

Application Note

全功率带宽与运算放大器失真



Chris Featherstone

摘要

全功率带宽 (FPBW) 通常由运算放大器的压摆率推算得出，传统上用于估算出现明显可见波形失真的频率。典型的 FPBW 关系假设仅存在单一压摆率区间，且未对失真限值进行定量定义。本应用手册介绍了测得的总计谐波失真 (THD) 定义的全功率带宽曲线，这些曲线通过指定的谐波失真限值来定义 FPBW，而不仅仅依据可见波形失真崩溃的边界。本文针对多款采用压摆增强架构的运算放大器，研究了传统压摆率受限 FPBW 与 THD 定义的 FPBW 之间的关系。OPA991 是压摆增强型放大器的一个独特示例，即该放大器在激活增强压摆区域之前就会达到自然压摆率限制，因此形成了两个明显不同的压摆率受限 FPBW 边界。测量结果表明，压摆增强架构、环路增益、闭环增益以及开环增益，都会影响基于 THD 定义的全功率带宽及大信号失真行为。

内容

1 简介.....	2
2 全功率带宽理论.....	3
3 了解压摆率.....	4
4 了解压摆增强.....	6
5 测量 THD 受限全功率带宽.....	10
6 解读全功率带宽曲线.....	12
7 压摆增强架构对全功率带宽模型的影响.....	13
8 THD 受限全功率带宽对闭环增益与开环增益的依赖性.....	14
9 总结.....	16
10 附录.....	17
11 参考资料.....	18

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

全功率带宽 (FPBW) 通常用于描述：在给定频率下，运算放大器在不产生明显大信号失真的情况下能够再现的最大峰值间输出电压 (V_{out_pp})。在典型形式中，FPBW 由放大器的压摆率推算得出，表示由于输出变化率受限而导致正弦波形转变为三角波形时对应的频率。

现代运算放大器通常采用压摆增强架构来提升大信号性能。典型 FPBW 理论假设压摆率为单一恒定值，并平滑过渡至压摆率受限状态。然而，实际器件可能会偏离此假设，具体取决于压摆增强电路的实现方式。

本应用手册采用了两种不同的全功率带宽定义。第一种是典型压摆率受限全功率带宽，用于定义因压摆率限制而使正弦输出转变为三角波形时对应的频率。第二种是 THD 受限全功率带宽，用于定义输出失真达到指定水平时对应的频率。这些定义对应不同的物理机制，不应将其视为同一物理量。

OPA991 为压摆增强型放大器提供了一个独特示例，即该放大器在激活压摆增强电路之前就会达到自然压摆率限制。因此，可以识别出两个不同的压摆率受限全功率带宽边界：一个对应自然压摆率，用于定义波形失真的初始起点；另一个对应增强压摆率，用于定义放大器的最终大信号能力。

本应用手册展示了测量的 THD 受限全功率带宽曲线。结果凸显了典型 FPBW 理论的局限性，并表明测量的 THD 定义的全功率带宽取决于失真判据、环路增益、闭环增益、开环增益以及压摆增强电路的内部工作机制。相比之下，典型压摆率受限全功率带宽边界从根本上仍由放大器的压摆率决定。

为了了解全功率带宽 (FPBW) 在实际测量中的行为，本文将按如下顺序讨论以下主题。

1. 全功率带宽理论
2. 了解压摆率
3. 了解压摆增强
4. 测量 THD 受限全功率带宽
5. 解读全功率带宽曲线
6. 压摆增强架构对全功率带宽模型的影响
7. THD 受限全功率带宽对闭环增益与开环增益的依赖性

2 全功率带宽理论

全功率带宽 (FPBW) 描述的是：在给定频率下，运算放大器在不产生明显可视失真的情况下能够输出的最大峰值间电压 (V_{out_pp})。运算放大器的理论全功率带宽曲线如图 2-1 所示。当输入为纯正弦波信号时，在全功率带宽曲线范围内工作可获得视觉上无明显失真的输出；而超出全功率带宽边界后，则会因压摆率限制而产生明显失真的三角波输出。这种输出失真称为压摆率导致的失真。总计谐波失真 (THD) 是一项用于衡量电路准确重现输入信号能力的指标。较低的 THD 测量值表示输入信号能够被准确再现，而较高的 THD 值则意味着信号再现效果较差。一旦输出超出全功率带宽限制，THD 会迅速上升。有关 THD 的更多信息，请参阅[如何测量运算放大器的总谐波失真及 THD + N 基本原理](#)。典型的 FPBW 曲线不会提供具体的 THD 数值，而仅用于标示大信号失真开始出现的位置。

全功率带宽由压摆率 (SR) 规格以及给定运算放大器 (op amp) 的最大峰值间输出电压 V_{out_pp} 推算得出。[方程式 1](#) 描述了全功率带宽、SR 与 V_{out_pp} 之间的关系。

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

[方程式 1](#) 的推算可参阅 [节 10](#)，并基于以下假设：

- 总计谐波失真 (THD) 电平未定义
- 仅在纯正弦波转变为三角波时，才视为出现明显的可视失真
- 单一压摆率值
- 线性进入压摆率限制
- 不存在其他失真机制

运算放大器数据表中给出的理论全功率带宽曲线通常并非基于测得的性能。运算放大器的最大峰值间输出电压 V_{out_pp} 忽略了输出摆幅限制，并假设输出电压能够达到电源轨电压 V_{supply} 。

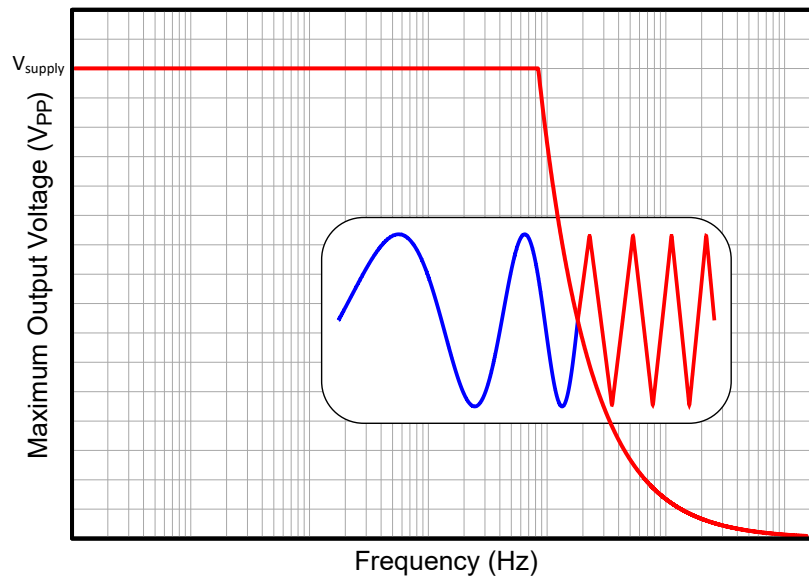


图 2-1. 理论全功率带宽曲线

3 了解压摆率

图 3-1 显示了运算放大器的简化框图。第一级为跨导 (g_m) 级，它将输入差分电压 (V_{id}) 转换为电流 I_M ，称为米勒电流。该电流流入跨阻级的米勒电容 (C_M)，在此处，电流 I_M 被转换为输出节点 V_{out} 上的电压。

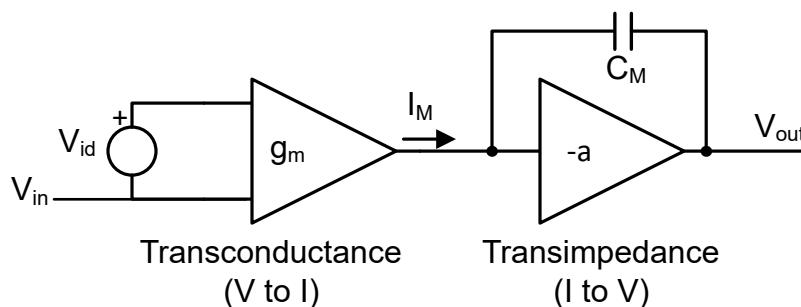


图 3-1. 运算放大器内部方框图

图 3-2 展示了运算放大器跨导级的传递函数。微小信号响应以绿色表示，大信号阶跃响应 (压摆率限制) 以蓝色表示。

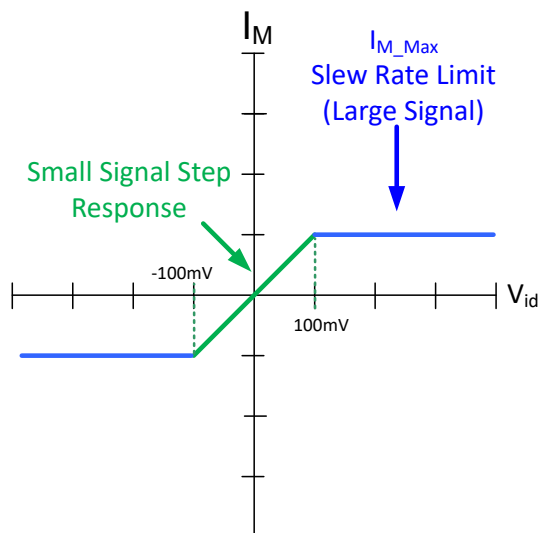


图 3-2. 运算放大器跨导级的传递函数

微小信号运行 - 当 V_{id} 较小 (例如 $V_{id} < 100\text{mV}$ ，请参阅图 3-2) 时，可定义为微小信号工作状态，此时跨导级表现为线性工作。方程式 2 描述了米勒电流与输入差分电压之间的微小信号关系。

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

在微小信号运行期间，电流 I_M 与 V_{id} 成正比。在闭环配置中，输出电压通过外部反馈网络反馈到输入端。反馈会使反相输入端与同相输入端之间的电压差 (V_{id}) 趋近于零。尽管反相端和同相端在电气上并未直接连接，但由于运算放大器具有很高的开环增益 (A_{OL})，两者之间的电压差会被压缩到极小，这种现象通常称为“虚拟”。例如，在输入端施加一个 1mV 的阶跃，会产生一个短暂流入 C_M 的电流脉冲，从而使输出电压上升。随着米勒电容充电，反馈会推动输入差分电压趋向“虚拟短路”状态；当瞬态过程稳定后， V_{id} 基本接近于零。

大信号 (压摆率受限) 运行 - 如果输入差分电压超过线性范围 (例如 $V_{id} > 100\text{mV}$ ，请参阅图 3-2)，跨导级会产生峰值电流 I_{M_Max} ，用于为米勒电容器 C_M 充电，如图 3-3 所示。此恒定电流持续对 C_M 充电，从而在输出节点 V_{out} 产生线性斜坡：

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

输出电压斜坡的斜率定义了压摆率，即运算放大器输出电压变化的最大速率。施加较大的阶跃时，输出最初会受压摆率限制，同时反馈会逐步降低输入差分电压。一旦输入差分电压回落至微小信号工作区域， I_M 将以指数形式衰减至零，输出转变也会从线性斜坡转换为指数稳定曲线。最终，差分输入达到“虚拟短路”条件。图 3-3 提供了波形的放大视图，突出展示了器件进入微小信号运行模式的时刻，并说明了输入差分电压如何以指数方式衰减至 0V。

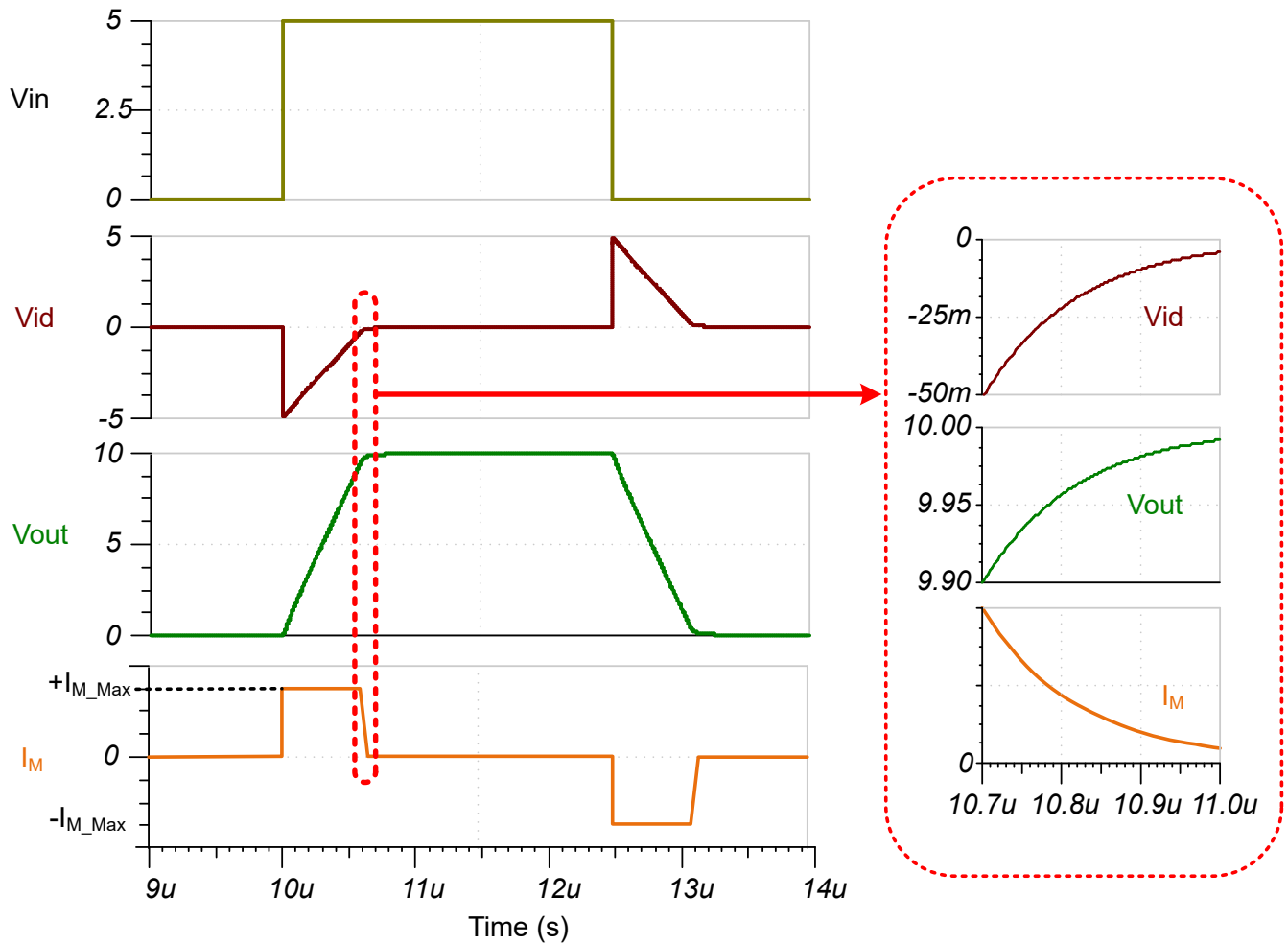


图 3-3. 大信号阶跃下的 V_{id} 和 I_M

4 了解压摆增强

高性能运算放大器通常通过增加静态电流 I_Q 来换取更高带宽，因为要快速为内部补偿电容充电，需要电源持续提供较大的恒定电流。压摆增强架构打破了这种关联，使放大器能够在显著降低微小信号功耗的同时，实现较高的大信号压摆率。压摆增强架构无需持续维持较高静态电流，而是采用“按需供电”电路，根据输入差分电压 (V_{id}) 进行触发。通过调整压摆增强的触发阈值，运算放大器设计人员可以在微小信号自然压摆工作模式与大信号压摆增强工作模式之间实现平衡过渡。表 4-1 展示了采用压摆增强架构的三款运算放大器 OPA992、OPA197 和 OPA991 在压摆率与静态电流 I_Q 之间的权衡关系。这三款运算放大器的输出变化率与输入差分电压之间的关系如图 4-1 所示。

表 4-1. 压摆率与静态电流 (I_Q) 之间的权衡关系

运算放大器	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

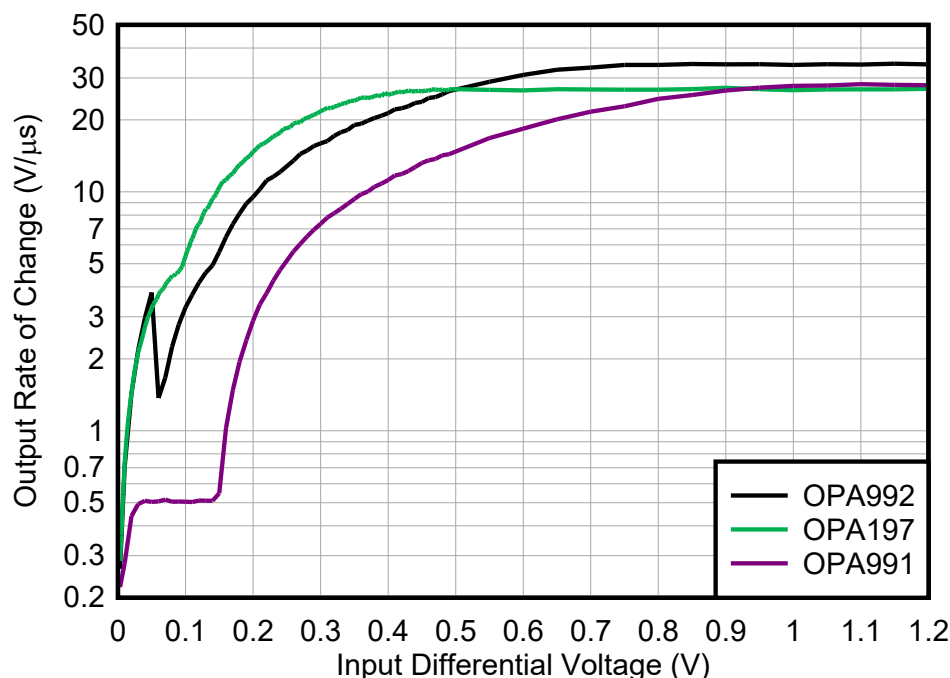


图 4-1. 三种压摆增强拓扑的输出变化率与输入差分电压间的关系

在传统运算放大器中，用于偏置输入级的静态电流通常决定最大压摆率。在这类设计中，最大输出变化率由可用的米勒电流 I_{CM} 决定，该电流用于给内部补偿电容（即米勒补偿电容 C_M ）充电。一些现代放大器采用先进技术，在保持较低总体电流消耗的同时实现更高的压摆率。OPA991 就是这样一种放大器，专门针对高速性能与低功耗之间的平衡进行了设计。在这类架构中，当检测到较大的输入差分电压 V_{id} 时，会动态向补偿电容提供额外电流。这使放大器仅在需要时才实现更高的压摆率。

图 4-2 展示了 OPA991 的 1V 阶跃响应。从压摆增强区域向自然压摆状态过渡的过程，是在运算放大器的输出端 (V_{out}) 进行测量的。电源电流 I_{supply} 通过电流探头在运算放大器的正电源 (V_{CC}) 端进行测量。当压摆增强功能激活时， I_{supply} 会暂时上升至约 2mA。此测量突显出了 OPA991 所实现的功耗节省；只有在压摆增强电路被激活时，才会额外消耗电源电流。

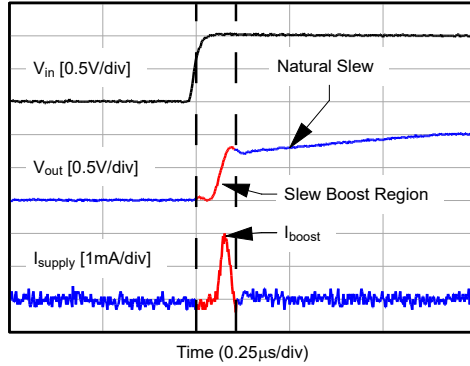


图 4-2. OPA991 阶跃响应

图 4-3 展示了 OPA991 压摆增强架构的简化示意图，以及测得的输出变化率 ($\frac{V}{\mu s}$) 与输入差分电压 (V) 之间的关系。

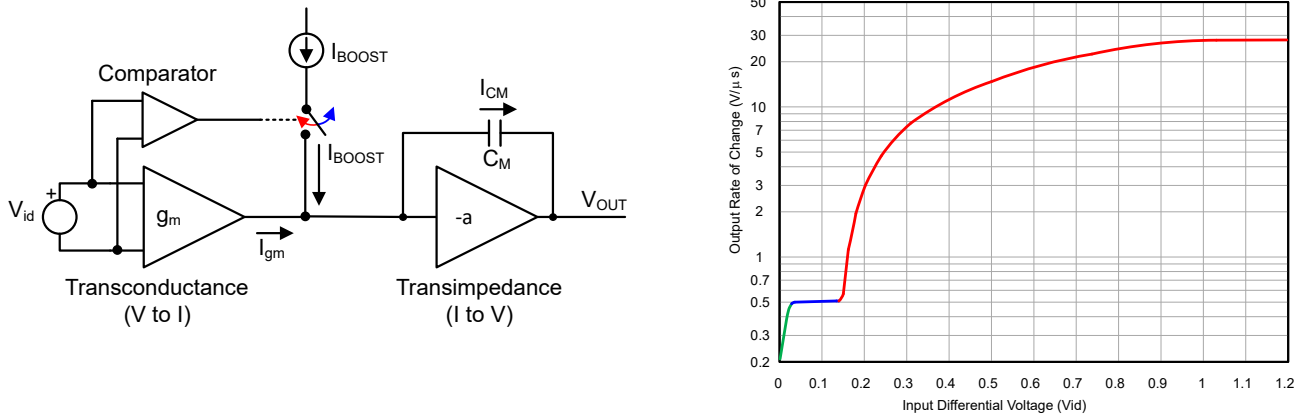


图 4-3. OPA991 的通用简化方框图，其中包含米勒补偿电容器以及输出变化率与输入差分电压间关系的测量数据
最大输出变化率称作压摆率，其表达式为 方程式 4

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

米勒电流 I_{CM} 由两个部分组成：

- I_{gm} ：来自跨导级的电流
- I_{boost} ：来自压摆增强电路的额外电流

在此压摆增强架构中， C_M 在三个离散区域内进行充电，对应的电流 I_{CM} 随之变化，如方程式 5 所述

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

该工作过程可分为三个区域：

1. 微小信号输出变化率（线性工作）：

- 输入差分电压 V_{id} 较小
- $I_{boost} = 0\text{mA}$
- $I_{gm} < I_{gm_max}$ ，并且与 V_{id} 成正比

在该区域中，输出变化率与 V_{id} 成正比，其定义为 $\frac{dV_{out}}{dt} \approx \frac{I_{gm}}{C_M}$

- 请注意，在这个区域内 V_{id} 和 I_{gm} 在这个区域中为线性。请参见图 4-3 中的绿色区域。通常，小信号小于 100mV。对于该器件，微小信号区域约为 20mV 及以下。

2. 自然压摆区域（限流，无增强）：

- $I_{gm} = I_{gm_max}$
- $I_{boost} = 0\text{ mA}$
- $SR_{Nat.} \approx \frac{I_{gm_max}}{C_M}$
- 当 i_{gm} 接近 i_{gm_Max} 时，会出现上升斜率。请参见图 4-3 中的蓝色区域。对于该器件，当压摆增强未启用时，自然压摆率为 $0.5 \frac{V}{\mu s}$ ，且发生在输入信号为 20mV 至 150mV 的范围内。

3. 压摆增强区域（增强电流）：

- V_{id} 会进一步增加
- 压摆增强电路激活
- $I_{C_M} = I_{gm_max} + I_{boost}$
- $SR_{Boost} \approx \frac{I_{gm_max} + I_{boost}}{C_M}$
- 压摆增强电路被激活并产生额外电流 I_{boost} 有助于迅速为补偿电容器充电。请参见图 4-3 中的红色区域。对于此器件，增强压摆率为 $28 \frac{V}{\mu s}$ ，并在输入信号大于 150 mV 时达到该压摆率。更准确地说，当输入信号从约 150mV 增加至 1V 时，压摆率增强效果会逐步提高；当输入信号大于 1V 时，将达到最大的压摆率增强效果。

压摆增强电路的激活取决于输入差分电压 V_{id} 的幅值。产生较大瞬时 V_{id} 的信号（例如阶跃输入或快速边沿转换）会迅速将放大器驱动进入压摆增强区域。相比之下，正弦信号引起的 V_{id} 变化更为平缓，因此可能在增强电路触发之前就进入自然压摆率受限区域。因此，OPA991 会根据信号特性表现出两种不同的压摆率限制行为。波形失真的初始点由自然压摆率决定，而增强压摆率则定义了较大输入差分条件下可实现的最大输出变化速率。此行为直接反映在后文测得的全功率带宽曲线中直接体现，可见失真的出现对应的是自然压摆率限制，而非增强压摆率限制。图 4-4 展示了 OPA991 的两条理论全功率带宽曲线，每条对应一个不同的压摆率区域。蓝色曲线基于 $0.5 \frac{V}{\mu s}$ 的自然压摆率限制推算得出，红色曲线基于约 $28 \frac{V}{\mu s}$ 的增强压摆率限制推算得出，这突出了两个工作区域之间大信号性能上的显著差异。本应用手册后续将引用这两条曲线，用于说明自然压摆率与增强压摆率限制分别如何影响 OPA991 测得的全功率带宽性能。

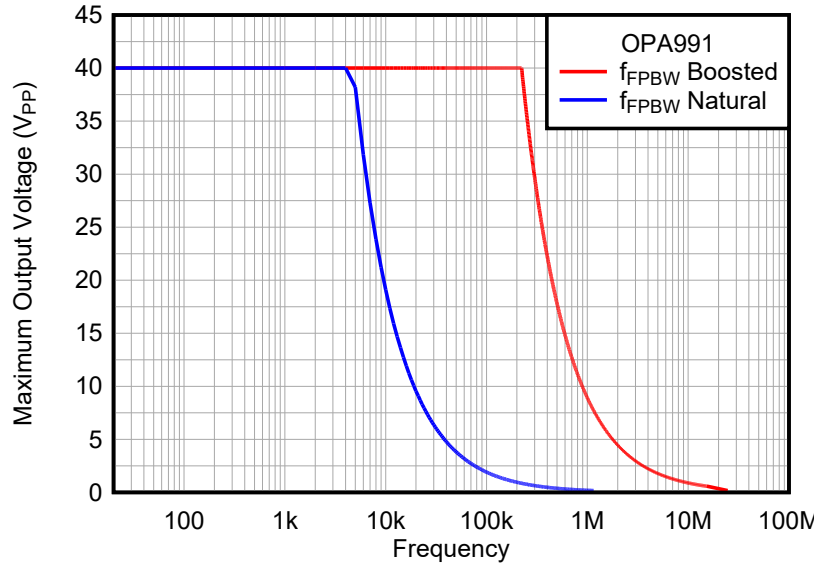


图 4-4. OPA991 的理论全功率带宽曲线

5 测量 THD 受限全功率带宽

传统的全功率传统全功率带宽理论并不提供定量的 THD 数值，仅用于预测明显可见（大信号）失真的起始点。该理论还忽略了压摆增强架构的非线性行为，以及实际电路中存在的其他失真机制。相比之下，通过测量运算放大器的全功率带宽，可以获得实际的 THD 边界；该方法可在任意闭环增益下执行，并能够自然地反映由器件内部非线性引起的失真。

通过测量运算放大器的全功率带宽，可以更准确地反映其真实性能，并提供比[方程式 1](#)中理论模型更多的信息。总而言之，[方程式 1](#)的推算基于以下假设：

- THD 电平未定义
- 仅在纯正弦波转变为三角波时，才视为出现明显的可视失真
- 恒定的压摆率值
- 线性进入压摆率限制
- 不存在其他失真机制

测量运算放大器的全功率带宽具有以下优势：

- 可在任意闭环增益下执行
- 可定义 THD 电平
- 能够体现理论计算与实际测量结果之间的差异
- 压摆率性能及其他失真机制能够在测量过程中得以自然体现

[图 5-1](#) 展示了用于测量全功率带宽的测量电路。失真分析仪连接至标准同相和反相电路。本应用手册将重点介绍同相测量。执行以下程序：

- 使用正弦波激励固定输出幅度
- 扫描频率
- 测量 THD（测量带宽 = 1.2MHz）
- 在多个振幅、电源和负载条件下重复此程序

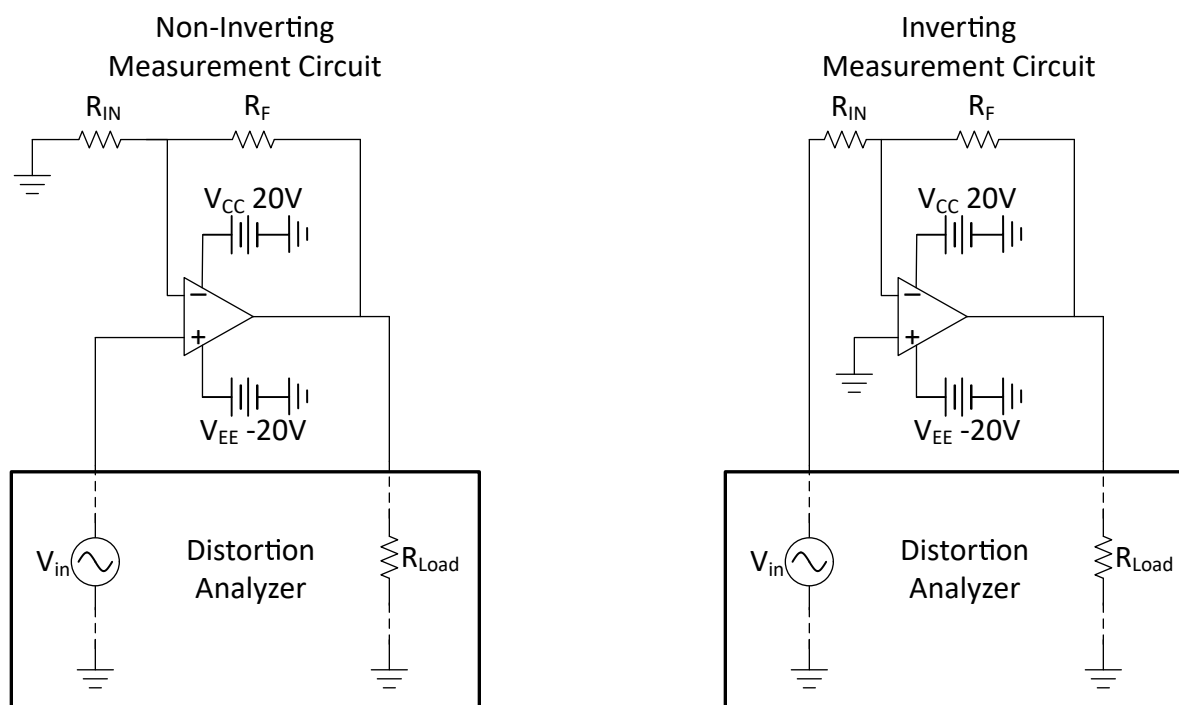


图 5-1. 全功率带宽测量电路

图 5-2 展示了基于 OPA991 自然压摆率限制和增强压摆率限制计算得到的理论全功率带宽曲线。与理论曲线紧邻的是在闭环增益 (A_{CL}) 为 $A_{CL} = 1 \frac{V}{V}$ 的配置下，测得的 THD 定义的全功率带宽曲线。理论全功率带宽基于未定义 THD 的假设，而实际测量结果则可针对特定失真目标进行绘制。因此，由 THD 定义的全功率带宽必须视为一种依赖测量条件的边界，而非放大器固有的单一参数。图 5-2 表明，基于 OPA991 自然压摆率限制计算得到的全功率带宽曲线，与实测的 -60dB THD 曲线大致相当。对于变化较慢的信号，若工作点超出由自然压摆率定义的全功率带宽曲线，可能会因 OPA991 的自然压摆率限制而产生压摆率导致的失真。

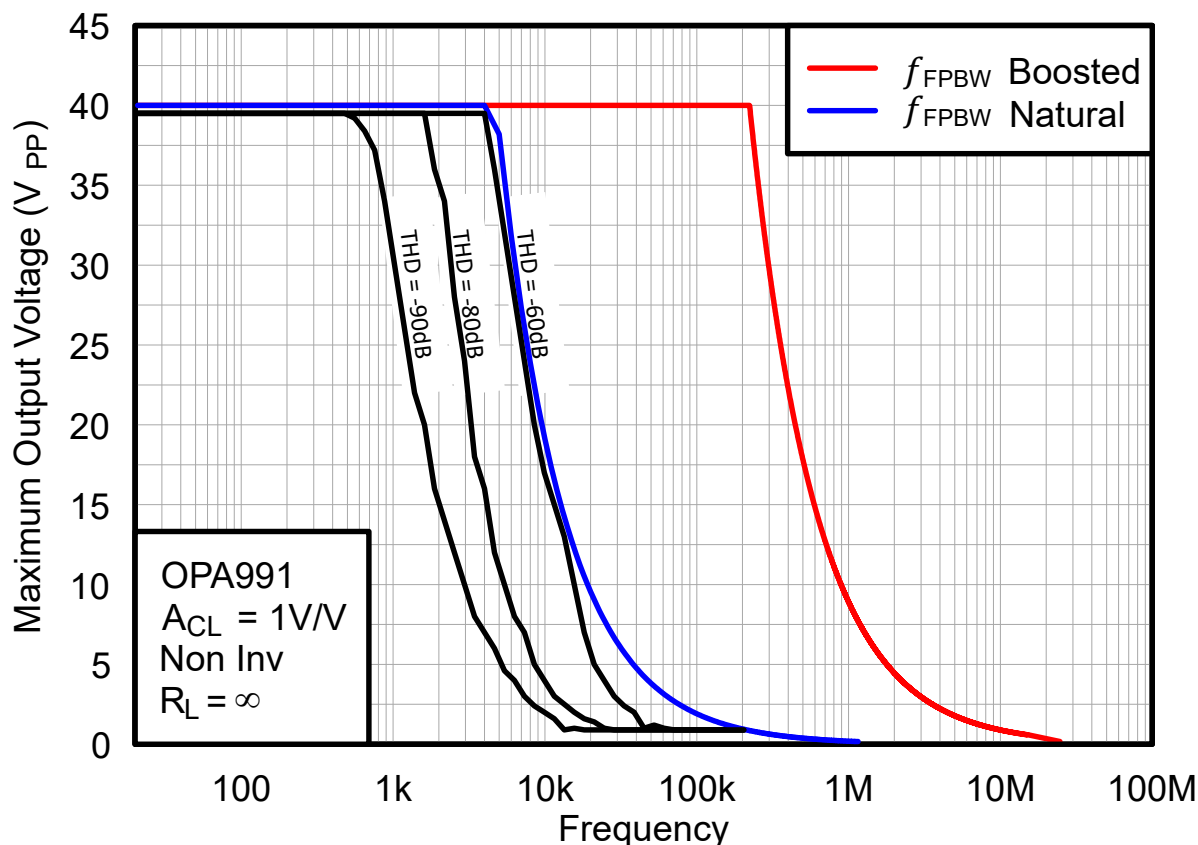


图 5-2. OPA991 的全功率带宽，增益为 $1 \frac{V}{V}$

6 解读全功率带宽曲线

理论全功率带宽曲线表示输出仍保持为真实正弦波时所对应的频率；超过该点后，波形会塌缩为三角波。在较高输出幅度下，更容易观察到进入压摆率限制状态的过程。在闭环配置中，对于给定输入信号，较高的增益会产生更大的输出摆幅，从而提高所需的输出变化速率，并使压摆率引起的失真更加明显。

图 6-1 展示了 OPA991 在信号增益为以下条件的全功率带宽曲线： $A_{CL} = 11 \frac{V}{V}$ ，其中使用三个不同颜色的标记点来表示特定数据点。每个点均对应曲线下方所示的正弦波和快速傅里叶变换 (FFT)，用于说明在固定振幅下，随着频率升高，失真如何发生变化。在 10Vpp 输出幅度下，图 6-1 中的每个彩色标记点都对应更高的频率以及随之增加的失真程度，这一点可通过 FFT 看出。虽然在 1kHz 和 10kHz 时，正弦波从视觉上看几乎没有失真，但在 20kHz 时，明显失真开始出现，此时正弦波会逐渐转变为三角波。请注意，理论曲线确实能够预测这一边界，如图 5-2 所示。

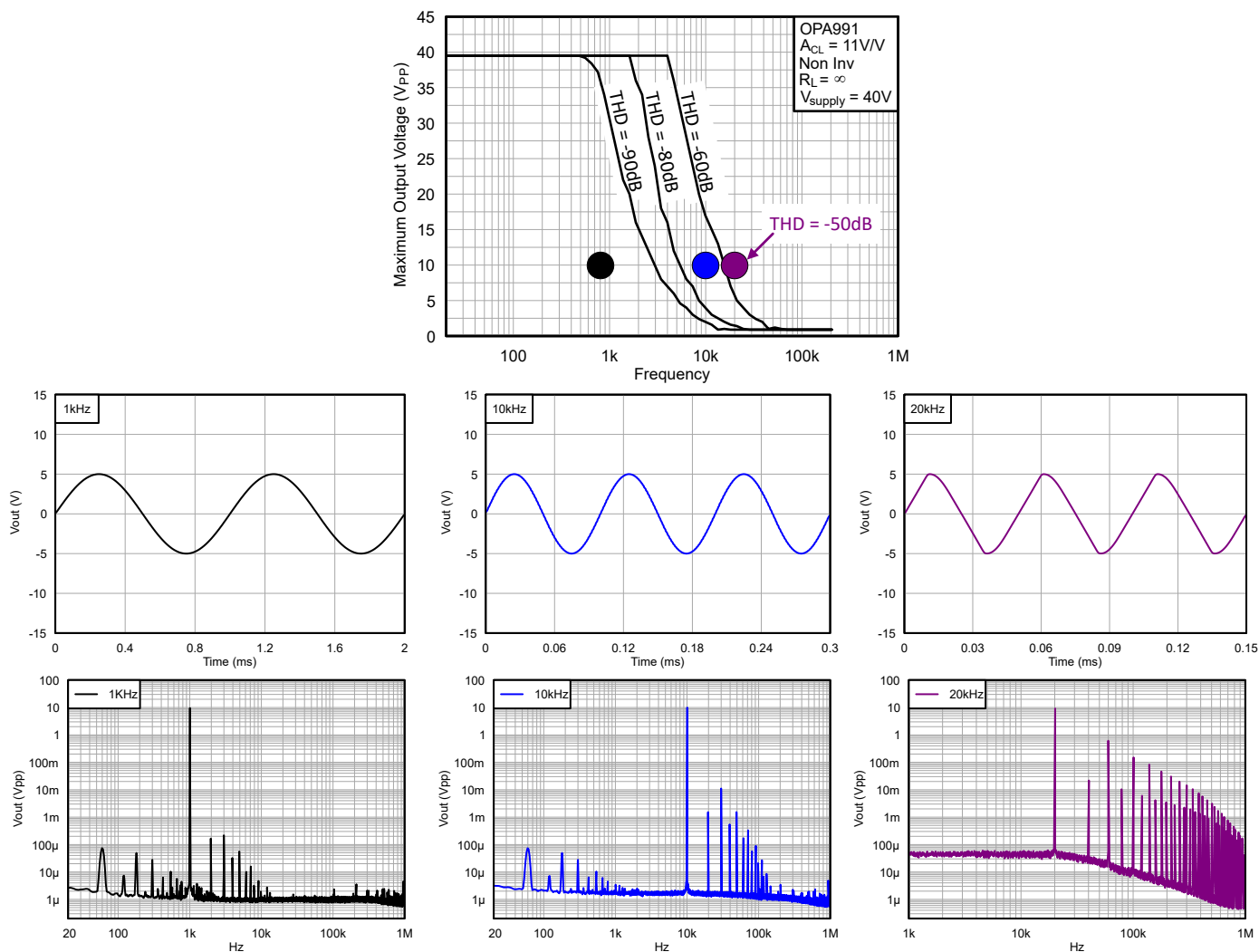


图 6-1. 解读全功率带宽曲线

7 压摆增强架构对全功率带宽模型的影响

部分压摆增强放大器从自然压摆率切换至增强压摆率时，并非瞬时变化，而是呈现分段式切换。该切换区域的形状和宽度取决于具体架构。常见的压摆增强设计能够快速且平滑地进入增强压摆模式，因此更符合理论全功率带宽模型中“恒定压摆率”的假设。如果进入增强压摆模式的切换过程较缓慢或较宽，则会产生中间输出变化率，并增加大信号失真。在这些区域内，失真会在达到最大压摆率之前就开始增加。因此，以 THD 限值定义的可用全功率带宽，相较理论最大曲线会有所降低。输出变化率与输入差分电压关系曲线，为直观呈现这一切换行为提供了方法。将这些曲线与测得的 THD 受限全功率带宽曲线进行关联分析可以发现，决定实际大信号性能的不仅是峰值压摆率，还包括压摆增强的实现方式。

图 7-1 对比了 OPA992、OPA197 和 OPA991 在闭环增益 $A_{CL} = 1 \frac{V}{V}$ 下的理论与测得的全功率带宽曲线，并附带了输出变化率 ($\frac{V}{\mu s}$) 与输入差分电压 (V_{id}) 的关系曲线图以供参考。在 THD 限值为 -50dB 时，由于能够快速进入压摆增强模式，OPA992 和 OPA197 的测得曲线与理论预测高度吻合。然而，OPA991 偏离了基于增强压摆率推算得出的理论曲线，而更接近基于自然压摆率限制的理论曲线。这是因为在压摆增强功能激活之前，其在一定范围的输入差分电压条件下已进入自然压摆率限制区域。这一差异意味着 OPA992 和 OPA197 主要受单一压摆率限制，而 OPA991 则具有两个明显不同的压摆率区域，且二者都会影响大信号失真行为。

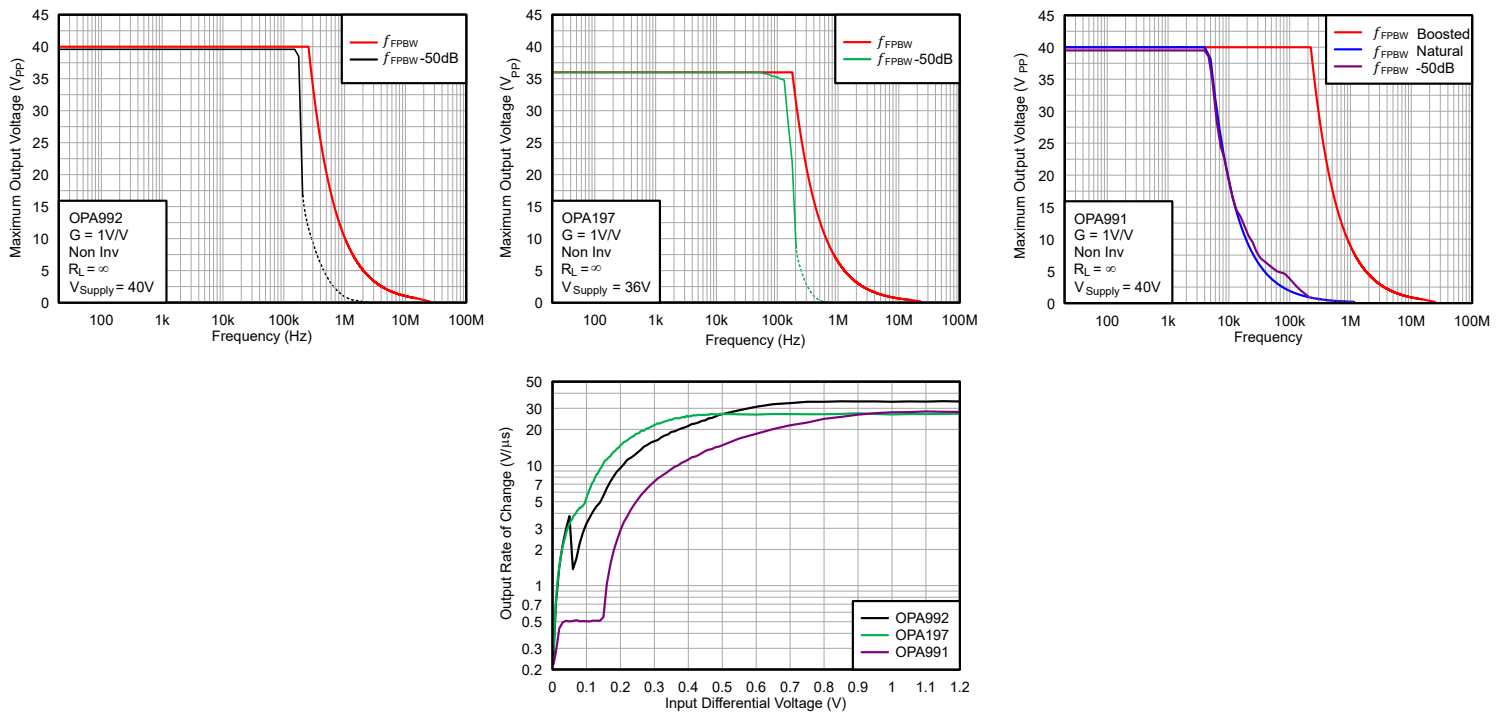


图 7-1. 测量值与理论 FPBW 以及输出变化率间的关系

8 THD 受限全功率带宽对闭环增益与开环增益的依赖性

本节中讨论的机制不同于前文所述由压摆效应引起的明显波形失真。本节重点介绍反馈与环路增益如何影响微小信号线性度和谐波失真。本节需要明确的一个根本要点是，对于固定振幅而言，随着闭环增益增大而导致的环路增益下降，并不会直接改变典型压摆率限制全功率带宽曲线。

图 8-1 展示了 OPA991 在三种不同闭环增益配置下测得的全功率带宽曲线； $A_{CL} = 1\frac{V}{V}$ 、 $11\frac{V}{V}$ 和 $101\frac{V}{V}$ 。每条曲线均对应固定失真限值 $THD = -60\text{dB}$ 。测得的全功率带宽曲线显示出对闭环增益的明显依赖性，即增益越高，带宽越窄： $f_{FPBW}(A_{CL} = 101\frac{V}{V}) < f_{FPBW}(A_{CL} = 11\frac{V}{V}) < f_{FPBW}(A_{CL} = 1\frac{V}{V})$ 。典型全功率带宽模型假设存在单一且明确的压摆率限制，同时忽略闭环增益的影响，因此无法预测这种行为。

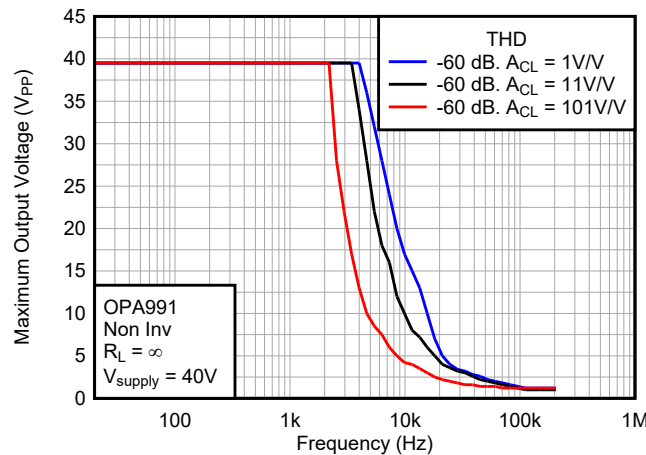


图 8-1. 三种不同信号增益下的 OPA991 全功率带宽 (THD = -60dB)

分析运算放大器的反馈公式，有助于解释为何闭环增益 (A_{CL}) 增加会导致 THD 定义的全功率带宽曲线减小。

图 8-2 展示了运算放大器闭环配置的方框图。

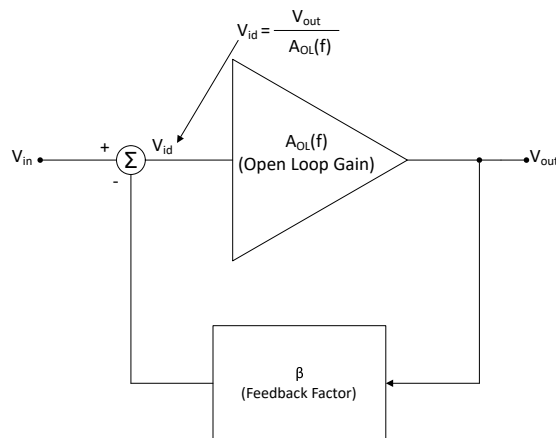


图 8-2. 反馈控制理论方框图

请记住，运算放大器的闭环增益公式如下：

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

其中：

$A_{OL}(f)$ 开环增益
 $\beta(f)$ 外部反馈因子

$A_{OL}(f) \beta(f)$ 环路增益

有关此公式推算的更多详细信息，请访问[德州仪器 \(TI\) 高精度实验室系列](#)。

对[方程式 6](#) 进行改写并求解 β ，可得到 [方程式 7](#)。

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

分析[方程式 7](#) 时可以发现，由于 A_{CL} 与 β 成反比，因此 A_{CL} 越高， β 越低。这反过来又降低了环路增益 $A_{OL} \beta$ 。环路增益是控制运算放大器输入端之间误差电压 V_{id} 的参数。由于环路增益直接控制输入误差电压 (V_{id})，因此了解 V_{id} 与环路增益之间的关系至关重要。

首先，对[方程式 6](#) 进行改写并求解 V_{out} ，可得到：

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

如图 8-2 所示：

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

将[方程式 8](#) 代入[方程式 9](#)，可得到：

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

[方程式 10](#) 所示的 V_{id} 与 $A_{OL} \beta$ 之间的反比关系表明，环路增益降低会导致运算放大器输入端的误差电压 V_{id} 增大。由于环路增益是实现放大器传递函数线性化的机制，因此较低的环路增益会削弱系统修正内部非线性的能力。该误差电压的增加会导致信号失真增大，并使 THD 升高。随着 THD 增加，THD 定义的全功率带宽曲线对应的实测带宽会减小。总而言之， A_{CL} 增大与 THD 定义的全功率带宽性能下降之间的关系可概括为以下过程：

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

环路增益还取决于运算放大器开环增益 A_{OL} ，而它是有限的，并会随着频率滚降。因此，随着 A_{OL} 下降，环路增益也会降低，从而导致总计谐波失真 (THD) 增大。

随着闭环增益增加而导致的环路增益下降，并不会直接改变放大器的压摆率限制全功率带宽边界。相反，环路增益降低会增大输入误差电压 V_{id} ，从而增加微小信号非线性失真，并在明显的压摆引起波形塌陷发生之前提高 THD。因此，即使放大器底层的压摆率限制全功率带宽边界保持不变，THD 定义的全功率带宽曲线仍会随着闭环增益增加而收缩。

有关 THD 的更多信息，请参阅[如何测量运算放大器的总谐波失真及 THD + N 基本原理](#)，以及运算放大器失真的[德州仪器 \(TI\) 高精度实验室视频系列](#)。

9 总结

全功率带宽 (FPBW) 描述的是：在给定频率下，运算放大器在因压摆率限制而出现明显可见失真之前，能够再现的最大峰值间电压 (V_{pp})。根据压摆率推导得出的典型 FPBW 关系，可用于有效估算正弦波形因压摆率限制而转换为三角波形时对应的频率。然而，典型模型假设仅存在单一压摆率区间，且未对失真限值进行定量定义。

本应用手册表明，测得的 THD 定义全功率带宽与典型压摆率受限全功率带宽代表的是不同的物理机制，不能视为同一概念。压摆率受限的 FPBW 边界定义了明显可见波形失真的起始点，而 THD 定义的 FPBW 边界则用于确定谐波失真超过指定限值时对应的频率。

现代运算放大器通常采用压摆增强架构来提升大信号性能。自然压摆操作和增强压摆操作之间的转换细节会显著影响测得的失真行为。能够快速转换至压摆增强的放大器，高度符合基于单一压摆率值推算得出的典型 FPBW 模型；而具有更宽或分段压摆转换的放大器，则可能在达到最大增强压摆率之前就会表现出失真增加。

OPA991 为压摆增强型放大器提供了一个实用案例，即该放大器在激活增强压摆区域之前就会达到自然压摆率限制。测量结果表明，明显可见波形失真的起始点与基于自然压摆率极限推导得到的理论 FPBW 曲线高度吻合；而增强压摆率极限则决定了放大器在较大输入差分条件下的极限大信号能力。

测得的 THD 定义的全功率带宽曲线还表现出对环路增益的依赖性。闭环增益增加会降低反馈因子和环路增益，从而增大输入误差电压 V_{id} ，并在明显的压摆引起波形失真出现之前，提高微小信号非线性失真。因此，即使放大器的底层压摆率边界保持不变，THD 定义的全功率带宽仍会随着闭环增益的增加而收缩。

测量结果表明，测得的 THD 定义的全功率带宽并不总是由单一固定边界决定，而是取决于多个因素，包括：

- 压摆增强架构
- 自然压摆率区域与增强压摆率区域
- THD 标准
- 闭环增益与环路增益
- 开环增益滚降

当失真要求严格时，仅依赖典型 FPBW 公式无法完整表征实际应用中的大信号行为。测得的 THD 定义的全功率带宽曲线，可为放大器在线性度、失真机制以及实际工作条件下的压摆增强行为提供更多见解。

10 附录

全功率带宽公式的推算始于[方程式 11](#) 所示的输出正弦信号。

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

通过对[方程式 11](#) 进行一阶求导，可以推算出输出信号的变化率，结果为[方程式 12](#)。

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

当余弦项达到峰值 1 时，输出电压的瞬时变化率达到最大。该峰值变化率称为压摆率 (SR)，在这些条件下，下可得到常见的压摆率公式：[方程式 13](#)。发生压摆率限制时对应的频率称为全功率带宽频率， f_{FPBW}

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

对[方程式 13](#) 进行变形并求解 f_{FPBW} ，得到：

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

11 参考资料

- Featherstone, C. (2023 年)。 [如何测量运算放大器的总谐波失真及 THD + N 基本原理](#)，应用手册。
- Caldwell, J. (2013 年)。 [低失真设计](#)，视频。
- Kay, A. (2013 年)。 [模拟工程师口袋参考书](#)，模拟工程师口袋参考书。
- Kay, A.、Williams, I. (2013 年)。 [压摆率简介](#)、[趋稳时间](#)、[信号响应](#)，视频。
- Lis, Marek 和 Kay, Art (2026 年 5 月)。关于压摆增强拓扑的访谈与讨论。
- Michallick, R. (2023 年)。 [逐步了解压摆率](#)，应用手册。

重要通知和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保法规或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月