



**步进导引
简易直流电流源**

文档序号
SSG-20091201-Rev01

IREFI 乐真科技

Printed in China
Edition1, Dec., 2009

关于本文档的声明

1. 本文档公开和描述的方法及装置由北京乐真科技有限公司独立资金支持并开发。不存在任何其它契约形式支持，并且不存在可能通过任何途经影响或削弱北京乐真科技有限公司知识产权的任何关系。
2. 北京乐真科技有限公司保留在不事先通知的情况下，在任何时间添加、改进、变更或收回产品功能、变更设计、变更产品或变更产品文档的权利。
3. 北京乐真科技有限公司不对本文档所含错误、或者偶然事件、或者由于产品配置、性能或由于使用本文档所造成的损失承担责任。
4. 北京乐真科技有限公司对本文档拥有版权，并保有一切权利。在未经北京乐真科技有限公司书面授权的情况下，不得对本文档的任何部分通过任何途经（包括使用电子、机械、影印、复制或其它任何途经）进行任何形式的复制、转载或传播。

注册商标声明

1. Windows 是 Microsoft Corp. 的商标，PC 是 IBM 公司的商标。
2. 本文档所涉及的其它商标属于其各自所有者所有。

文档所有权



北京乐真科技有限公司

REFERENCE DEVICES CORPORATION, LIMITED

总部地址：北京市海淀区车公庄西路 45 号花园写字楼，100048

仪器分部：北京市朝阳区西坝河东里甲 6 号懋海圆 233 室，100028

电 话：86-10-64675510

传 真：86-10-64675510

万维网址：www.REFdevice.com

电子邮箱：service@REFdevice.com

版本历史和文档注释

Rev01 文档序号 SSG-20091201-Rev01

2009 年 12 月 01 日

我们欢迎您关于本文档的注释。尽管我们已经尽了所有努力保持本文档文本、图示和表格内容的正确性，但仍有可能出现错误。

当您报告一个具体错误时，请对其进行简要描述，并指示出现错误的章节、图示、表格和页号。请将您的注释通过邮件或电子邮件寄至北京乐真科技有限公司，我们将对此不胜感激。

由模型到电路

1.1 实体电流源

对比更常用的电压源，电流源更趋近于理论层面的讨论，或者通常只在模型范畴内进行分析。然而，很多测量，例如电子元件、半导体、材料和磁学方面的大量测试均需使用实体电流源作为激励源，并且在这些应用中，常见的电压源并不适用。

由于电子学的大多数既有理论均基于电压模，因此电压源的使用相当普遍，其商业化水平和市场规模均远高于电流源。即使商业电源同时也具有恒流功能，然而受应用的限制，恒流功能通常只局限于应用中对负载的过流保护，同时由于电路设计中更侧重常用的稳压功能，恒流模式的准确度和稳定度均无法与恒压模式相提并论。此外容量很大且漏电流显著的输出电容也会限制恒流模式的分辨率、准确度和响应速率。

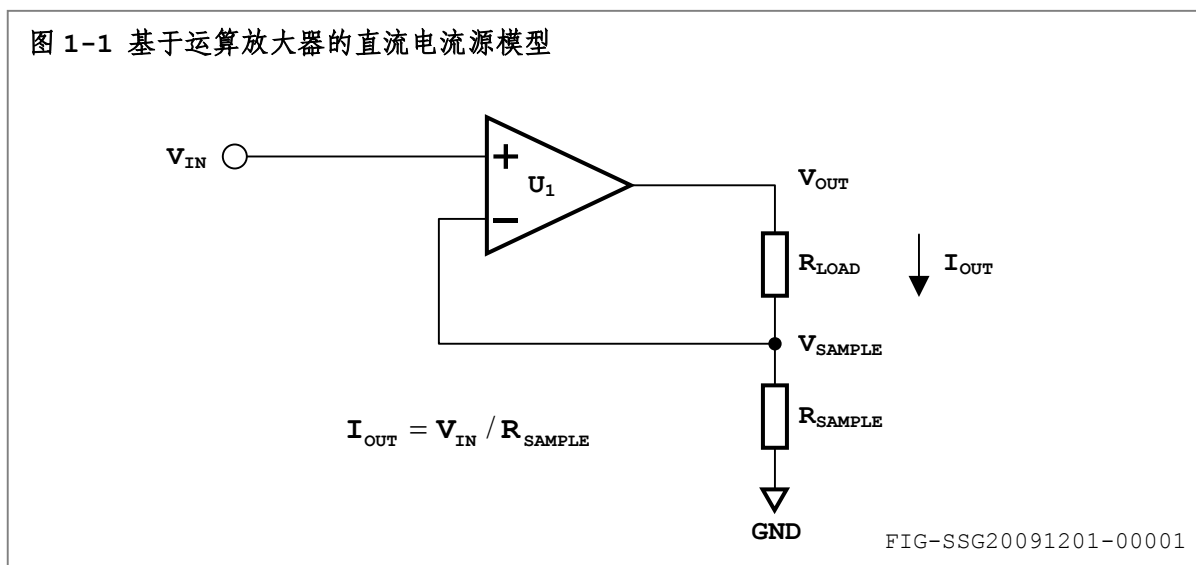
根据市场需求，实体电流源也有商品化型号。除作为独立仪器之外，实体电流源也大量存在于系统和大型仪器中。这些电流源的设计侧重于电流源特性，因而具有较传统商业电源恒流功能更高的性能。

虽然采购商用电流源是得到高性能的最方便和稳妥的方式，而且商用电流源将提供更高的准确度和稳定度、完备的内部保护功能以及完善的负载保护功能，例如针对电流尖峰的处理和对负载的静电保护，然而在某些应用中，例如 LED 简易加速老化试验或针对电阻型传感器的恒流偏置应用，出于成本、性能、体积和安装便利性的折衷考虑，商用电流源并非总是性价比最高的选择。

针对于此，本文档提供一种简易直流电流源的设计方法，以便在合适的场合合理应用。简易电流源具有 100mA 最大输出电流和 20V 最大有效输出电压，适用于在测量范围较小的装置中为适当的样品提供稳恒电流偏置。

1.2 最基本的电流源电路

基于准确度、稳定性和复杂度的考虑，本文档讨论的电流源将以运算放大器为基本元件。基于运算放大器的直流电流源模型如图 1-1 所示。



简单起见，首先假设 U1 为理想运算放大器，即：

- ① 直流开环增益 $A_{\text{OPEN/DC}} = \infty$ ；
- ② 频带 $\text{GBW} = \infty$ ，即开环增益 A_{OPEN} 的频率响应曲线不存在极点；
- ③ 输入偏移电压 $V_{\text{OS}} = 0$ ，且其温度系数 $dV_{\text{OS}}/dT = 0$ ；
- ④ 两输入端的输入电流 $I_{\text{IN}} = 0$ ，即输入阻抗 $R_{\text{IN}} = \infty$ ；
- ⑤ 输入共模电压范围 $= \pm\infty$ ；
- ⑥ 输出电流能力 $I_{\text{OUTmax}} = \pm\infty$ ；
- ⑦ 输出阻抗 $R_{\text{O}} = 0$ ；
- ⑧ 输出电压能力 $V_{\text{OUTmax}} = \pm\infty$ 。

而后假设 R_{SAMPLE} 为理想电阻，即：

- ① 功率容量 $P_{\text{MAX}} = \infty$ ；
- ② 温度系数 $dR/dT = 0$ 。

根据运算放大器输入输出特性：

$$V_{\text{OUT}} = A_{\text{OPEN/DC}} (V_{\text{IN}} - V_{\text{SAMPLE}}) = A_{\text{OPEN/DC}} (V_{\text{IN}} - I_{\text{OUT}} R_{\text{SAMPLE}}) \quad (1-2-1)$$

因此：

$$I_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{IN}} - \frac{V_{\text{OUT}}}{A_{\text{OPEN/DC}}}}{R_{\text{SAMPLE}}} \quad (1-2-2)$$

当 $A_{\text{OPEN/DC}} = \infty$ 时：

$$I_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{SAMPLE}}} \quad (1-2-3)$$

然而，理想条件只可尽量趋进，但无法完全实现。后续章节将逐步将理想条件转化为实际元器件的各项性能，并分析由此产生的问题，从而得到完整的实际电路。

1.3 有限的直流开环增益 $A_{\text{OPEN/DC}}$

实际运算放大器的直流开环增益均为有限值， $1/A_{\text{OPEN/DC}}$ 只可接近于 0。因此公式 (1-2-2) 中的 $V_{\text{OUT}}/A_{\text{OPEN/DC}}$ 项不为 0，引起 I_{OUT} 误差：

$$I_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{IN}} - \frac{V_{\text{OUT}}}{A_{\text{OPEN/DC}}}}{R_{\text{SAMPLE}}} = \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{SAMPLE}}} - \frac{V_{\text{OUT}}}{A_{\text{OPEN/DC}} R_{\text{SAMPLE}}} = \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{SAMPLE}}} - \frac{I_{\text{OUT}} (R_{\text{LOAD}} + R_{\text{SAMPLE}})}{A_{\text{OPEN/DC}} R_{\text{SAMPLE}}}$$

求得：

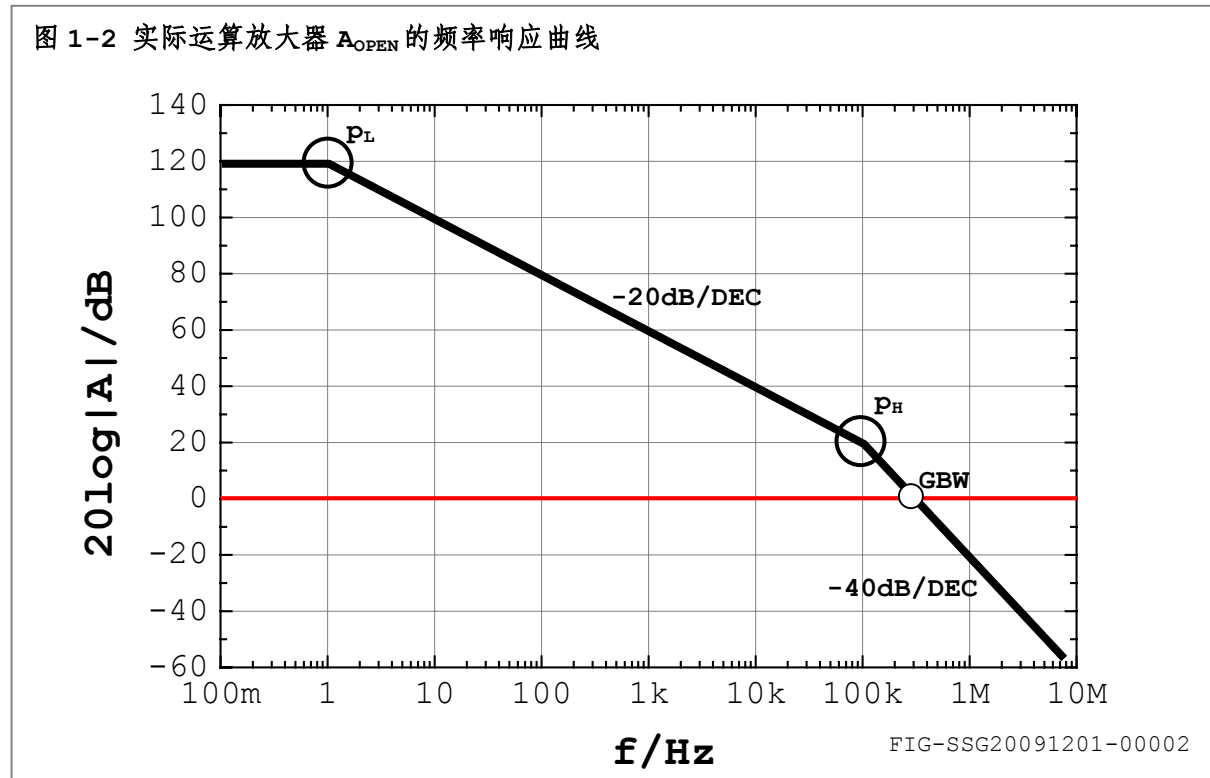
$$I_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{SAMPLE}}} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{A_{\text{OPEN/DC}} R_{\text{SAMPLE}}}{R_{\text{LOAD}} + R_{\text{SAMPLE}}}} \right) = \frac{V_{\text{IN}}}{R_{\text{SAMPLE}}} (1 - \Delta) \quad (1-3-1)$$

其中 Δ 为误差项，由于其中包含负载 R_{LOAD} ，因此也称为负载调整率。

理想情况下，负载调整率为 0。根据运算放大器基本原理公式 (1-2-1)，非 0 负载调整率产生的根源在于一定 V_{OUT} 时 V_{IN} 与 V_{SAMPLE} 存在误差电压，因此根据公式 (1-2-2)，一定负载 R_{LOAD} 范围内， V_{OUT} 动态范围越小， I_{OUT} 受 R_{LOAD} 影响越小。而此负载范围内 V_{OUT} 的共模值将作为固定漂移通过零点调整由信号调理电路去除。

1.4 有限的频带范围 GBW

实际运算放大器的 A_{OPEN} 频率响应曲线均存在至少 2 个主极点, 即低频主极点 p_L 和高频主极点 p_H 。每经过一次极点, A_{OPEN} 频率响应曲线斜率即降低 -20dB/DEC (-20dB/十倍频程), 并使曲线由 $A_{OPEN/DC}$ 向 0dB 线趋进, 因此实际运算放大器的频带范围总是有限的, 并使用增益带宽积 GBW 表示, 如图 1-2 所示。



根据负反馈系统理论, 负反馈本身引入 -180° 相位, 因此剩余相位裕度为 $360^\circ - 180^\circ = 180^\circ$ 。 A_{OPEN} 频率响应曲线的 p_L 将造成信号 -90° 相位变化, 并使系统稳定相位裕度减小 90° , 经过 p_H 后, 系统相位裕度减小至 0 。此时如果反馈系数 F 不引入相位变化, 则负反馈成为正反馈并引起振荡。通常相位裕度应至少保持 45° , 更小的相位裕度将使系统进入临界稳定状态, 并易于在外部激励作用下进入振荡状态。

工程上常使用“接近速率”方法判断系统的稳定性。设反馈系数为 F , 则 $1/F$ 与 A_{OPEN} 的频率响应曲线交点处的斜率差小于 20dB/DEC , 则系统稳定, 否则系统振荡。

现代运算放大器的 p_L 多数位于 100Hz 以下的低频段, p_H 则位于高于 GBW 的高频段, 即其幅值位于 0dB 线下方, 因此具有单位增益 (即同向跟随器, $1/F=1$) 稳定性。然而, 某些型号例如 $LF357$ 的 p_H 位于 0dB 线以上以获得更佳动态特性^[1], 在单位增益 ($1/F=1$) 时可能产生振荡, 必需使用补偿电容。而功率运算放大器, 例如 $LM1875$ 的 p_H 则高于 0dB 线至少 15dB , 因此只能于闭环增益大于 20dB ($1/20\text{dB}$) 时方可保证稳定工作^[2]。此时, 反馈系数

$$F = \frac{R_{SAMPLE}}{R_{SAMPLE} + R_{LOAD}}, \text{ 或者 } \frac{1}{F} = \frac{R_{SAMPLE} + R_{LOAD}}{R_{SAMPLE}} = 1 + \frac{R_{LOAD}}{R_{SAMPLE}} \quad (1-4-1)$$

将决定系统是否稳定。

根据应用领域, 直流电流源的负载可能为电阻和电感。以下以电阻和电感性负载为例分析负载对图 1-1 所示电路的影响。

1.4.1 电阻性负载

如果 R_{LOAD} 为理想电阻，则可能出现以下 2 种情况：

❶ $R_{LOAD} \ll R_{SAMPLE}$ ：

此情况通常见于低电阻测量，例如接触电阻和导线电阻。此时 $1/F \approx 1$ ，如果使用 LF357 等非单位增益稳定型号，则可能导致振荡。鉴于大多数现代运算放大器均可直接或通过补偿达到单位增益稳定性，因此此时的稳定性问题一般很容易解决。

❷ 运算放大器 p_H 的幅值远高于 0dB 线：

对于 LM1875 等功率运算放大器，要求 $20 \log |1/F| > 20 \text{dB}$ ，即 $1/F > 10$ 才可稳定工作，此时 R_{LOAD} 必须大于 $9R_{SAMPLE}$ 。

然而，源不可要求负载，即必须通过适当处理取消此限制。为此需要在反馈通路引入适当的频率补偿，从而改造 $1/F$ 。由于通常补偿元件并联在负载 R_{LOAD} 两端，或输出端，因此称为输出减振器 (Output Snubber)。

最简单的输出减振器即电容，并联在 R_{LOAD} 两端的电容 $C_{SNUBBER}$ 将在反馈系数 F 中引入零点和极点，并在 $1/F$ 中相应引入极点 $p_{SNUBBER}$ 和零点 $z_{SNUBBER}$ ，如图 1-3 所示：

图 1-3 输出减振器的频率补偿作用

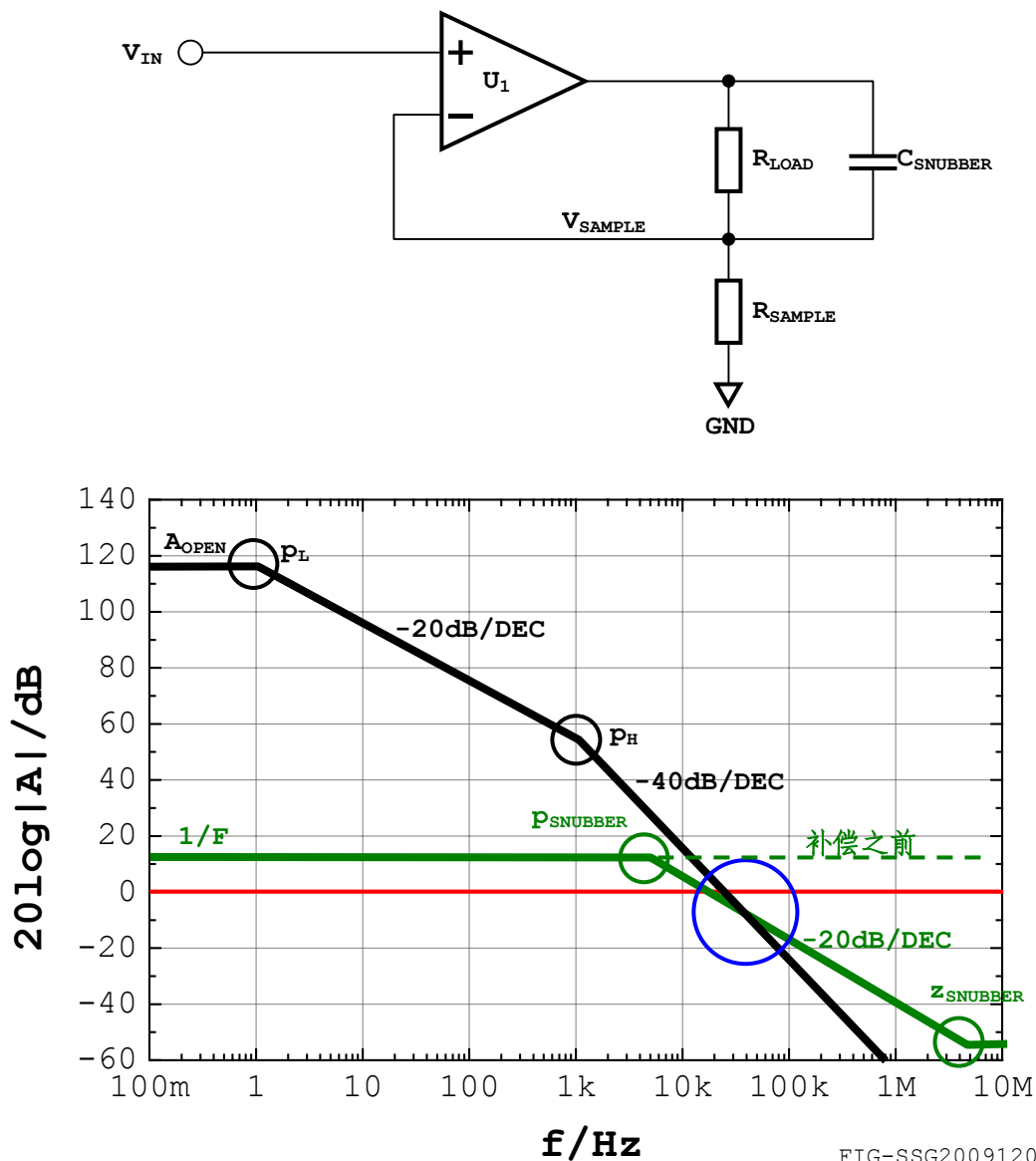


FIG-SSG20091201-00003

$$\text{其中: } f|p_{\text{SNUBBER}} = \frac{1}{2\pi C_{\text{SNUBBER}} R_{\text{LOAD}}} \quad (1-4-2)$$

$$f|z_{\text{SNUBBER}} = \frac{1}{2\pi C_{\text{SNUBBER}} (R_{\text{LOAD}} // R_{\text{SAMPLE}})} \quad (1-4-3)$$

上述分析暴露出图 1-1 所示电路结构的一个重大缺陷：负载 R_{LOAD} 参与反馈系数 F 。对于不同的 R_{LOAD} ，可能需要不同的 C_{SNUBBER} 进行补偿，以获得正确的零极点位置。

根据已知的 A_{OPEN} 频率响应曲线和 R_{SAMPLE} ，可以获得某一 C_{SNUBBER} 的取值对尽量宽泛的 R_{LOAD} 范围进行有效补偿，即使如此，图 1-1 的电路结构仍然只适用于固定负载的应用场合。

分析同时指出，对于图 1-1 的电路结构， C_{SNUBBER} 一定时， R_{LOAD} 越小，补偿效果越弱， $R_{\text{LOAD}}=0$ 时输出减振器补偿无效， C_{SNUBBER} 因短路而失效，或者 $f|p_{\text{SNUBBER}}$ 和 $f|z_{\text{SNUBBER}}$ 趋近于无限高频率。

由于 C_{SNUBBER} 使电路构成低通滤波器，输出减振器补偿将造成系统带宽下降。

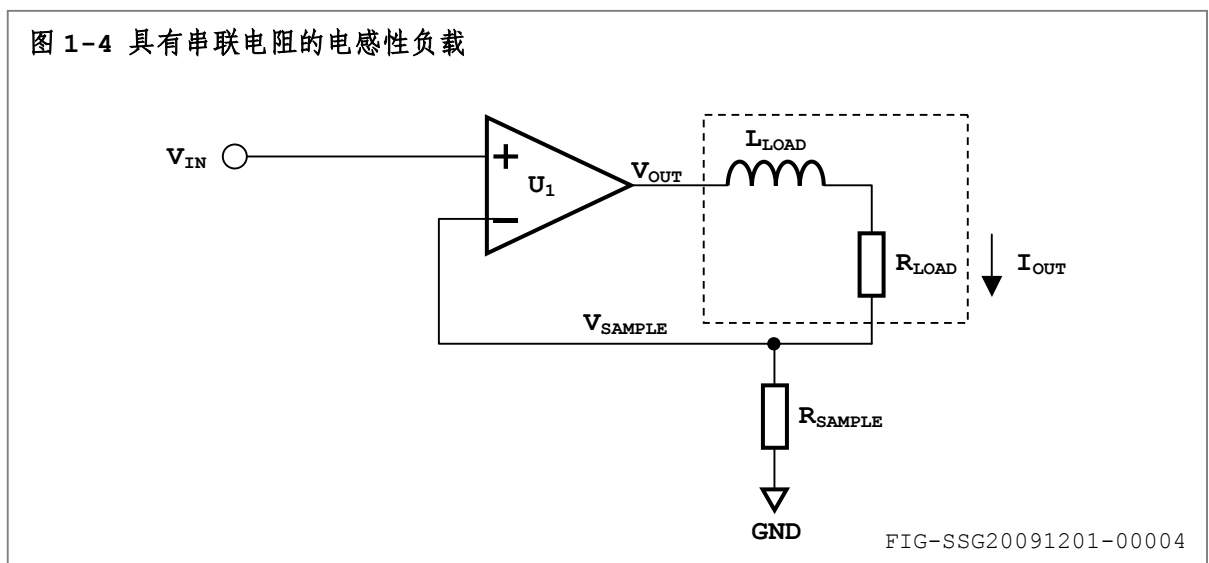
1.4.1 电感性负载

与物理和化学方法产生的电源（整流电源和电池）不同，依赖反馈理论的电源通常由于特定负载引起不适应。负反馈电压源的电容性带载能力有限，因此运算放大器都会在 datasheet 中给出电容带载能力。相应的，电流源遇到电感性负载时也需要格外谨慎。

商用稳压电源大多在输出端设置输出大容量电容，似乎与电压源的有限电容性带载能力相冲突。然而，首先这些电源做过复杂的频率补偿，以牺牲响应速率的代价得到高稳定性；其次，功率低于 1kW 的稳压电源通常无法在大于 $10\mu\text{F}$ 的电容上产生足够的振荡能量，从而使振幅限制于有限范围内，因此频率稳定性设计不周的稳压电源，其电压输出会在示波器上体现出频率远高于 50Hz/100Hz 的“纹波”。

由于电感产生的磁场由流经电感的电流而非电感两端的电压决定，因此电感，例如变压器、螺线管、电磁铁、空心线圈和亥姆霍兹线圈，是磁学领域电流源应用中的主要负载形式，其中某些负载的电感量可达到 H 级。

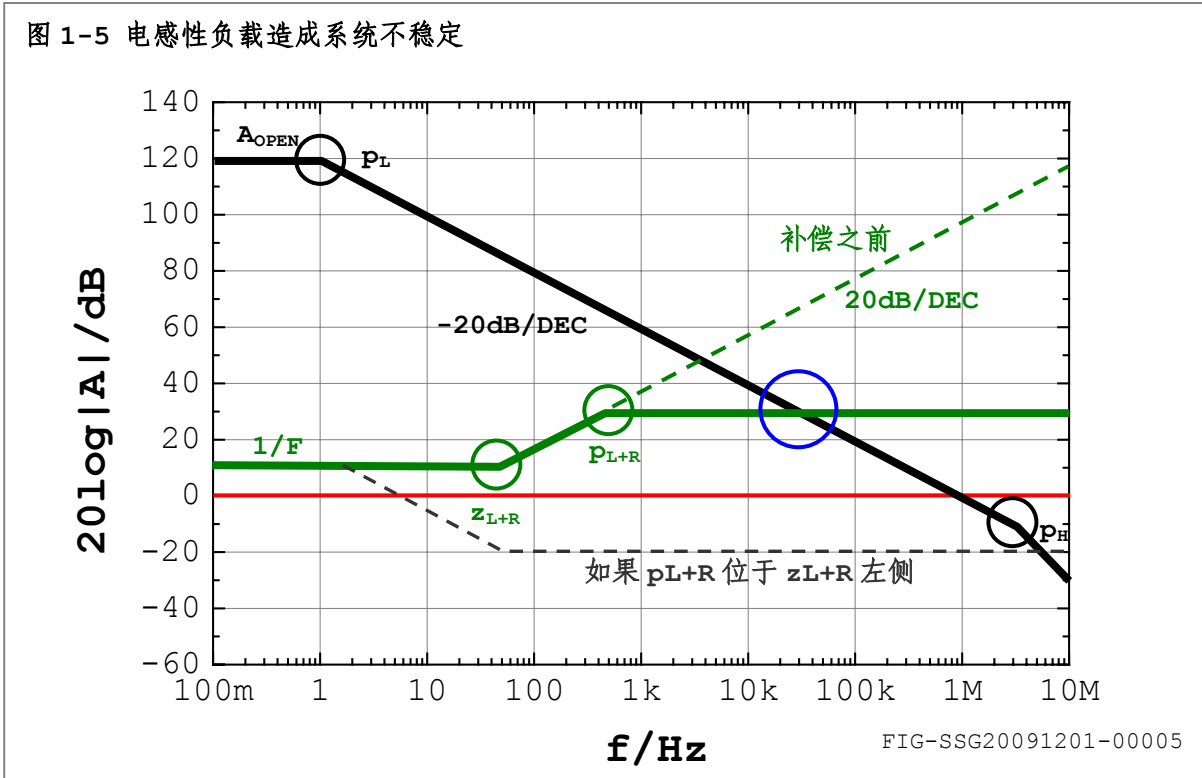
电感由多圈导线绕制得到，除超导线圈外，通常电感性负载将呈现一定的直流串联电阻。因此电感性负载阻抗可表示为 $sL_{\text{LOAD}}+R_{\text{LOAD}}$ ，如图 1-4 所示：



此时，反馈系数 F 为：

$$F = \frac{R_{SAMPLE}}{R_{SAMPLE} + sL_{LOAD} + R_{LOAD}}, \text{ 或者 } \frac{1}{F} = \frac{R_{SAMPLE} + R_{LOAD}}{R_{SAMPLE}} \left(1 + s \frac{L_{LOAD}}{R_{SAMPLE} + R_{LOAD}} \right) \quad (1-4-4)$$

即 $1/F$ 产生一个零点 z_{L+R} ，如图 1-5 种补偿前的曲线所示：



其中：
$$f | z_{L+R} = \frac{R_{LOAD} + R_{SAMPLE}}{2\pi L_{LOAD}} \quad (1-4-5)$$

如果零点频率 $f | z_{L+R}$ 位于 A_{OPEN} 与 $1/F$ 曲线交点左侧，则交点处的斜率差为 40dB/DEC ，相位裕度为 0，引发正反馈，并造成振荡。

与电阻性负载的补偿类似，在 $1/F$ 曲线上引入一个极点 p_{L+R} ，使 $1/F$ 与 A_{OPEN} 曲线相交前的斜率为 0（平行于 0dB 线）。通常建议 $f | p_{L+R} > f | z_{L+R}$ ，即 p_{L+R} 位于 z_{L+R} 右侧，从而使 $1/F$ 与 A_{OPEN} 的交点处幅值尽量高于 0dB 线，以避免运算放大器 A_{OPEN} 的高频主极点 p_H 的影响。

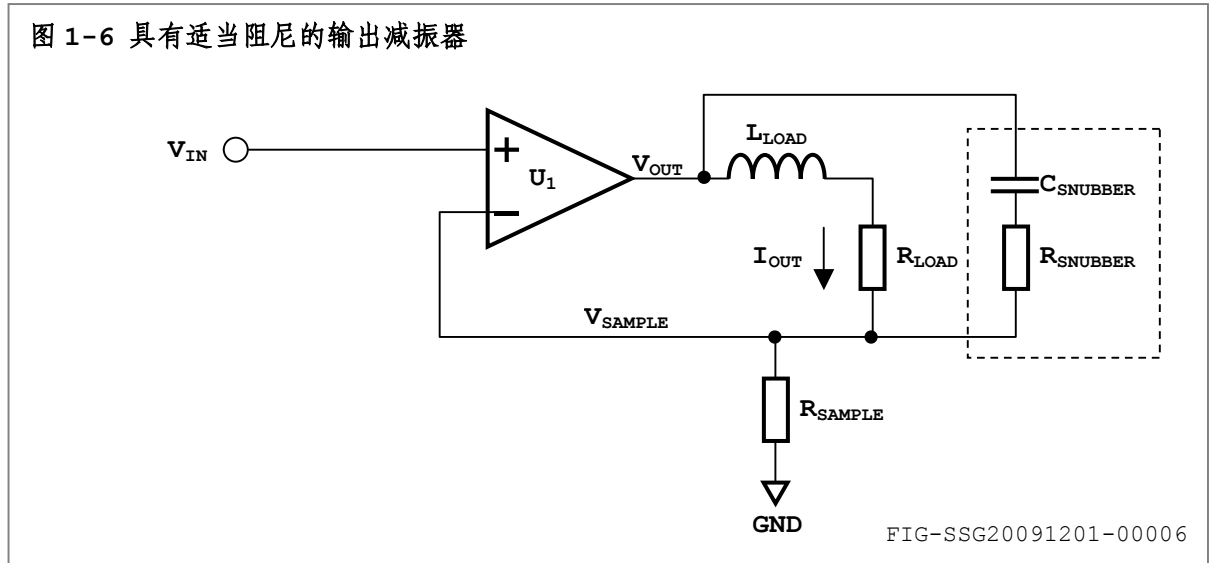
使用上一节纯电容式的输出减振器可达到此目的。然而，当 R_{LOAD} 很小时，即电感性负载的 Q 值很高时，但纯电容式输出减振器将与 L_{LOAD} 产生谐振，谐振频率为：

$$f_{resonant} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{LOAD} C_{SNUBBER}}} \quad (1-4-6)$$

因此，针对电感的输出减振器一般采用 $R_{SNUBBER} + C_{SNUBBER}$ 串联方式，其中 $R_{SNUBBER}$ 的取值为谐振频率 $f_{resonant}$ 处电感感抗模值的 10 倍，用于提供必要的阻尼，以避免阶跃响应时谐振频率附近的明显振铃现象，如图 1-6 所示。

p_{L+R} 的解析推导相当繁琐，而且电感性负载的问题通常不推荐过分依赖功率型的输出减振器。对于常见的小电感， $f | z_{L+R}$ 相当高并可能位于交点右侧，输出减振器元件经验值为 $R_{SNUBBER} = 1 - 100\Omega$ ， $C_{SNUBBER} = 0.01 - 1\mu\text{F}$ 。通常选择 $3\Omega + 0.22\mu\text{F}$ 即可应付大多数电阻性和弱电感性负载。此时输出减振器的作用为适当调节负载电感性，以及一定程度上滤除噪声和纹波。

图 1-6 具有适当阻尼的输出减振器



1.5 输入偏移电压 V_{OS} 及其温度系数 dV_{OS}/dT

输入偏移电压 V_{OS} 是运算放大器的重要指标, 即输出电压 $V_{OUT}=0$ 时 V_{IN} 与 V_{SAMPLE} 之间的差异。考虑 V_{OS} 时, 运算放大器输入输出特性为:

$$V_{OUT} = A_{OPEN/DC} (V_{IN} - V_{SAMPLE} + V_{OS}) = A_{OPEN/DC} (V_{IN} - I_{OUT} R_{SAMPLE} + V_{OS}) \quad (1-5-1)$$

$A_{OPEN/DC}=\infty$ 时:

$$I_{OUT} = \frac{V_{IN} + V_{OS}}{R_{SAMPLE}} = \frac{V_{IN}}{R_{SAMPLE}} + \frac{V_{OS}}{R_{SAMPLE}} = \frac{V_{IN}}{R_{SAMPLE}} \left(1 + \frac{V_{OS}}{V_{IN}} \right) \quad (1-5-2)$$

此时, I_{OUT} 产生由 V_{OS} 引入的误差, 因此运算放大器的 V_{OS} 越小, 此误差项越小。

如果 V_{OS} 为定值, 则此误差项可通过零点调整由信号调理电路去除。然而, 实际运算放大器的 V_{OS} 均为温度 T 的函数, 使用非零的温度系数 dV_{OS}/dT 描述。 dV_{OS}/dT 使 I_{OUT} 成为温度 T 的函数:

$$\frac{dI_{OUT}}{dT} = \frac{dV_{OS}}{dT} \frac{1}{R_{SAMPLE}} \quad (1-5-3)$$

为降低温度对输出电流的影响, 应选用 dV_{OS}/dT 较小的运算放大器。功率运算放大器由于 V_{OS} 及其温度系数均非常大, 例如 LM1875 的 V_{OS} 高达 15mV, 不适合用于直流精度较高的场合。

1.6 选择合适的采样电阻 R_{SAMPLE}

相对于电容、电感以及大部分有源元器件, 电阻在较低的频率下更接近于理想元件。然而, 实际电阻器仍存在额定功率 P_{RATE} 和温度系数 dR/dT 的限制。大功率低温度系数的电阻, 其成本远高于只具有大功率或只具有低温度系数的型号。此外为保证较低的温度变化, 电阻的实际使用功率应低于额定功率 P_{RATE} 的 5%。

对于图 1-1 所示电路, 最大输出电流 $I_{OUTmax}=100mA$ 时, 必须仔细选择 R_{SAMPLE} 的取值。

❶ R_{SAMPLE} 过大: 例如 $R_{SAMPLE}=10\Omega$, 则采样功率 $P_{SAMPLE}=I_{OUTmax}^2 R_{SAMPLE}=100mW$, 相应需使用 2W 以上的低温度系数电阻, 从而产生过高的成本, 但由于采样电压 V_{SAMPLE} 相应提高, 对运算放大器和调理电路相应降低。

② R_{SAMPLE} 过小: 例如 $R_{\text{SAMPLE}}=1\Omega$, 采样功率 $P_{\text{SAMPLE}}=10\text{mW}$, 只需使用成本较低的 $1/4\text{W}$ 低温度系数电阻, 然而 V_{SAMPLE} 的降低 (100mV) 将引发大量问题, 例如公式 (1-5-2) 中由于 V_{OS} 造成的误差项增大, 以及公式 (1-5-3) 中 I_{OUT} 温度系数增大。同时, 针对图 1-1 中的电路, R_{SAMPLE} 过小将导致闭环增益提高, 使运算放大器的固有噪声显著放大。综上将造成对运算放大器的要求提高, 同样产生过高的成本。对于 LM324, $V_{\text{OS}}=3\text{mV}$, 将造成 $V_{\text{OS}}/V_{\text{IN}}=V_{\text{OS}}/V_{\text{SAMPLE}}=0.003/0.1=3\%$ 的误差, 以及 $dV_{\text{OS}}/dT=30\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 造成 10°C 变化时 I_{OUT} 产生 0.3% 的误差。

100mA 是常用测量和检测电流值, 对电流准确度和稳定性的要求较高, 同时也是使用串联电阻的方法进行电流采样的分界点。安培级的电流在大多数实际应用中并不需要很高的准确度, 采样电阻以具有足够功率容量的 75mV 分流器为主, 10mA 级的电流采样功率很小, 因此常见的精密金属膜电阻均可胜任。但对 100mA 的电流, 既无适用的分流器, 又无足够功率的精密金属膜电阻, 即使有两者的商品化元件, 成本也难以接受。

对于采样电阻的取值, 一般依据如下思路:

- ① 在不提高运算放大器成本的前提下, 尽量使用小阻值, 以降低采样功率。
- ② 在同等采样功率下, 尽量提高阻值, 以降低对运算放大器的要求。

二者折衷, 采用多只精密金属膜电阻并联方式, 例如 4 只额定功率 $1/4\text{W}$ 、精度 0.1% 、最大温度系数 $25\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 的 12Ω 金属膜电阻并联后, 得到等效额定功率 $P_{\text{RATE}}=1\text{W}$ 、精度 0.1% 、最大温度系数 $25\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 的 3Ω 金属膜电阻, 总采样功率 $P_{\text{SAMPLE}}=30\text{mW}=3.3\%P_{\text{RATE}}$ 。

电阻并联采样对 PCB 设计有一定要求, PCB 通常使用铜箔作为导体, 铜本身有随温度明显变化的电阻, 在某些应用中可作为温度传感器使用。

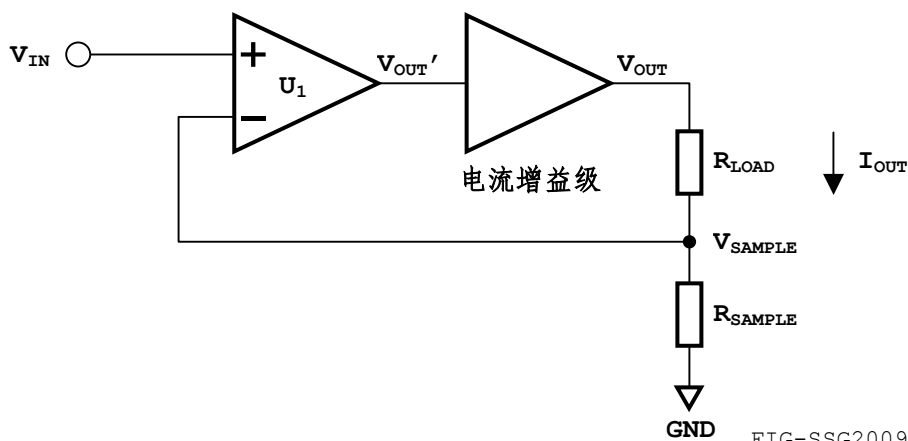
由于零点和增益调整等调理电路的必要性, 0.1% 精度通常不是必需的, 但对电阻温度系数必须严格要求。电阻产品的精度和温度系数通常有对应关系, 需综合 datasheet 中的各项数据选用。

1.7 有限的电流输出能力 I_{OUTmax}

实际运算放大器输出级只能提供有限的电流输出能力。除功率运算放大器外, 常见运算放大器的电流输出能力 I_{OUTmax} 均限于 35mA 以内, 很多型号不足 10mA 。达到 I_{OUTmax} 时运算放大器输出级进入饱和状态, 导致中间级和输入级工作状态不佳, 从而无法达到 datasheet 中标注的性能。

通常, 运算放大器的标准性能均于输出电流小于 1mA 作为测量条件。超出此限制时, 考虑自身偏流在内的发热功率将导致运算放大器内部显著发热, 造成 V_{OS} 变化, 以及加重中间级负载导致运算放大器 $A_{\text{OPEN/DC}}$ 减小和对大信号响应能力下降。因此对于高于 1mA 的输出电流, 必须对运算放大器作扩流处理, 如图 1-7 所示。

图 1-7 对运算放大器进行扩流处理



常用扩流方法如下：

- ① 加入纯电流增益级为最简单的扩流处理， $V_{OUT}=V_{OUT}'$ 。产品化的单位电压增益缓冲器，例如 LT1010，通常具有良好的高速性能，即具有远高于普通运算放大器的平坦单位增益频率上限，并具有 100mA 以上的功率输出能力，因而可视为理想元件，进而简化稳定性设计。然而，单位电压增益缓冲器对于成本敏感的设计价格过高，并且可能由于用量较小而不易获得稳定的采购途径。
- ② 使用具有电压增益的功率运算放大器作为电流增益级可获得较单位电压增益缓冲器更佳的动态性能，Agilent 的高级系统仪器均采用此方法。由于具有电压增益， $V_{OUT}' < V_{OUT}$ ，即对增益级之前的运算放大器的摆率 (SR, Slew Rate) 要求降低，并可提高电路的负载调整性能。市场上存在大量价格低廉的音频功率运算放大器，例如 LM1875 和 LM3886，因此易于获得较低的成本。然而，电流增益级的电压增益将增加电路闭环振荡风险，使得电路调试难度很高。
- ③ 综合考虑电路功能、成本和调试难度，在稳定直流源中，可将单位电压增益缓冲器简化为频带稍窄的共集电极乙类推挽输出级，即由 NPN 和 PNP 构成的射随器组合。对于 20V/100mA 的最大输出功率，NPN 和 PNP 可选用 20W 中功率管。此方法虽然使电流源的动态性能降低，却具有低廉的成本和简单的结构，同时由于电压增益为 1，调试难度较低。如图 1-8 所示。

图 1-8 使用推挽输出级进行扩流处理

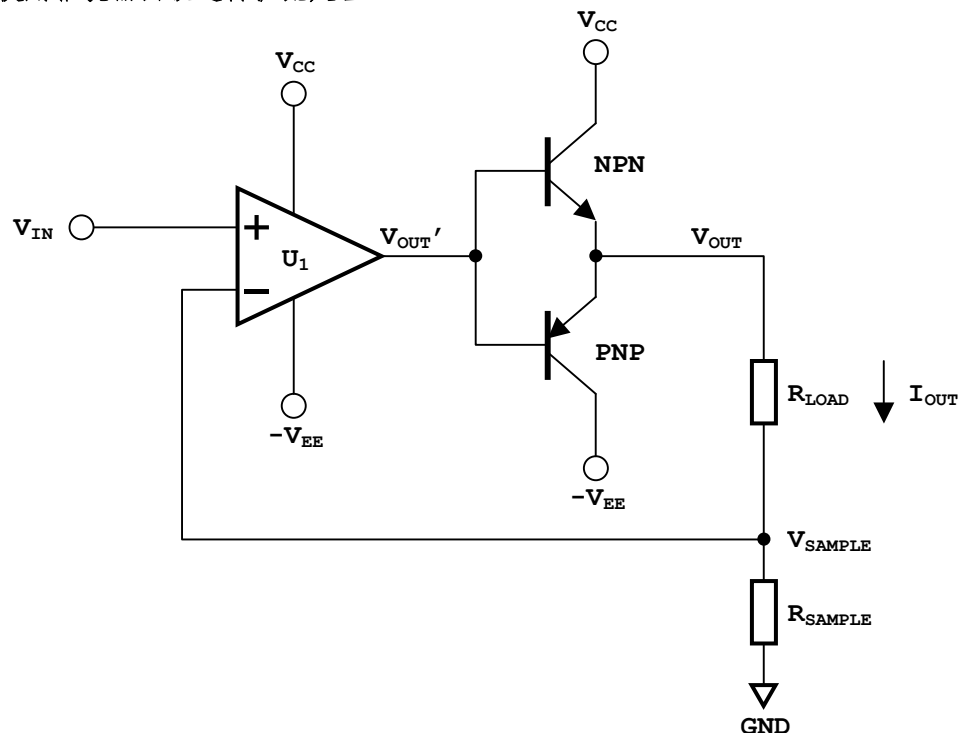


FIG-SSG20091201-00008

图 1-8 所示电路可工作于 I、II、III 和 IV 象限。通常的应用只需 I 象限 ($V_{OUT} > 0$ 、 $I_{OUT} > 0$) 工作即可，直流稳定源可不考虑输出电流的沿性能，因此省略推挽输出级的 PNP 一侧，简化为单臂输出，如图 1-9 所示。单臂输出牺牲下降沿性能，如果负载两端配置输出减振器，则电流降低时依赖 R_{LOAD} 而非 PNP 放电，放电时间由 R_{LOAD} 、 $R_{SNUBBER}$ 和 $C_{SNUBBER}$ 决定。

图 1-9 推挽输出简化为单臂输出

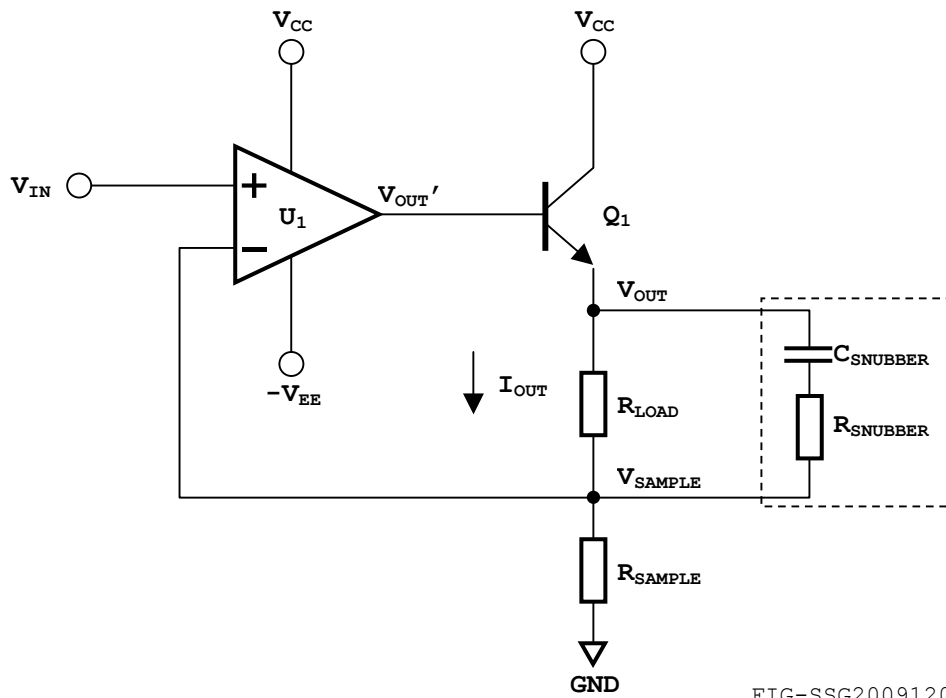


FIG-SSG20091201-00009

鉴于 20W NPN 中功率管于 100mA 输出时电流增益可能不足 100，造成运算放大器输出电流高于 1mA，因此进一步将 Q_1 改进为达林顿组态，如图 1-10 所示。

图 1-10 使用达林顿组态提高 NPN 的电流增益

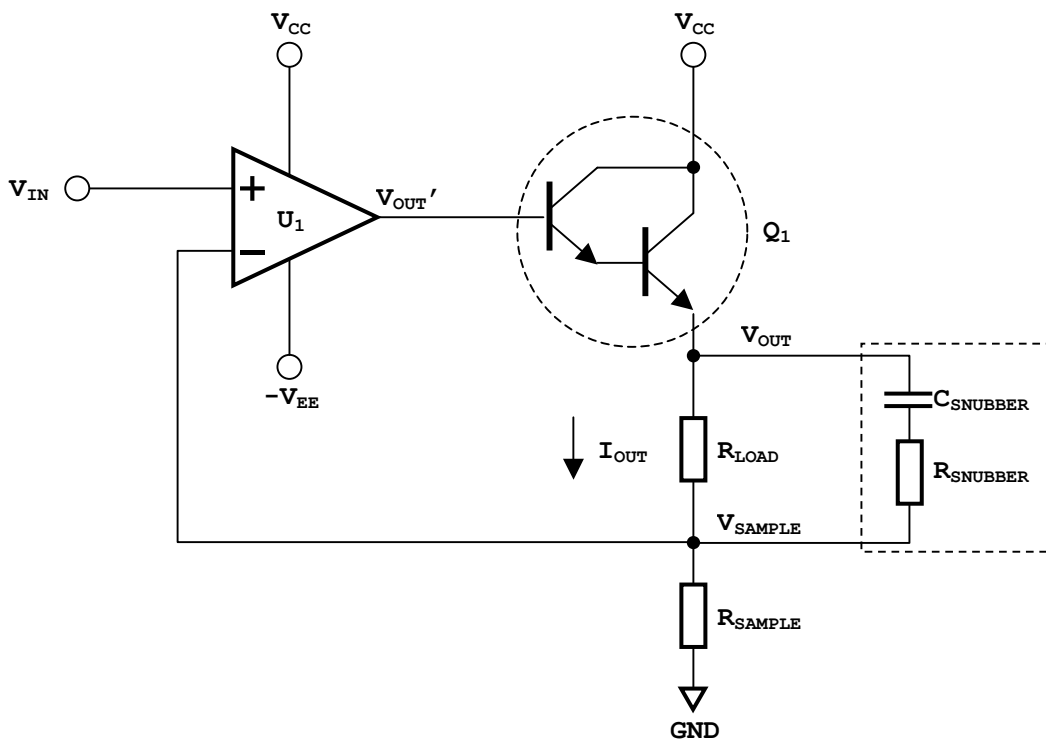


FIG-SSG20091201-00010

作为 I 象限电流源, V_{IN} 、 V_{OUT} 和 I_{OUT} 均大于 0, 运算放大器 U_1 无需处理负电压, 因而可使用单电源。然而, 实际运算放大器, 尤其是精密运算放大器, 其共模输入电压范围通常无法到轨, 即使轨到轨的型号也无法绝对到轨, 单电源应用时无法正确处理 0 电平, 因此必须使用双电源。

此外由于实际运算放大器具有有限的开环增益 $A_{OPEN/DC}$, 因此对于运算放大器基本公式:

$$V_O = A_{OPEN/DC} (V_{IN+} - V_{IN-}) = A_{OPEN/DC} V_{ERROR} \quad (1-7-1)$$

$$\text{或者: } V_{ERROR} = V_{IN+} - V_{IN-} = \frac{V_O}{A_{OPEN/DC}} \quad (1-7-2)$$

误差电压与输出端电压 V_O 成正比, 而 V_O 以正负电源中点为参考点。单电源工作时 $V_O=0.5V_{CC}$ 时误差为 0, 双电源工作时 $V_O=0.5(V_{CC}-V_{EE})$ 时误差为 0。相对而言, 双电源工作时运算放大器的状态更易于把握。

1.8 负载参与反馈和有限的电压输出能力

前述所有电路均具备相同的特征: 负载连接于输出端和采样电阻之间, 并参与反馈, 因此这些电路均具有以下潜在问题:

① 负载调整率过高

图 1-10 中, 设输出电流 $I_{OUT}=100\text{mA}$, $R_{SAMPLE}=3\Omega$, $V_{IN}=0.3\text{V}$, U_1 的 $A_{OPEN/DC}=80\text{dB}$ 。负载 R_{LOAD} 由 0 增大至 100Ω 时 V_{OUT} 变化为 10V , 对应 V_{OUT}' 变化也约为 10V , 具有较大的动态范围。根据 1.3 中关于负载调整率的分析, 负载调整率为:

$$\Delta = \frac{1}{1 + \frac{A_{OPEN/DC} R_{SAMPLE}}{R_{LOAD} + R_{SAMPLE}}} \quad (1-8-1)$$

对应 $R_{LOAD}=0$ 和 $R_{LOAD}=100\Omega$ 时的 Δ 分别为 0.01% 和 0.34% 。如果 I_{OUT} 于 $R_{LOAD}=0$ 时校准, 则 $R_{LOAD}=100\Omega$ 时的 I_{OUT} 误差为 0.33% 。

某些型号的运算放大器, 如 TL061/062/064, $A_{OPEN/DC}$ 只有 75dB , 将产生约 0.5% 的电流误差, 在准确度要求稍高的场合将产生不可忽略的问题。通常商品电源的负载调整率不高于 0.01% 。使用高 $A_{OPEN/DC}$ 的运算放大器, 例如 OP07 可极大改善负载调整率。OP07 的 $A_{OPEN/DC}=120\text{dB}$, I_{OUT} 误差降低至 0.0033% , 基本可以忽略。

出于精密度的角度考虑, 造成负载调整率过高的原因在于 U_1 输出端动态范围过大, 因此应在电路架构上解决此问题。虽然 OP07 也属于廉价的器件, 但如果可能, 应尽量发挥出其性能。

负载调整率对应于电流源的等效并联导纳 S_S 。并联导纳 S_S 根据自身与负载 $S_{LOAD}=1/R_{LOAD}$ 的导纳比例分流并造成误差。因此 S_S 愈小, 即并联电阻 $R_S=1/S_S$ 愈大, 对应负载调整率愈低, 电流误差愈小。

② 输出电压范围无法达到 20V

图 1-10 中, $V_{OUT}=V_{OUT}'-2V_{BE}$, 因此 V_{OUT} 受到运算放大器最高输出电压摆幅的限制, 即受到运算放大器电源电压的限制。大多数通用运算放大器双电源工作时的极限电源电压为 $\pm 18\text{V}$, 推荐电源电压为 $\pm 15\text{V}$, 高电压型号, 例如 OP07, 极限电源电压为 $\pm 22\text{V}$, 可工作于 $\pm 20\text{V}$ 。

即使工作于 $\pm 20\text{V}$ 下, 由于输出级饱和压降的限制, OP07 的最高输出电压 V_{OUT}' 只可达到 18V , 考虑 V_{BE} 和 V_{SAMPLE} , $I_{OUT}=100\text{mA}$ 时 $V_{OUT}-V_{SAMPLE}$ 最高可达到 16.5V 。

使用非对称双电源, 例如 $+25\text{V}/-5\text{V}$ 可使大多数通用运算放大器的正输出电压摆幅达到 23V , 对应 $V_{OUT}-V_{SAMPLE}$ 达到 21.5V 。然而, 由于 V_{IN} 很接近 $-V_{EE}$ 而远离 V_{CC} , 即与非对称双电源中点偏移过大, 可能使运算放大器的输入级工作于高偏置状态, 从而造成差分输入对管的 V_{CE} 较低, 使输

入级电压增益降低，进而造成 $A_{OPEN/DC}$ 降低和输入偏流增大。因此除非不得已，不推荐使用相差悬殊的非对称双电源。

1.9 利用电流镜像

显然，上述问题均由负载参与反馈而产生，彻底解决必须改变电路架构，将负载移出反馈环路。利用 NPN 的电流镜像原理， $I_E = I_B + I_C \approx I_C$ 、 $I_B \approx 0$ ，将负载移至 V_M 与 Q_1 的集电极之间，如图 1-11 所示。其中 V_M 只受 Q_1 的安全工作区而非运算放大器电源电压的限制，因此可远高于 V_{CC} 。

图 1-11 利用电流镜像原理扩展输出电压范围

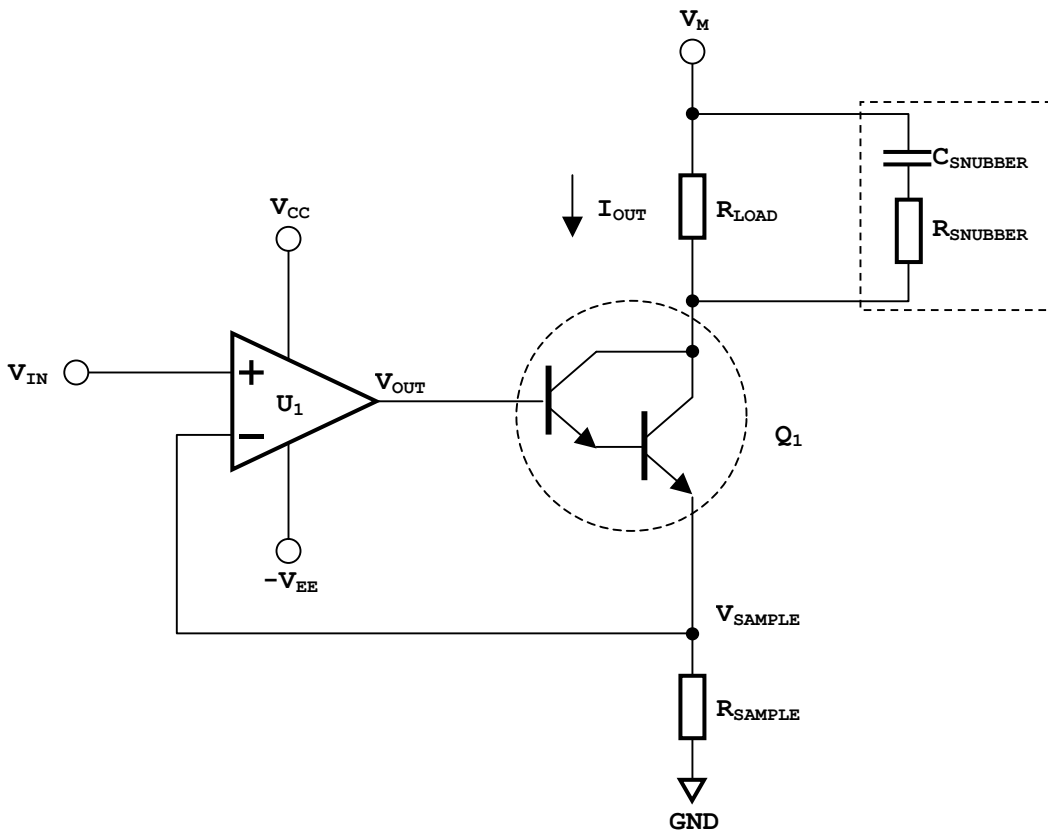


FIG-SSG20091201-00011

此时 $I_{OUT} = 0 \sim 100\text{mA}$ 范围内以及满足 $R_{LOAD} < (V_M - V_{SAMPLE} - V_{CESAT}) / I_{OUT}$ 条件的任意负载下， U_1 的输出电压 V_{OUT} 可控制于 $V_{SAMPLE} + 2V_{BE}$ 之内，即 1.2—1.5V 范围内，摆幅限制于 0.3V。即使开环增益为 75dB 的 TL061， $I_{OUT} = 100\text{mA}$ 时的负载调整率也可达到 0.016%，开环增益为 120dB 的 OP07 可达 0.0001%，较图 1-10 的电路负载调整性能提高约 30 倍。

然而，由于 Q_1 的电流增益 β 有限， I_B 总是存在，并且流过 R_{SAMPLE} 而造成 V_{SAMPLE} 误差，使 I_{OUT} 低于设定值 I_B ，误差为设定值的 $I_B / I_E = 1 / (1 + \beta)$ 。 $V_{CE} > 1\text{V}$ 时达林顿组态于 100mA 下的电流增益 β 通常不超过 2000，即误差至少为 0.05%。

此误差的产生归结为 NPN 达林顿为电流控制器件，即控制级的静态驱动需要施加必需的功率。将 NPN 达林顿组态中的前级 NPN 改为电压控制器件，即 JFET/MOSFET+NPN 时，控制级由基极变更为栅极，其静态驱动无需施加功率，即 $I_G = 0$ ，以及 $I_E = I_C - I_G = I_C$ ，从而达到理想的电流镜像。如图 1-12 所示。

图 1-12 使用 JFET/MOSFET+NPN 获得理想电流镜像

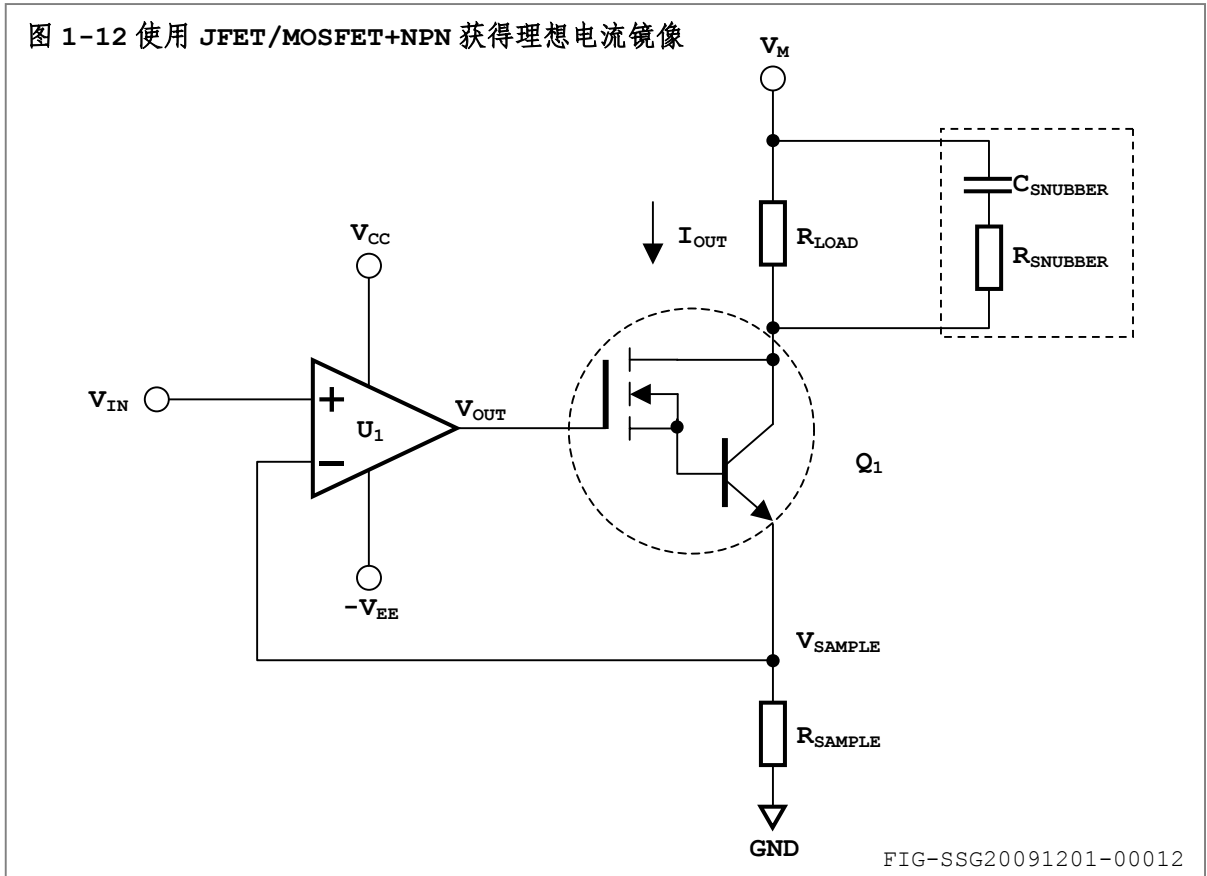
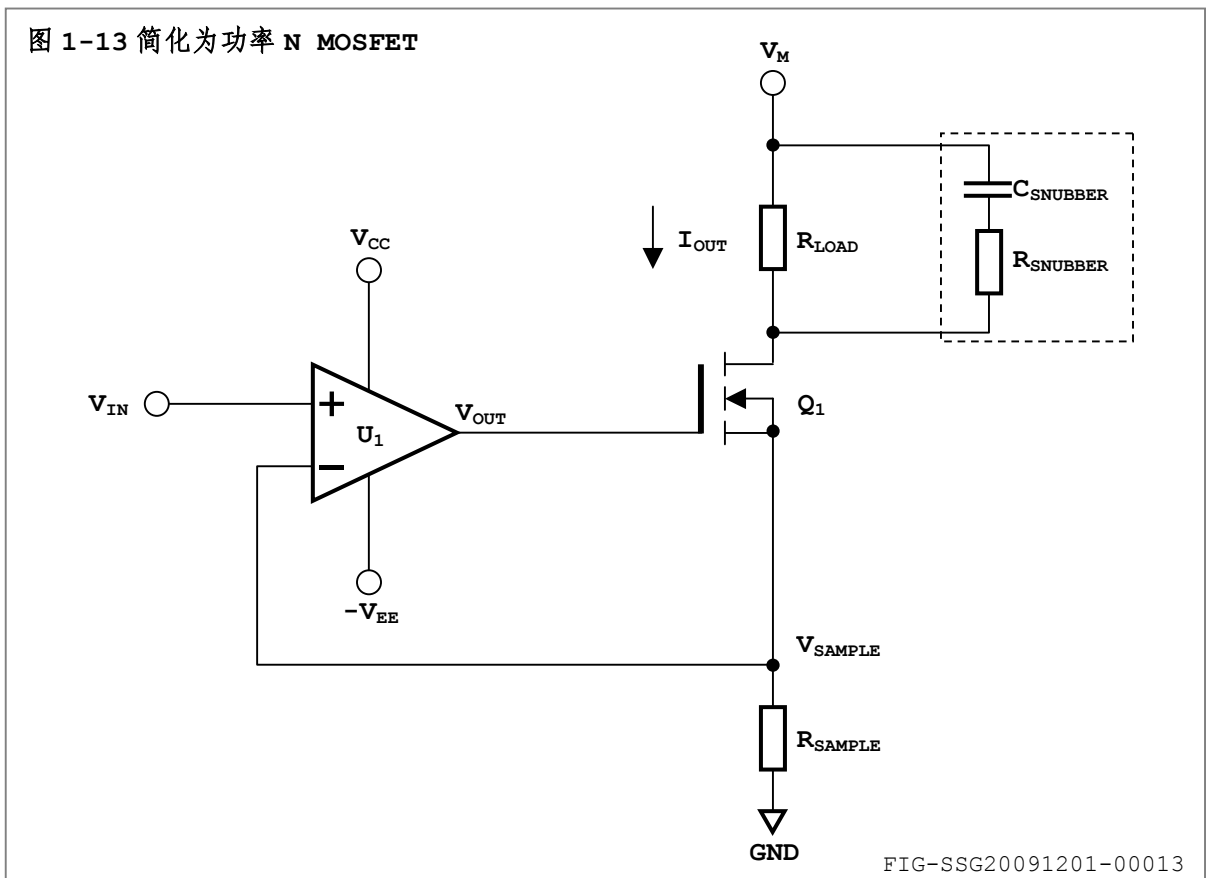


图 1-13 简化为功率 N MOSFET



然而，小功率 JFET 由于用量小而不易采购，小功率 MOSFET 由于极易受到静电损伤而储存和焊接难度提高，微小静电即可造成栅极损毁。同时功率 MOSFET 由于开关电源的普及而廉价且易得，并且现代功率 MOSFET 均具有栅极静电防护而不易损坏，操作难度较低，栅极漏电流 I_G 稍有提高，但仍可控制于 nA 量级。将 JFET/MOSFET+NPN 组态改进为功率 N MOSFET。如图 1-13 所示。受市场供应限制，100W 左右的器件性价比相对较高，并可获得功率提升空间。

功率 MOSFET 的栅电压相对于 NPN 而言较高而不固定，因此 U_1 的输出电压 V_{OUT} 的变化范围稍增大。对于 $I_{OUT}=0-100\text{mA}$ ， V_{OUT} 的变化限制于由 MOSFET 的阈值电压 V_{TH} 至 $V_{TH}+1\text{V}$ 范围内，造成负载调整率稍有增大。

1.10 选择合适的运算放大器

运算放大器的选用与需求紧密相关，每一种型号均有适合的用途，而非通用。

准确度 0.1%、最小步进 I_{STEP} 0.1mA 的 100mA 直流稳定电流源对运算放大器需求如下：

- ① 恒温工作状态下， $V_{IN+}-V_{IN-}<10\% (I_{STEP}R_{SAMPLE})$ ，即具有足够高的 $A_{OPEN/DC}$ 。
- ② 10°C 温度变化引起的 $V_{OS}=V_{IN+}-V_{IN-}<10\% (I_{STEP}R_{SAMPLE})$ ，即具有足够低的 dV_{OS}/dT 。
- ③ 稳定源不考虑沿性能，因此可适当放宽阶跃响应要求，即对 GBW 无过高要求。
- ④ 低噪声。
- ⑤ 高性价比。

待选型号包含 OP07/27/37、LF353、TL061、TL071、LM358。根据工程原理，范围由宽至窄逐级选择：

- ① $V_{IN+}-V_{IN-}<10\% (I_{STEP}R_{SAMPLE})=30\mu\text{V}$ ， V_O 变化范围为 1V，因此 $A_{OPEN/DC}>90\text{dB}$ 。常用型号中，除 TL061 外均可选择。
- ② $V_{OS}=V_{IN+}-V_{IN-}<10\% (I_{STEP}R_{SAMPLE})=30\mu\text{V}$ ，因此 $(dV_{OS}/dT)_{\max}<3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。常用型号中排除 LF353、TL071 和 LM358。
- ③④ OP07/27/37 均可。
- ⑤ 由于较大的栅电容 C_{gs} ，功率 N MOSFET 并非高频器件，因此 OP27/37 由于指标过高，且价格较高而排除。

此外，斩波稳零型号，如 ICL7650 也满足上述需求，例如极高开环增益、极低漂移以及适中的带宽。噪声稍大但满足需求，电源电压较低 ($\pm 9V_{\max}$)，但电流源不要求运算放大器大动态输出。然而由其原理，此类运算放大器一旦饱和便难以快速恢复，同时价格较高。因此暂不考虑。

暂选 OP07CP。运算放大器总有过多选择，因此设计者总选择熟悉的型号而不求新，以求稳妥。

由于图 1-13 中只有一只运算放大器，因此可能的零点漂移均由其独自产生，洽为 OP07CP 调零电路最适合应用的场合。如图 1-14 所示。

图 1-14 OP07CP 的调零电路

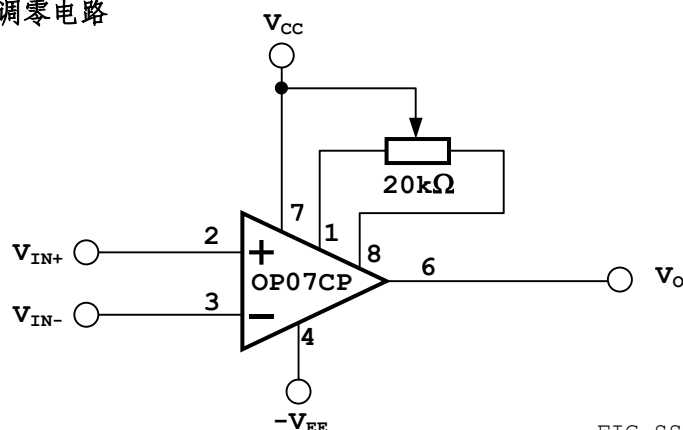


FIG-SSG20091201-00014