電流  $I_{out}$  によらず、出力電圧  $V_{out}$  は一定に保たれます。しかし、実際の回路においては、すべての電圧源はゼロではない出力抵抗を有しており、その結果、出力電流が増加すると出力電圧は低下します。図1は、理想的な電圧源(a)と「実在」の電圧源(b)に対する直流等価回路モデルを示しています。「実在」の電圧源モデルでは、ゼロではない出力抵抗  $R_{out}$  を用いて、負荷電流  $I_{out}$  の増加に伴う電圧降下を表現しています。このとき、出力電圧は  $V_{out} = V_0 - I_{out} R_{out}$  で表されます。

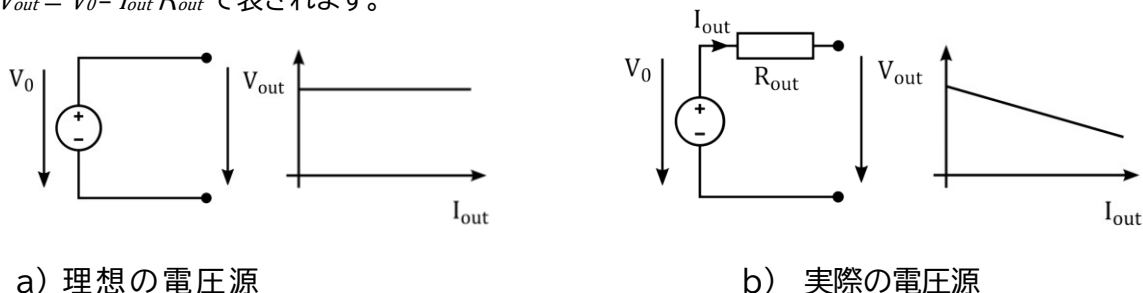


Figure 1: 理想の電圧源と実際の電圧源

図 1(b) に示されているモデルは、DC 条件における電圧降下を表現することはできますが、動的な挙動や周波数依存の挙動をモデル化することはできません。周波数依存の挙動をモデル化するために、出力抵抗  $R_{out}$  を周波数依存の出力インピーダンス  $Z_{out}$  に置き換えることができます。以下では、すべての周波数依存パラメータをラプラス変換された  $s$  領域の項、すなわち  $Z_{out}(s)$  として表記します。

## 2.2 出力インピーダンスを低下させる電圧フィードバック

電圧変換システムにおける電圧降下などの非理想的な挙動を補償するために、負帰還(ネガティブフィードバック)が用いられます。補償器は、例えば負荷電流の増加によって生じる電圧降下に対して、スイッチングコンバータではデューティ比を変更することで、またリニアレギュレータでは電圧降下を低減することで対処します。いずれの場合も、補償器(あるいはレギュレータ、コントローラ)はパワーステージに作用し、出力電圧を安定させ、基準電圧に比例した状態を維持します。

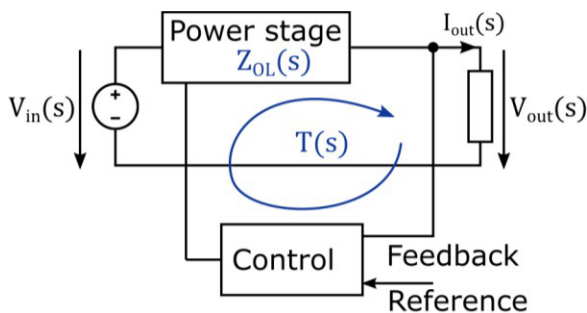


Figure 2: 出力電圧を安定化するための電圧フィードバックループ

図 2 は、電圧フィードバックを備えたフィードバックシステムを示しています。 $T(s)$  はフィードバックシステムのループゲイン(ループ内のすべてのゲインの積)です。ここで  $Z_{OL}(s)$  をパワーステージの開ループ出力インピーダンスと呼ぶことにします。これは、コントローラ信号が一定に保たれており、パワーステージが一定の動作点で動作している状態(フィードバックループが閉じていない状態)を意味します。ここで次の疑問が生じます——ループを閉じたとき、システムの出カインピーダンスはどのように変化するのでしょうか。

## 2.3 出力インピーダンスとループゲイン

開ループ出力インピーダンス  $Z_{OL}(s)$  とループゲイン  $T(s)$  を用いることで、閉ループ出力インピーダンス  $Z_{out}(s)$  は次式により求めることができます([1, 第 9.2.1 章] 参照):

$$Z_{out}(s) = \frac{Z_{OL}(s)}{1 + T(s)}$$

上式から、次の 2つのケースを容易に解析することができます。

- ループゲインが高い場合( $T(s) \gg 1$ )閉ループ出力インピーダンス、 $Z_{out}(s)$ は小さくなり、開ループ出力インピーダンスと比較して大幅に低減されます。すなわち、 $Z_{out}(s) \ll Z_{OL}(s)$
- ループゲインが低い場合( $T(s) \ll 1$ )は閉ループ出力インピーダンス、 $Z_{out}(s)$ は開ループ出力インピーダンスと等しくなります( $Z_{out}(s) = Z_{OL}(s)$ )。これは、フィードバックやコントローラがもはや出力インピーダンスに影響を与えないことを意味します。

以上より、低い出力インピーダンスを実現するためには高いループゲインが必要であること、また制御ループはクロスオーバー周波数  $f_c$  以下の周波数領域において出力インピーダンスに影響を与えることが分かります。一方、 $|T(s)| < 1$  となるクロスオーバー周波数より高い周波数領域では、フィードバックは閉ループ出力インピーダンスにほとんど影響を与えません。

実際の回路では、達成可能な最大ゲインには常に制限があります。さらに、アンプの帯域幅にも制限があります。したがって、以下の結論を導くことができます。

- DC におけるループゲインは無敵大ではありません。そのため、出力抵抗  $R_{out}$ 、すなわち低周波数領域における出力インピーダンス  $Z_{out}$  がゼロになることはありません。
- 制御ループの応答速度は無敵ではなく、0 dB 軸をクロスする周波数は  $f_c$  です。 $f_c$  を超える周波数領域では、フィードバックは出力インピーダンスにほとんど影響を与えません。

## 2.4 電圧モード降圧の小信号モデル

$T(s)$  と  $Z_{out}(s)$  の関係は、簡単なシミュレーション例を用いて示すことができます。以下のシミュレーションでは、電圧モード制御 (Type III 補償器) を用いた降圧コンバータの線形化小信号モデルを使用しています。

図 3 に、Qucs<sup>1</sup> 上で実装された小信号モデル (閉ループ) を示します。開ループシミュレーションでは、デューティ比リップルをゼロに設定しています。出力インピーダンスは、出力端子に 1 A の正弦波電流を印加し、その結果として生じる電圧リップルを測定することで求めています。

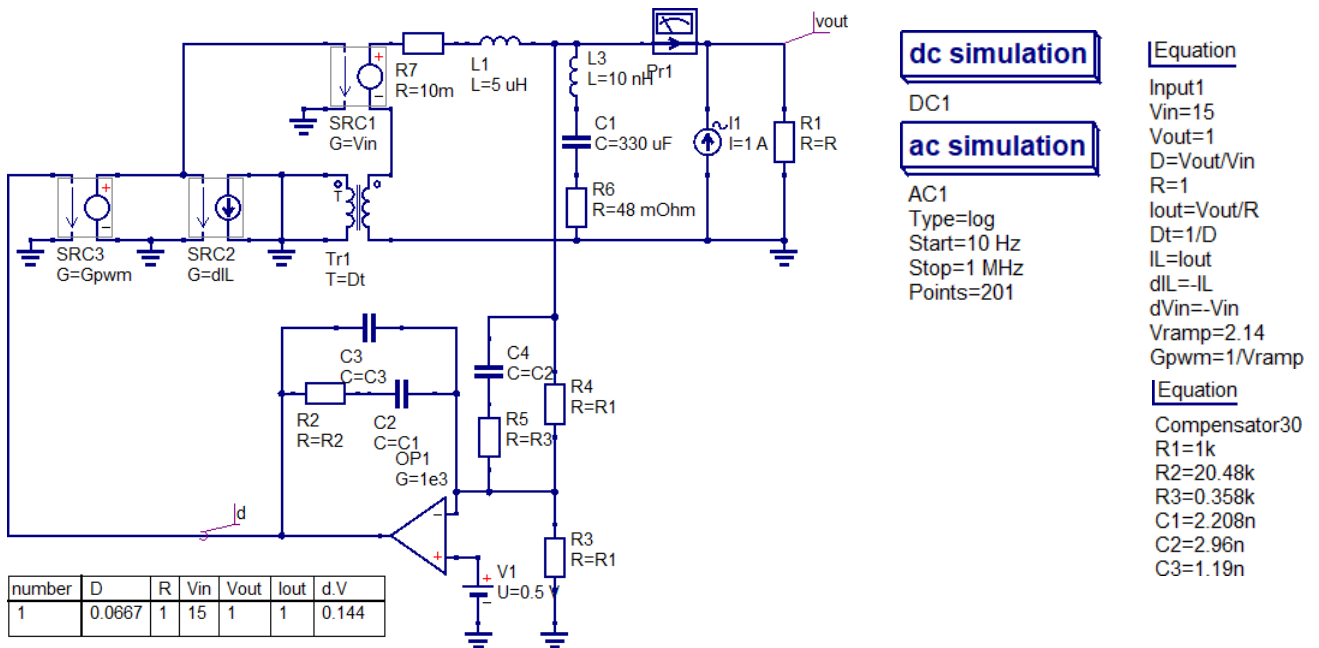


Figure 3: 降圧コンバータの小信号ダイナミックモデル

示されている補償器の定数 (Compensator30) を用いた場合、ループのクロスオーバー周波数は  $f_c \approx 40$  kHz、位相余裕は  $\phi_m \approx 30^\circ$  となります。エラーアンプの最大ゲインは 70 dB に設定されています。

<sup>1</sup> QUCS は Quite Universal Circuit Simulator の略です。Qucs は オープンソースの回路シミュレータです。

ループゲインのプロットを次ページの 図 4 に示します。この図には、DC (低周波)におけるゲインが 70 dB であること、周波数の増加に伴ってゲインが低下していく様子、そしてクロスオーバー周波数  $f_c$  が示されています。なお、これは良好な補償器設計を示すものではなく、あくまで説明用の例である点に注意してください。クロスオーバー周波数付近でのゲインの傾きが大きすぎるため、位相余裕はわずか  $30^\circ$  と小さく、安定性の観点では不十分な結果となっています。

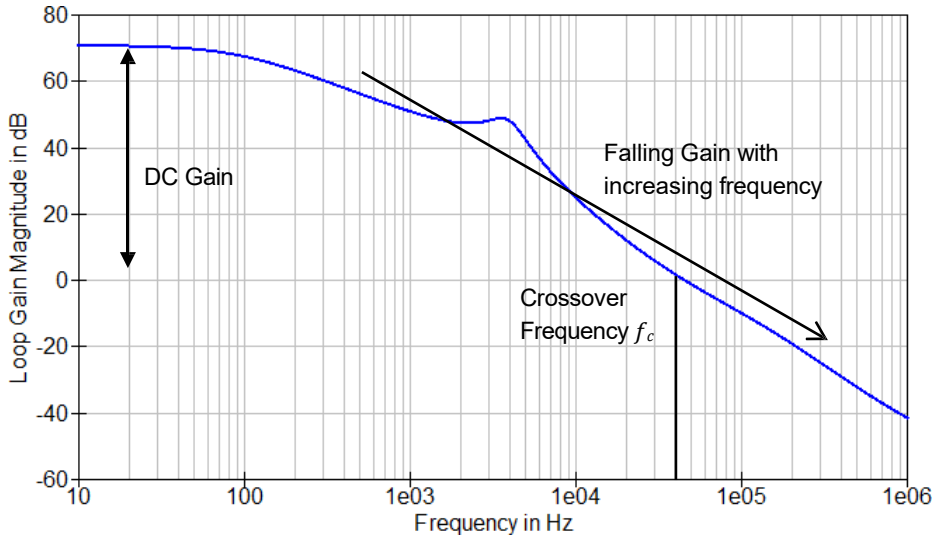


Figure 4: 降圧コンバータのシミュレーション例におけるループゲイン特性

下の 図 5 は、閉ループ時(青)および 開ループ時(赤)における計算された出力インピーダンスを示しています。これを 図 4 と比較すると、ループゲインが高いほど、閉ループ出力インピーダンスが低減されることが明確に分かります。ループゲインが低下するにつれて、開ループ出力インピーダンス(赤)と閉ループ出力インピーダンス(青)の差は小さくなり、クロスオーバー周波数を超えると、フィードバックの影響が無視できるようになるため、両者のカーブは重なります。

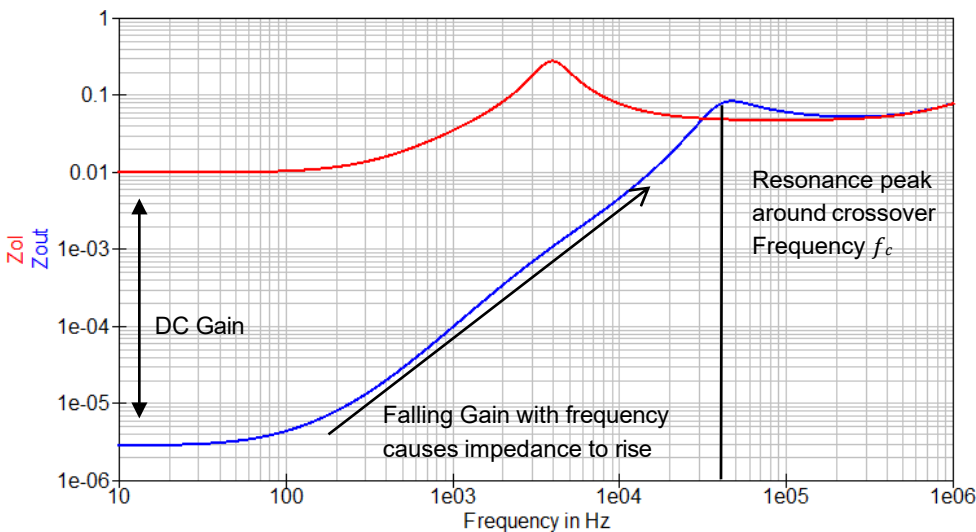


Figure 5: 開ループおよび閉ループの出力インピーダンス

ループのクロスオーバー周波数付近では、閉ループ出力インピーダンス(Figure5の青線)が開ループ出力インピーダンス(赤)よりも高くなり、クロスオーバー周波数においてピークを示します。この「共振ピーク」は、制御ループの位相余裕が小さいことに起因する閉ループシステムの振動的な挙動によって発生します。

位相余裕が低下すると、閉ループ出力インピーダンスにおける共振ピークはより大きくなります。一方、位相余裕が大きい場合には減衰が強くなり、共振時のピーキングは抑制されます。

## 2.5 出力インピーダンスのピークは位相余裕と相関

本節では、閉ループ出力インピーダンス  $Z_{out}(s)$  に対する位相余裕の影響について検討します。図 6 には、クロスオーバー周波数がいずれも約 40 kHz で同一である一方、位相余裕が 10°、30°、45°、60°、70° とそれぞれ異なる 5 種類の補償器が示されています。

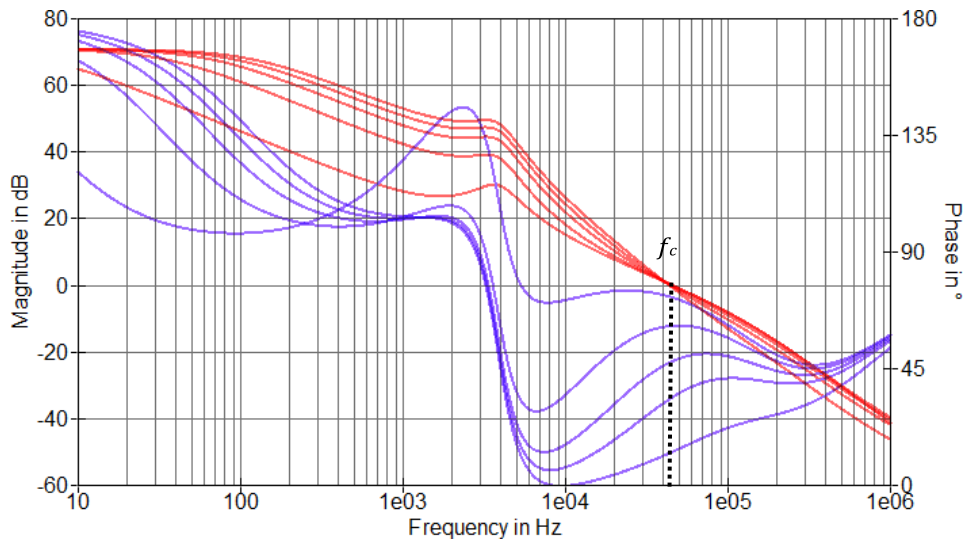


Figure 6: 位相余裕の異なる場合におけるループゲイン

対応する出力インピーダンスのカーブを下の 図 7 に示します。出力インピーダンスにおけるピーキングはクロスオーバー周波数で発生し、制御ループの位相余裕と相関していることが分かります。位相余裕が 10° の場合に最も大きなピークが現れ、一方で 位相余裕が 60° を超えるとピーキングは消失します。

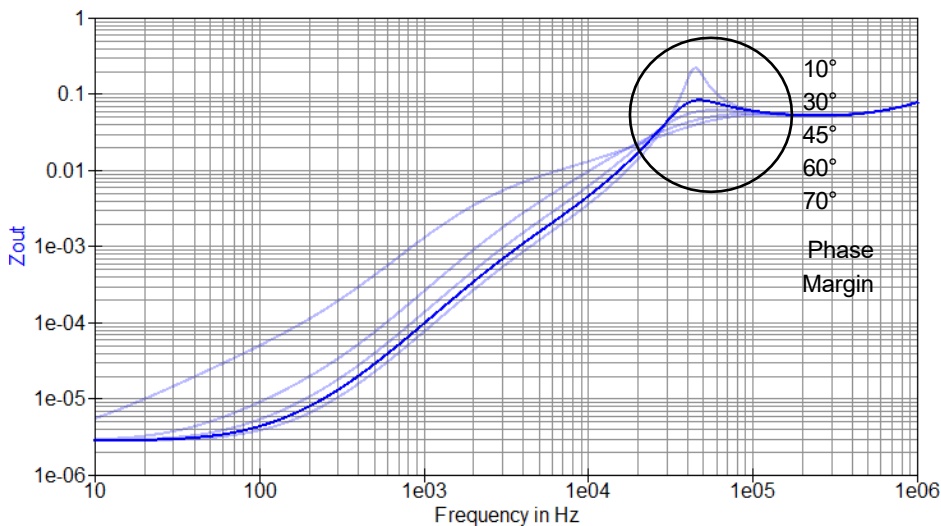


Figure 7: 位相余裕の異なる条件における出力インピーダンス  $Z_{out}$  特性

### 3 非侵襲安定性測定(NISM)

閉ループ出力インピーダンスにおけるインピーダンスのピーキングと位相余裕との相関関係は、閉ループ出力インピーダンスを 1 回測定するだけで制御ループの位相余裕を導出するために利用することができます([2] も参照)。

0 dB 軸を およそ  $-20$  dB/decade の傾きで横切り、かつクロスオーバー周波数付近に極や零点を持たない「単純な」ループゲイン特性の場合、閉ループの品質係数  $Q$  と 位相余裕  $\varphi_m$  の間には、以下の関係が成り立ちます([1, 第 9.4.2 節] 参照)。

$$Q = \frac{\sqrt{\cos(\varphi_m)}}{\sin(\varphi_m)}$$

これは、閉ループシステムの品質係数  $Q$  を測定することで、制御ループの位相余裕を推定できることを意味します。閉ループシステムの  $Q$  は、システムの減衰が不十分な場合にクロスオーバー周波数  $f_c$  で現れる出力インピーダンスのピーキングにおける  $Q$  値を測定することで求めることができます。

#### 3.1 閉ループ $Q$ の測定

品質係数  $Q$  を測定するための非常に高感度な方法の一つは、共振点における位相の傾きを用いて測定することです。 $Q$  が高いほど、位相の変化はより急峻になり、すなわち共振周波数における位相の傾きが大きくなります。この様子を下の 図 8 に示します。

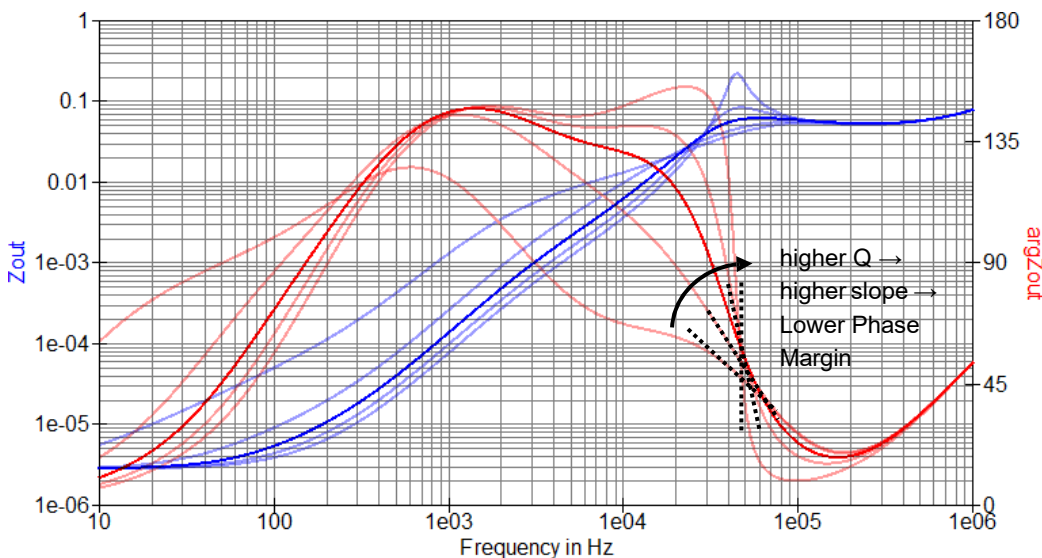


Figure 8: 位相余裕の異なる条件における、位相特性を含む出力インピーダンス

Bode Analyzer Suite では、品質係数  $Q$  の算出に群遅延  $T_g = -\frac{d\varphi}{d\omega}$  を使用しています。使用されている計算式を以下に示します。この式は、[3, p.60] や [4, p.235] などの RF(高周波)分野の文献にも記載されています。

$$Q(T_g) = |\pi \cdot f \cdot T_g|$$

### 3.2 Q から $\phi_m$ を求める方法

閉ループの Q は、ループ交差周波数付近、すなわち出力インピーダンスのピーク近傍において測定された  $Q(T_g)$  曲線の最大値を読み取ることで、位相余裕を導出するために用いられます。以下の 図9 は、小信号 降圧コンバータのシミュレーションにおいて、異なる位相余裕値に対する  $Q(T_g)$  曲線(赤)を示しています。

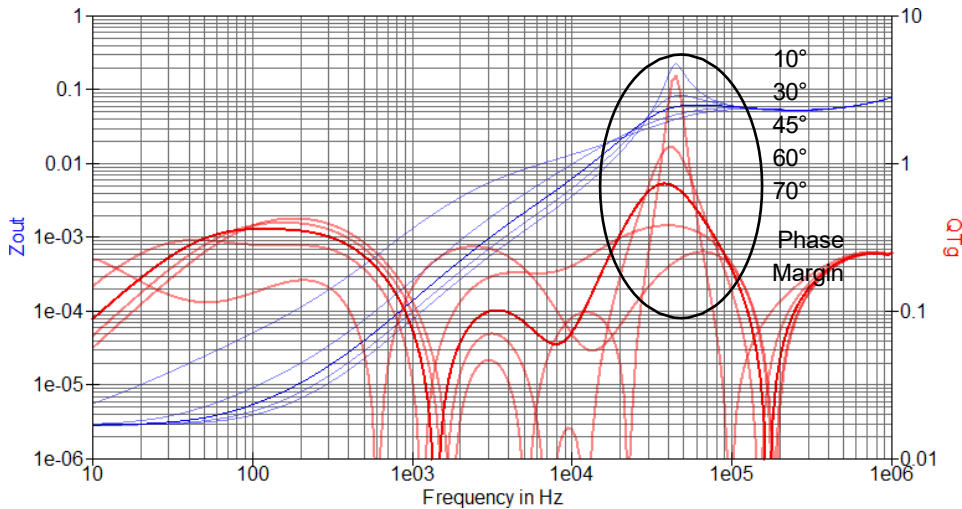


Figure 9: 低位相余裕条件における  $Q(T_g)$  を用いた出力インピーダンス

NISM 計算による結果を以下の表に示す。測定された位相余裕は、シミュレーションされたループゲインのボード線図から読み取った値です。閉ループの品質係数は、図9に示した  $Q(T_g)$  曲線の最大値から取得しています。位相余裕は、この Q の値を用いて NISM により算出しました。

測定値 $\phi_m$ (ループゲインによる)	閉ループ Q ( $Q(T_g)$ の最大値)	計算値 $\phi_m$ (NISM計算による)
12.4°	4.32	12.9°
33.4°	1.31	37.4°

2つの測定結果から、NISM は低い位相余裕値に対しては高い精度を示すことが分かります(例:12.4° に対して 12.9°)。しかし、位相余裕が高くなるにつれて、その精度は低下し始めます。位相余裕が 30° を超えると、ループゲイン測定結果との差異が生じます(例:33.4° に対して 37.4°)。さらに位相余裕が大きくなる場合、この偏差はより大きくなります。

本ケースでは、Bode Analyzer Suite に実装されているアルゴリズム(Basic Phase Margin Calculation)を使用しました。Bode Analyzer Suite には、2つのカーソルを用いる改良アルゴリズム(文献 [2]、[5]、[6] 参照)も用意されており、これを用いることで約 60° までの高い位相余裕値に対しても、より高精度な結果が得られます。

注記:Bode Analyzer Suite には、Steve Sandler による改良された独自の NISM 計算アルゴリズム(文献 [2]、[5]、[6] 参照)が実装されており、これは式 (2) と同一ではありません。

### 3.3 まとめ

NISM 手法は、制御ループ自体を直接測定することなく、制御ループの安定性に関する問題を評価するための、非常に簡便かつ高速な手法を提供します。電圧レギュレータの位相余裕が低いほど、出力インピーダンスにおけるピーキングは大きくなり、本手法によって得られる結果の精度も高くなります。

一方、制御ループ帯域が想定される周波数範囲において、出力インピーダンス測定に明確なピーキングが現れない場合、位相余裕は おおよそ  $45^\circ$  以上であると推定できます。この場合、低位相余裕に起因する過度なオーバーシュートやリングングは発生しないと考えられます。

次章では、SEPIC コンバータを用いた実際の出力インピーダンス測定例を取り上げます。

## 4 NISM の実験的検証

NISM がシミュレーション環境やリアレギュレータのみに限定されず有効であることを示すため、以下では SEPIC コンバータを用いた測定結果を示します。本 SEPIC コンバータは入力電圧範囲が広く、同一の被試験デバイス上で 高位相余裕条件および低位相余裕条件の双方を容易に測定できるという特長を有します。

### 4.1 被試験 DC/DC コンバータ

本節で示す測定は、Analog Devices(旧 Linear Technology)の デモ回路 1342B 上で実施しました。本回路は SEPIC コンバータであり、入力電圧範囲  $18\text{ V} \sim 72\text{ V}$ 、固定出力電圧  $24\text{ V}$ 、最大負荷電流  $1\text{ A}$ 、スイッチング周波数  $300\text{ kHz}$  にて動作します。

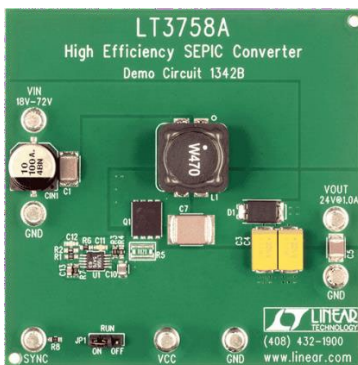


Figure 10: 被試験コンバータ

以下の図は、部品定数および C12、R6、C11 から構成される補償ネットワークを含む、コンバータの回路図を示しています。

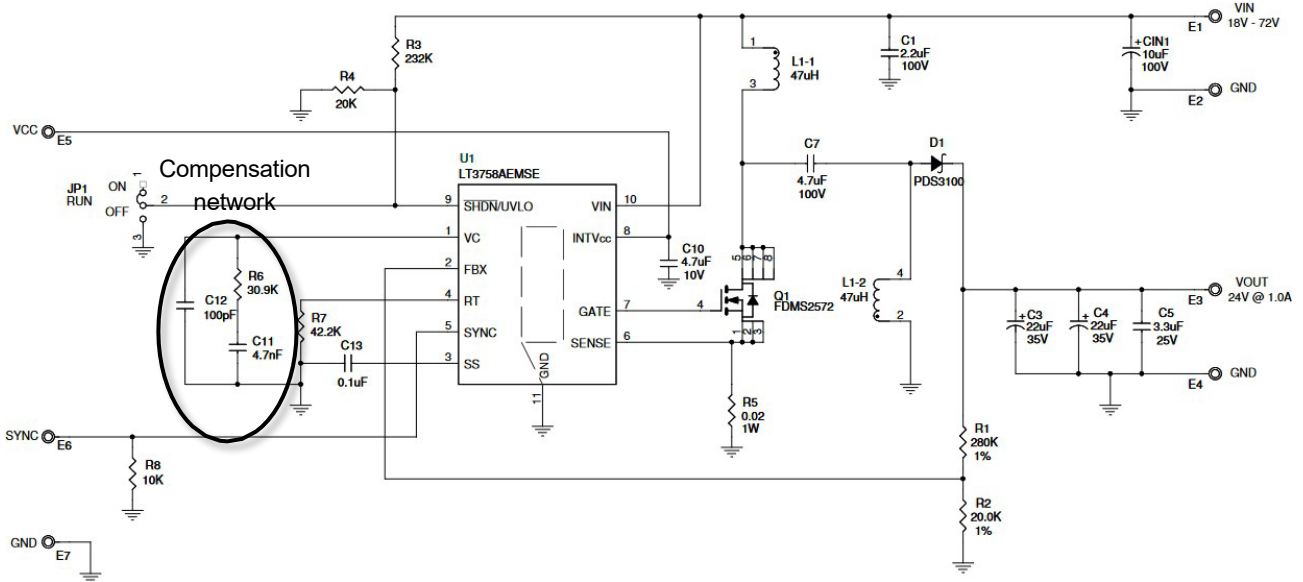


Figure 11: メーカーのデモマニュアルに掲載されているコンバータ回路図

## 4.2 制御ループ安定性の低減

本デモ回路は、すべての動作条件において非常に高い位相余裕を有しています。このため、出力インピーダンスにはピークが現れず、NISM を用いて位相余裕値を導出することはできません。そこで、本手法の実証を目的として、位相余裕が小さくなるように補償ネットワークを変更しました。これにより、出力インピーダンスにピークが生じ、NISM を適用できるようになります。補償ネットワークを迅速に変更するため、本回路は Biricha 社の電源設計ソフトウェア WDS を用いてシミュレーションを行いました。WDS の詳細については、[www.biricha.com](http://www.biricha.com) を参照してください。

以下の表に、本資料に示した測定で使用した Type-II トランスコンダクタンス補償器について、元の構成と変更後の構成を示します。

パラメータ	元の構成 high phase margin	修正後の構成 lower phase margin
C12	100 pF	100 pF
R6	30.9 kΩ	100 kΩ
C11	4.7 nF	1 nF
Pole at origin	≈ 500 Hz	≈ 2 kHz
Pole	≈ 52.6 kHz	≈ 17.5 kHz
Zero	≈ 1.1 kHz	≈ 1.6 kHz

原点極(ポール・アット・オリジン)を強めることで、ループ交差周波数は上昇します。同時に、位相余裕をさらに低減するため、別の極は低周波側へ移動させました。これにより、一部の動作条件において、応答は高速になるものの安定性が低下したシステムとなります。ループの挙動を詳細に評価するため、電圧注入法を用いてループゲイン測定を実施しました。

### 4.3 ループゲイン測定

Figure 12に、フィードバック分圧回路の上流に配置した 10 Ω の注入抵抗を含む測定セットアップを示します。B-WIT 100 は外乱信号の注入に用いられ(Bode 100 の出力ソースを分離する役割を担う)、入力チャンネルはループゲインの測定に使用されます。ループゲイン測定手法の詳細については、[www.omicron-lab.com](http://www.omicron-lab.com)に掲載されている ウェビナー録画またはアプリケーションノートを参照してください。

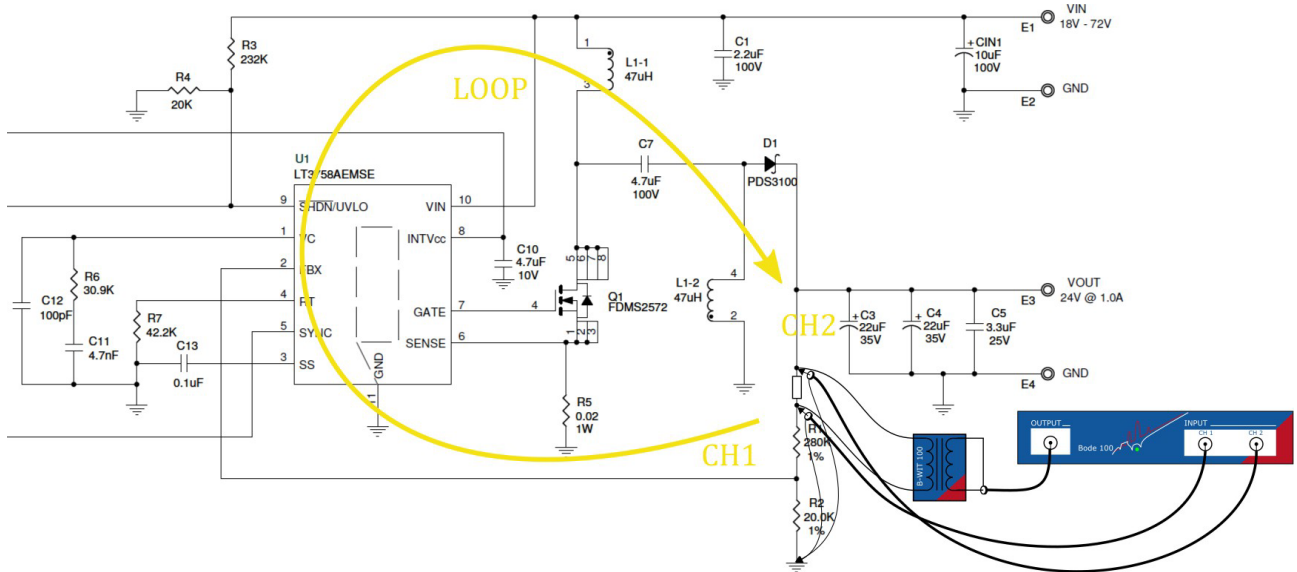


Figure 12: フィードバック経路に 10 Ω の注入抵抗を挿入したループゲイン測定セットアップ

以下の表に、次ページの図12に示した測定結果から求めた位相余裕および交差周波数を示す。

動作点 $V_{in}, I_{out}$		交差周波数 $f_c$	位相余裕 $\phi_m$
50 V	0.3 A	17.29 kHz	44.2°
50 V	1 A	22.93 kHz	26.7°
30 V	1 A	20.6 kHz	18.3°
18 V	0.6 A	17.3 kHz	12.3°
18 V	1 A	17.75 kHz	3.5°

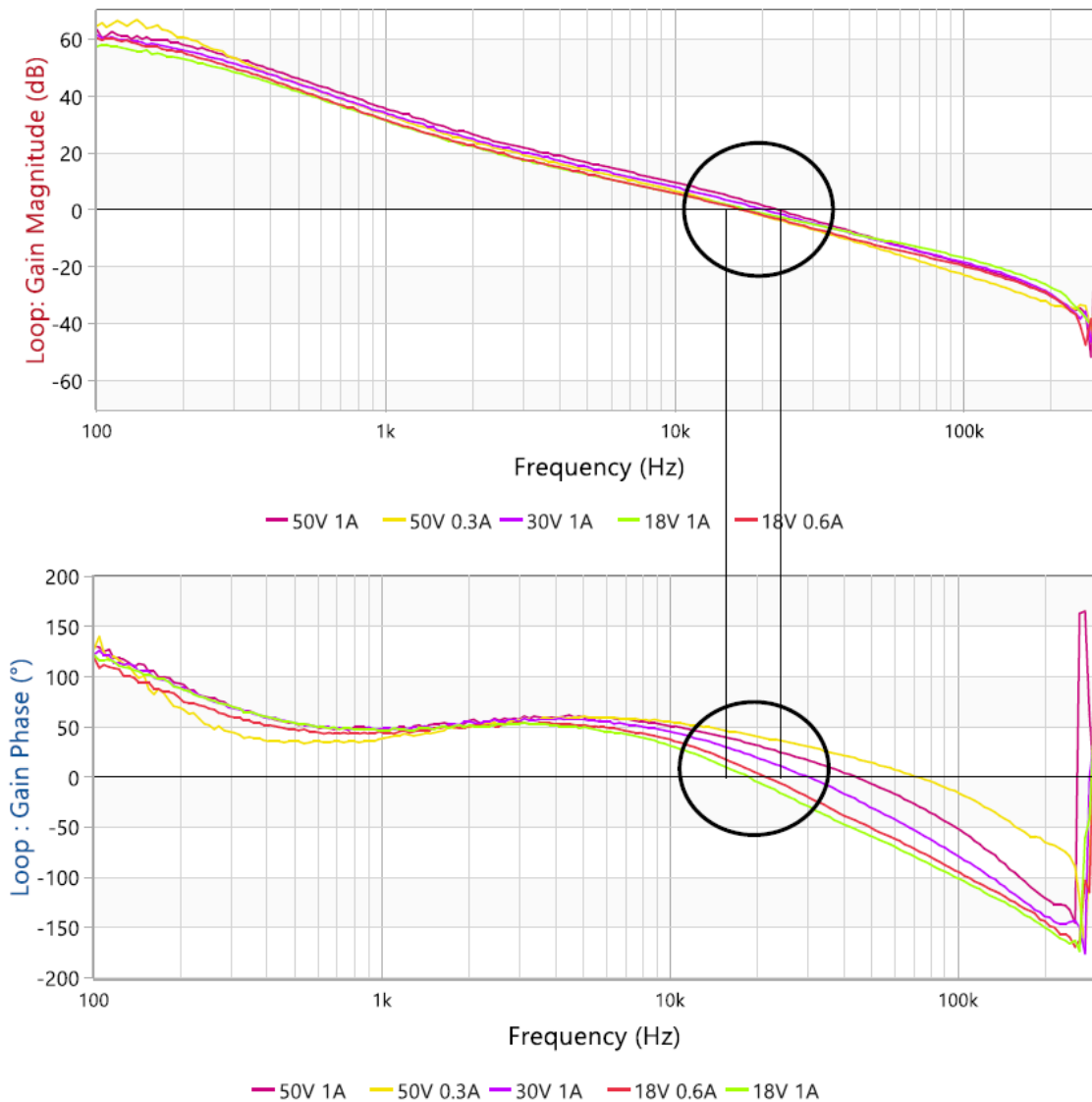


Figure 13: 異なる動作条件におけるループゲイン測定結果

測定結果から、ループ交差周波数は 17.2 kHz ~ 22.9 kHz の範囲にあり、位相余裕は 3.5° ~ 45° の間で変化していることが分かります。一部の動作点では、位相余裕が 45° の場合にシステムは「問題なく」動作するが、位相余裕が 20° 付近、あるいはそれ以下になると、オーバーシュートおよびリングングが明確に観測されるようになります。次のステップとして、出力インピーダンスの測定を行い、その測定結果のみを用いて、NISM により位相余裕を導出します。

## 4.4 出力インピーダンス測定

コンバータや電圧レギュレータの出力インピーダンスを測定する方法はいくつか存在します。用途に最適な測定手法の選定については、OMICRON Lab のウェビナーやアプリケーションノートを参照してください。本測定では、Picotest 社製 J2111A を用いて出力インピーダンス測定を実施しました。

### 4.4.1 測定セットアップ

図 14 に示すように、J2111A を SEPIC コンバータの出力に接続しました。Bode 100 の出力は J2111A の電流変調入力を駆動し、CH1 で出力電流を、CH2 で出力電圧を測定します。これらの信号の AC 成分のみを測定することで、Bode Analyzer Suite の 電圧/電流法(Voltage/Current Method)を用いた場合、出力インピーダンスが得られます。

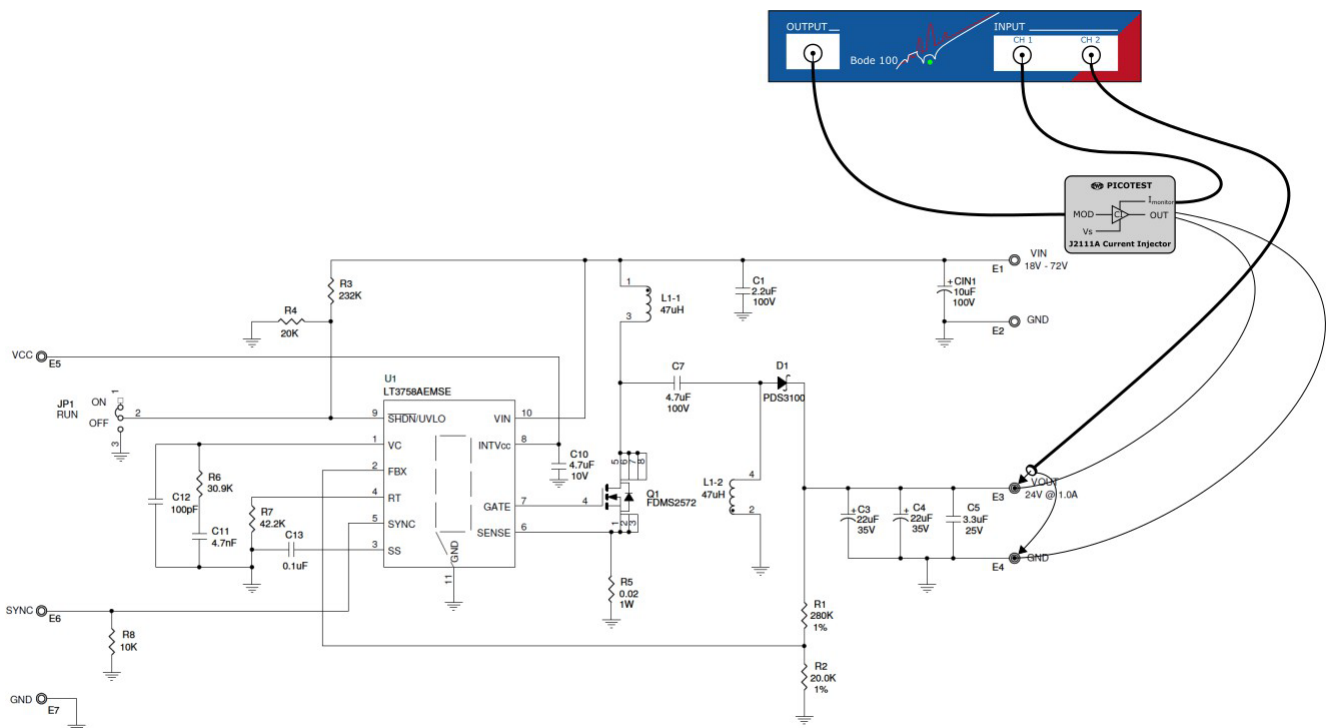


Figure 14: 出力インピーダンス測定セットアップ

測定手法の詳細については、文献 [7] または OMICRON Lab のウェビナーを参照してください。なお、本手法では出力に 25 mA の DC 負荷が印加される点に注意が必要です。この DC 負荷は、低消費電力アプリケーションや電圧リファレンス回路においては問題となる可能性があります。さらに、この 25 mA の DC 電流に重畳して、小振幅の AC 電流信号が被試験デバイス(DUT)から引き出されます。

## 4.5 測定結果

図 15 に、異なる入力電圧および負荷電流条件における SEPIC コンバータの出力インピーダンスを示します。10 kHz ~ 30 kHz の周波数範囲において、制御ループの位相余裕に応じて 出力インピーダンスにピークが現れることが確認できます。

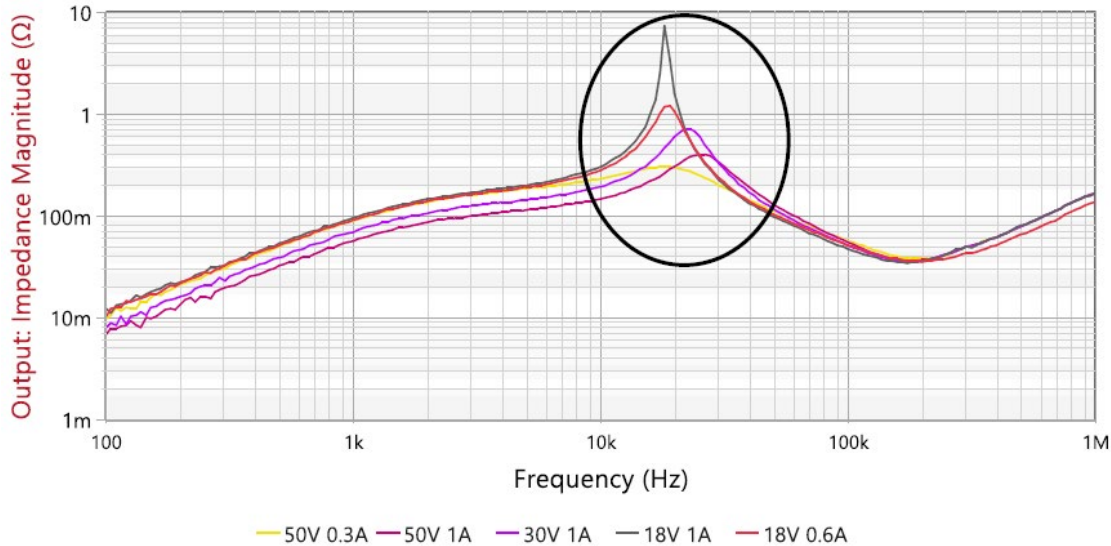


Figure 15: SEPIC コンバータの出力インピーダンス特性

出力インピーダンスにおけるピーキングは、非常に大きくなり得る点に注意が必要です。最大出力インピーダンスは、十分に制動された条件では、およそ 300 mΩ であるのに対し、非制動(低位相余裕)条件における共振点では 7 Ω にまで上昇します。

このような高い出力インピーダンスは、後段に接続されるコンバータの入力インピーダンスが 7 Ω に対して十分に大きくない場合、システム安定性上の問題を引き起こす可能性があります。出力インピーダンスのピークは、図16に示すように、 $Q(Tg)$  のピークと同一の周波数に現れます。この  $Q(Tg)$  のピーク高さから、位相余裕が算出されます。

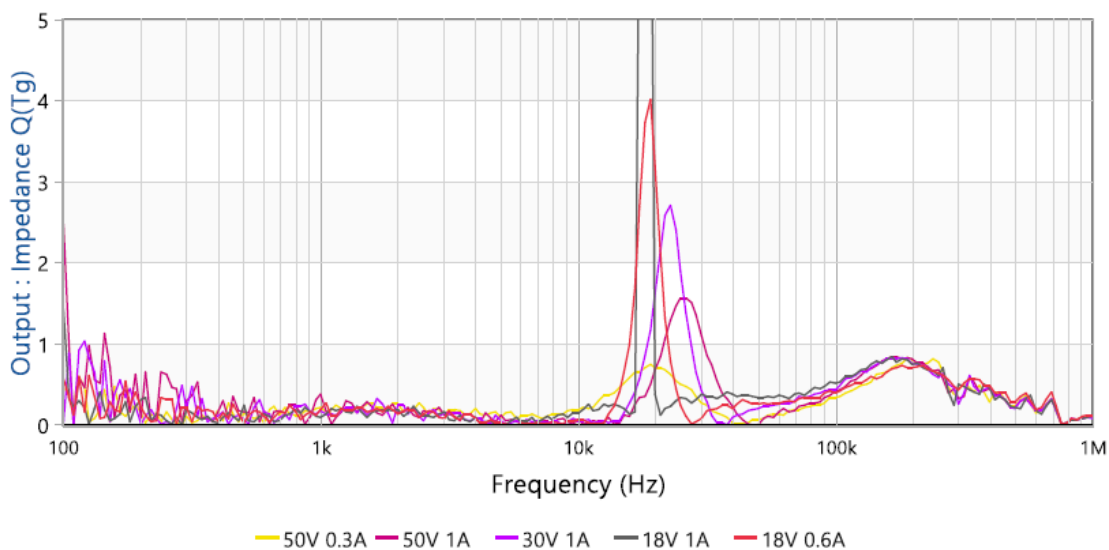


Figure 16:  $Q(Tg)$  のピークと出力インピーダンスのピークの対応関係

次の表には、インピーダンスのピークにおける測定された共振周波数、 $Q(T_g)$  ピークの高さ、および Bode Analyzer Suite によって算出された位相余裕の結果が一覧で示されています。

動作点 $V_{in}, I_{out}$		共振周波数 $f_r$	最大ピーク $Q(T_g)$	NISMによる位相余裕 $\varphi_m$
50 V	0.3 A	20.1 kHz	0.74	57.8°
50 V	1 A	25.8 kHz	1.57	32.3°
30 V	1 A	22.9 kHz	2.72	20°
18 V	0.6 A	18.9 kHz	3.96	14.1°
18 V	1 A	18.2 kHz	15	3.8°

それでは、NISM の結果とループゲイン測定の結果を比較してみましょう。

#### 4.6 ループゲイン測定結果と NISM 結果の比較

下の表では、ループゲイン測定によって得られた位相余裕と、NISM 計算によって得られた結果を比較しています。この表から、位相余裕が小さい場合には、ループゲイン測定結果と NISM の結果がよく一致していることが明確に分かります。一方で、位相余裕が大きくなるほど閉ループシステムの減衰が強くなり、共振を明確に特定することが難しくなるため、両手法の一致度は低下します。

しかしながら、位相余裕が小さいというクリティカルな状態については、容易に検出でき、かつ高い精度で評価することが可能です。

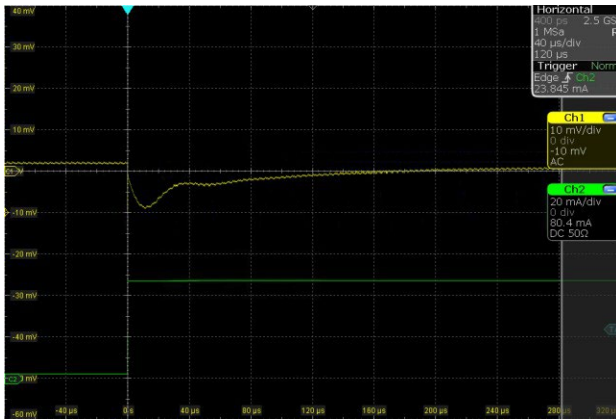
動作点 $V_{in}, I_{out}$		ループゲイン 位相余裕	NISM 位相余裕
18V	1 A	3.5°	3.8°
18 V	0.6 A	12.2°	14°
30 V	1 A	18°	20°
50 V	1 A	27°	32°
50 V	0.3 A	44°	58°

では、なぜ高い位相余裕が重要なのでしょうか。

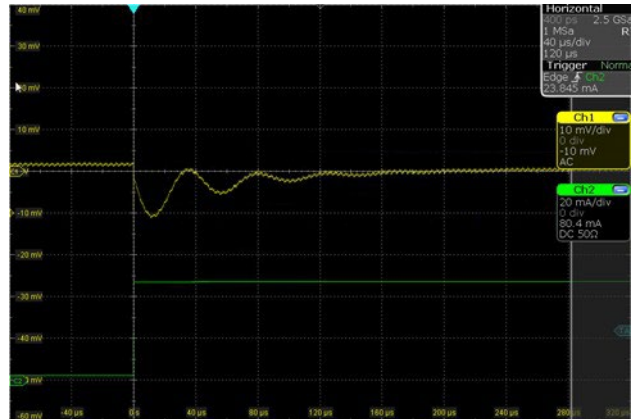
次のセクションでは、位相余裕の異なる場合におけるコンバータの過渡応答を解析します。

## 4.7 過渡応答

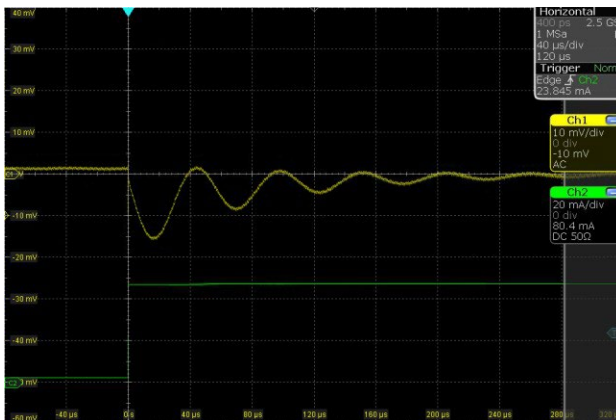
以下の図は、異なる動作点におけるシステムの過渡応答を示しています。過渡応答は、J2111A と AWG によって生成された 25 mA の繰り返し負荷ステップを用いて取得しました。スイッチングリップル／ノイズを除去するために、アベレージ処理を行っています。



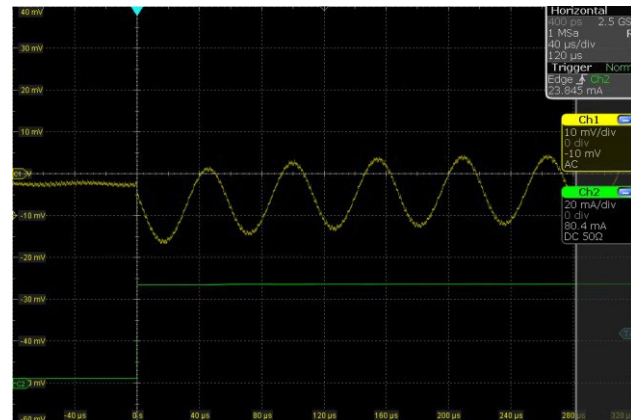
(a) 50 V, 0.3 A(位相余裕  $\approx 45^\circ$ )



(b) 30 V, 1 A(位相余裕  $\approx 20^\circ$ )



(c) 18 V, 0.6 A(位相余裕  $\approx 13^\circ$ )



(d) 18 V, 1 A(位相余裕  $\approx 4^\circ$ )

Figure 17: 位相余裕の異なる場合の過渡応答

図 17 に示す過渡応答から、動作点ごとの明確な違いが確認できます。図 17(a) は、位相余裕  $45^\circ$  の十分に減衰された状態を示しており、わずかなリングングが見られるだけです。図 17(b) では、リングングがはっきりと観測されるようになります。位相余裕が  $20^\circ$  と小さいため、システムは十分に減衰されておらず、リングングが消失するまでに約  $200 \mu\text{s}$  を要します。最後の図 17(d) では、実質的に減衰がほとんどなく、リングングが長時間継続しています。

このような状態では、18 kHz のクロスオーバー周波数において顕著な妨害信号が発生し、他の回路へ結合する可能性があり、システム性能を著しく低下させることは確実です。

## 5 まとめ

周波数にわたる出力インピーダンス測定を行うことで、電源コンバータや電圧レギュレータの制御ループ安定性に関する重要な知見を得ることができます。この手法の大きな利点は、制御ループを開放する必要がなく、フィードバックループに信号を注入する必要もない点にあります。

コンバータやレギュレータの出力ポートや出力コンデンサは常にアクセス可能であるため、出力インピーダンス測定は実質的に常に実施可能です。

制御ループに関する情報に加えて、出力インピーダンス測定により、不適切に減衰されたデカップリング回路や出力フィルタの問題を明らかにすることもできます。

測定セットアップは、当然ながら電圧レベルや電力レベルに応じて異なります。

適切な測定手法の選択方法や、デカップリングネットワークにおける問題の検出方法の詳細については、当社の Output Impedance ウェビナーをご参照ください。

## 6 参考

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. 2001. Norwell, Mass.: Springer, 2001.
- [2] “New Technique for Non-Invasive Testing of Regulator Stability,” *Power Electronics*, Sep. 01, 2011.  
<https://www.powerselectronics.com/technologies/power-electronics-systems/article/21854399/new-technique-for-noninvasive-testing-of-regulator-stability> (accessed Apr. 10, 2020).
- [3] R. W. Rhea, *Oscillator Design and Computer Simulation*, 002 ed. Raleigh, NC: NOBLE PUB, 1995.
- [4] P. Vizmuller, *RF DESIGN GD SYSTEMS CIRCUITS: Systems, Circuits and Equations*, Har/Dskt. Boston: ARTECH HOUSE INC, 1995.
- [5] “Non-Invasively Assess Your Multiple-Loop LDO’s Stability,” *Electronic Design*, Jan. 07, 2014. <https://www.electronicdesign.com/power-management/article/21798898/noninvasively-assess-your-multipleloop-ldos-stability> (accessed Jun. 08, 2020).
- [6] “Software Enables Accurate Stability Test, Improves Non-Invasive Phase Margin Measurement Accuracy,” *Power Electronics*, Apr. 23, 2014. <https://www.powerselectronics.com/technologies/power-electronics-systems/article/21861217/software-enables-accurate-stability-test-improves-noninvasive-phase-margin-measurement-accuracy> (accessed Jun. 08, 2020).
- [7] OMICRON Lab, “Bode 100 User Manual.” OMICRON Lab, [Online]. Available: [www.omicron-lab.com](http://www.omicron-lab.com).



OMICRON Lab は、電子工学分野に携わる 研究者、技術者、教育関係者といった専門家向けに、スマートな計測ソリューションを提供することに特化した OMICRON electronics の事業部門です。計測作業を簡素化することで、お客様が本来の業務により多くの時間を割けるよう支援しています。

OMICRON Lab は 2006 年に設立され、現在では 40か国以上のお客様に製品とサービスを提供しています。アメリカ、ヨーロッパ、東アジアに拠点を構え、さらに国際的な販売代理店ネットワークを通じて、迅速かつ卓越したカスタマーサポートを実現しています。

OMICRON Lab の製品は、市場において最適な価格対価比(コストパフォーマンス)で提供される高品質を特長としています。高い信頼性と使いやすさにより、トラブルのない運用を可能にします。また、顧客との密接な関係と 25年以上にわたる社内での専門技術の蓄積により、現場のニーズに即した革新的な製品開発を実現しています。

製造元  
OMICRON electronics GmbH

販売元  
岩崎通信機株式会社

[info@omicron-lab.com](mailto:info@omicron-lab.com) • [www.omicron-lab.com](http://www.omicron-lab.com)

Smart Measurement Solutions®