

**补偿输入电容对电流电压转换器所用电压反馈和
电流反馈型运算放大器的影响**

快速运算放大器可作为电流-电压转换器，在高速光电二极管前置放大器、电流输出DAC缓冲器等应用中发挥重要作用。将一个VFB运算放大器用作I/V转换器的典型应用如图1所示。

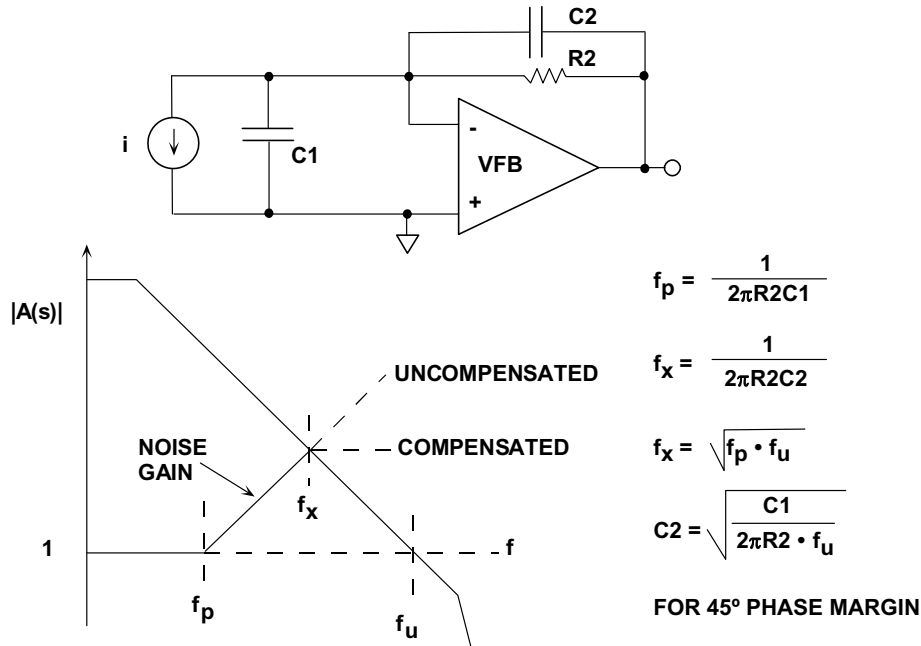


图1：补偿使用VFB运算放大器的电流-电压转换器中的输入电容

净输入电容C1在频率 f_p 下在噪声增益传递函数中形成一个极点，如波特图所示，其计算等式为：

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad \text{等式1}$$

如果不予补偿，则在交叉点频率 f_x 下的相移会导致不稳定和振荡。通过添加反馈电容C2，由此在 f_x 下引入一个零点可以使电路保持稳定，结果产生约45°的相位裕量。零点的位置通过以下等式计算：

$$f_x = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad \text{等式2}$$

尽管添加C2实际上会略微降低极点频率，但如果C2 << C1，则其影响可以忽略不计。频率f_x为f_p与运算放大器的单位增益带宽频率f_u的几何平均数。

$$f_x = \sqrt{f_p \cdot f_u} \quad \text{等式3}$$

结合等式2和等式3并求出C2，结果得：

$$C2 = \sqrt{\frac{C1}{2\pi R2 \cdot f_u}} \quad \text{等式4}$$

当C2等于该值时，结果将产生大约45°的相位裕量。将该电容的值提高2倍，结果会使相位裕量增至65°左右。

实际上，可以略微改变C2的值，由此通过实验的方式找到其最佳值，以优化输出脉冲响应。

可对CFB运算放大器进行简单的分析，如下面的图2所示。但在本例中，低反相输入阻抗R_o会大幅降低对输入电容的敏感度。事实上，输入阻抗为零的理想CFB对任意量的输入电容都是完全不敏感的。

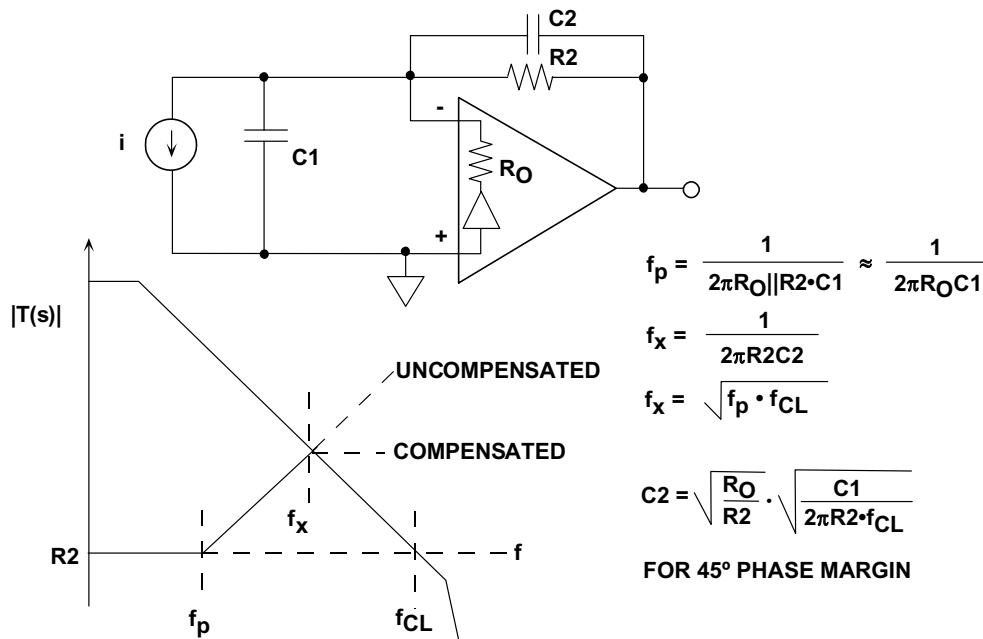


图2：采用CFB运算放大器的电流-电压转换器

C1导致的极点出现的频率为 f_p ：

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_O \parallel R_2)C_1} \approx \frac{1}{2\pi R_O C_1} \quad \text{等式5}$$

该极点频率一般比VFB运算放大器情况下要高得多，而且如果该极点出现的频率大于运算放大器的闭环带宽，则完全可以将其忽略。

接下来，我们将插入电容C2，从而在频率 f_x 下引入一个补偿零：

$$f_x = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad \text{等式6}$$

就如VFB一样， f_x 为 f_p 和 f_{cl} 的几何平均值：

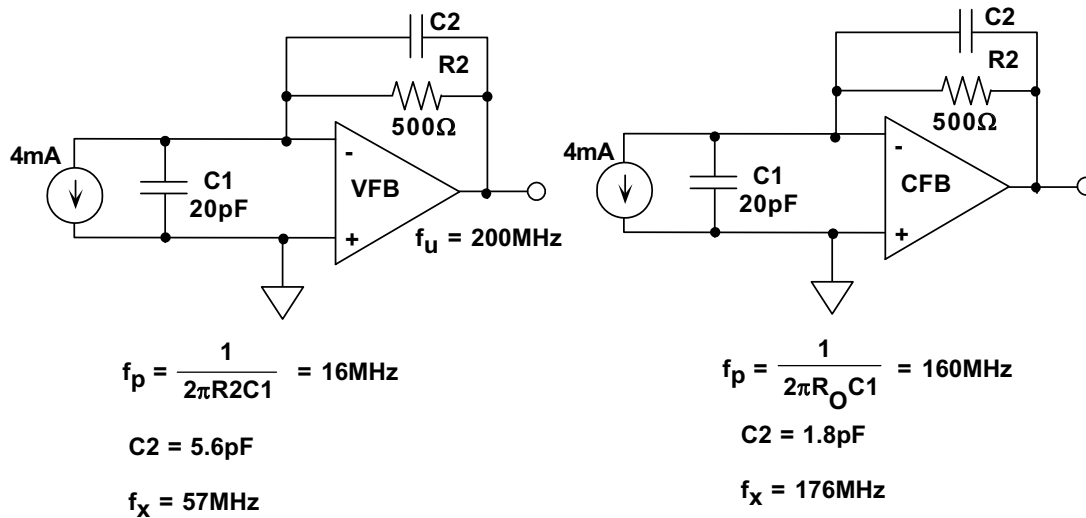
$$f_x = \sqrt{f_p \cdot f_{cl}} \quad \text{等式7}$$

结合等式6和等式7并求出C2，结果得：

$$C_2 = \sqrt{\frac{R_O}{R_2}} \cdot \sqrt{\frac{C_1}{2\pi R_2 \cdot f_{cl}}} \quad \text{等式8}$$

在这种配置下，使用CFB运算放大器具有明显的优势，只要将等式8与针对VFB运算放大器的C2的等式4进行比较,即可发现这一点。如果VFB的单位增益带宽积等于CFB的闭环带宽(最佳R2下)，则CFB补偿电容C2的大小会减少 $\sqrt{(R_2/R_O)}$ 倍。

实际应用的比较结果如下图3所示。DAC的满量程输出电流为4 mA，运算放大器反相输入端的净电容为20 pF，反馈电阻为500 Ω 。在VFB运算放大器的情况下，C1导致的极点出现的频率为16 MHz。对于45°的相位裕量，需要一个5.6 pF的补偿电容，其信号带宽为57 MHz。



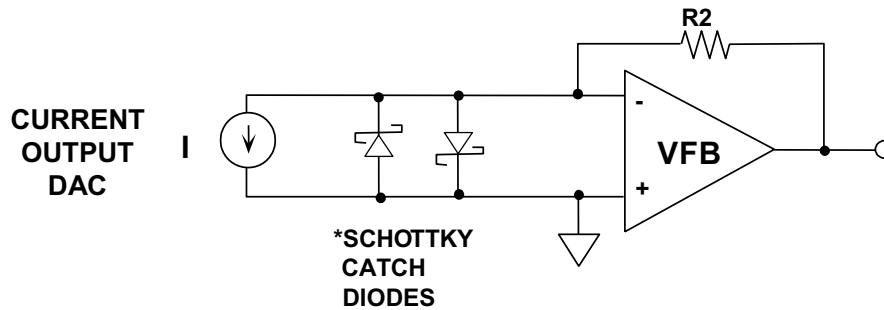
**图3：用作I/V转换器时，
CFB运算放大器对输入电容的敏感度相对较低**

但对于CFB运算放大器来说，由于其反相输入阻抗较低($R_O = 50\ \Omega$)，所以，其极点出现的频率为160 MHz，所需补偿电容约为1.8 pF，相应的信号带宽为176 MHz。实际上，极点频率非常接近运算放大器的闭环带宽，因此，很可能得不到补偿。

需要注意的是，CFB运算放大器对反相输入电容相对不敏感的情况出现在其用于反相模式之时。但在同相模式下，即使反相输入端只有几皮法的杂散电容，结果也可能导致显著的增益峰值和潜在不稳定性。

CFB运算放大器的低反相输入阻抗的另一个优势体现在以下时候：当其用作I/V转换器，以缓冲高速电流输出DAC的输出时。当将一个阶跃函数电流(或DAC开关毛刺)应用于VFB运算放大器的反相输入端时，结果可能产生一个较大的电压瞬变，直到信号可以通过运算放大器传播至其输出端并重新获得负反馈时为止。背靠背肖特基二极管通常用于限制该电压摆幅，如下面的图4所示。这些二极管必须是低电容的小尺寸器件，因为其电容会增加总输入电容。

另一方面，CFB运算放大器甚至会在反馈环路闭合之前，给快速开关电流带来低阻抗(R_O)，从而在无需使用外部二极管的情况下实现对电压偏移的限制。结果会大幅改善I/V转换器的建立时间。



*NOT REQUIRED FOR CFB OP AMP
BECAUSE OF LOW INVERTING INPUT IMPEDANCE

**图4：CFB运算放大器的低反相输入阻抗
有助于降低快速DAC瞬变的影响**

参考文献

1. Hank Zumbahlen, *Basic Linear Design*, Analog Devices, 2006, ISBN:0-915550-28-1. 另见 [Linear Circuit Design Handbook](#), Elsevier-Newnes, 2008, ISBN-10:0750687037, ISBN-13:978-0750687034。 Chapter 1.
2. Walter G. Jung, *Op Amp Applications*, Analog Devices, 2002, ISBN 0-916550-26-5, 另见 [Op Amp Applications Handbook](#), Elsevier/Newnes, 2005, ISBN 0-7506-7844-5. Chapter 1.

Copyright 2009, Analog Devices, Inc. All rights reserved. Analog Devices assumes no responsibility for customer product design or the use or application of customers' products or for any infringements of patents or rights of others which may result from Analog Devices assistance. All trademarks and logos are property of their respective holders. Information furnished by Analog Devices applications and development tools engineers is believed to be accurate and reliable, however no responsibility is assumed by Analog Devices regarding technical accuracy and topicality of the content provided in Analog Devices Tutorials.