

Application Note

フルパワー帯域幅とオペアンプ歪み



Chris Featherstone

概要

フルパワー帯域幅 (FPBW) は、一般的にオペアンプのスルーレートから得られ、従来は著しい視覚的波形歪みが発生する周波数を推定するために使用されていました。従来型の FPBW の関係では、単一のスルーレート領域を想定しており、定量的歪みの制限は定義されていません。このアプリケーション ノートでは、全高調波歪み (THD) の測定値で定義されるフルパワー帯域幅曲線について紹介します。これらの曲線は、可視波形の崩壊境界だけではなく、指定された高調波歪み制限を使用して FPBW を定義するものです。スルーブースト アーキテクチャを搭載した複数のオペアンプについて、従来型のスルーレート制限 FPBW と THD で定義される FPBW の関係を考察します。OPA991 は、スルーレートブースト領域がアクティブ化される前に標準的スルーレート制限に達するというスルーレートブースト アンプの特異な一例として提示されています。その結果、スルーレートによって制限される 2 つの明確に異なる FPBW 境界が生じます。測定結果は、スルーブースト アーキテクチャ、ループ ゲイン、閉ループ ゲイン、開ループ ゲインが、THD で定義されるフルパワー帯域幅と大信号歪みの動作にどのように影響するかを示しています。

目次

1 概要.....	2
2 フルパワー帯域幅理論.....	3
3 スルーレートについて.....	4
4 スルーブーストについて.....	6
5 THD 制限フルパワー帯域幅の測定.....	10
6 フルパワー帯域幅曲線の解釈.....	12
7 スルーブースト アーキテクチャがフルパワー帯域幅モデルに及ぼす影響.....	13
8 THD 制限フルパワー帯域幅は閉ループおよび開ループ ゲインに依存.....	14
9 まとめ.....	16
10 付録.....	17
11 参考資料.....	18

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 概要

フルパワー帯域幅 (FPBW) は、オペアンプが特定の周波数において、著しい大信号歪みを生じることなく再現可能な最大出力ピークツーピーク電圧 (V_{out_pp}) を表すために一般的に用いられます。従来型の形式では、FPBW はアンプのスルーレートから導出され、正弦波が三角波に遷移する周波数を表します。これは、出力の変化率の制限によります。

多くの場合、最新のオペアンプは、大信号性能を向上させるために、スルーブーストアーキテクチャを採用しています。従来型の FPBW 理論は、単一の一定スルーレートと、スルーレート制限への滑らかな遷移を前提としています。しかし、実際のデバイスは、スルーブースト回路の実装によっては、この前提から逸脱する可能性があります。

このアプリケーションノートでは、フルパワー帯域幅の 2 つの異なる定義が使用されています。1 つ目は、従来型のスルーレート制限フルパワー帯域幅です。これは、スルーレート制限により正弦波出力が三角波へと遷移する周波数を定義するものです。2 つ目は THD 制限フルパワー帯域幅で、出力歪みが指定したレベルに達する周波数を定義します。これらの定義は異なる物理的メカニズムを表しており、同じ量として解釈されるものではありません。

OPA991 は、スルーブースト回路をアクティブ化する前に標準的スルーレート制限に達するスルーブーストアンプの独自の例を提供します。その結果、フルパワー帯域幅の境界は、2 つの異なるスルーレートによって制限されます。1 つは波形歪みの最初の開始を定義する標準的スルーレートに対応し、もう 1 つはブーストスルーレートに対応しており、アンプの最終的な大信号能力を定義します。

このアプリケーションノートでは、THD の測定値によるフルパワー帯域幅の曲線について説明します。これらの結果は、従来型の FPBW 理論の制限を明確にし、THD で定義されるフルパワー帯域幅が歪みの基準、ループゲイン、閉ループゲイン、開ループゲイン、スルーブースト回路の内部動作に依存することを示しています。これに対して、従来型のスルーレート制限フルパワー帯域幅の境界は、アンプのスルーレートによって基本的に決定されます。

実際の測定でのフルパワー帯域幅 (FPBW) の動作を理解するため、以下のトピックを順番に考察します。

1. フルパワー帯域幅理論
2. スルーレートについて
3. スルーブーストについて
4. THD 制限フルパワー帯域幅の測定
5. フルパワー帯域幅曲線の解釈
6. スルーブーストアーキテクチャがフルパワー帯域幅モデルに及ぼす影響
7. THD 制限フルパワー帯域幅の開ループと開ループゲインへの依存性

2 フルパワー帯域幅理論

フルパワー帯域幅 (FPBW) は、特定の周波数における最大ピークツーピーク電圧 (V_{out_pp}) を表します。この周波数で、オペアンプが著しい視覚的歪みなしに再現できるものです。図 2-1 に、オペアンプの理論上のフルパワー帯域幅曲線を示します。純粋な正弦波入力信号を使用してフルパワー帯域幅曲線内で動作させると、視覚的に歪みのない出力信号が発生します。一方、フルパワー帯域幅の境界を超えて動作すると、スルーレート制限に起因して視覚的に大きく歪んだ三角波が発生します。このタイプの出力歪みは、スルー誘起歪みと呼ばれます。全高調波歪み (THD) は、回路が入力側で観測される信号を正確に出力する能力の性能指数を示す測定値です。THD の測定値が小さい場合は入力信号が正確に再現されていることを示し、THD の値が大きい場合は入力信号の再現が不十分であることを示します。出力が電力帯域幅制限全体を超えると、THD は急激に上昇します。THD の詳細については、『[オペアンプの全高調波歪みを測定する方法と THD+N の基礎知識](#)』を参照してください。一般的な FPBW 曲線には THD 値がありません。この曲線は、大きな信号歪みが始まる点を示しているだけです。

フルパワー帯域幅は、スルーレート (SR) 仕様と、特定のオペアンプの最大ピークツーピーク出力電圧 V_{out_pp} から導出されます。式 1 に、フルパワー帯域幅 SR と V_{out_pp} の関係を示します。

$$f_{FPBW} = \frac{SR}{\pi V_{out_pp}} \quad (1)$$

式 1 の導出は [セクション 10](#) に記載されています。これは以下を前提としています。

- 未定義の全高調波歪み (THD) レベル
- 純粋な正弦波が三角波へと変化するような著しい波形歪みのみを想定
- 単一のスルーレート値
- スルー制限への線形遷移
- 歪みメカニズムの追加なし

オペアンプのデータシートに掲載されている理論上のフルパワー帯域幅曲線は、通常、性能は測定されません。最大ピークツーピーク オペアンプ出力電圧 V_{out_pp} は、オペアンプの出力スイング制限を無視して、出力が電源レール V_{supply} に達することができると仮定しています。

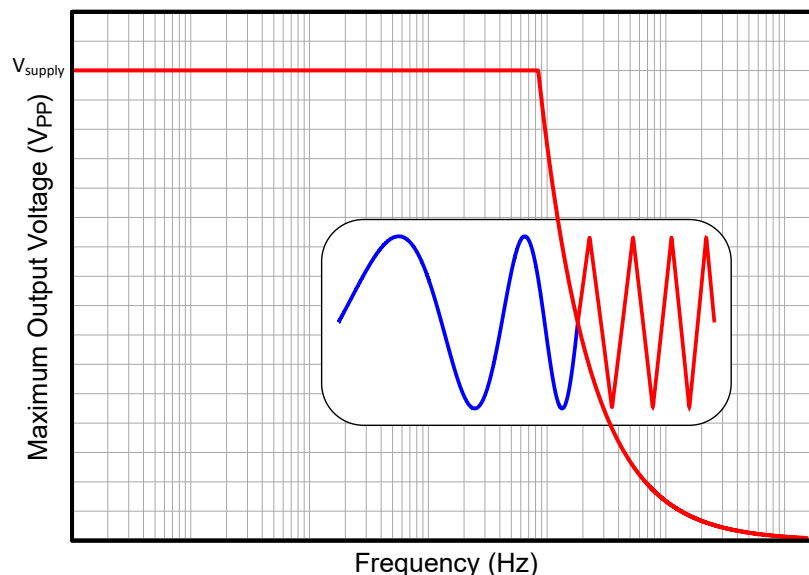


図 2-1. 理論上のフルパワー帯域幅曲線

3 スルーレートについて

図 3-1 に、オペアンプの簡略ブロック図を示します。最初の段は相互コンダクタンス (g_m) 段で、入力差動電圧 (V_{id}) をミラー電流として知られている電流 I_M に変換します。この電流は、トランスインピーダンス段のミラー容量 (C_M) に流れ、電流 I_M が出力ノード V_{out} の電圧に変換されます。

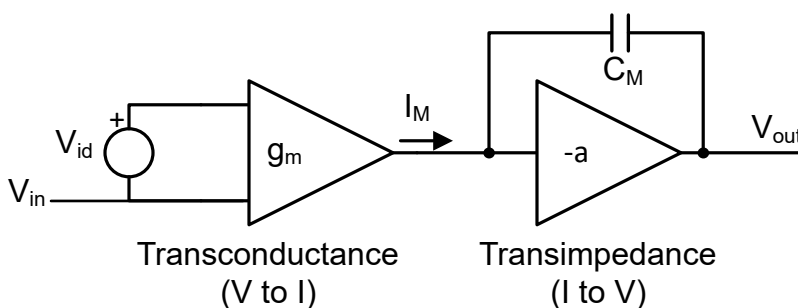


図 3-1. オペアンプの内部ブロック図

図 3-2 に、オペアンプの相互コンダクタンス段の伝達関数を示します。小信号応答を緑色で、大信号ステップ応答 (スルーレート制限) を青色で示します。

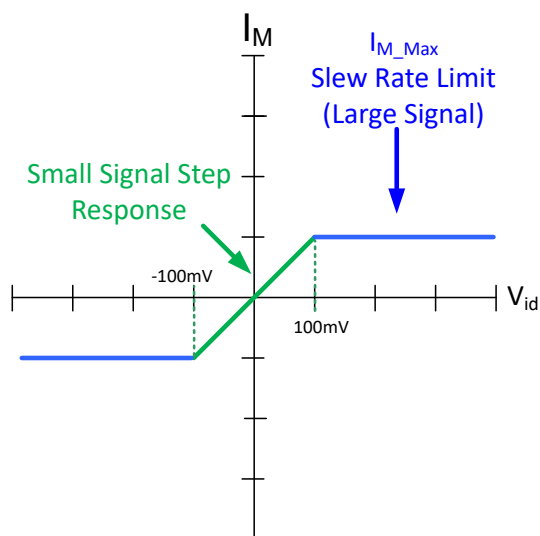


図 3-2. オペアンプの相互コンダクタンス段の伝達関数

小信号動作 — 小信号動作とは、 V_{id} が適度な大きさ (例: $V_{id} < 100\text{mV}$ 、図 3-2 を参照) であり、かつ相互コンダクタンス段が線形に動作する場合として定義することができます。式 2 に、ミラー電流と入力差動電圧の間の小信号の関係を示します。

$$I_M = g_m \times V_{id} \quad (2)$$

小信号動作時は、電流 I_M は V_{id} に正比例します。閉ループ構成を使用する場合、外部帰還回路を経由して、出力電圧が入力にフィードバックされます。フィードバックは、反転入力と非反転入力との電圧差 (V_{id}) を強制的にゼロにします。反転端子と非反転端子は電気的に接続されていませんが、オペアンプの高い開ループゲイン (A_{OL}) により、オペアンプの間で生じる電圧差は非常に小さくなります (一般的に仮想短絡と呼ばれる効果)。たとえば、入力に 1mV のステップを印加すると、 C_M に短時間の電流パルスが生成され、出力が上昇します。ミラーコンデンサを充電すると、フィードバックにより入力差動電圧は強制的に「仮想短絡」状態になり、過渡が V_{id} にセトリングすると、実質的にゼロになります。

大信号 (スルーレート制限) 動作 — 図 3-3 に示されているように、入力差動電圧が線形範囲を超えると (例: $V_{id} > 100\text{mV}$ 、図 3-2 を参照)、相互コンダクタンス段によってミラーコンデンサ C_M を充電するピーク電流 I_{M_Max} が生成されます。この定電流は C_M の充電を継続するため、出力ノード V_{out} で線形的に上昇します。

$$SR = \frac{dV_{OUT}}{dt} = \frac{I_{M_Max}}{C_M} \quad (3)$$

結果として生じる出力電圧ランプの勾配によってスルーレートが定義され、オペアンプの出力が変化できる最大レートが決まります。大きなステップが印加されると、出力は最初にこのスルーレート制限に従い、フィードバックによって入力差動電圧が同時に低下します。入力差動電圧が小信号動作領域に戻ると、 I_M は指数関数的にゼロに向かって低下し、出力遷移は線形ランプから指数関数的セトリング曲線に変化します。差動入力は、最終的に仮想短絡状態に達します。図 3-3 に、波形の拡大図を示します。デバイスが小信号動作モードへ移行する瞬間を強調するとともに、入力差動電圧が 0V に向けて指数関数的に減衰していく様子を図示しています。

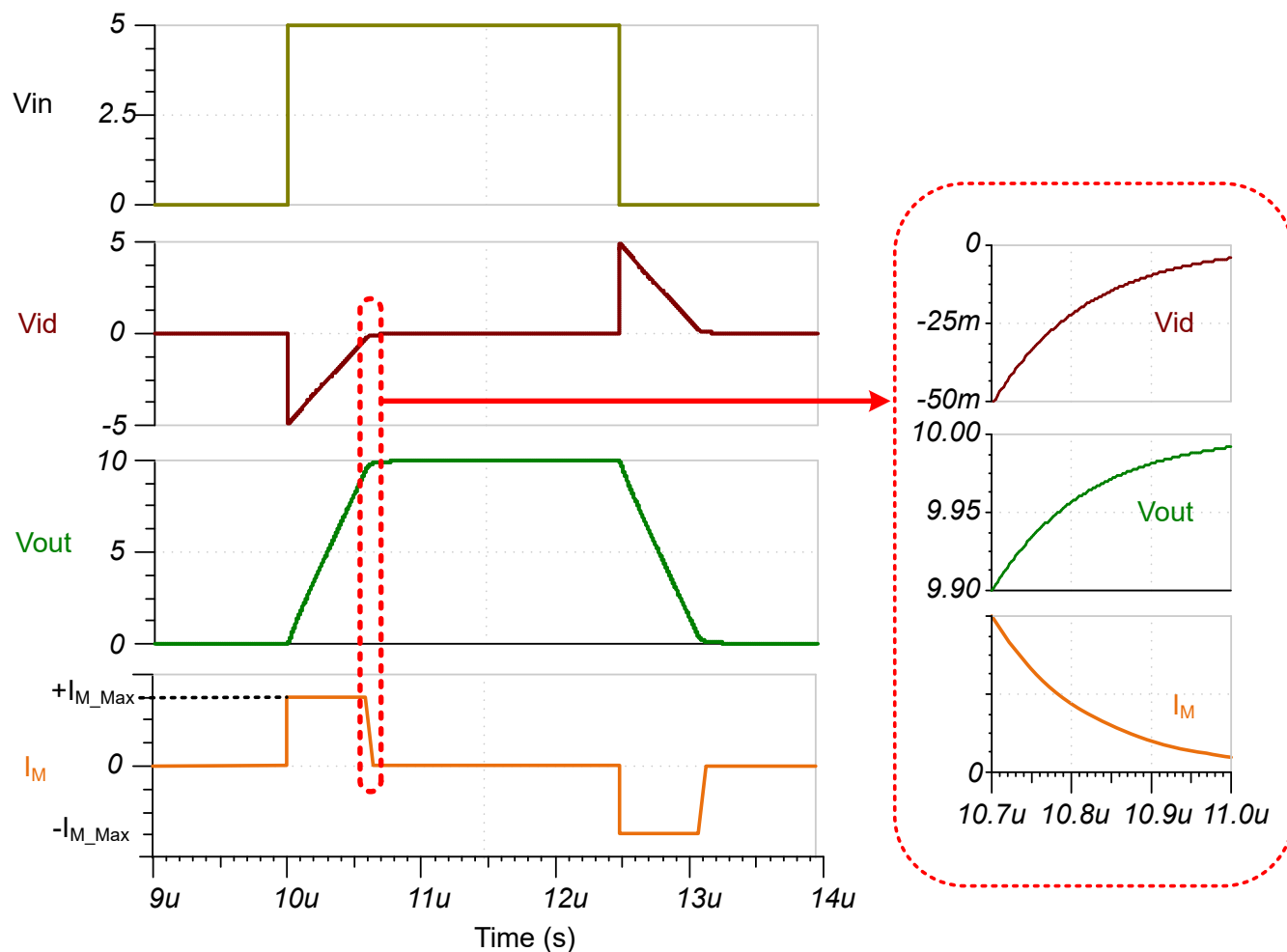


図 3-3. 大信号ステップの V_{id} および I_M

4 スルーブーストについて

通常、高性能オペアンプでは、帯域幅と静止電流 I_Q がトレードオフの関係になります。これは、内部補償コンデンサを高速に充電するために、電源から一定の大電流を供給し続ける必要があるためです。このリンクを遮断するスルーブーストアーキテクチャにより、高い大信号スルーレートと、小信号電力の大幅な低減が可能になります。スルーブーストアーキテクチャでは、一定の高静止電流の代わりに、入力差動電圧 (V_{id}) に基づいてトリガされる「電流オンデマンド」回路を使用します。このブースト機能が動作するスレッシュホールドを調整することで、オペアンプの設計者は、小信号時の標準的スルーモードと、大信号時のスルーブーストモードとの間の遷移のバランスを取ることができます。表 4-1 に、3 つのオペアンプ OPA992、OPA197、OPA991 のスルーレートと静止電流 I_Q の間のトレードオフを示します。それぞれスルーブーストアーキテクチャを使用しています。図 4-1 に、3 つの各オペアンプの出力変化率と入力差動電圧との関係を示します。

表 4-1. スルーレートと静止電流 (I_Q) のトレードオフ

オペアンプ	SR	I_Q
OPA992	$34 \frac{V}{\mu s}$	2.48mA
OPA197	$27 \frac{V}{\mu s}$	1mA
OPA991	$28 \frac{V}{\mu s}$	560 μ A

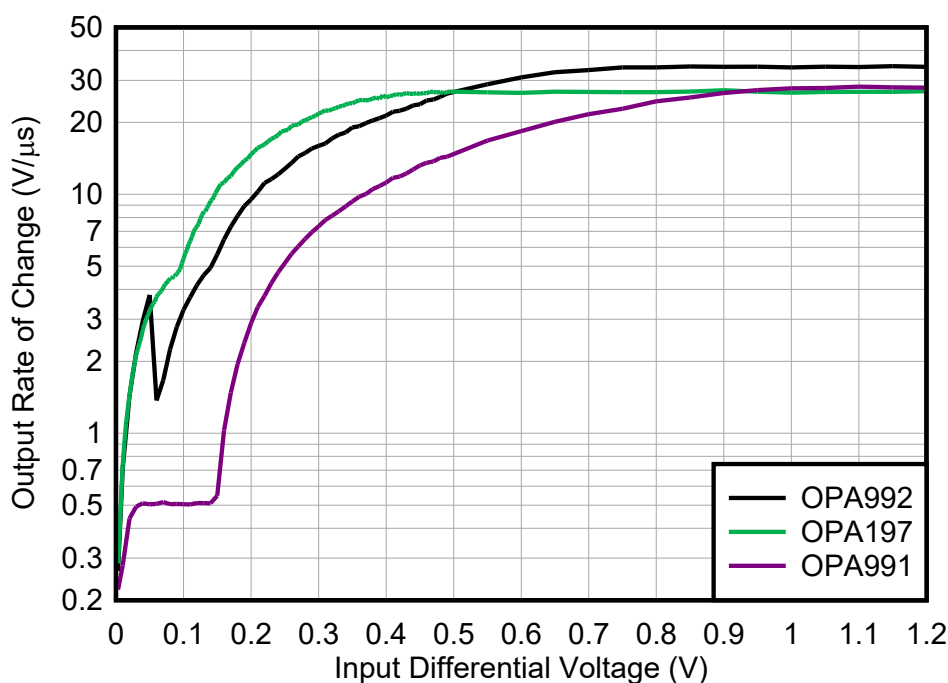


図 4-1. 3 つのスルーブーストトポロジにおける出力変化率と入力差動電圧との関係

従来型のオペアンプでは、入力段のバイアスに使用される静止電流によって一般に最大スルーレートが決まります。これらの設計では、最大出力変化率は、利用可能なミラー電流 I_{CM} によって固定されており、ミラー補償コンデンサ C_M として知られている内部補償コンデンサを充電します。一部の最新のアンプは、高度な手法を使用して、より高いスルーレートを実現しながら、アンプの全体的な消費電流を低く維持しています。OPA991 はこうしたアンプの 1 つで、高速性能と低消費電力のバランスを保つように特別に設計されています。これらのアーキテクチャでは、大きな入力差動電圧 V_{id} が検出されたときに、補償コンデンサに追加の電流が動的に供給されます。これにより、アンプは必要なときにのみ、より高いスルーレートを実現できます。

図 4-2 に、OPA991 の 1V ステップ応答を示します。スルーブースト領域から標準的スルーへの遷移は、オペアンプの出力 (V_{out}) で測定されます。電源電流 I_{supply} は、オペアンプの正電源 (V_{CC}) の電流プローブを使用して測定します。スルーブーストがアクティブになると、 I_{supply} は一時的に約 2mA まで増加します。この測定結果は、OPA991 が実現する電力維持を強調するものです。追加の電源電流は、スルーブースト回路がアクティブ化されているときのみ消費されます。

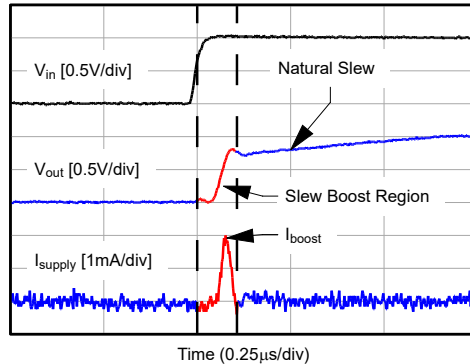


図 4-2. OPA991 ステップ応答

図 4-3 に、OPA991 のスルーブースト アーキテクチャの簡略図に加え、実測出力変化率 ($\frac{V}{\mu s}$) と入力差動電圧 (V) の関係を示します。

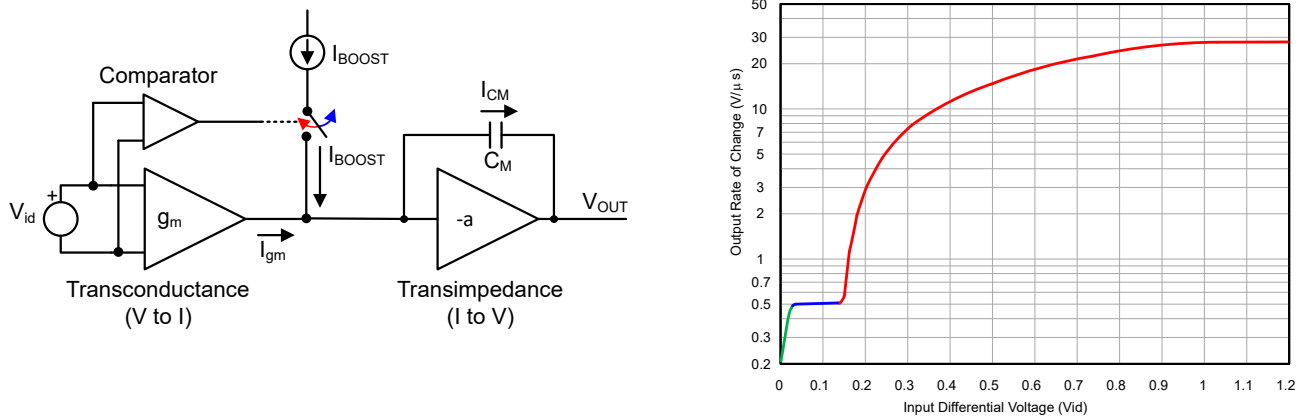


図 4-3. ミラー補償コンデンサを使用した OPA991 の概略ブロック図、および出力変化率と入力差動電圧の関係を示す測定データ

最大出力変化率はスルーレートとして知られており、式 4 で表されます。

$$\frac{dV_{out}}{dt} \approx \frac{I_{CM}}{C_M} \quad (4)$$

ミラー電流 I_{CM} は、以下 2 つの成分で構成されます。

- I_{gm} : 相互コンダクタンス段からの電流
- I_{boost} : スルーブースト回路からの追加電流

このスルーブースト アーキテクチャでは、式 5 に示されている電流 I_{CM} によって 3 つの分離領域で C_M を充電します

$$I_{CM} = I_{gm_max} + I_{boost} \quad (5)$$

動作は、以下 3 つの領域に区分することができます。

1. 小信号出力変化率 (リニア動作):

- 入力差動電圧 V_{id} は小さくなります
- $I_{boost} = 0\text{mA}$
- $I_{gm} < I_{gm_max}$ で、 V_{id} に比例します

この領域では、出力変化率は V_{id} に比例し、として定義されます $\frac{dV_{out}}{dt} \approx \frac{I_{gm}}{C_M}$

- この領域においては、 V_{id} と I_{gm} の関係は線形であることに注意してください。図 4-3 の緑色の領域を参照してください。通常、小信号は 100mV 未満です。このデバイスの場合小信号領域は約 20mV 以下です。

2. 標準的スルー領域 (電流制限、昇圧なし):

- $I_{gm} = I_{gm_max}$
- $I_{boost} = 0\text{ mA}$
- $SR_{Nat.} \approx \frac{I_{gm_max}}{C_M}$
- I_{gm} が I_{gm_Max} に近づくと、立ち上がり勾配があります。図 4-3 の青色の領域を参照してください。デバイスでは、スループーストが有効化されていない場合、標準的スルーレートは $0.5 \frac{V}{\mu s}$ であり、これは 20mV ~ 150mV の入力信号に対して発生します。

3. スループースト領域 (拡張電流):

- V_{id} がさらに増加します
- スループースト回路がアクティブ化されます
- $I_{C_M} = I_{gm_max} + I_{boost}$
- $SR_{Boost} \approx \frac{I_{gm_max} + I_{boost}}{C_M}$
- スループースト回路がアクティブ化され、追加電流 I_{boost} が補償コンデンサの迅速な充電を支援します。図 4-3 の赤色の領域を参照してください。デバイスでは、増強されたスルーレートは $28 \frac{V}{\mu s}$ であり、これは 150mV を超える入力信号に対して発生します。技術的には、ブースト スルーは約 150mV から 1V に増加し、1V を超える入力信号の場合は最大スループーストが達成されます。

スルーブースト回路のアクティブ化は、入力差動電圧 V_{id} の大きさに依存します。ステップ入力や高速エッジ遷移など、大きな瞬間 V_{id} を発生させる信号は、アンプをスルーブースト領域に急速に駆動します。これに対して、正弦波信号は V_{id} をより緩やかに変化させ、昇圧回路が作動する前に標準的スルーレート制限領域に入ることができます。その結果、OPA991 は信号特性に応じて 2 つの異なるスルーレート制限動作を示すことができます。波形歪みの最初の開始点は標準的スルーレートによって制御され、ブースト スルーレートは、より大きな入力差動条件で実現可能な最大出力変化率を定義します。この動作は、後述の実測フルパワー帯域幅曲線に直接反映されます。ここでは、視覚的歪みの開始は、ブースト スルーレートではなく、標準的スルーレート制限に整合しています。図 4-4 に、それぞれ異なるスルーレート領域に対応する OPA991 の 2 つの理論上のフルパワー帯域幅曲線を示します。青色の曲線は $0.5 \frac{V}{\mu s}$ という標準的スルーレート制限に基づいているのに対し、赤色の曲線は約 $28 \frac{V}{\mu s}$ にまで増強されたスルーレート制限に基づいています。これは、これら 2 つの動作領域間における大信号特性の顕著な違いを浮き彫りにするものです。アプリケーション ノートでこれら 2 つの曲線を後述し、標準的スルーレートとブースト スルーレートの各制限が、それぞれ OPA991 の実測フルパワー帯域幅性能に及ぼす影響を示します。

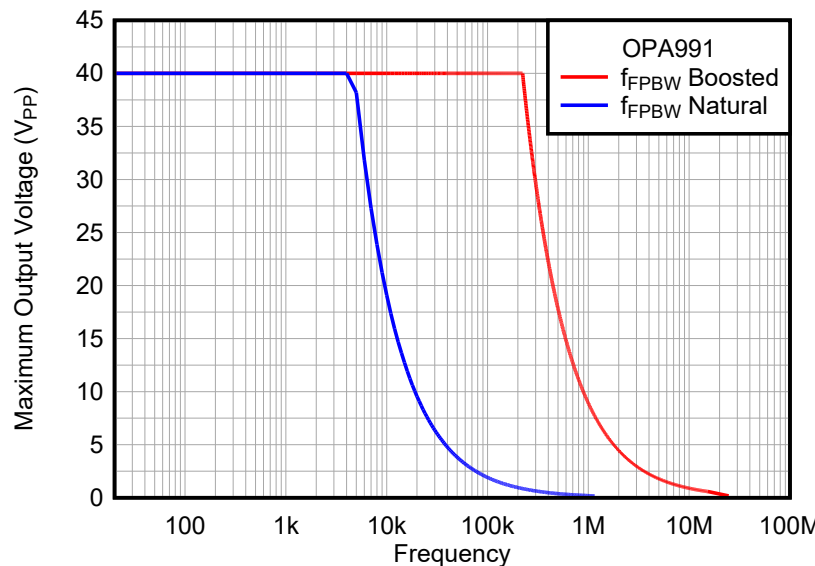


図 4-4. OPA991 の理論上のフルパワー帯域幅曲線

5 THD 制限フルパワー帯域幅の測定

従来型のフルパワー帯域幅理論は定量的な THD 値を提供せず、単に著しい視覚的 (大信号) 歪みの発生を予測するだけです。この理論では、スルーブーストアーキテクチャの非線形動作や、実際の回路に存在するその他の歪みメカニズムも無視されます。一方、オペアンプのフルパワー帯域幅を測定することで、実用的な THD 境界が得られ、任意の閉ループゲインで実行でき、本質的にデバイスの内部非線形性から生じる歪みを捕捉します。

オペアンプのフルパワー帯域幅を測定することで、その実性能を正確にキャプチャすることが可能となり、式 1 による理論モデルから得られる情報よりも多くの知見が得られます。要約すると、式 1 の導出は以下を前提としています。

- 未定義の THD レベル
- 純粋な正弦波が三角波へと変化するような著しい波形歪みのみを想定
- 一定のスルーレート値
- スルー制限への線形遷移
- 歪みメカニズムの追加なし

オペアンプのフルパワー帯域幅を測定することで、以下の利点が得られます。

- 任意の閉ループゲインで実行できる
- THD レベルを定義できる
- 理論計算と実測値との差異をキャプチャできる
- スルーレート性能や他の歪みメカニズムが自然に測定内でキャプチャされる

図 5-1 に、フルパワー帯域幅の測定に使用する測定回路を示します。歪みアナライザは、標準的な非反転 / 反転回路に接続されています。このアプリケーションノートでは、非反転の測定に焦点を当てます。以下の手順を実行します。

- 正弦波刺激で出力振幅を固定します
- 周波数を掃引します
- THD を測定します (測定帯域幅 = 1.2MHz)
- 複数の振幅、電源、負荷の条件で繰り返します

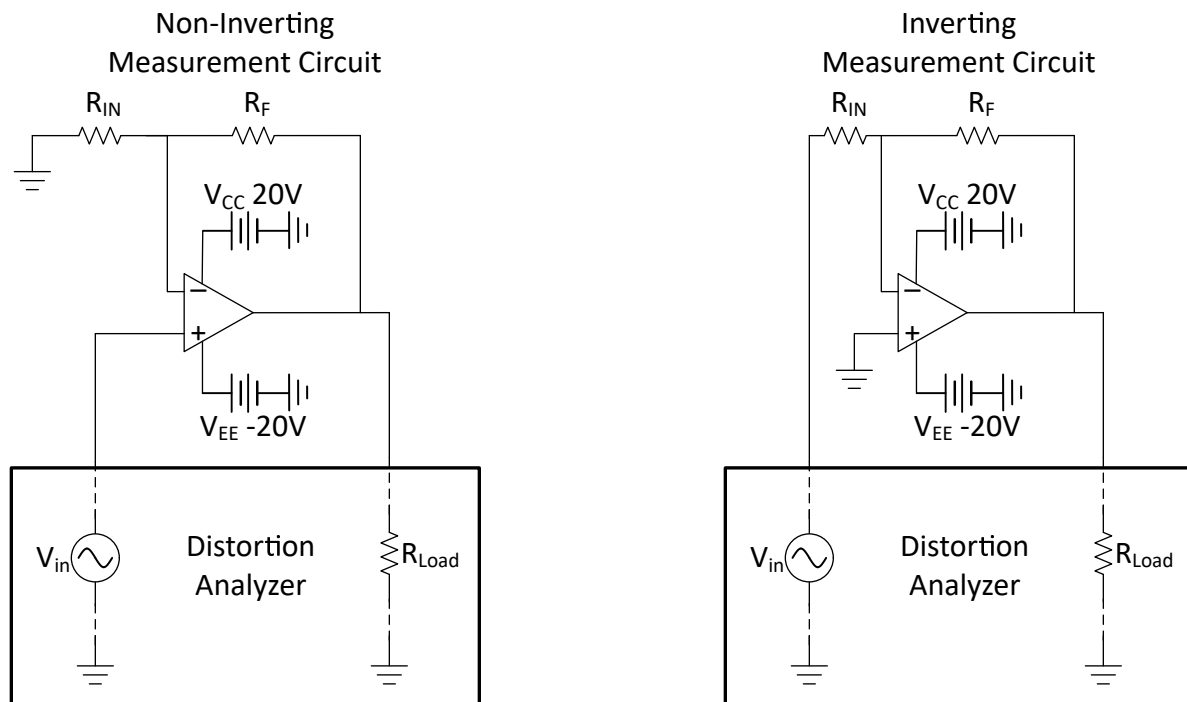


図 5-1. フルパワー帯域幅測定回路

図 5-2 に、OPA991 の標準的スルーレート制限とブースト スルーレート制限から計算した理論上のフルパワー帯域幅曲線を示します。閉ループ ゲイン (A_{CL}) が $A_{CL} = 1 \frac{V}{V}$ の条件下で、THD で定義される実測フルパワー帯域幅曲線が、理論曲線の横に示されています。理論上のフルパワー帯域幅は未定義の THD を想定していますが、実測値は特定の歪みターゲットに対してプロットできます。そのため、THD で定義されるフルパワー帯域幅は、単一の固有アンプ パラメータではなく、測定依存境界として解釈する必要があります。図 5-2 に、OPA991 の標準的スルー制限から計算されるフルパワー帯域幅曲線が、 -60dB の THD 曲線の測定値とほぼ等しくなることが示されています。動きの遅い信号で、標準的スルーによって定義されるフルパワー帯域幅曲線の範囲を超えて動作させると、OPA991 の標準的スルー制限に起因するスルー誘起歪みが発生する可能性があります。

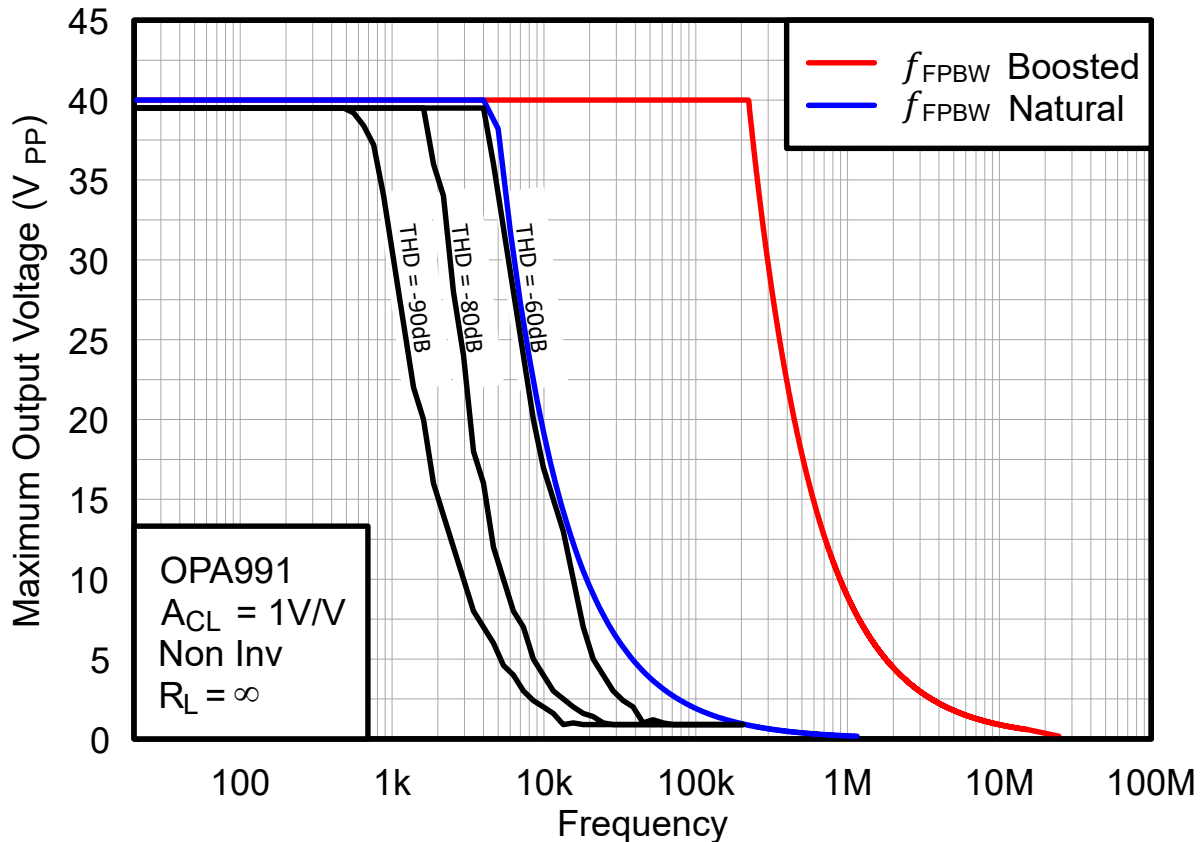


図 5-2. ゲイン 1 での OPA991 のフルパワー帯域幅 $\frac{V}{V}$

6 フルパワー帯域幅曲線の解釈

理論上のフルパワー帯域幅曲線は、出力が依然として真の正弦波である周波数を示しており、この時点を超えると波形は三角波に収縮されます。スルーレート制限への遷移は、出力振幅が大きい場合により簡単に観測できます。閉ループ構成では、ゲインが高いと、特定の入力信号に対する出力スイングが大きくなり、必要な出力変化率が増加して、スルー誘起歪みがより明らかになります。

図 6-1 に、信号ゲイン $A_{CL} = 11 \frac{V}{V}$ における OPA991 のフルパワー帯域幅曲線を示します。3 つの色分けされた点で特定のデータポイントをマーキングしています。各点は、曲線の下に示す正弦波と高速フーリエ変換 (FFT) に対応し、固定振幅に対して歪みがどのように変化するかを示しています。FFT によって示されている通り、出力振幅 10Vpp において、図 6-1 の各色の点は、周波数の上昇に伴う歪みの増加を表しています。正弦波は 1kHz および 10kHz で視覚的には歪んでいないように見えますが、20kHz では著しい歪みが現れ、正弦波は三角波に遷移します。図 5-2 に示されているように、理論曲線は、この境界を予測することに注意してください。

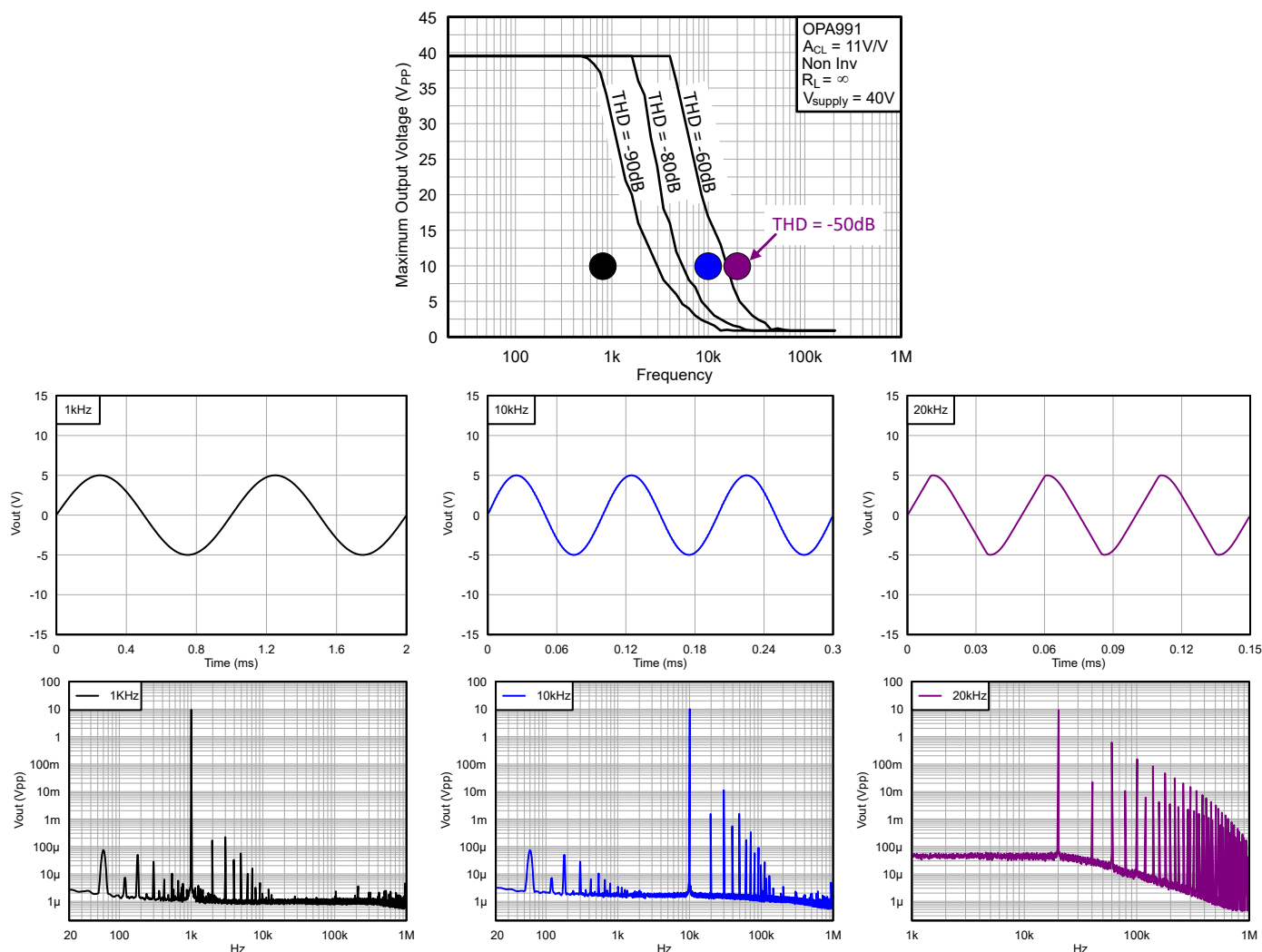


図 6-1. フルパワー帯域幅曲線の解釈

7 スルーブースト アーキテクチャがフルパワー帯域幅モデルに及ぼす影響

一部のスルーブースト アンプは、瞬間的な変化ではなく、標準的スルーからブースト スルーへの段階的な遷移を発生させます。この遷移領域の形状と幅はアーキテクチャに依存します。一般的なスルーブースト設計により、スルーブーストへの高速かつ狭い遷移が得られ、理論上のフルパワー帯域幅モデルにおける一定のスルーの想定とより密接に整合します。スルーブーストへの段階的または広い遷移が発生すると、中間出力の変化率が発生し、大信号の歪みが増加します。これらの領域では、最大スルーレートに達する前に歪みが増加します。その結果、THD 制限で定義される使用可能なフルパワー帯域幅は、最大理論曲線よりも低減されます。出力の変化率と入力差動電圧の曲線との関係を用いることで、この遷移動作を直接視覚的に確認できます。これらの曲線を実測 THD 制限フルパワー帯域幅曲線と関連させることで、実際の歪み性能を決定づけるのは、単なるピーク スルーレートではなく、スルーブーストの実装方法であることが実証されます。

図 7-1 は、閉ループ ゲイン $A_{CL} = 1/V$ での OPA992、OPA197、OPA991 の理論値と実測値によるフルパワー帯域幅曲線を比較したものです。参考として、出力変化率 ($\frac{V}{\mu s}$) と入力差動電圧 (V_{id}) プロットとの関係も併せて示しています。

THD 制限を -50dB とした場合、OPA992 および OPA197 の実測曲線は、スルーブースト モードへの遷移が迅速であるため、理論予測に極めて忠実に追従しています。しかし、OPA991 は、ブースト スルーレートに基づいて導出される理論曲線からは逸脱し、むしろ標準的スルーレート制限に基づいて導出される理論曲線により近い動作を示します。これは、スルー ブーストが動作する前の入力差動電圧の範囲において、標準的スルーレート制限に達してしまうことに起因するものです。この相違は、OPA992 および OPA197 が単一のスルーレート制限によって規定されるのに対し、OPA991 はそれぞれが大信号歪み動作に影響を及ぼす 2 つの異なるスルーレート領域を示すことを意味します。

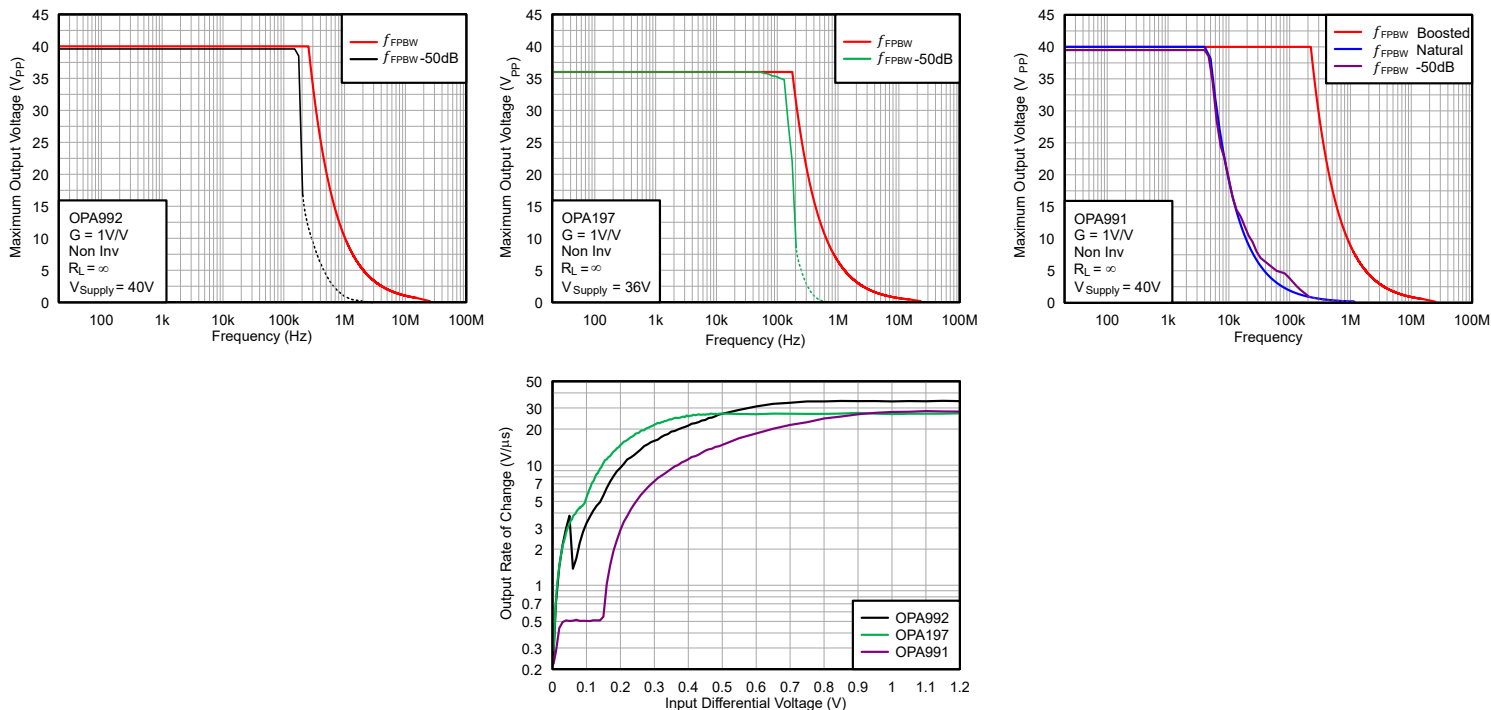


図 7-1. 実測値と理論値による FFBW と出力変化率との関係

8 THD 制限フルパワー帯域幅は閉ループおよび開ループ ゲインに依存

このセクションで説明するメカニズムは、前述の著しいスルー誘起波形歪みとは異なります。代わりに、帰還とループ ゲインが、小信号の直線性と高調波歪みにどのように影響するかに焦点を当てます。このセクションで確立する必要がある根本的な重要点は、閉ループ ゲインを大きくしても、固定振幅の場合、従来型のスルーレート制限フルパワー帯域幅曲線が直接変化しないことです。

図 8-1 に、3 つの異なる閉ループ ゲイン構成 ($A_{CL} = 1\frac{V}{V}$ 、 $11\frac{V}{V}$ 、 $101\frac{V}{V}$) における OPA991 の実測フルパワー帯域幅曲線を示します。各曲線は、THD = -60dB の固定歪み制限を表しています。実測フルパワー帯域幅曲線は、閉ループ ゲインに明確に依存していることを示しています。ゲインが大きいかほど帯域幅が狭くなります ($f_{FPBW}(A_{CL} = 101\frac{V}{V}) < f_{FPBW}(A_{CL} = 11\frac{V}{V}) < f_{FPBW}(A_{CL} = 1\frac{V}{V})$)。従来型のフルパワー帯域幅モデルは、適切に定義される単一のスルーレート制限を想定して、閉ループ ゲインの影響も無視しており、この動作を予測できません。

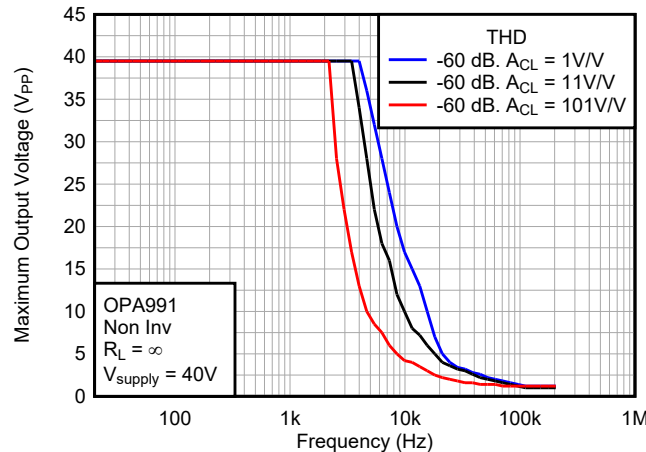


図 8-1. 3 つの異なる信号ゲインでの OPA991 フルパワー帯域幅 (THD = -60dB)

オペアンプのフィードバック方程式を分析すると、閉ループ ゲイン (A_{CL}) を高めると、THD で定義されるフルパワー帯域幅曲線が小さくなる理由を説明しやすくなります。

図 8-2 に、閉ループ構成のオペアンプのブロック図を示します。

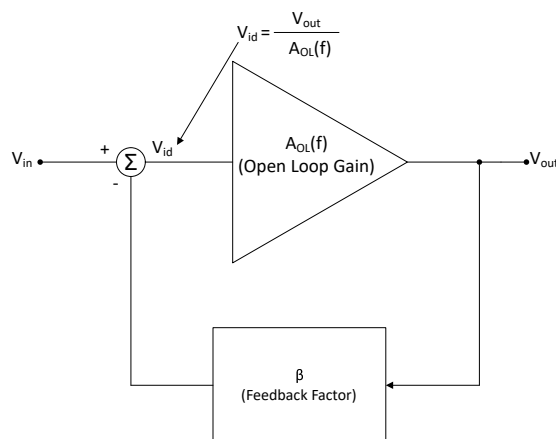


図 8-2. フィードバック制御理論のブロック図

オペアンプの閉ループ ゲインの式は次のとおりであることを注意してください。

$$A_{CL}(f) = \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{A_{OL}(f)}{1 + A_{OL}(f)\beta(f)} \approx \frac{1}{\beta(f)}, \quad A_{OL}(f) \cdot \beta(f) \gg 1 \quad (6)$$

ここで、

$A_{OL}(f)$	開ループ ゲイン
$\beta(f)$	外部フィードバック係数
$A_{OL}(f)\beta(f)$	ループ ゲイン

この式の導出に関する詳細については、『[テキサス インストルメンツ プレシジョン ラボ シリーズ](#)』を参照してください。

式 6 を書き換えて β について解くと、式 7 という結果になります。

$$\beta(f) = \frac{A_{OL}(f) - A_{CL}(f)}{A_{OL}(f) \cdot A_{CL}(f)} \quad (7)$$

式 7 の分析時に観察すべきことは、 A_{CL} が高いほど、これらのパラメータは反比例するため β が減少することです。これにより、ループ ゲイン $A_{OL}\beta$ が低下します。ループ ゲインは、オペアンプ入力間の誤差電圧 V_{id} を制御するパラメータです。ループ ゲインは入力誤差電圧 (V_{id}) を直接制御するため、 V_{id} とループ ゲインの関係を理解することが不可欠となります。

まず、式 6 を書き換えて V_{out} について解くと、以下のようになります。

$$V_{out}(f) = V_{in}(f) \frac{A_{OL}(f)}{1 + A_{OL}(f)\beta(f)} \quad (8)$$

図 8-2 に示されているように、以下のようになります。

$$V_{id}(f) = \frac{V_{out}(f)}{A_{OL}(f)} \quad (9)$$

式 8 を式 9 に代入すると、以下のようになります。

$$V_{id}(f) = \frac{V_{in}(f)}{1 + A_{OL}(f)\beta(f)} \quad (10)$$

式 10 に示されているように、 V_{id} と $A_{OL}\beta$ の反比例関係は、ループ ゲインが低下すると、オペアンプの入力での誤差電圧 V_{id} が大きくなることを示しています。ループ ゲインはアンプの伝達関数を線形化するメカニズムであるため、ループ ゲインが低いとシステムの内部非線形性を補正する能力は低下します。誤差電圧が大きくなると、信号歪みが大きくなり、THD が高くなります。THD が大きくなると、THD で定義されるフルパワー帯域幅曲線の実測帯域幅が減少します。要約すると、高い A_{CL} 値と THD で定義されるフルパワー帯域幅性能の低下の関係は、この進歩に従います。

$$A_{CL} \uparrow \Rightarrow \beta \downarrow \Rightarrow \text{Loop Gain} \downarrow \Rightarrow V_{id} \text{ Nonlinearity} \uparrow \Rightarrow \text{THD} \uparrow \Rightarrow \text{Measured THD Defined } f_{FPBW} \downarrow$$

ループ ゲインは、オペアンプの開ループ ゲイン A_{OL} にも依存します。これは有限で、周波数に対して低下します。その結果、 A_{OL} が低下するとループ ゲインは低下し、その結果、全高調波歪み (THD) が増加します。

閉ループ ゲインの増加に伴うループ ゲインの低下は、アンプのスルーレート制限およびフルパワー帯域幅の境界を直接変化させるものではありません。むしろ、ループ ゲインの低下は入力誤差電圧 V_{id} を増大させ、その結果、著しいスルー誘起波形折り畳みが視覚的に現れる以前の段階において、小信号非線形歪みを増加させ、THD を上昇させることになります。その結果、アンプ本来のスルーレート制限に基づくフルパワー帯域幅の境界は変化しないにもかかわらず、THD によって定義されるフルパワー帯域幅曲線は、閉ループ ゲインの増加に伴い収縮します。

THD の詳細については、『[オペアンプの全高調波歪みを測定する方法と THD+N の基礎知識](#)』および『[テキサス インストルメンツ プレシジョン ラボ ビデオ](#)』シリーズの「オペアンプの歪み」を参照してください。

9 まとめ

フルパワー帯域幅 (FPBW) は、スルーレート制限によって生じる著しい視覚的歪みが始まる前に、オペアンプが特定の周波数で生成できる最大ピークツーピーク電圧 (V_{pp}) を表します。スルーレートから導出される従来の FPBW 関係は、スルーレート制限により正弦波が三角波へと遷移する周波数について、有用な推定値を提供します。しかし、従来型モデルは単一のスルーレート領域を想定し、定量的歪み制限は定義していません。

このアプリケーションノートでは、実測 THD のフルパワー帯域幅と、従来型のスルーレート制限フルパワー帯域幅が異なる物理的メカニズムを表しており、同じ数量で解釈してはならないことを実証します。スルーレート制限 FPBW 境界は著しい視覚的波形歪みの開始を定義し、THD で定義される FPBW 境界は、指定された制限を超える高調波歪みが周波数を識別します。

最新のオペアンプは、大信号性能を向上させるために、スループーストアーキテクチャを採用しています。標準的スルー動作とブーストスルー動作間の遷移の詳細は、実測歪み動作に大きな影響を及ぼす可能性があります。スループーストへの鋭い遷移を持つアンプは、単一のスルーレート値から導出される従来型の FPBW モデルに密接に追従します。一方、スルー遷移がより広いアンプや段階的なアンプは、最大ブーストスルーレートに達する前に歪みが増加する可能性があります。

OPA991 は、スループースト領域をアクティブにする前に標準的スルーレート制限に達するスループーストアンプについての有用なケーススタディを示しています。測定結果から、著しい視覚的波形歪みの開始が、標準的スルーレート制限から導出された理論上の FPBW 曲線と密接に一致していることがわかります。また、ブーストスルーレート制限によって、より大きな入力差動条件下でのアンプの最終的な大信号能力が定義されることがわかります。

実測 THD で定義されるフルパワー帯域幅曲線は、さらにループゲインに依存することを示しています。閉ループゲインを増大させると、フィードバック係数とループゲインが低下します。その結果、入力誤差電圧 V_{id} が増大し、視覚的に著しいスルー誘起波形歪みが生じ始める以前の段階において、小信号非線形歪みが増加します。その結果、アンプ本来のスルーレート制限は変化しないにもかかわらず、THD で定義されるフルパワー帯域幅は、閉ループゲインの増加に伴い収縮します。

測定結果から、実測 THD で定義されるフルパワー帯域幅は、必ずしも単一の固定境界で表されるわけではなく、以下のようないくつかの要因に依存することがわかります。

- スループーストアーキテクチャ
- 標準的スルーレート領域とブーストスルーレート領域
- THD 基準
- 閉ループゲインとループゲイン
- 閉ループゲインのロールオフ

歪みの要件が厳格な場合、従来型の FPBW の式のみに頼ると、実際の大信号の動作を完全に特性評価することはできません。実測 THD で定義されるフルパワー帯域幅曲線により、実用的な動作条件におけるアンプの直線性、歪みメカニズム、スループースト動作に関する詳細情報が得られます。

10 付録

フルパワー帯域幅の式を求めるには、式 11 に示されている出力正弦波信号から始めます。

$$v_{\text{out}}(t) = \frac{V_{\text{out_pp}}}{2} \sin(2\pi ft) \quad (11)$$

出力信号の変化率は、式 11 の 1 階微分を求めることによって得られ、その結果は式 12 となります。

$$\frac{dv_{\text{out}}}{dt} = \pi f V_{\text{out_pp}} \cos(2\pi ft) \quad (12)$$

出力電圧の最大瞬間変化率は、余弦項がピーク値 1 に達したときに発生します。この変化率のピーク値はスルーレート (SR) と呼ばれ、これらの条件下において、よく知られたスルーレートの式 (式 13) が得られます。スルー制限が発生する周波数は、フルパワー帯域幅周波数 () として知られています。 f_{FPBW}

$$\text{SR} = \pi \cdot f_{\text{FPBW}} \cdot V_{\text{out_pp}} \quad (13)$$

式 13 を整理し、 f_{FPBW} について解くと、以下の結果が得られます。

$$f_{\text{FPBW}} = \frac{\text{SR}}{\pi V_{\text{out_pp}}} \quad (14)$$

11 参考資料

- Featherstone, C. (2023 年)。『[オペアンプの全高調波歪みを測定する方法と THD+N の基礎知識](#)』、アプリケーション ノート。
- Caldwell, J. (2013 年)。『[低歪み設計](#)』、ビデオ。
- Kay, A. (2013 年)。『[アナログ エンジニアのポケット リファレンス](#)』、アナログ エンジニアのポケット リファレンス。
- Kay, A., Williams, I. (2013 年)。『[スルーレートの概要](#)』、『[セトリング タイム](#)』、『[信号応答](#)』、ビデオ。
- Lis, Marek & Kay, Art (2026 年 5 月)。スルーブーストポロジに関するインタビューとディスカッション。
- Michallick, R. (2023 年)。『[スルーレートのランプアップ](#)』アプリケーション ノート。

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含みいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、TI は一切の責任を拒否します。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月