

改进型 OTA 模型优化反馈补偿网络设计

安森美半导体 Alain Laprade

运算跨导放大器(OTA)产生跟差分输入电压成正比的电流源输出。为了在OTA中提供强固的静电放电(ESD)保护性能,OTA输出与封装引脚输出之间的裸片上应用了限流串联保护电阻(R_{ESD})及电压钳位。器件制造商将ESD保护电阻的影响忽略不计,在数据表中没有介绍其参数。

然而,在设计电源电路时,忽略ESD保护电阻对OTA输出阻抗的影响可能会对电源的反馈环路补偿产生增益及相位误差。例如,ESD电阻的存在影响采用低压输入工作的升压转换器的性能。设计人员可以在其OTA模型中将ESD保护电阻考虑在内,从而避免这些增益及相位误差。

为了配合这样的举措,本文介绍将ESD电阻影响考虑在内的电源OTA补偿传递函数的推导过程。文中考虑了三种常见的补偿类型——I型、II型及III型。除了推导每类补偿的正确传递函数,还推导了ESD校正因数,使设计人员能够通过实验方法获得反馈控制传递函数。

改进型OTA模型

OTA是压控电流源放大器(见图1),它的输出电流与放大器的差分输入

成正比。放大器跨导增益定义为 g_m 。OTA要求的裸片面积比相互竞争的电压放大器更小(就同等带宽而言),常用作电源控制器及稳压器IC的反馈放大器。

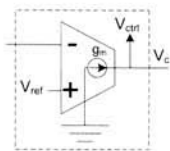


图1 OTA简化模型图

当提供了补偿引脚作为封装引脚输出选择时,通过OTA输出端的电压钳位及限流串联电阻的方式应用了裸片级ESD保护(见图2)。此外,OTA包含由并联连接的电阻(R_o)和电容(C_o)(另一端接地)构成的输出阻抗。放大器传递函数由OTA的输出阻抗结构与外部补偿网络一起确定。

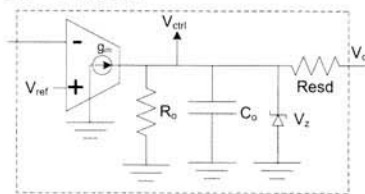


图2 改进的OTA模型,其中包含输出阻抗和 R_{ESD}

在某些应用中, R_{ESD} 对OTA传递函数的影响忽略不计。PFC升压转换器就是这样的例子。如果我们要获得将ESD电阻考虑在内的OTA传递函数的表达式(本文稍后将推导此表达式),并且代

入参考资料中给出的补偿值,我们就会找到输入电压反馈分频器(feedback divider)将直流增益衰减至 R_{ESD} 带来的补偿误差可以忽略不计的点。

然而,采用低输入电压源(如汽车电池)工作的升压转换器不会从OTA输入电压分频器造成的输入电压增益大幅衰减获益。相应地,补偿网络电阻可能要求较低的值,以实现所要求的中频带增益衰减。我们考虑脉宽调制(PWM)IC的控制逻辑使用起源于ESD电阻OTA端的 V_{ctrl} 信号作为反馈控制信号,但在反馈环路测量期间不能直接获得OTA输出(V_{ctrl})的情况。如果 R_{ESD} 的大小跟连接至 V_c 引脚的补偿网络的电阻相近,那么,电源反馈环路的仿真响应相对于测量的响应将包含增益及相位误差。

本文介绍电力电子社群描述为I类/II类/III类补偿网络的修改后的表达式,并将其与针对理想OTA推导出的表达式进行比较。虽然针对补偿网络响应的修改表达式将支持用于设计这些网络的分析方法,但在某些情况下,可能需要或必要来以实验方式获取所要求的传递函数。在那些情况下,可能要求校正因数,以从基于IC补偿引脚 V_c 获得

的实验测量结果来获取正确的OTA传递函数。本文推导了每种类型补偿的校正因数。图2所示的OTA模型是本文推导出的 $I_{\text{esd}}/II_{\text{esd}}/III_{\text{esd}}$ 型补偿网络的构建模块。

本文的讨论中将使用NCV8871升压控制器IC OTA的参数,以配合设计示例。在这些示例中,跟NCV8871相关的关键参数包括: $R_o=3\text{M}\Omega$, $g_m=1.2\text{mS}$, 内部电压参考 $V_{\text{ref}}=1.2\text{V}$ 。此外,我们需要运用从NCV8871 IC设计团队获得的两个未公开的参数: $R_{\text{ESD}}\approx 542\Omega$ 及 $C_o\approx 10\text{pF}$ 。

解析二阶传递函数的根

将要推导的OTA补偿网络传递函数可以采用方程式(1)中的一般多项表达式来描述。传递函数的阶数 m 和 n 由独立储能元件的数量确定,其中 $m<n$ 。

当选择极点和零点的配置补偿值时,高阶表达式并不能够很好地让人根据分子和分母识别出根(root)。Middlebrook教授介绍了一种直观的方法来分解二次方程表达式,其过程如方程式(2)至方程式(7)所示。方程式(2)的根的定义如方程式(6)和(7)所示。对于OTA补偿网络而言, ω_1 和 ω_2 是实数值。

$$G(s) = -G_0 \frac{1+a_1s+a_2s^2+K+a_ms^m}{1+b_1s+b_2s^2+K+b_ns^n} \quad (1)$$

$$1+a_1s+a_2s^2 = 1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2} \quad (2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{a_2}} \quad (3)$$

$$Q = \frac{1}{\omega_0 a_1} \quad (4)$$

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_2}\right) = 1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2} \quad (5)$$

$$\omega_1 = \frac{\omega_0}{2Q} \left(1 - \sqrt{1-4Q^2}\right) \quad (6)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_0}{2Q} \left(1 + \sqrt{1-4Q^2}\right) \quad (7)$$

I_{esd} 型OTA

电容 C_1 位于补偿引脚 V_c 和地电平之间。由于存在与补偿电容 C_1 串联的ESD保护电阻 R_{ESD} , I_{esd} 型OTA(见图4)被恰当分析为 II_{esd} 型OTA,下文会谈到。

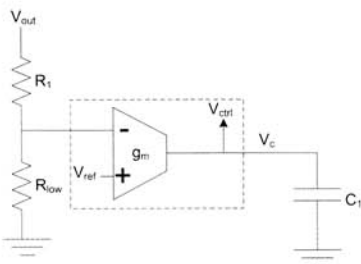


图3 简化的I型OTA补偿

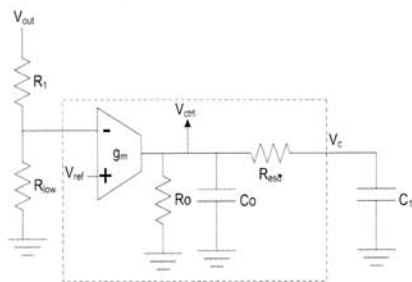


图4 I_{esd} 型补偿被恰当建模为 II_{esd} 型补偿

II_{esd} 型OTA

R_2-C_1 组成的串联组合置于补偿引脚 V_c 和地电平之间。相应的OTA传递函数项透过方程式(10)在方程式(8)中再现。下文会介绍 V_c 与地电平之间高频旁

路电容 C_2 的配置考虑问题。

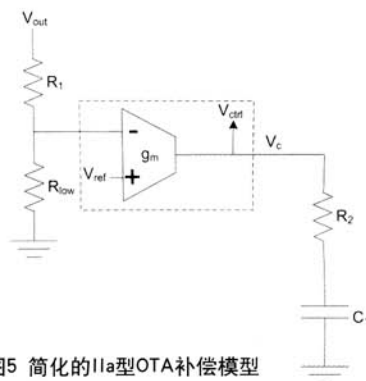


图5 简化的 II_{esd} 型OTA补偿模型

$$G(f) = -G_0 \left(1 - j \frac{\omega_z}{2\pi f}\right) \quad (8)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (9)$$

$$\omega_p = \infty \quad (10)$$

$$G_0 = \frac{R_{\text{low}}}{R_{\text{low}} + R_1} g_m R_2 \quad (11)$$

II_{esd} 型OTA补偿如图6所示。它的传递函数如方程式(12)所示。

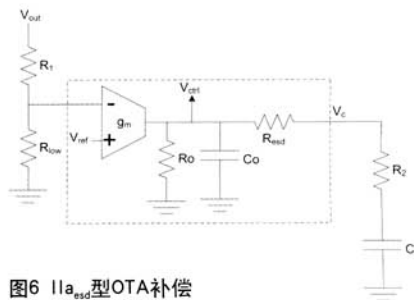


图6 II_{esd} 型OTA补偿

$$G_{\text{eqd}}(s) = - \left(\frac{R_{\text{low}}}{R_{\text{low}} + R_1} \right) g_m R_0 \left(\frac{1 + R_{2\text{eq}} C_1 s}{R_0 R_{2\text{eq}} C_0 C_1 s^2 + (R_0 C_0 + (R_0 + R_{2\text{eq}}) C_1) s + 1} \right) \quad (12)$$

$$\text{其中, } R_{2\text{eq}} = R_2 + R_{\text{ESD}} \quad (13)$$

方程式(12)中的零点如方程式(14)所示。通过使用方程式(6)及(7)中的开方(root extraction),就确定了方程式(15)及(17)中的极点。假定 $C_0 \ll C_1$ 及当 $R_0 \gg R_{2\text{eq}}$, 这些极点可以简化为方程

式(16)及(18)。

$$\omega_{z1\text{esd}} = \frac{1}{R_{2\text{eq}}C_1} \quad (14)$$

$$\omega_{p1\text{esd}} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_0C_0 + (R_0 + R_{2\text{eq}})C_1}{R_0R_{2\text{eq}}C_0C_1} \right) \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4R_0R_{2\text{eq}}C_0C_1}{(R_0C_0 + (R_0 + R_{2\text{eq}})C_1)^2}} \right) \quad (15)$$

$$\omega_{p2\text{esd}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_{2\text{eq}}C_0} \right) \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4R_0R_{2\text{eq}}C_0}{R_0C_1}} \right) \quad (16)$$

$$\omega_{p3\text{esd}} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_0C_0 + (R_0 + R_{2\text{eq}})C_1}{R_0R_{2\text{eq}}C_0C_1} \right) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4R_0R_{2\text{eq}}C_0C_1}{(R_0C_0 + (R_0 + R_{2\text{eq}})C_1)^2}} \right) \quad (17)$$

$$\omega_{p2\text{esd}} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_{2\text{eq}}C_0} \right) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4R_0R_{2\text{eq}}C_0}{R_0C_1}} \right) \quad (18)$$

IIa_{esd}型OTA传递函数现在可以表达为方程式(19)所示的更直观的形式。

$$G_{\text{esd}}(f) = -G_{0\text{esd}} \frac{1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z1\text{esd}}}}{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p1\text{esd}}} \right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p2\text{esd}}} \right)} \quad (19)$$

$$\text{其中, } G_{0\text{esd}} = \frac{R_{\text{low}}}{R_{\text{low}} + R_1} g_m R_0 \quad (20)$$

作为设计示例, 假定 $R_2 = 2.0\text{k}\Omega$, $C_1 = 33\text{nF}$, 图7中绘制了IIa和IIa_{esd}型OTA补偿传递函数。

对于IIa型OTA而言, $f_z = 2.41\text{kHz}$, $G_0 = 0.282$ 。对于IIa_{esd}型OTA而言, $f_{z1\text{esd}} = 6.26\text{kHz}$, $f_{p1\text{esd}} = 6.23\text{MHz}$, $f_{p2\text{esd}} = 1.61\text{Hz}$, $G_{0\text{esd}} = 422$ 。

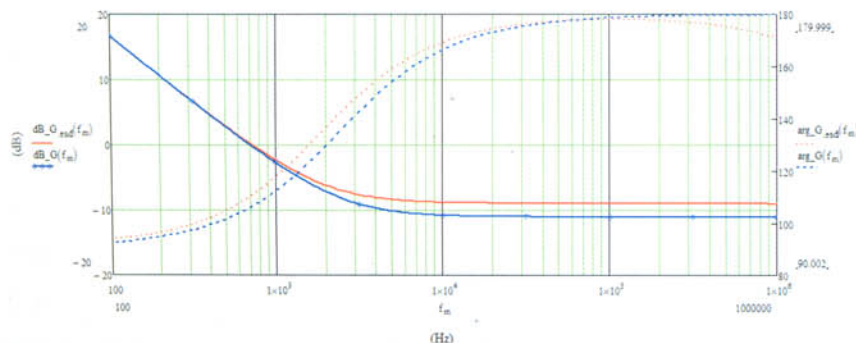


图7 IIa型及IIa_{esd}型OTA响应

II_{esd}型OTA

通过增加与IIa型补偿网络并联的高频旁路电容 C_2 , 实现了II型OTA补偿网络(见图8)。

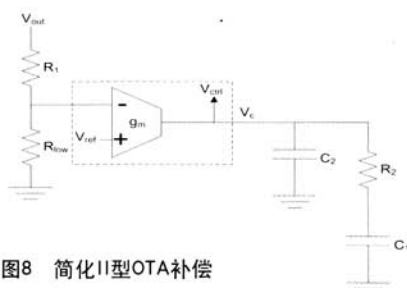


图8 简化II型OTA补偿

$$G(f) = -G_0 \frac{1 - j \frac{\omega_z}{2\pi f}}{1 + j \frac{2\pi f}{\omega_p}} \quad (21)$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2C_1} \quad (22)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R_2 \left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \right)} \quad (23)$$

$$G_0 = \frac{R_{\text{low}}}{R_{\text{low}} + R_1} g_m R_2 \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (24)$$

通过从图9中观察II_{esd}型OTA补偿, 可以发现3个独立储能电容, 从而产生如方程式(25)所示的三阶多项传递函数。

$$G_{\text{esd}}(s) = -G_{0\text{esd}} \frac{1 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3}{1 + b_1s + b_2s^2 + b_3s^3} \quad (25)$$

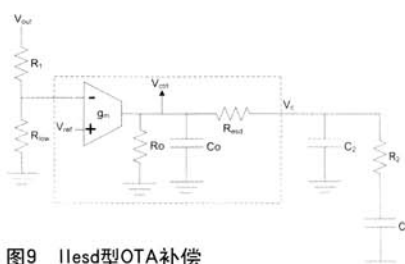


图9 II_{esd}型OTA补偿

可以看出系数 a_i 及 b_i 为:

$$a_2 = R_2R_{\text{ESD}}C_1C_2 \quad (27)$$

$$a_3 = 0 \quad (28)$$

$$b_1 = R_0C_0 + (R_0 + R_{2\text{eq}})C_1 + (R_0 + R_{\text{ESD}})C_2 \quad (29)$$

$$b_2 = R_0R_{2\text{eq}}C_0C_1 + R_0R_{\text{ESD}}C_0C_2 + R_2(R_0 + R_{\text{ESD}})C_1C_2 \quad (30)$$

$$b_3 = R_0R_{\text{ESD}}R_2C_0C_1C_2 \quad (31)$$

作为设计示例, 我们选择如下元件值: $R_1 = 66\text{k}\Omega$, $R_{\text{low}} = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 2.0\text{k}\Omega$, $C_1 = 33\text{nF}$, $C_2 = 470\text{pF}$ 。选择 $b_3 = 0$, 将 $G(s)$ 降阶到二阶表达式, 如方程式(32)所示。通过知道 $R_{2\text{eq}}C_1 \gg R_{\text{ESD}}C_2$, $(R_0 + R_{2\text{eq}})C_1 \gg R_0C_0$ 及 $(R_0 + R_{2\text{eq}})C_1 \gg (R_0 + R_{\text{ESD}})C_2$, 就可以进一步简化传递函数表达式。

$$G_{\text{esd}}(s) = -G_{0\text{esd}} \frac{1 + a_1s + a_2s^2}{1 + b_1s + b_2s^2} \quad (32)$$

可知极点、零点及 a_i 、 b_i 系数是:

$$a_1 = R_{2\text{eq}}C_1 \quad (33)$$

$$a_2 = R_2R_{\text{ESD}}C_1C_2 \quad (34)$$

$$\omega_{z1\text{esd}} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{2\text{eq}}}{R_2R_{\text{ESD}}C_1C_2} \right) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4R_2R_{\text{ESD}}C_1C_2}{R_{2\text{eq}}^2C_1^2}} \right) \quad (35)$$

$$\omega_{z2\text{esd}} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{2\text{eq}}}{R_2R_{\text{ESD}}C_1C_2} \right) \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4R_2R_{\text{ESD}}C_1C_2}{R_{2\text{eq}}^2C_1^2}} \right) \quad (36)$$

$$b_1 = (R_0 + R_{2\text{eq}})C_1 \quad (37)$$

$$b_2 = R_0R_{2\text{eq}}C_0C_1 + R_0R_{\text{ESD}}C_0C_2 + R_2(R_0 + R_{\text{ESD}})C_1C_2 \quad (38)$$

$$\omega_{p1\text{esd}} = \frac{1}{2} \frac{R_0 + R_{2\text{eq}}}{R_0R_{2\text{eq}}C_0 + R_2(R_0 + R_{\text{ESD}})C_2}$$

$$\left(1 - \sqrt{1 - \frac{4R_0 R_{2eq} C_0 + R_2 (R_0 + R_{ESD}) C_2}{(R_0 + R_{2eq})^2 C_1}}\right) \quad (39)$$

$$\omega_{p1esd} \approx \frac{1}{2} \frac{1}{R_2 C_2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{R_2 C_2}{R_0 C_1}}\right) \quad (40)$$

$$\omega_{p2esd} = \frac{1}{2} \frac{R_0 + R_{2eq}}{R_0 R_{2eq} C_0 + R_2 (R_0 + R_{ESD}) C_2}$$

$$\left(1 + \sqrt{1 - \frac{4R_0 R_{2eq} C_0 + R_2 (R_0 + R_{ESD}) C_2}{(R_0 + R_{2eq})^2 C_1}}\right) \quad (41)$$

$$\omega_{p2esd} \approx \omega_{p1esd} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_2 C_2}{R_0 C_1}}\right) \quad (42)$$

II_{esd}型OTA传递函数现在可以表达为方程式(43)。

$$G_{esd}(f) = -G_{ocsd} \frac{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z1esd}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z2esd}}\right)}{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p1esd}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p2esd}}\right)} \quad (43)$$

$$\text{其中, } G_{ocsd} = \frac{R_{low}}{R_{low} + R_1} g_m R_0 \quad (44)$$

图10中描绘了传递函数 $G(f)$ 和 $G_{esd}(f)$ 。 R_{ESD} 会滋生中频带增益及相位误差,在频率高于100kHz时尤为显著。

对于II型OTA设计示例而言, $f_{z1}=2.41\text{kHz}$, $f_{p1}=172\text{kHz}$ 。对于II_{esd}型OTA而言, $f_{z1esd}=1.90\text{kHz}$, $f_{z2esd}=792\text{kHz}$, $f_{p1esd}=1.61\text{Hz}$, $f_{p2esd}=169\text{kHz}$ 。

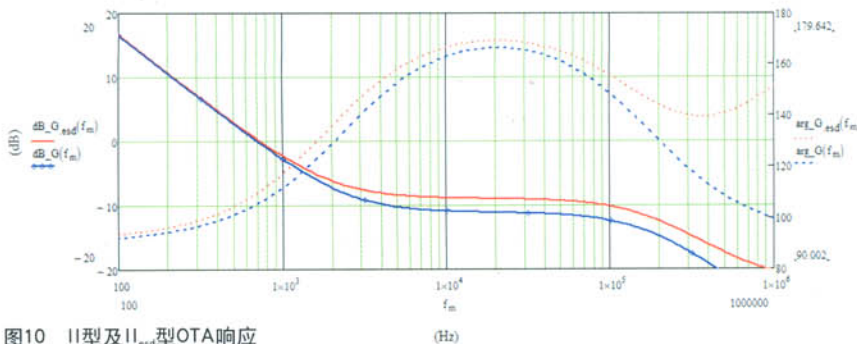


图10 II型及II_{esd}型OTA响应

III_{esd}型OTA

通过配置与输入电压分压电阻 R_1 并联的串联 R_3 - C_3 超前网络(lead-network),实现了III型OTA补偿(见图11及图12)。超前网络的极点和零点极易辨识。最终的零点/极点传递函数可能会再乘以前面推导出来的II型和II_{esd}型传递函数。

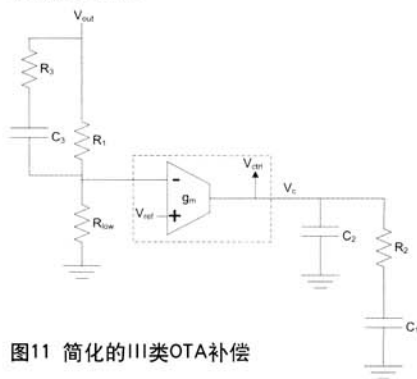


图11 简化的III类OTA补偿

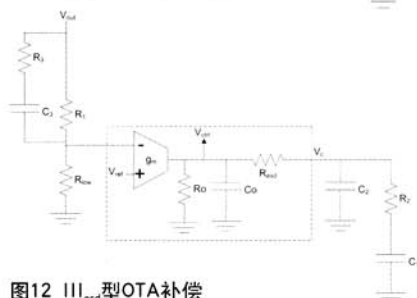


图12 III_{esd}型OTA补偿

可以看出超前网络的零点和极点的定义如方程式(45)和(46)所示。III型传递函数由方程式(47)确定。

$$\omega_{z3} = \frac{1}{(R_1 + R_3) C_3} \quad (45)$$

$$\omega_{p3} = \frac{1}{\left(\frac{R_{low} R_1}{R_{low} + R_1} + R_3\right) C_3} \quad (46)$$

$$G(f) = -G_0 \frac{\left(1 - j \frac{\omega_{z1}}{2\pi f}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z3}}\right)}{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p3}}\right)} \quad (47)$$

与之类似, III_{esd}型传递函数的定义如方程式(48)所示。

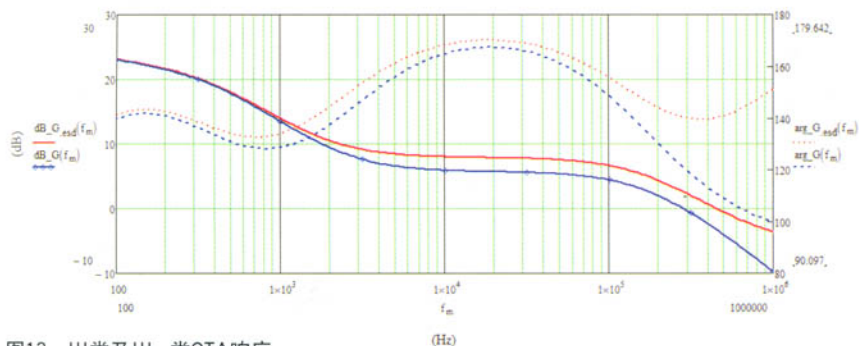
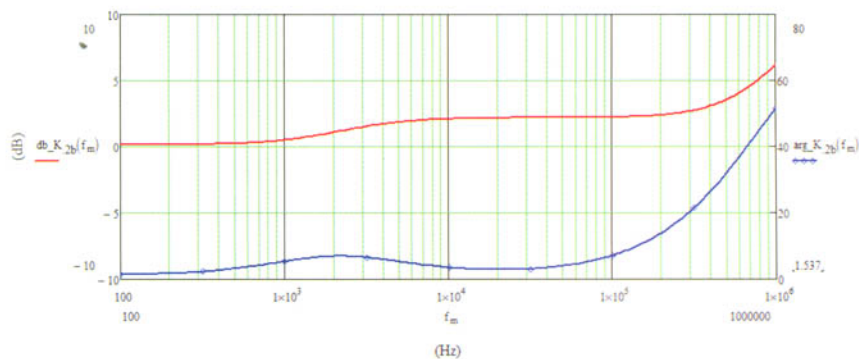
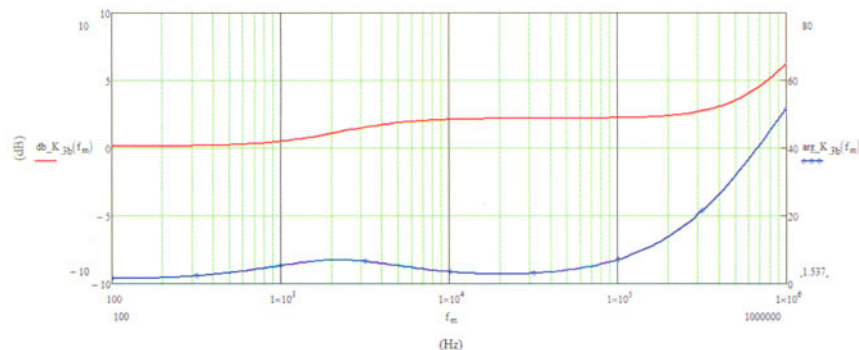
$$G_{esd}(f) = -G_{ocsd} \frac{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z1esd}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z2esd}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z3}}\right)}{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p1esd}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p2esd}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p3}}\right)} \quad (48)$$

对于III型设计示例而言,超前网络元件值选择为: $R_3=1\text{k}\Omega$, $C_3=47\text{nF}$ 。因此,可以得到: $f_{z3}=50.5\text{Hz}$, $f_{p3}=350\text{Hz}$ 。

最终的III和III_{esd}型OTA传递函数如图13所描绘的那样。没有改变由 R_1 、 C_1 及 C_2 组成的补偿网络,以展示超前网络对 R_{ESD} 引起的误差没有影响。在II类及III类补偿都被考虑的情况下,III类补偿(见图13)的中频带增益比II类补偿(见图10)的中频带增益约大15dB。如果电阻 R_2 进一步减小以降低III类中频带增益, R_{ESD}/R_2 比就增加,最终将使III类与III_{esd}类传递函数增益及相位之间的差别增大。

RES校正因数

在电源设计中,通常测量反馈环路参数以验证增益及相位余量。当选择OTA极点和零点位置时,IC的内部控制信号(V_{ctrl})增益及相位特性可以根据对 V_c 引脚响应进行经验测量(方式是将数据乘以跟频率相关的校正因数)而推

图13 III类及III_{ess}类OTA响应图14 针对IIa类(及IIIa类)补偿的校正因数K_{IIa}图15 针对II类(及III类)补偿的校正因数K_{II}

导出来。校正因数通过将 $G_{\text{esd}}(s)/G(s)$ 之比表达为方程式(49)(针对IIa类及IIIa类补偿)或表达为方程式(50)(针对II类及III类补偿)来确定。

对应前面提到的IIx_{esd}示例的校正因数曲线 $K_{\text{IIa}}(f)$ 和 $K_{\text{II}}(f)$ 如图14及图15所示。

$$K_{\text{IIa}}(f) = \frac{G_{\text{esd}}}{G_c} \frac{(1+j\frac{2\pi f}{\omega_{\text{2nd}}})}{(1+j\frac{2\pi f}{\omega_{\text{1st}}})(1+j\frac{2\pi f}{\omega_{\text{2nd}}})(1-j\frac{\omega_p}{2\pi f})} \quad (49)$$

$$K_{\text{II}}(f) = \frac{G_{\text{esd}}}{G_c} \frac{(1+j\frac{2\pi f}{\omega_{\text{1st}}})(1+j\frac{2\pi f}{\omega_{\text{2nd}}})(1+j\frac{2\pi f}{\omega_p})}{(1+j\frac{2\pi f}{\omega_{\text{1st}}})(1+j\frac{2\pi f}{\omega_{\text{2nd}}})(1-j\frac{\omega_p}{2\pi f})} \quad (50)$$

结论

本文介绍了将输出串联ESD保护电阻考虑在内的OTA模型，显示了怎样将电源I类补偿恰当建模为IIa类补偿，还推导了II类及III类补偿的传递函数。

在理想OTA模型中缺乏ESD保护电阻 R_{ESD} 导致的中频带及高频增益和相位误差在低输入电压应用中会变得尤为显著；而在低输入电压应用中，补偿增益不会从反馈输入电压分频器造成的显著衰减获益。文章还介绍了校正因数，以根据经验测量来推导反馈控制传递函数的表达式。