

Lutz Naumann

摘要

计量和电源转换领域的一些电流检测应用需要直流电流检测和交流电流检测。直流信号通常是无用或错误的信号内容，需要进行检测、测量和消除。例如，在交流电源系统中，直流能量会在变压器中以热量的形式耗散，因为直流能量无法通过变压器进行传输。这种能量耗散会导致功率损耗和发热问题。此类应用中的电流检测可通过使用基于分流器的方法测量小检测电阻上的压降来实现。交流应用中的直流信号非常小，并对系统的动态范围提出了挑战。本应用手册介绍了一种预调节滤波器电路，可降低这些要求并改善交流内直流测量。

内容

1 引言	2
2 示例考虑因素	2
3 预调节电路简介	4
3.1 一阶搁架滤波器.....	4
3.2 二阶搁架滤波器.....	6
3.3 二阶搁架滤波器的噪声贡献.....	7
3.4 直流和交流增益.....	8
4 二阶搁架滤波器的设计过程	9
4.1 边界条件的定义.....	9
4.2 元件值的计算.....	10
5 元件容差的影响	11
6 总结	12
7 参考文献	13

插图清单

图 2-1. FFT 交流内直流 + 谐波, VREF=1.2V.....	3
图 3-1. PGA 增益 = 32 且 VREF = 1.2V 时的 FFT 交流内直流性能.....	4
图 3-2. 一阶搁架滤波器电路.....	4
图 3-3. 一阶搁架滤波器的频率响应.....	5
图 3-4. 一阶搁架滤波器的群延迟.....	5
图 3-5. 一阶搁架滤波器的总输出噪声.....	5
图 3-6. 二阶搁架滤波器电路.....	6
图 3-7. 二阶搁架滤波器的频率响应.....	6
图 3-8. 二阶搁架滤波器的群延迟.....	7
图 3-9. 二阶搁架滤波器的总输出噪声.....	7
图 3-10. 跨 FFT 频段的噪声功率谱密度分布.....	8
图 3-11. PGA 增益为 32 和滤波器校正、VREF = 1.2V 时的 FFT 交流内直流性能.....	8
图 4-1. 二阶搁架滤波器的零极点图.....	9
图 5-1. 所有 R = 1% 时最坏情况下的频率响应偏差.....	11
图 5-2. 所有 C = 1% 时最坏情况下的频率响应偏差.....	11

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

在测量电流时，通常会使用基于分流器的设计。在电网系统中，交流内容基于 50Hz/60Hz，并包含基波失真和谐波失真。例如，在电能质量分析或直流/交流电源转换中，会单独分析谐波以监控并更大幅度地减少失真。交流电承载主电源，但还可能存在不必要的直流内容，必须通过控制环路消除该内容或将其检测为错误。因此，同时测量直流值非常重要。例如，直流/交流系统可以生成 20A 交流电流正弦波。同时，必须测量 20mA 直流电流。这一要求增加了系统的动态范围，并对模数转换提出了挑战。此外，分流器上的电压可能很小，因此增加外部增益级可能大有裨益。

2 示例考虑因素

为了便于更好地理解，本节提供了一个示例。应当测量 16A、50Hz 交流电流，包括其谐波以及交流电内的 20mA 直流电流。检测方法基于分流器。选择分流器大小时需要保持较低的功率耗散，通常远低于 1W。在该示例中，分流器为 1mΩ。

功率耗散：

$$P_{loss} = I \times I \times R = 16 A \times 16 A \times 1 m\Omega = 256 mW \quad (1)$$

分流器上的交流峰值电压：

$$V_{peak} = I \times R \times \sqrt{2} = 16 A \times 1 m\Omega \times \sqrt{2} = 22 mV \quad (2)$$

分流器上的直流电压：

$$V_{DC} = I \times R = 20 mA \times 1 m\Omega = 20 \mu V \quad (3)$$

假设 ADC 使用 1.2V VREF，满量程摆幅为 +/-1.2V。对于交流信号，需要 54 的增益才能匹配满量程。使用此增益时，直流电压为 1.08mV。ADC 内部的集成 PGA 通常遵循二进制增益步长。为了避免削波，必须选择增益 32；一些摆幅浪费了。增益为 32 时，交流最大摆幅导致峰值为 704mV，直流最大值为 640uV。640uV 几乎等于在具有 1.2V VREF 和双极 +/-VREF 摆幅的 12 位转换器中，LSB 大小 585uV。因此需要更高分辨率的转换器。即使使用 16 位转换器，直流分辨率也仅为 4 位。24 位转换器可提供更高的分辨率，并且通常包含 PGA。包含第十五个谐波的 50Hz 信号会产生 800Hz 模拟带宽。使用 SINC3 滤波器的典型 Δ-Σ 转换器在以下位置具有一个 -3dB 点： $0.262 \times f_s$ 。要获得所需的 800Hz 带宽，必须选择 3.2ksps 的采样率。此类具有可调增益的 Δ-Σ 转换器的输入基准噪声在个位数 uVrms 范围内。相对于 20uV 的直流信号振幅，仅存在边际 SNR。

为了更好地理解，让我们看看通过相干 FFT 计算得出的所述信号的频谱。频率样本包含基波和谐波以及直流能量的 50Hz 宽频段。

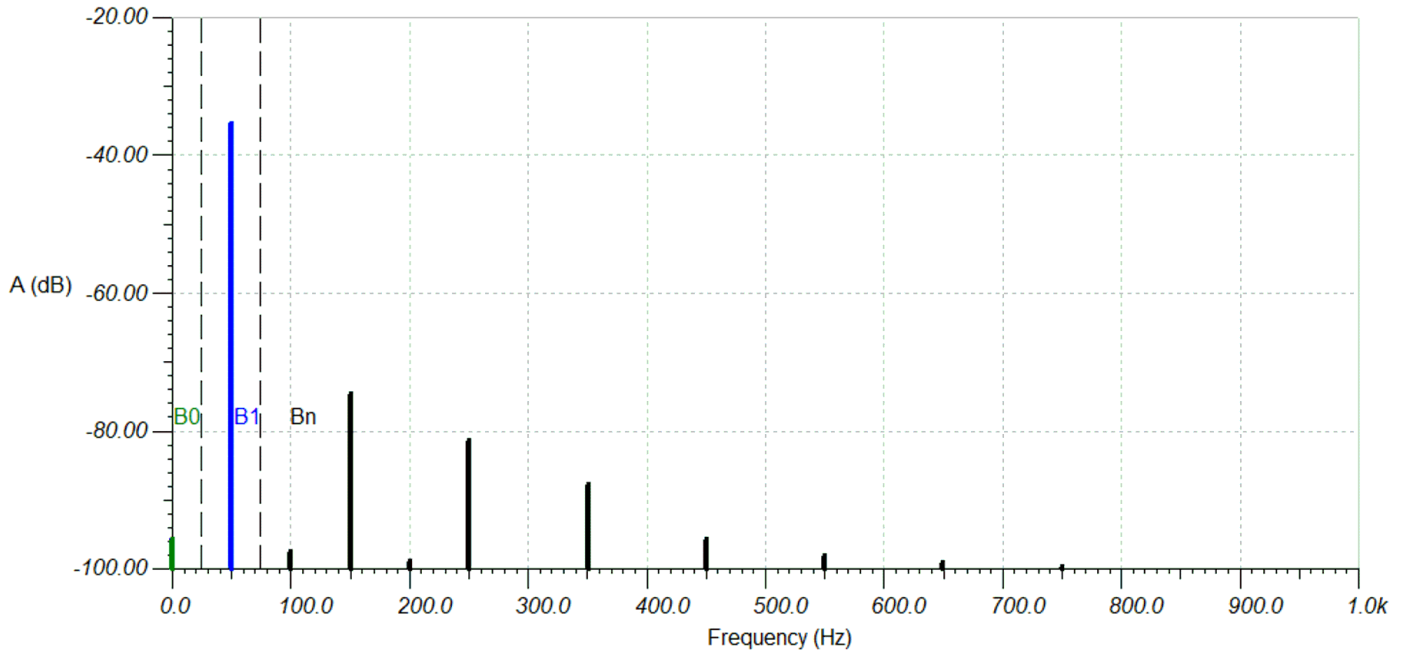


图 2-1. FFT 交流内直流 + 谐波，VREF=1.2V

B0：直流能量频段

B1：交流基波频段

Bn：交流谐波频段

3 预调节电路简介

通过引入 32 的 ADC 增益实现了频谱改进。为了简单起见，只考虑直流能量和交流基波。交流谐波会跟随交流基波的增益。增益校正频谱如下：

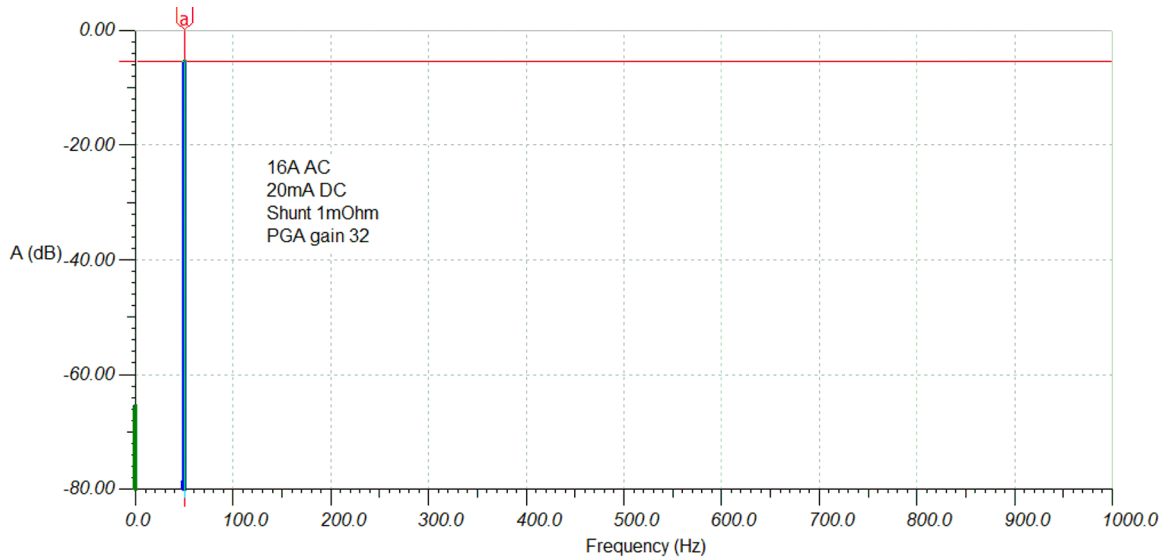


图 3-1. PGA 增益 = 32 且 VREF = 1.2V 时的 FFT 交流内直流性能

为了进一步改善交流内直流检测和动态范围，请在 ADC 前面添加具有以下行为的预调节电路：

- 用于放大直流值的直流增益（例如，8x 相当于 18dB）
- 用于将交流基波调整到 ADC 满量程的交流增益（1.68x 对应于 4.54dB）
- 单独的直流和交流增益设置
- 平坦交流带已从 50Hz 开始

这种预调节电路使交流基波达到满量程。直流能量的更高增益会以更高的系数增加直流值，从而减少所需的动态范围并提高直流能量频段 SNR。

3.1 一阶搁架滤波器

可以使用搁架滤波器来满足预调节要求。最简单的方法是一阶电路。由于我们要增加低频增益并处理小信号，因此选择了采用自动置零技术的低噪声 OPAMP OPA387。由于具有自动置零功能，OPAMP 可消除 1/f 噪声，并具有仅为 8nV/sqrt(Hz) 的平坦噪声功率频谱密度。该电路在同相输入端还包含一个匹配电阻分压器，以减小基于 Ib 电流的失调电压误差。所示的滤波器结构是一种反相结构。输出极性会反转。

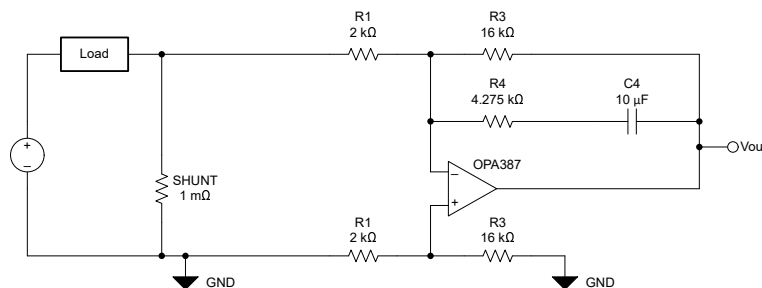


图 3-2. 一阶搁架滤波器电路

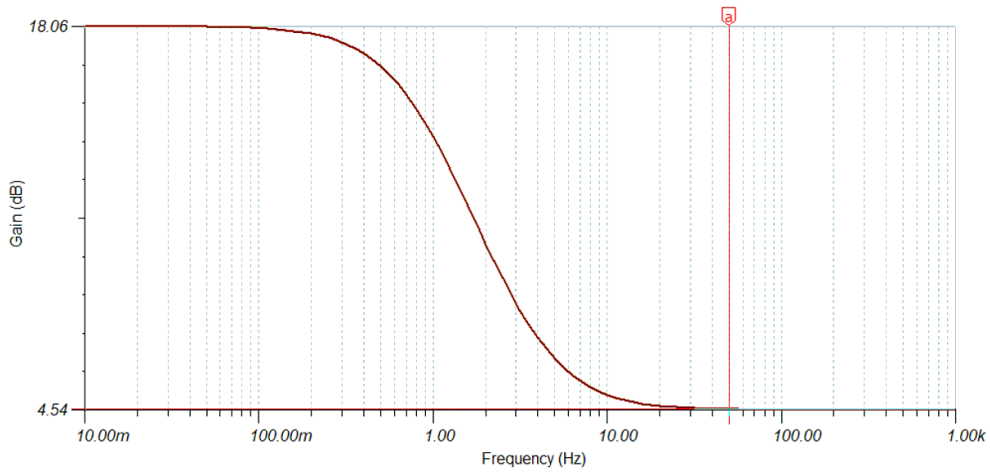


图 3-3. 一阶搁架滤波器的频率响应

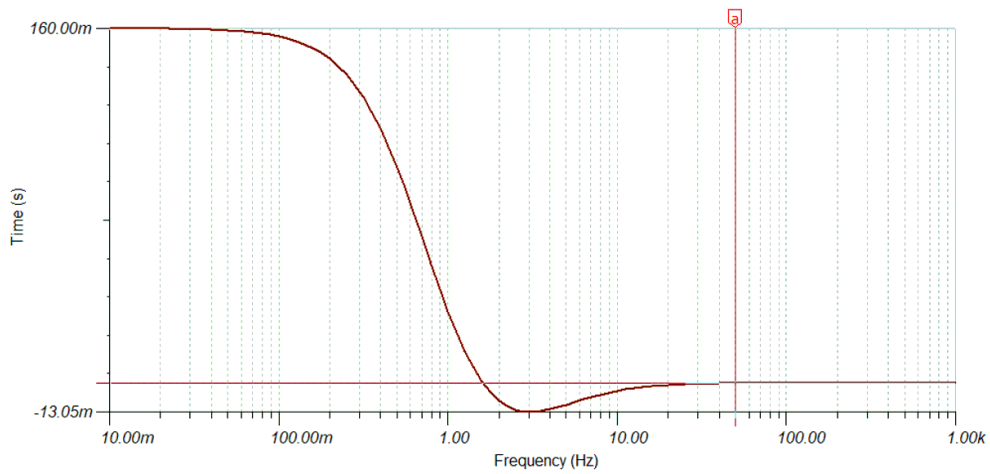


图 3-4. 一阶搁架滤波器的群延迟

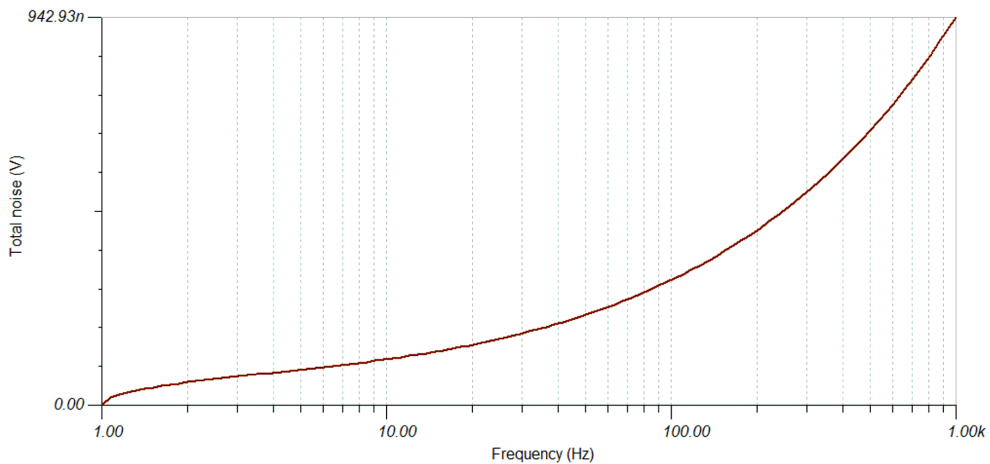


图 3-5. 一阶搁架滤波器的总输出噪声

通过此类滤波器的群延迟，可以看到检测直流故障的响应时间约为 160ms。对于许多应用而言，160ms 是不可接受的。

3.2 二阶搁架滤波器

通过引入建议的二阶搁架滤波器可以实现改进。由于存在额外的极点，可以实现 20ms 范围内的更快直流群延迟。频率图表明直流和交流之间的过渡频带较小，允许将其放置在更靠近交流通带的更高频率处，并以更快的速度检测直流的变化（漂移）。同样，该电路在同相输入端包含一个匹配电阻分压器，以减小基于 Ib 电流的失调电压误差。所示的滤波器结构是一种反相结构。输出极性会反转。

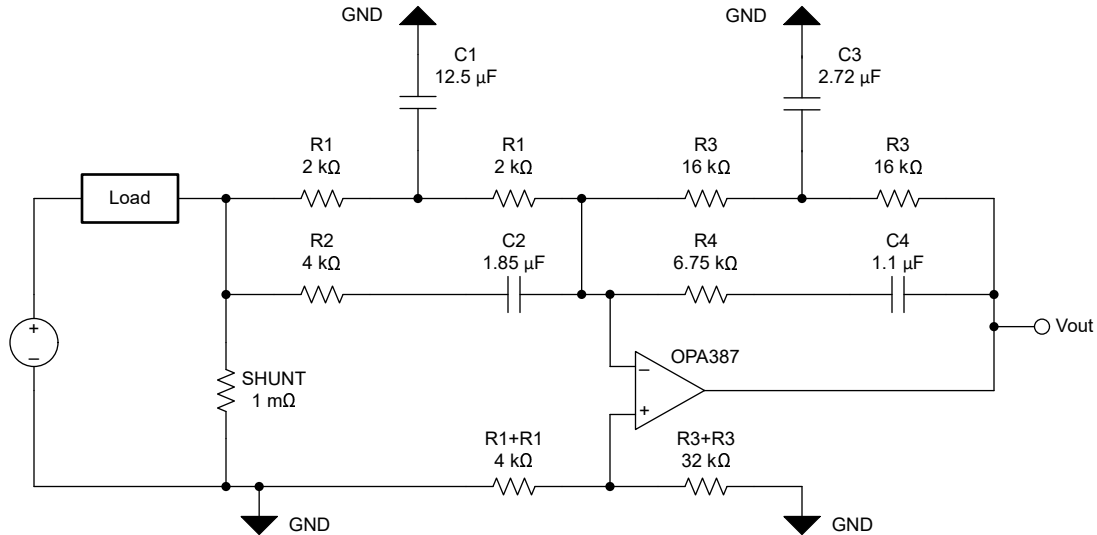


图 3-6. 二阶搁架滤波器电路

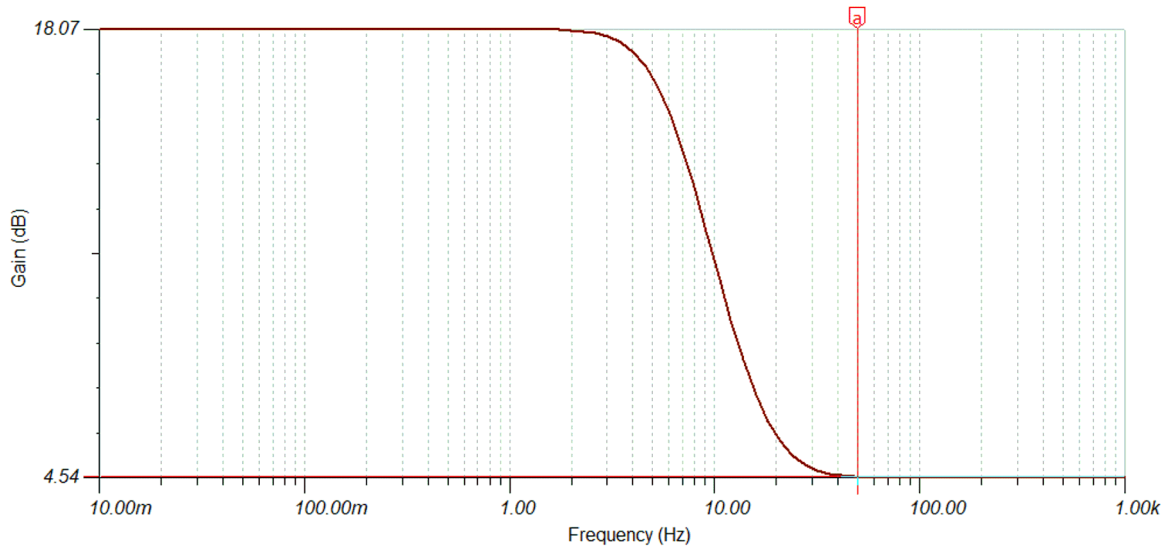


图 3-7. 二阶搁架滤波器的频率响应

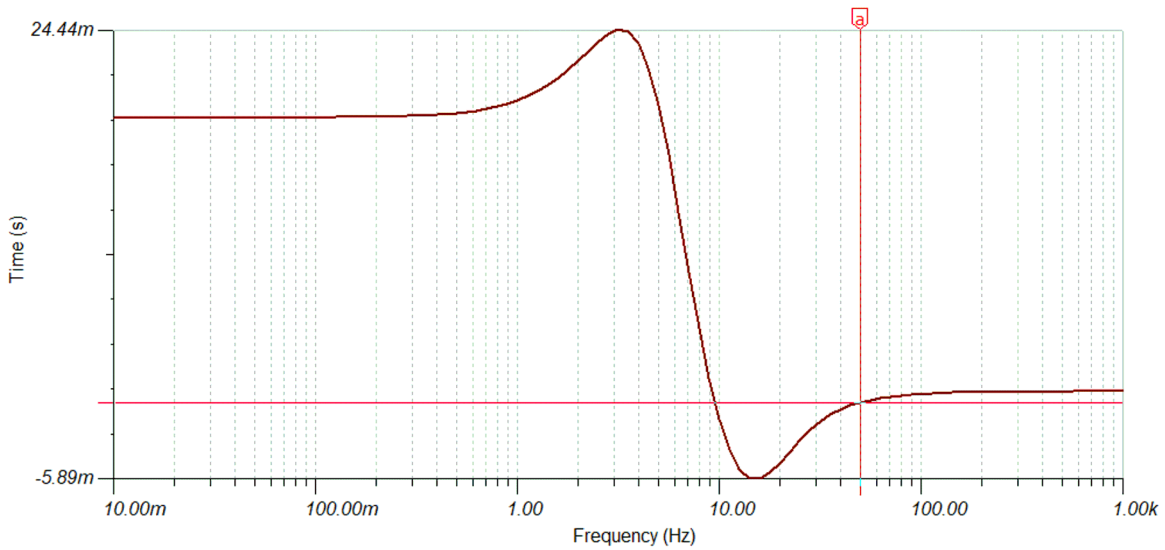


图 3-8. 二阶搁架滤波器的群延迟

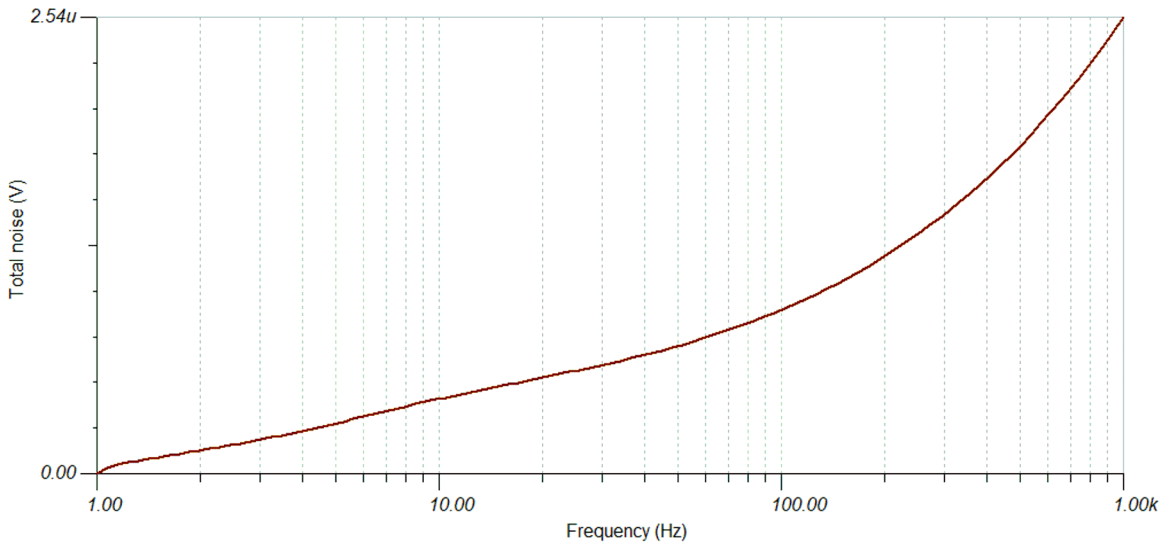


图 3-9. 二阶搁架滤波器的总输出噪声

3.3 二阶搁架滤波器的噪声贡献

使用二阶搁架滤波器的缺点是需要更多的元件，并且元件数量增加后，总噪声会略高。选择元件值时，必须在电阻值、电容值和总噪声之间作出折衷。我们需要关注噪声在频谱中的分布方式。如果使用 50Hz 宽频段计算 FFT，则特定频段中的噪声能量很重要。在对系统进行采样时，频谱随着采样频率呈周期性。从该采样频率，能量会混叠回到 B0 频段。因此，B0 频段中的平均噪声也是使用 50Hz 带宽计算得出的。正如预期的那样，由于直流增益更高，直流频带中的噪声贡献最高。从下图中，我们可以估算各个频段的输出噪声。同样，B0 是直流能量频段，B1 是交流基波频段，Bn 是交流谐波频段。

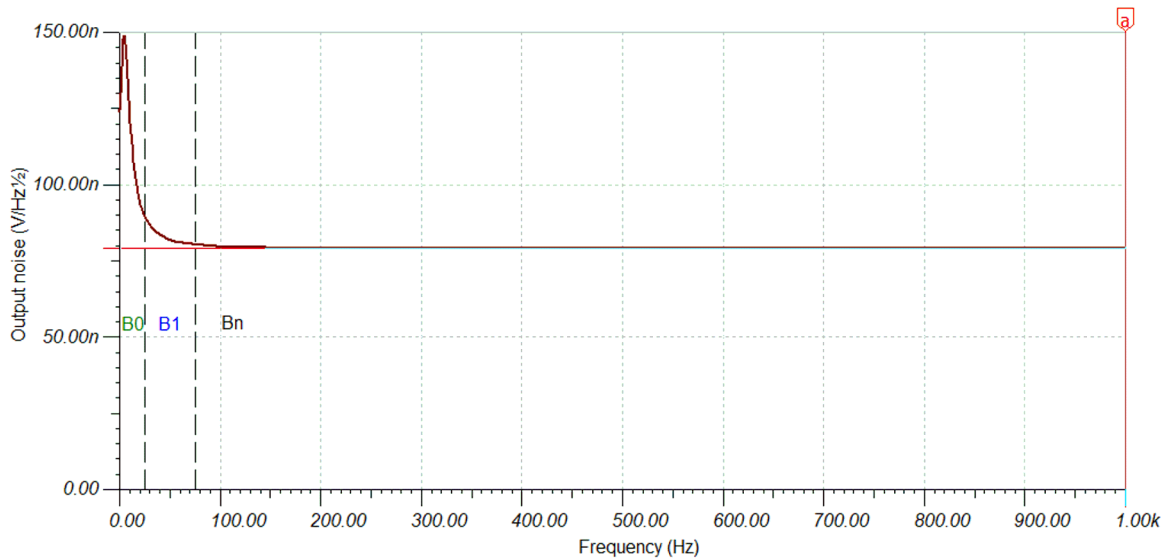


图 3-10. 跨 FFT 频段的噪声功率谱密度分布

$$N_{B0} = \frac{120 \text{ nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{50 \text{ Hz}} = 848 \text{ nV} \quad (4)$$

$$N_{B1} = \frac{83 \text{ nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{50 \text{ Hz}} = 586 \text{ nV} \quad (5)$$

$$N_{Bn} = \frac{79 \text{ nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{50 \text{ Hz}} = 559 \text{ nV} \quad (6)$$

直流能量中的输出噪声比交流频段中的输出噪声大约高 1.6 倍，但随着我们将直流信号成分增加 8 倍 (18dB)，这种增加仍然会使小直流信号的 SNR 提高 14dB (5 倍)。

3.4 直流和交流增益

由于直流 (+18dB) 和交流 (+4.54dB) 频带中有额外的增益，ADC 输入将接收到 160uV 的直流值和 37.125mV 的交流值。PGA 增益为 32 时，直流值与 1.2V VREF 的比较结果为 +/-5.12mV，交流值达到满量程 +/-1.2V。

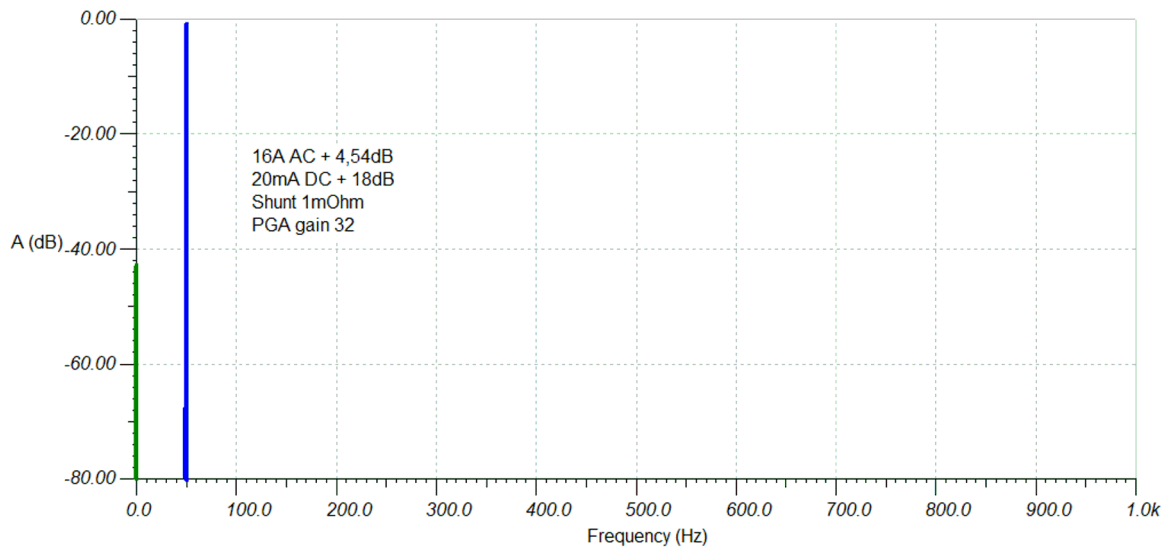


图 3-11. PGA 增益为 32 和滤波器校正、VREF = 1.2V 时的 FFT 交流内直流性能

4 二阶搁架滤波器的设计过程

二阶搁架滤波器可以用以下拉普拉斯多项式描述：

$$G(s) = - \frac{[s^2 C_2 C_1 R_1 R_1 + s(C_2 R_2 + 2C_2 R_1) + 1](s C_3 R_3 + 2)(s C_4 R_4 + 1)}{[s^2 C_4 C_3 R_3 R_3 + s(C_4 R_4 + 2C_4 R_3) + 1](s C_1 R_1 + 2)(s C_2 R_2 + 1)} \times \frac{R_3}{R_1} \quad (7)$$

$$G(s) = - \frac{[S_{0x12}][S_{03}][S_{04}]}{[S_{px34}][S_{p1}][S_{p2}]} \times gain \quad (8)$$

4.1 边界条件的定义

零极点图包含一阶极点和零点以及两个复数二阶极点和零点。

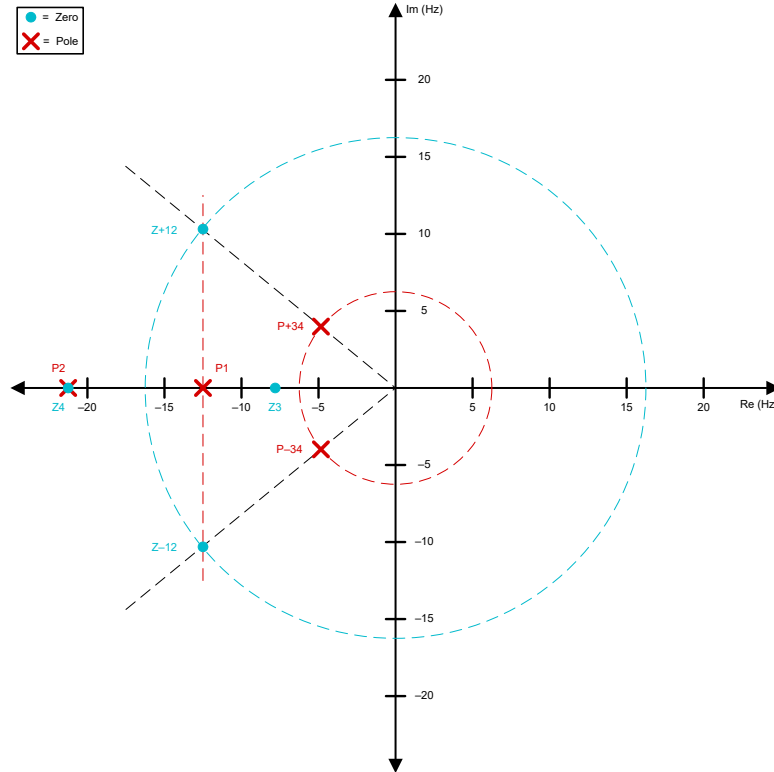


图 4-1. 二阶搁架滤波器的零极点图

为了简单起见，我们采用以下定义：

$$Q_{0x12} = Q_{px34} = \frac{R_1}{(R_2 + 2R_1)} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} = \frac{R_3}{(R_4 + 2R_3)} \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} \quad (9)$$

$$\epsilon_{p1} = \epsilon_{0x12} = -\frac{2}{C_1 R_1} = -\frac{(C_2 R_2 + 2C_2 R_1)}{2C_2 C_1 R_1 R_1} \quad R_2 = 2R_1 \quad (10)$$

$$\epsilon_{p2} = \epsilon_{04} = -\frac{2}{C_2 R_2} = -\frac{1}{C_4 R_4} \quad (11)$$

$$DC_{gain} = -\frac{R_3}{R_1} \quad (12)$$

$$AC_{gain} = -\frac{R_4}{R_2} = -\frac{C_2}{C_4} \quad (13)$$

4.2 元件值的计算

起始值：

$$DC_{gain}; AC_{gain}; f_{p1}; Q \geq 0.5; R_1; C_1 \quad (14)$$

1. 选择 f_{p1} (例如, 最低交流频率的 1/4); 例如, 50Hz 交流至 12.5Hz
2. 选择 $Q = 0.65$ 旨在获得最大增益平坦度
3. **Select** C_1 基于元件限制 (大 C)
4. 计算 R_1 基于所需 f_{p1} 和元件限制 (小 R)
5. 权衡大 C 与小 R 以获得最佳噪声性能

$$R_1 = \frac{2}{2\pi f_{p1} \times C_1} \quad (15)$$

6. 计算 R_2 :

$$R_2 = 2R_1 \quad (16)$$

7. 计算 R_3 :

$$R_3 = DC_{gain} \times R_1 \quad (17)$$

8. 计算 R_4 :

$$R_4 = AC_{gain} \times 2R_1 \quad (18)$$

9. 计算 C_2 :

$$C_2 = \frac{C_1}{(4Q)^2} \quad (19)$$

10. 计算 C_3 :

$$C_3 = \frac{C_1}{AC_{gain} \times \left(\frac{2 \times DC_{gain}}{DC_{gain} + AC_{gain}} \right)^2} \quad (20)$$

11. 计算 C_4 :

$$C_4 = \frac{C_1}{AC_{gain} \times (4Q)^2} \quad (21)$$

5 元件容差的影响

使用分立式元件实现滤波器时，必须考虑元件容差。我们进行了仿真，以了解电路的误差贡献和灵敏度。在第一个仿真中，选择的所有电阻器均具有 1% 的容差，并绘制了所有组合用例。结果是直流和交流通带中最坏情况下的误差贡献约为 $\pm 0.2\text{dB}$ 。该贡献相当于 $\pm 2.4\%$ 的增益误差。在第二个仿真中，选择的所有电容器均具有 1% 的容差。此容差会略微改变频率角和过渡频带。对于 FFT 注意事项，请注意这会给直流或 50Hz 交流频段增加多大的增益误差。在 50Hz 时，误差贡献范围为 $\pm 0.05\text{dB}$ ，相当于 $\pm 0.6\%$ 的增益误差。

如果可以执行系统校准，这些偏差是可以接受的。必须注意无源器件的漂移，如果需要，还必须选择更精确的元件。

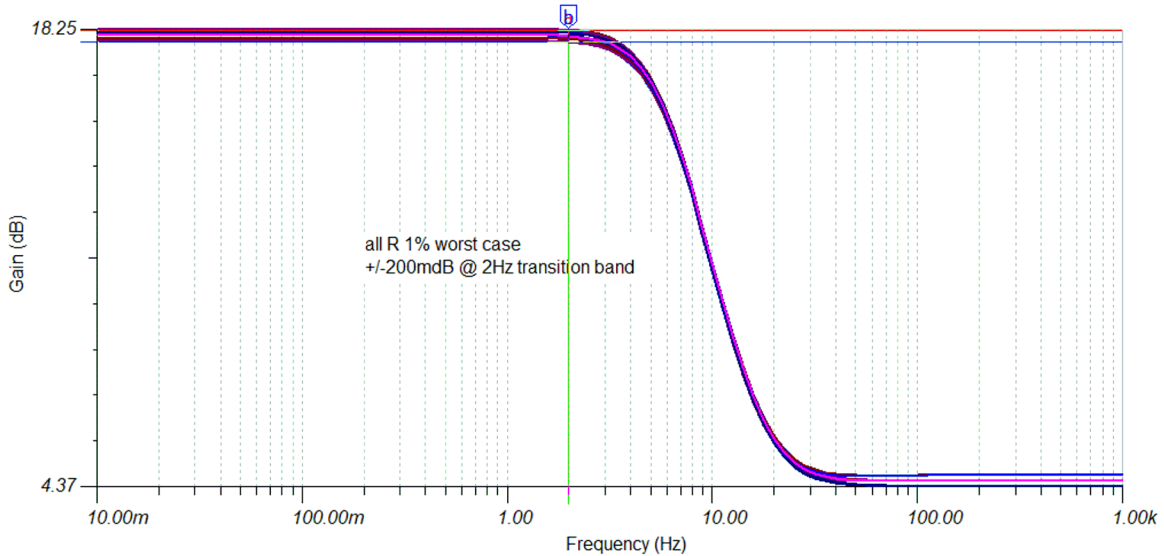


图 5-1. 所有 R = 1% 时最坏情况下的频率响应偏差

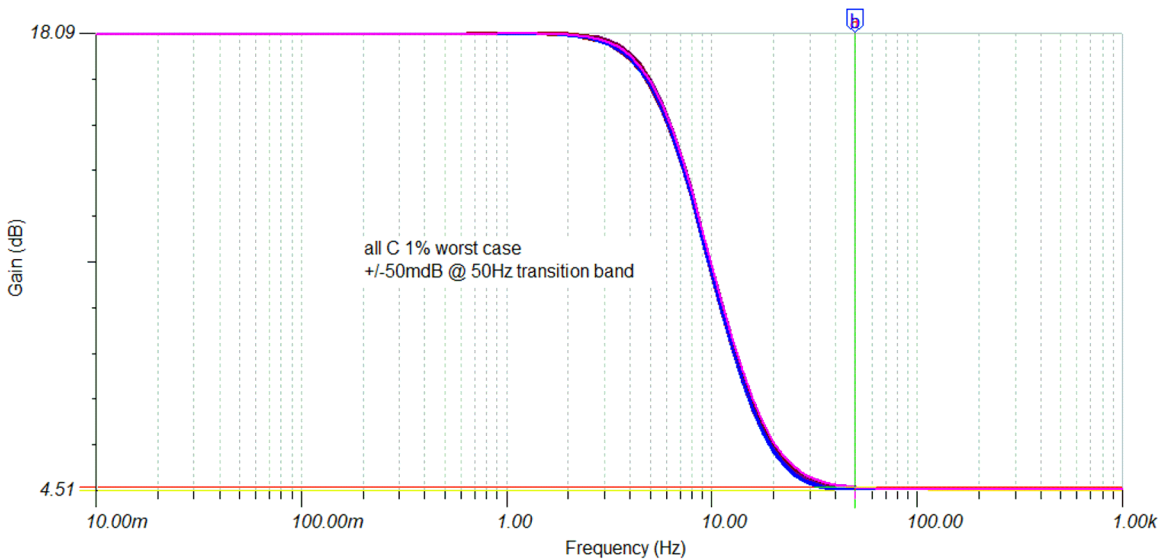


图 5-2. 所有 C = 1% 时最坏情况下的频率响应偏差

6 总结

在使用分流器测量电流时，二阶搁架滤波器支持单独设置 ADC 前面预调节电路的直流增益和交流增益。可以增加小电压来改善直流值振幅，同时将交流值调整到满量程范围。这种增加会减小系统所需的动态范围。由于采用二阶系统，可以实现更小的直流范围群延迟，并缩短检测直流故障的时间。为了实现最低的误差和最低的噪声贡献，必须选择 OPA387 等自动置零运算放大器。由于此类自动置零运算放大器不会产生 $1/f$ 噪声，因此可以提高直流能量频段内的 SNR。

7 参考文献

- 德州仪器 (TI), [OPAx387 超高精度、零漂移、低输入偏置电流运算放大器数据表](#)。
- 德州仪器 (TI), [TINA-TI 仿真工具](#)。

重要声明和免责声明

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、某特定用途方面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功能安全、信息安全、监管或其他要求。

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 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/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。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司