

如何为互阻抗放大器电路选择组件

作者: Bryan Zhao

在高精度光电转换应用中，我们经常使用光电二极管和互阻抗放大器将光信号转换为电信号，并将其放大。如图 1 所示，通过 R1 的光电流可在放大器输出端产生电压，实现电流电压转换。这是最简单、最常用的光电转换电路。本文将介绍如何在已有光电二极管的情况下选择放大器，如何在已有放大器的情况下选择光电二极管，以及如何优化反馈电阻器 R1 及补偿电容器 C1。

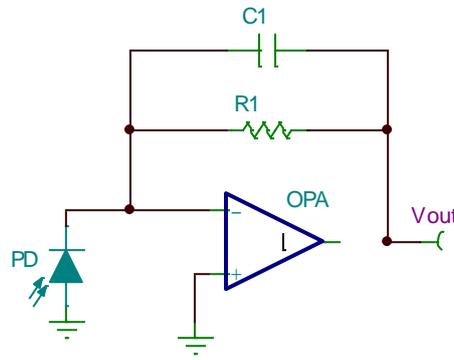


图 1: 最简单的常用光电转换电路

图 2 是开环增益 (A_{ol})、互阻抗 (电流至电压 I-V) 增益以及整个频率下的噪声增益。根据图 2，在互阻抗电路设计过程中，我们必须考虑零点、极点以及放大器 GBW (f_c)，以满足系统要求。

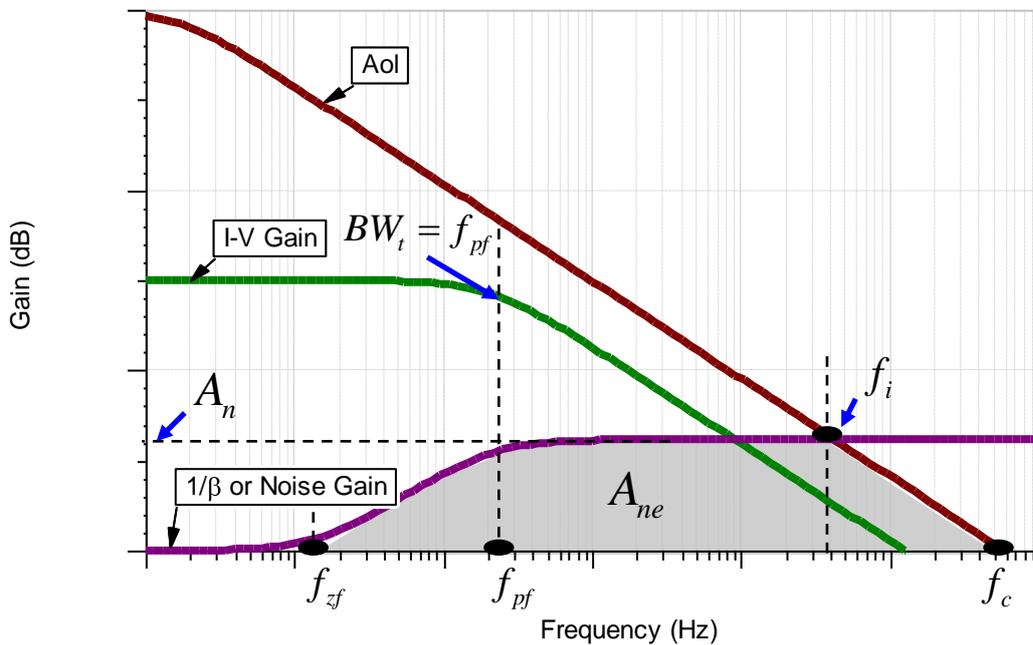


图 2: 互阻抗放大器的频率响应

硅光电二极管、PIN 二极管和 APD 二极管是三种典型的光电二极管。硅光电二极管专为高精度光度测定领域设计，因为它们具有高灵敏度与低暗电流。PIN 二极管能够以低偏置电压提供大带宽，一般用于高速光度测定与光通信。APD 二极管具有高内部增益机制、快速时间响应以及紫外至近红外区的高灵敏度，主要用于高速远距离光通信系统。

硅光电二极管的主要规范有光谱响应、光灵敏度、暗电流、终端电容、分流电阻、响应时间以及噪声等效功率。运算放大器规范也很重要。在本应用中，我们更关注放大器的偏置电流、失调、GBW、

噪声、输入电容以及输出轨。选择运算放大器时，首先应选择 JFET 或 CMOS 放大器。JFET 与 CMOS 输入放大器具有极低的偏置电流，非常适合光电转换。

在光电二极管规范确定后，如何选择放大器、 R_1 和 C_1 ：

在本部分中，我们将探讨在指定了系统带宽 (BW_0) 和光电二极管特征（光电二极管结点电容 C_d 和光电二极管分流电阻 R_{sh} ）的情况下如何选择组件。目标是选择放大器、反馈电阻器和补偿电容器。现在我们已知的参数有 BW_0 、 C_d 和 R_{sh} 。在光电转换过程中，输出噪声可影响电路灵敏度。光电二极管在应用中的最大输出电流由输入光学功率以及光电二极管规范决定。因此，我们可通过在开始进行计算或测量来确定光电二极管的最大输出电流 $I_{o\max}$ 。

放大器具有输出轨限制，从来不会超过电源范围。某些放大器输出轨非常接近电源轨，而某些输出轨却有极大限制。我们可以参考运算放大器产品说明书，了解具体电轨限制。为让放大器工作在线性区域，我们必须限制反馈电阻器的值。在设计电路时，可能会有放大器偏置电流、输入失调以及二极管暗电流造成的大量输出失调。输出失调不仅会限制放大器的 AC 动态范围，而且还会限制反馈电阻器的值：

$$R_1 < \frac{V_{o\max} - V_{os}}{I_{o\max}}$$

R_1 ：反馈（互阻抗）电阻器

$V_{o\max}$ ：放大器最大输出电压

V_{os} ：电路输出失调

$I_{o\max}$ ：特定应用中的最大光电二极管电流

由于放大器尚未选定，我们使用 V_{cc} 作为 AC 动态范围：

$$R_1 < \frac{V_{cc}}{I_{o\max}}$$

如果 R_1 太小，放大器 AC 输出动态范围就很浪费。另一方面，大型 R_1 会增大电路输出噪声，如图 3 所示。

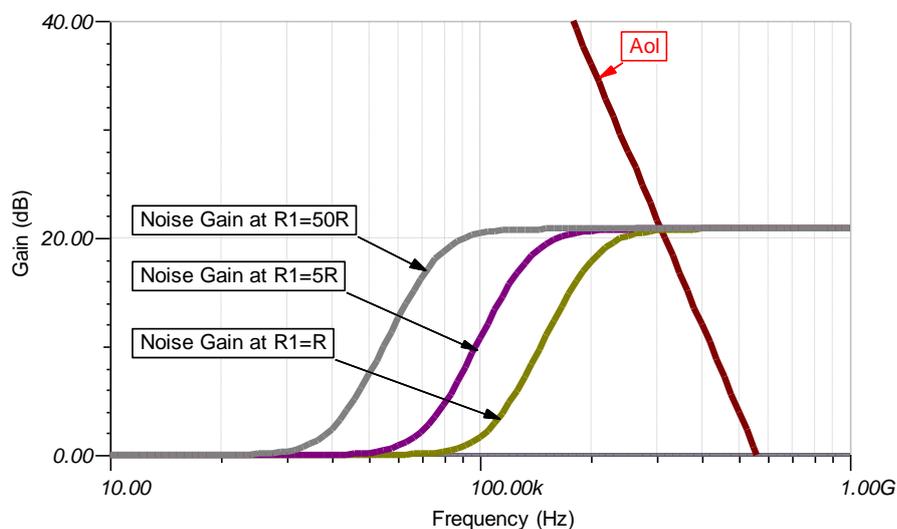


图 3：反馈电阻器对噪声增益的影响

从图 2 我们知道, I-V 增益带宽由极点频率 f_{pf} 决定, 而 f_{pf} 又由反馈电阻器 R_1 和补偿电容器 C_1 决定, 因此 $BW_t = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ 。噪声增益曲线上的零点 (f_{zf}) 和极点 (f_{pf}) 构成了噪声曲线。极点和零点是决定总噪声的两个主要因素。零点 f_{zf} 由 R_1 和 C_i ($C_i = C_d + C_{i-OPA}$, 即二极管结点电容 C_d 和放大器输入电容 C_{i-OPA} 之和) 决定。极点 f_{pf} 由 R_1 和 C_1 决定。

$$f_{zf} = \frac{1}{2\pi R_f (C_f + C_i)}, \quad f_{pf} = BW_t = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

我们需要将电路带宽设定为不低于所需的 BW_0 , 以防止信号幅度失真和相移, 因此:

$$R_1 C_1 \leq \frac{1}{2\pi \cdot BW_0}$$

较大电路带宽需要较小补偿电容, 但较小补偿电容将增大噪声增益, 导致输出更大噪声, 降低分辨率, 如图 4 所示。

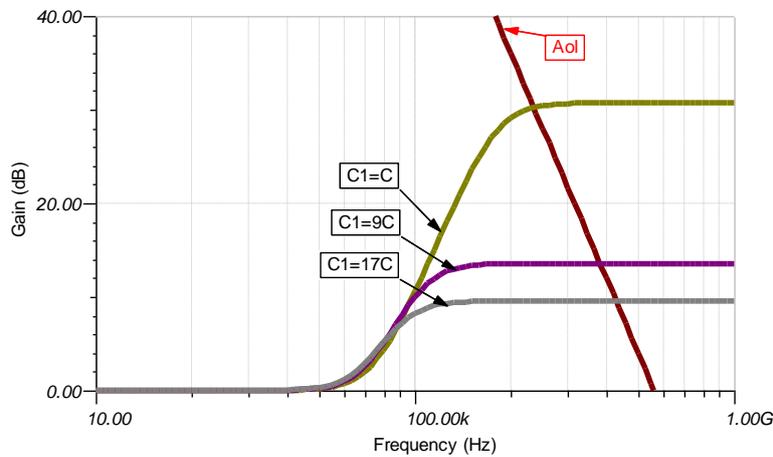


图 4: 补偿电容对噪声增益的影响

电路 I-V 带宽受组件精度影响。为满足电路设计要求, 带宽设置为要求的 1.5 倍:

$$R_1 C_1 = \frac{1}{3\pi \cdot BW_0}$$

对于高频率信号 ($f \gg f_{pf}$) 而言, 补偿电容器的阻抗远远低于反馈电阻器, 反馈网络阻抗由补偿电容器决定, 因此在高频率 ($f \gg f_{pf}$) 下, 噪声增益由 C_1 和 C_i 决定:

$$A_n = 1 + \frac{C_i}{C_1}$$

为确保放大器稳定, $1/\beta$ 与 A_{ol} 相交的点必须小于或等于 20dB / 十倍频程。因此在稳定的情况下, A_{ol} 和 $1/\beta$ 曲线将在 $A_n = 1 + \frac{C_i}{C_1}$ 的增益位置相交。根据高精度放大器的增益带宽积, 我们可

计算出交叉点频率为:

$$f_i = \frac{C_1}{C_1 + C_i} f_c \approx \frac{C_1}{C_1 + C_d} \cdot GBW$$

如果 $f_i \geq f_p$ ，电路就很稳定，因此我们要求：

$$GBW \geq \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

从图 2 我们知道，增大 GBW 会导致噪声带宽增大，最终造成总输出噪声增大。在 $GBW = \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ 时，闭环电路具有 45 度的相位裕度，因此电路保持稳定。在噪声增益曲线 (1/β) 和放大器开环增益曲线将随组件变动而移动时，为保持电路稳定，我们选择 GBW 临界值为 1.5 倍的放大器：

$$GBW = \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times \frac{3}{4\pi R_1 C_1} = \frac{9}{4} \times \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times BW_o$$

设计步骤可总结如下：

- (1) 确定信号增益（反馈电阻器 R_1 ）： $R_1 \leq \frac{V_{cc}}{I_{om}}$
- (2) 计算补偿电容器 C_1 ： $C_1 = \frac{1}{3\pi \cdot BW_o \cdot R_1}$
- (3) 计算放大器 GBW： $GBW = \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times \frac{3}{4\pi R_1 C_1} = \frac{9}{4} \times \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times BW_o$
- (4) 选择一款能满足步骤 (3) 中 GBW 要求的低偏置电流放大器。
- (5) 使用所选放大器的参数验证 R_1 和 GBW：

$$R_1 < \frac{V_{omax} - V_{os}}{I_{omax}}, \quad GBW \geq \frac{C_1 + C_d + C_{i-OPA}}{C_1} \times \frac{3}{4\pi R_1 C_1}$$

在该步骤中， $GBW = \frac{C_1 + C_d + C_{i-OPA}}{C_1} \times \frac{3}{4\pi R_1 C_1}$ 是优化值。

(6) 如果步骤 (5) 通过验证，设计就完成了。如果不能通过验证，请选择较小值的 R_1 或较大 GBW 的放大器，反回步骤 (1)。

在放大器确定后，如何选择光电二极管、 R_1 和 C_1 ：

如果我们已经选定运算放大器，我们就知道运算放大器的 GBW、 V_{omax} 和 C_{i-OPA} 。根据运算放大器规范，我们将知道如何选择光电二极管、反馈电阻器和电容器。由于放大器已选定，因此 A_{ol} 已经知道。图 5 是光电二极管的终端电容如何影响噪声增益。

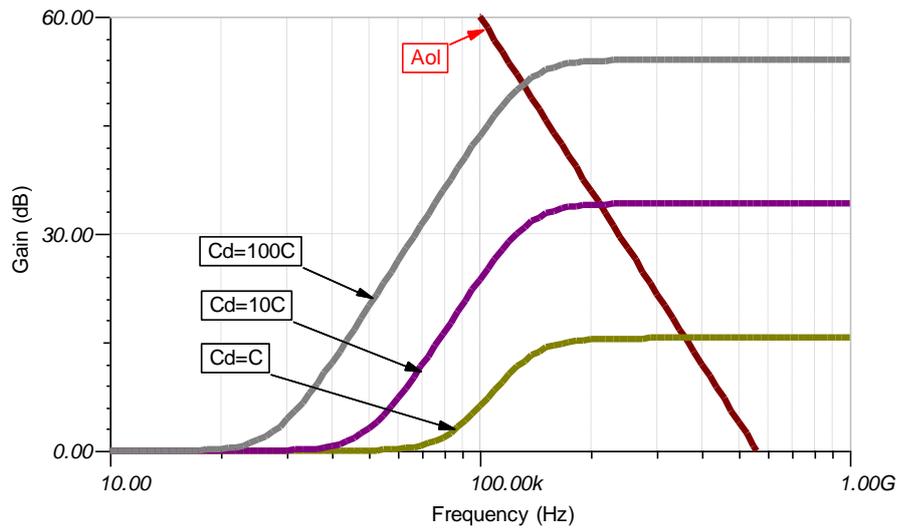


图 5: 光电二极管终端电容器对电路噪声增益曲线的影响

从图 5 可以明显看出，对于较小光电二极管电容而言，总体噪声更理想。因此我们需要选择电容较小的光电二极管。结点电容与扩散面积成正比，与耗尽区宽度成反比。扩散面积与灵敏度成正比。如果通过缩小耗尽区来降低结点电容，也会导致光电二极管灵敏度下降。在这种情况下，我们需要增大互阻抗来放大信号。使用极大值的反馈电阻器对电路性能不利，原因有几个。首先我们可以看到，使用较大反馈电阻器增大了噪声带宽，而且电阻器本身也在电路中产生了额外的热噪声（见图 3）。其次，如果我们使用极大的电阻器来确保带宽，我们就必须使用较小的补偿电容。图 4 是使用较小补偿电容会增大噪声增益的情况。最后，大型电阻器及二极管的暗电流还会在输出端造成较大的失调，其将限制电路的动态范围。

此外，该电容还取决于反向偏置电压。在光电二极管上应用反向电压以减少结点电容，从而降低噪声，是一种值得考虑的方法。但仍然需要注意来自反向偏置电压源的噪声。我们可使用 LPF 滤除偏置噪声。该 LPF 必须使用小阻值电阻器，以防止调制光电二极管上的电压。

我们现在有了放大器和光电二极管，接下来的步骤基本与上述六个步骤一样，但没有步骤 (3) 和步骤 (4)，因为我们已经知道 GBW：

$$(1) \text{ 确定信号增益 (反馈电阻器 } R_1): R_1 < \frac{V_{\text{Ox1}} - V_{\text{SO}}}{I_{\text{Ox1}}}$$

$$(2) \text{ 计算补偿电容器 } C_1: C_1 = \frac{1}{3\pi \cdot BW_0 \cdot R_1}$$

$$(3) \text{ 验证: } GBW \geq \frac{C_1 + C_d + C_{i-OPA}}{C_1} \times \frac{3}{4\pi R_1 C_1}$$

(4) 如果步骤 (3) 验证通过，设计即完成。如果验证失败，请选择更小值的 R_1 或更大 GBW 的放大器，然后返回步骤 (1)。

真实案例示例：

我们将使用一个真实案例来说明怎样在光电二极管应用中选择正确组件。有一款便携式生化分析仪使用 920nm 红外光透射被测试样本。该样本的生化特性对 920nm 红外光能量有不同的吸收能力。我们已经知道，穿透 920nm 红外光的最大功率为 -20dBm，需要为滨松硅光电二极管 S2551 提供 80% 的耦合率。我们需要确保电路对 25KHz 信号的衰减小于 3dB。现在，我们来为该应用设计一款 3.3V 电源供电的光电二极管。

首先需要阅读产品说明书，了解滨松 S2551 的技术规范，如图 6 所示。我们可以看到 920nm 的灵敏度为 0.6A/W，最大暗电流为 1nA，在反向电压为 0V 时结点电容为 350pF。

由于最大光功率为 -20dBm，相当于 0.01mW，因此我们可以计算出该光电二极管在应用中的最大输出电流为：

$$\begin{aligned} I_{o\max} &= 0.01mW \times 80\% \times 0.6A/W \\ &= 4.8 \times 10^{-6} A \end{aligned}$$

Electrical and optical characteristics (Ta=25 °C)

Parameter	Symbol	Condition	Typ.	Unit
Spectral response range	λ		340 to 1060	nm
Peak sensitivity wavelength	λ_p		920	nm
Photo sensitivity	S	$\lambda = \lambda_p$	0.6	A/W
		$\lambda = 663 \text{ nm}$	0.37	A/W
Short circuit current	Isc	100 lx	30	μA
Dark current	ID	VR=10 mV	-	nA
Temperature coefficient of ID	TCID		1.15	times/°C
Rise time	tr	VR=0 V, RL=1 k Ω	1.4	μs
Terminal capacitance	Ct	VR=0 V, f=10 kHz	350	pF
Shunt resistance	Rsh	VR=10 mV	0.03	G Ω
Noise equivalent power	NEP	VR=0 V, $\lambda = \lambda_p$	3.9×10^{-14}	W/Hz ^{1/2}

图 6：摘自产品说明书的 S2551 规范

下面是分六个步骤的设计方法：

第 1 步：信号增益：

$$R_1 \leq \frac{V_{cc}}{I_{o\max}} = \frac{3.3V}{4.8 \times 10^{-6} A} = 687.5K\Omega$$

我们选择 R1=670K Ω ；

第 2 步：补偿电容：

$$C_1 = \frac{1}{3\pi \cdot BW_0 \cdot R_1} = \frac{1}{3\pi \cdot 25KHz \cdot 670K\Omega} \approx 6.33pF$$

我们选择 C1=6.8pF；

第 3 步：放大器带宽：

$$\begin{aligned} GBW &= \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times \frac{3}{4\pi R_1 C_1} = \frac{9}{4} \times \frac{C_1 + C_d}{C_1} \times BW_0 \\ &= \frac{9}{4} \times \frac{6.8pF + 350pF}{6.8pF} \times 20KHz = 2.95MHz \end{aligned}$$

第 4 步：选择放大器

到目前为止，我们知道应用需要一种低偏置、低功耗、低失调并支持 2.95MHz 带宽的放大器。我们来看看德州仪器 (TI) 提供的放大器 OPA314，其主要规范如图 7 所示，它看似是非常理想的选择。



OPA314
OPA2314
OPA4314

www.ti.com

SBOS563D –MAY 2011 –REVISED MARCH 2012

3-MHz, Low-Power, Low-Noise, RRIO, 1.8-V CMOS OPERATIONAL AMPLIFIER

Check for Samples: [OPA314](#), [OPA2314](#), [OPA4314](#)

FEATURES

- Low I_Q : 150 μA /ch
- Wide Supply Range: 1.8 V to 5.5 V
- Low Noise: 14 nV/\sqrt{Hz} at 1 kHz
- Gain Bandwidth: 3 MHz
- Low Input Bias Current: 0.2 pA
- Low Offset Voltage: 0.5 mV
- Unity-Gain Stable
- Internal RF/EMI Filter
- Extended Temperature Range: $-40^\circ C$ to $+125^\circ C$

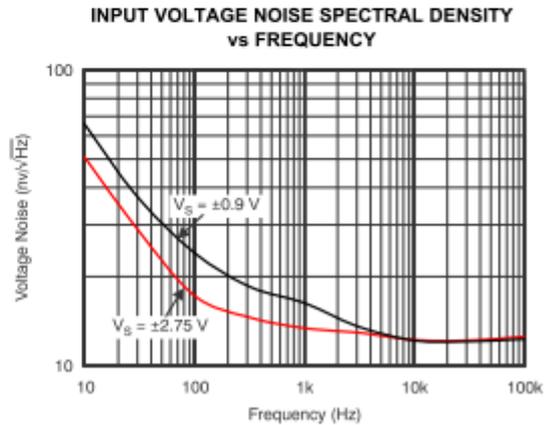


图 7: OPA314 的主要规范

这是一款支持 0.2pA 偏置电流的轨至轨输入输出放大器。3MHz 单位稳定 GBW 放大器只有 150uA 的静态电流。内部 RF/EMI 滤波器可在恶劣电磁环境中提高电路性能。其低噪声与低失调可满足该应用需求。

因此 OPA314 是满足该需求的理想选择。尽管如此，我们仍然需要使用所选放大器的真实规范再次验证：

第 5 步：验证输出摆幅和 GBW。

OPA314 的最大失调电压是 2.5mV。光电二极管的 1nA 暗电流通过 $R_1=680K\Omega$ 会产生 0.68mV 的失调。因此：

$$V_{os} = 2.5mV + 0.68mV = 3.18mV$$

OPA314 在 $2K\Omega$ 负载下的输出摆幅大于 3.26V，其输入电容等于 $1pF+5pF=6pF$ 。我们可验证：

$$(R_1 = 670K\Omega) < \left(\frac{V_{o,max} - V_{os}}{I_{o,max}} = \frac{3.26V - 3.18mV}{4.8\mu A} = 678.8K\Omega \right)$$

$$(GBW = 3MHz) \geq \left(\frac{C_1 + C_d + C_{i-OPA}}{C_1} \times \frac{3}{4\pi R_1 C_1} = 2.8MHz \right)$$

非常理想，这正是我们所需要的。因而根据计算，OPA314 是本应用的最佳芯片。我们还可以在 TINA (TI 免费仿真工具) 中设置下列仿真电路。OPA314 的 TINA 模型在 TI Web 站点 www.ti.com 上有提供。我们正在使用一款可为我们设计的电路提供 4.8uA 峰值电流以及 25KHz 频率的电源。仿真电路与结果见图 8、图 9。

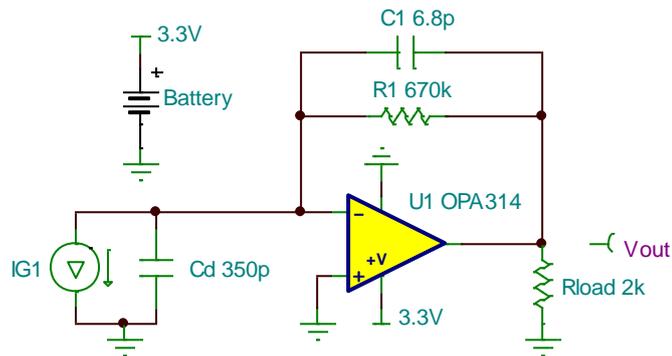


图 8: 仿真电路

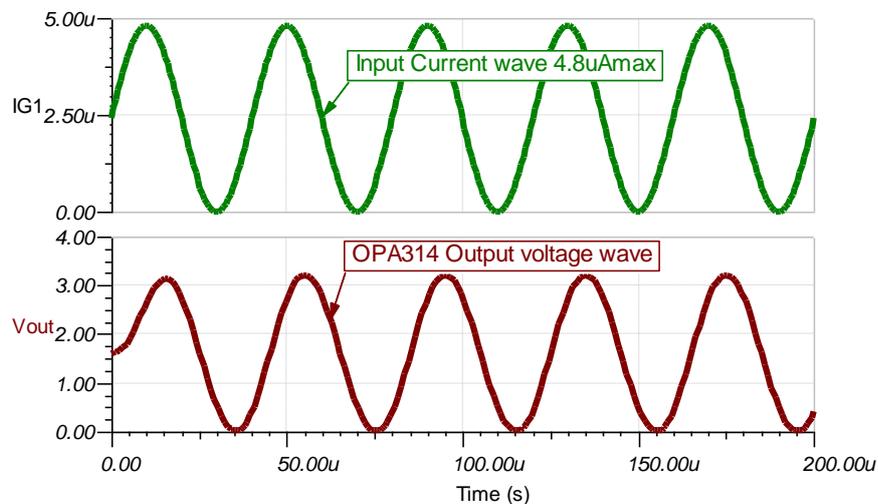


图 9: 设计电路仿真输出

总结

本文主要介绍了如何为光电转换应用选择放大器、反馈电阻器及补偿电容器，并介绍了用于帮助我们为任何光电二极管或放大器选择组件的六步选择法。随后还提供了一个真实电路设计与仿真案例，用于演示该六步选择法。它为在互阻抗电路设计中选择和优化噪声相关型组件提供了一个简单的方法。但由于优化值并未考虑印刷电路板寄生因素，在许多实际案例中可能需要进行调整。在互阻抗电路输出之后使用一个 LPF 还可降低噪声。

参考资料:

- Jerald Graeme 《光电二极管放大器》
- Art Kay 《运算放大器噪声计算与测量》
- Tim Green 《运算放大器的稳定性》
- 滨松 《光电二极管技术资料》
- OPA314 产品说明书: <http://www.ti.com/product/opa314>
- TI TINA 仿真工具: <http://www.ti.com/tool/tina-ti>