

## 运算放大器的建立时间

作者: Robert I. Demrow

### 前言

以百万级精度测量电压和电流是可能的,可一直追溯至国家标准局。一般而言,在精度的上下限处,必须在一定时段内进行重复测量,基于此,经验丰富的技术人员可以肯定地表示,在该区间内,电压或电流的平均值可精确到6个或更多有效数字。

可以进行这种测量的事实对所有工程师来说都是非常有趣的,既令人印象深刻,也具有一定的重要性,但对一种更常见的测量而言却并无直接联系。这种测量对精度的要求稍低——最多需要4个有效数字(目前),但是这种测量往往必须在大约1微秒之内完成,再由计算机进行转换、存储和利用。按最终值的目标精度(如 $\pm 1\%$ 、 $\pm 0.1\%$ 、 $\pm 0.01\%$ 或 $\pm 1/2\text{LSB}$ )(往往还有一个附加条件,即前述最终值处于其标称期望值满量程的一小部分之内)完成测量所花的时间通常称为建立时间。该间隔可能非常短:目前常见值为0.5至1.0微秒内达到 $\pm 0.01\%$ 的精度;明年,工程师将考虑大幅提高可行性(多数都能实现)。有关重大改进将在相应页面中讨论。

本文旨在为建立时间提供一种解释,并向工程师展示与电路设计、硬件、规格参数、应用和测量等相关的问题。我们将尽量避免使用令人望而生畏的数学公式,尽量呈现实用的电路和简单的数学表达式。

### 简介

关于放大器小信号频率响应特性的著述颇多,而且运算放大器的多数用户都能利用制造商提供的规格参数来计算闭环带宽,分析稳定性,并确定相位误差等。<sup>1</sup>多数制造商同

时提供充足的数据,可用于确定放大器的全功率响应及压摆率。

有关建立时间的研究的重要差异在于,尽管可将频率响应当作一种工具,但结果必须暗示或(最好)明确表示其结果可在时域进行测量。一般而言,由于速度和精度的双重压力,测量结果线性度极差,而且受到杂散的严重影响。

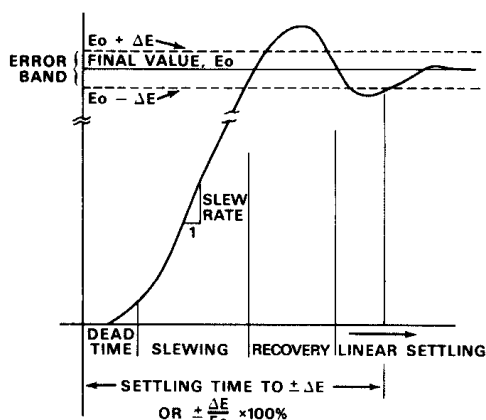
近来,运算放大器越来越多地出现在要求高速转换速率的系统中,用于处理数据,尤其是与数字计算机相结合,这就要求确定通用型和专用型运算放大器的**时间响应特性**。典型问题之一是将快速变化的信号(如阶跃函数)应用于缓冲放大器,该放大器必须在微秒级时间内以高精度如实再现输入信号。这就要求在放大器的设计中要考虑**建立时间**,并进行优化。要求高精度快速建立时间的典型应用包括采样保持电路、多路复用器和与ADC及DAC相配合的放大器。在这种应用中,建立时间非常重要,因为它是给定精度下的最大数据或信息传输速率的主要决定因素。一般地,可以在数据速率和精度之间进行折衷:即牺牲精度可以得到较高的数据速率。需要注意的是,作为整个过程中的一个步骤,缓冲放大器目前是系统速度的主要限制因素。

### 定义

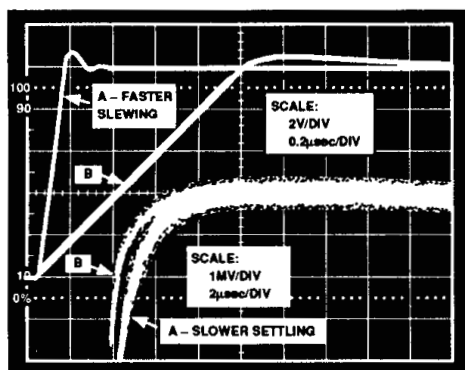
**建立时间**指从应用理想瞬时阶跃输入到闭环放大器输出进入并保持在指定误差带(通常与最终值对称)之间所花费的时间。建立时间包括极短的传播延迟,输出摆动到最终值附近的时间,从压摆相关联的过载条件恢复的时间,以及最终达到指定误差的时间。图1所示即是如此定义的建立时间。

转载自模拟对话 4-1 1970

<sup>1</sup>脚注参考以数字编号形式列于参考文献中。



(a) 建立时间的组成成分 (非线性标度)



(b) 两种典型运算放大器相对建立时间的注释波形

图1 建立时间的图形定义

注意：至少在过去10年中，以上定义广泛用于数据采集领域。但是，该领域的一些新进制造商(不包括“规格至上”花招)将“建立时间”仅仅定义为达到线性小信号区域所需要的时间。如果考查这些制造商提供的产品和应用文献，就会发现，他们所谓的建立时间不过是“采集时间”。(出现这种用法之前，采集时间这个术语还有特殊的含义：)采样保持开关闭合以重新断开而不丢失信息的最小时间，通常无需放大器完成建立过程。)将来会出现什么样的标准，目前尚不得而知，但我们始终都是通过可能在引起误解之处贴上“小信号”标签的方式，来确定小信号建立时间的。

建立时间还可根据放大器从阶跃或负载脉冲变化引发的瞬时误差恢复所需时间来定义。由于建立时间取决于放大器的多种非线性和线性特性，而且建立时间属于一种闭环参数，因此不能直接基于压摆率、小信号带宽等开环参数预测。

图2和图3展现了要求快速建立时间以获得最大传输速率的两种常见应用。其中，图2描述的是典型的多路复用器问题(为简单起见，只显示了两个通道)。一条线路为0V，另一条为-10V。在高精度系统中，进行通道间切换时，放大器的输入端必须接受10V阶跃，且必须恢复到毫伏级。图3所示为一种高速数模转换器(DAC)的典型波形，图中显示了开启和关闭DAC开关之间的时间偏斜所导致的大瞬态尖峰(“毛刺”)。所用放大器的建立时间(若DAC采用了放大器)会对使用该DAC的模数转换器(ADC)最大比特率形成限制。

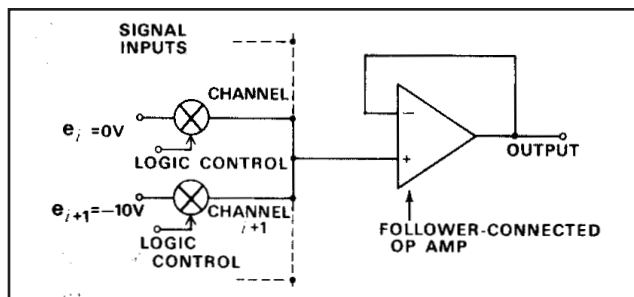


图2. 简化版多路复用器电路示意图

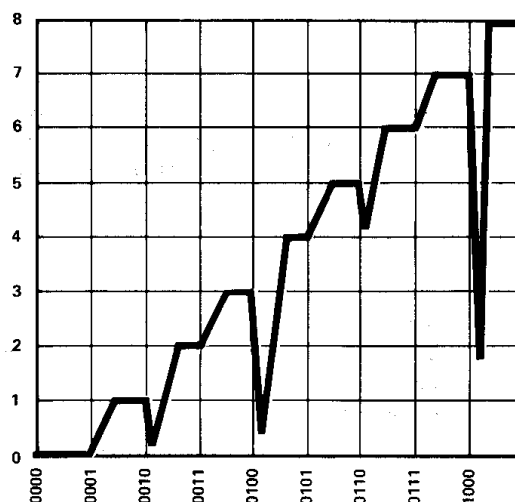


图3. 计数器驱动型快速DAC的输出端表现出“毛刺”

### 影响建立时间的放大器设计因素

下面将讨论的设计因素是负责制定放大器规格参数的设计人员和工程师必须考虑的内容。对于与放大器测试或使用的电路相关的其他设计因素，我们将稍后进行讨论。

线性工作范围。尽管建立时间本质上属于非线性问题，但本节将要讨论的因素却属于非常重要的线性建立“尾”问题，同时适用于小信号和大信号(但并非始终等同)。“线性”表示放大器及所有相关元件均工作于线性范围之内，即参数关系与电压或电流水平或其历史无关。

噪声。在放大器的输出噪声(无论是如何产生的)相当于指定的建立带大小时，则该放大器的输出将无法达到指定的误差带。除固有的放大器电路噪声以外，设计人员还必须考虑干扰噪声的影响，无论干扰噪声是来自外部环境、电源、输入信号，还是来自相关电路的逻辑信号。有关运算放大器电路噪声的讨论，请参阅《模拟对话》，第3卷，第1期。

直流增益。为确保最终值的精度，对于建立精度为 $\pm 0.01\%$ 的放大器，其增益至少为10,000(单位增益跟随器)或20,000(单位增益反相器)；高闭环增益放大器则要求更高。如果放大器的开环输入输出特性具有合理的线性特性，则可通过调整反馈比来补偿既定条件下因稍低增益导致的误差。对于跟随器应用，CMRR应该与目标增益精度相当。

漂移和失调。对于高精度应用，失调必须低或可调，温度范围内的漂移必须处于与目标精度相对应的误差范围内。例如，误差率为 $\pm 0.01\%$ 的 $\pm 10\text{V}$ 电路要求低于 $\pm 1$ 毫伏(反相器应用中为 $\pm 1/2\text{mV}$ )。不得忽略偏置电流漂移：1毫伏10k $\Omega$ 要求偏置电流变化小于100纳安。

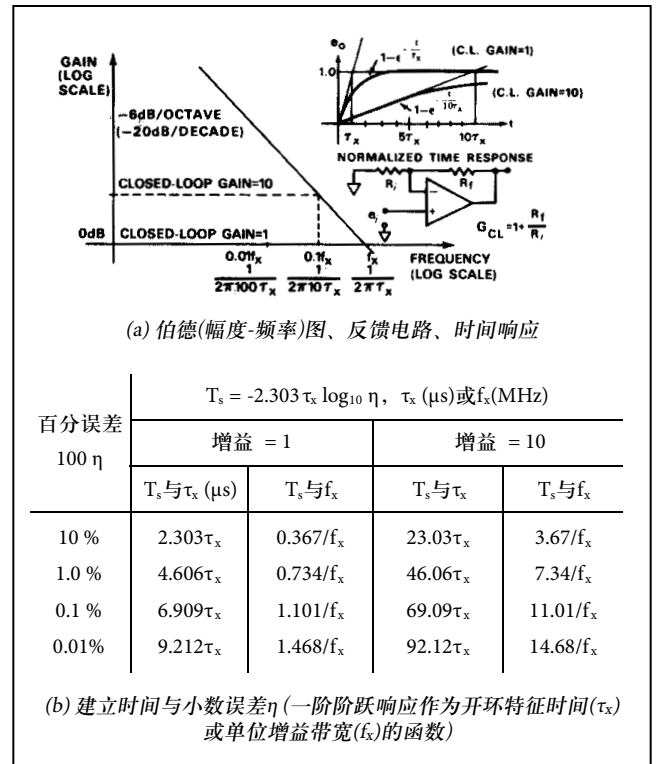
动态稳定性。针对高增益、低频率的“优化”响应型运算放大器，当环路紧密闭合以获得接近单位增益和宽带宽时，其传递函数往往仅具有临界稳定性。用于快速建立至高精度的放大器，其闭环响应(至少理论上)不得比临界阻尼差太多，因为任何振荡或响铃都可能延长建立时间。另外，在可能存在杂散电容的实际电路中，外部环路元件带来的额外迟滞会使相位余量不足的放大器发生振铃响铃效应。正因如此，快速建立运算放大器的设计人员才会想方设法，使单个时间常数成为开环频率特性的主要因素。虽然表述方式多种多样，但其意义却是相同的：常数 $90^\circ$ 相移、 $-6\text{dB}/\text{倍频程}$ (或 $-20\text{dB}/10\text{倍频程}$ )滚降、单位延迟、指数响应等。

具有这种响应的放大器可视为直流增益受限的积分器，定义等式如下：<sup>\*</sup>

$$A_{OL} = \frac{1}{\tau_x p} \left[ \frac{A_0 \tau_x p}{1 + A_0 \tau_x p} \right] \cong \frac{1}{\tau_x p} \cong -j \frac{f_x}{f}$$

<sup>\*</sup>注意：p表示海维赛德微分算子，大致相当于s或j $\omega$ ， $A_{OL}$ 表示开环增益， $A_0$ 为直流增益， $f_x$ 为单位增益带宽， $\tau_x = 1/2\pi f_x$

对于许多未采用最新技术的应用，单个时间常数响应还有可通过检验进行计算的优势。对于传递函数更复杂的放大器，其小信号建立时间计算起来并不容易。图4所示即为具有这种流行特性的放大器的开环和闭环响应，对应的表格则显示了小信号建立时间与放大器单位增益带宽( $f_x$ )或特征时间( $\tau_x$ )的关系。



良性动态响应。多级放大器要求线性传递函数中的极点和零点相匹配，以获得 $6\text{dB}/\text{倍频程}$ 特性。<sup>2,3</sup>换言之，在以下一般表达式中， $m = 1$ ：

$$A_{OL} = \frac{1}{\tau_x p} \left[ \frac{A_0 \tau_x p}{1 + m A_0 \tau_x p} \right] \left[ \frac{1 + m A_1 \tau_x p}{1 + m A_1 \tau_x p} \right]$$

如果失配项 $m$ 与1.0的偏离值较大，且 $A_1$ 远远小于目标精度所要求的开环增益，则放大器输出将快速达到最终值的一个较小分数(约 $1/A_0$ )之内，若 $m > 1$ ，将出现欠冲，若 $m < 1$ ，则出现过冲，然后以极长的时间常数，以指数形式达到最终值。(图5)有关细节，请参看第10页和11页附录中的低速动态模型响应示波器图。

传播延迟。在大幅超过 $f_x$ 的频率下，放大器的开环响应会急剧滚降，且相移更大。以此类推，其时域表现为纳秒级“死区”的短暂间隔，如果电路为稳定闭环电路，则比 $\tau_x$ 小。在线性运算中， $\tau_x$ 本身通常不是建立时间的限制因素，更不用说传播延迟。

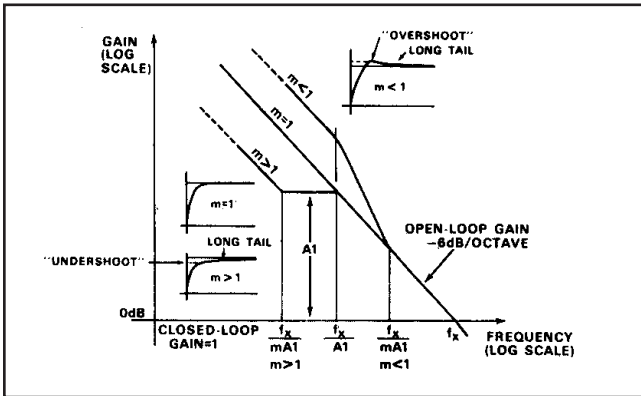


图5. 开环增益的极点-零点匹配及其对闭环线性建立时间的影响  
(见附录)

**非线性效应。**市场上有 $f_x$ 高达100 MHz及以上的放大器。借助图4中的公式，如果此类放大器的响应具有单一单位延迟特性，这就表示0.01%精度下的建立时间约为15纳秒。但参数中更可能是0.5至1.0微秒或以上。原因何在？以下是部分考虑因素：

**压摆率。**在放大器中，存在固有的半导体和电路电容，以及用于提高稳定性的器件；输出端则有负载电容。电路中各点的电压变化速率受限于该点下可用于为电容充电的电流( $dv/dt_{\max} = I_{\max}/C$ )。在上例中，如果放大器在整个输出范围内均呈线性工作，则阶跃引起的初始上升速率为 $10V/1.6ns = 6,280V/\mu s$ ！为了驱动10pF负载而不发生饱和，则必须至少有62.8mA的电流可用。

$\Delta E$	$f_x$ (MHz)				$\tau_x$ (ns)				
	0.1	1.0	10	100	3.2	10	100	1000	10 $\mu s$
10V	6.3	63	630	6,300	3,100	1000	100	10	1.0
5V	3.1	31	310	3,100	1,550	500	50	5	0.5
2V	1.3	13	130	1,300	620	200	20	2	0.2
1V	0.6	6	60	600	310	100	10	1	0.1

表 I 一阶响应：必要初始变化速率(Volts/ $\mu s$ )，  
为步进相位、 $f_x$ 和 $\tau_x$ 的函数。

$$\left[ \frac{de}{dt} \right]_{\max} = \frac{\Delta E}{\tau_x} = \Delta E 2 \pi f_x$$

$C \downarrow \frac{de}{dt} \rightarrow$	1	10	20	50	100	200	500	1000
10pF	10 $\mu A$	0.1	0.2	0.5	1.0	2.0	5.0	10.
20pF	20 $\mu A$	0.2	0.4	1.0	2.0	4.0	10.	20.
50pF	50 $\mu A$	0.5	1.0	2.5	5.0	10.	25.	50.
100pF	0.1	1.0	2.0	5.0	10.	20.	50.	100.
200pF	0.2	2.	4.0	10.	20.	40.	100.	200.
500pF	0.5	5.	10.	25.	50.	100.	250.	500.

表 II 维持给定压摆率(V/ $\mu s$ )所需电流(mA)，  
为电容的函数。

$$i = C \frac{de}{dt}$$

表I和表II表示了常见参数值情况下，步进相位、指数响应所需压摆率、电容大小和所需驱动电流之间的关系。表I所示为线性行为(如指数时间响应)的压摆率要求示例，表示为步进相位与 $f_x$ 和 $\tau_x$ 之一的函数，表II所示为在合适的压摆率下，驱动给定电容负载所需要的电流。实际上，这种压摆率(与小信号频率响应相关)是不可能实现的：需要的过大电流会损害精度和漂移特性，而且运算放大器也必须在其输入端(满量程差分输入端)对100%的误差作出线性响应。典型情况下，放大器以比其小信号带宽所默认的值低5至100倍的最大速率摆动，最高速率可接近满量程水平，恢复并以指数形式得以建立(非周期性或带有振荡)。

**恢复。**在非线性摆动过程中，饱和会在电路电容(包括半导体中的小载波存储)上形成偏离于正常工作值的电荷。这些电荷必须放电，回归均衡值后，放大器才可正常工作。因此，存在与摆动期相当的恢复期，但是，如果涉及多个内部级，该值可能远远大于摆动期。因而，快的压摆率本身并不代表快速建立放大器。有些压摆率极大的放大器，其恢复时间较长，其总体建立时间也大于压摆率适中的其他放大器

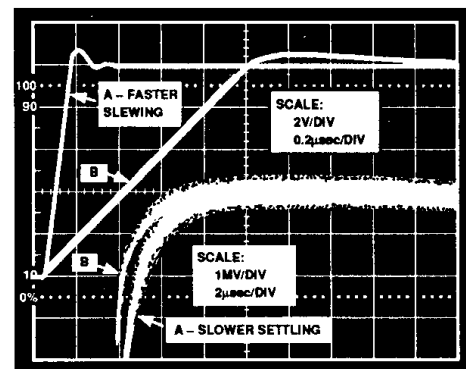


图 6. 两种建立时间相似但压摆率不同的放大器对比

**其他效应。**对于精度为0.01%的电路，电介质吸收(迟滞)(包括放大器内部以及外部旁路电容中的)可能是重要因素。电路中用到的多数电容当用在精密应用中时，其电介质迟滞不可忽略不计。比如，流行的陶瓷电容的典型迟滞可能达5%。当电容受突发应力影响时，需要有个“吸入”期，以恢复内部电荷均衡状态。可见，在电流的定义中不可忽略 $dC/dt$ 项： $i = dQ/dt = d(CV)/dt = C dV/dt + V dC/dt$ 。电介质吸收是导致长“尾”(通常为10至100 $\mu s$ )的原因，往往会极大地延长快速放大器的最终建立间隔时间。只要加以注意，放大器的0.01%精度建议时间不一定会受电介质吸收的大幅影响，在0.1%精度下降低其效应甚至更加困难。



热瞬变(“自热”效应)。摆动过程中,(尤其是)输入级中功耗正态均衡分布可能变得高度失衡。设计速率快的放大器通常运行于较大电流值下(以便快速处理电路电容中的电压变化并保持低阻抗),但是,由于双极性晶体管级中的差分温度每变化1度会导致约2毫伏的漂移(10V满量程的0.02%),因而,在发生大的输入瞬变之后,恢复热均衡所需时间是限制输入级中电流选择的因素之一。除此以外,负载电路的较大变化可能大幅改变输出级中的功耗(并由此改变放大器封装中的温度),如果这些温度变化不对称地传导至输入级的两端,则可能导致瞬变和稳态失衡。反相放大器配置中的输入电路效应不如单位增益跟随器严重,在单位增益跟随器中,共模摆幅(等于满量程输入电压摆幅)可能导致输入级功耗发生显著变化。自热效应一般不会影响精度0.1%时的建立时间,在设计良好的放大器中,也不会大幅增加精度0.01%时的建立时间。然而,如果该设计因素被忽略,则可能导致持续时间超过数毫秒的“尾”效应。

### 面向电路设计人员建议:如何减少建立时间

如果典型快速建立运算放大器的设计人员工作出色,考虑到了我们提到过的所有因素,则其设计的器件的标定精度可达0.01%,建立时间低于1 $\mu$ s。然而,运算放大器只是电路中的众多元件之一,电路中还有反馈网络、输入连接、电源连接、输出连接和多种外部元件。在运算放大器设计上花大力取得的优势可能因电路设计不当而丧失殆尽。好的设计需要考虑的部分因素:

**连接。**极其重要的是,务必在放大器引脚处直接、充分旁路电源引线\*,务必在信号和电源地电路上加倍小心,避免在地信号路径中因产生无用的感应电压。<sup>5</sup>

**元件。**电阻最好采用金属薄膜类,因为这类电阻的电容和杂散电感低于绕线类电阻,市场上目前出售的产品具有出色的精度和温度系数。

**二极管,**在极快建立时间应用中,选用热载波类二极管,不过1N914型更适合常规用途。

**电容,**关键位置须采用聚苯乙烯型、特氟龙型或聚碳酸酯型,以将电介质吸收降至最低。

**电路。**对于极快建立时间,使用短的引线,确保元件方向正确以减少杂散电容确保元件摆向正确以减少杂散电容,使电路阻抗水平保持在低位,与放大器和信号源的输出能力保持一致,减少所有外部负载电容的数量。插口或印刷

电路板装配都可能导致电介质吸收,不可忽视。避免放大器所用反馈网络中存在极点零点失配问题。最大限度地减少噪声拾取。

### 标定建立时间

在第2页中,我们给出了本行业某些领域使用的关于建立时间的另一种定义。就建立时间的标定而言,其形式因制造商而异。在下文即将讨论和展示的形式出现之前,包括ADI公司在内的所有已知制造商在提及建立时间这个规格参数时,均未超出以下刻板形式:“在0.01%精度、满量程下,反相器的建立时间为... $\mu$ s”,然后再配上一两个波形和简化的测试设置示意图。

以下重要问题均未得到解答:“有哪些折衷?”通过降低满量程信号电平可以缩短多少建立时间(及压摆期和恢复期)?假设我们不需要0.01%的精度,而是希望确定给定步进相位和建立时间的误差带大小呢?正负偏移的建立时间是否对称?

### V形曲线(图7)

目前已开发出一种图形规格模式,有助于回答多数上述问题。在线性作图下,考虑到曲线的形状,这种模式被称为“V形曲线”。但是,为了增加信息内容,我们采用了半对数坐标图。每条曲线均代表给定最终误差带的测得建立时间(微秒)与满量程阶跃大小(伏特)。我们选择了三个误差带:±1mV、+10mV和±100mV,分别对应于满量程的±0.01%、±0.1%和±1%。百分误差为误差带与输出阶跃之比。例如,1mV/5V = 0.02%。

图中同时给出了正负两个阶跃极性的信息,其中的两种标准配置分别为单位增益反相器和单位增益跟随器。当然也可取得针对其他条件的曲线数据,欢迎读者就这种规格形式的有效性和相关性发表意见,并不吝惠赐改进意见。

图7所示为不存在压摆率问题的理想放大器的一组理论V形曲线,其 $\tau_x$ 为100ns( $f_x = 1.6$ MHz)。

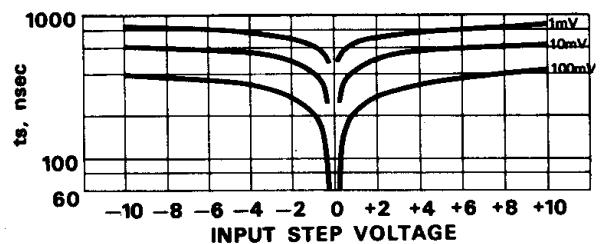


图7. V形曲线示例。带一阶线性响应的理论放大器。

\*多数设计良好的分离式运算放大器都内置了旁路电容,但设计人员切勿想当然地认为,这些电容足以胜任其应用,除非能够证明。

## 技术规格的局限性

电路研究。通常，对于多数运算放大器来说，可在放大器工作于单位增益反相器或跟随器模式时取得最快建立性能。(但对于某些型号来说，摆动可能在高闭环增益下更快)。为此，我们在单位增益下，同时采集反相器和跟随器配置的数据。放大器工作时不存在外部电阻负载或电容负载放大器在没有外部电阻负载或电容负载的条件下工作，仅有测量用的比较器、比较器的引线以及反相配置中的反馈电路阻抗。电阻元件限制为一对2.5kΩ电阻，以便对输出电流为5mA的放大器进行测量。

建立时间测量结果探究。鉴于有多种因素会影响到建立时间，如果认为可以对数据进行插值(或更糟的是外推)处理，则是存在一定风险的，那些邻近曲线图形或者同一曲线不同部分存在巨大变化的型号尤其如此。

放大器稳定网络。采用的具体反馈稳定法可能对放大器的建立时间产生巨大影响，因为放大器的建立特性与开环和闭环极点及零点的位置存在紧密的联系。用户旨在减小放大器带宽的措施通常都会延长建立时间。例如，多个输入求和电阻会降低环路增益；增加求和点电容会要求反馈电容进行补偿，使建立过程更加平滑(但往往会更慢)；输出电缆电容可能导致尖峰，且可能要求采用一个负载隔离电阻，结果会降低总响应；杂散反馈电容等。即使是像往放大器注入阻性负载这样简单的操作也可能降低其开环增益(在所有频率下，包括 $f_x$ )，并由此降低其环路增益和建立时间。

注意事项。由于建立时间参数不可能包括所有可能情况，也不可能推广到所有情况，因而应当作为给定应用初选放大器时的参考。所有情况下，尤其是在应用条件与放大器标定条件存在巨大差异时，必须对提议电路中的放大器进行实验，方可决定其性能是否符合预期。通常，制造商在与拥有广泛应用的客户打交道过程中积累的经验是非常有用的，尤其是在运算放大器作为重大项目中的关键元件时。为此，建议设计人员充分利用制造商的应用工程师资源，让其分享从经验中总结出来的有用建议和结论。

## 建立时间的测量

### 反相配置

对于反相放大器的建立时间而言，可以采用多种电路测量方法。最简单(或者至少是最直观)的方法可能是测量放大

器自有误差点的电压。虽然看似简单，但这种方法存在一些不足：测量器件增加的电容会影响闭环动态特性，放大器的动态输入阻抗可能在估算实际增益误差时导致误差，反馈电路的动态特性可能导致无法在误差点观测到的误差。

可行的办法是不使用放大器的实际求和点，而是构建一个准求和点，如图10所示。虽然该准求和点的电容可能导致测量误差，但不会影响放大器的性能。由于用于观测误差的比较器将代理误差信号与“地”相比较，因此这是目前最容易实施的测量。比较器的输出端经箝位处理，以减少比较器和监控示波器过驱，比较器可能具有增益，其建立速度也可能比被测试的放大器慢(在此，其建立时间误差为二阶)。

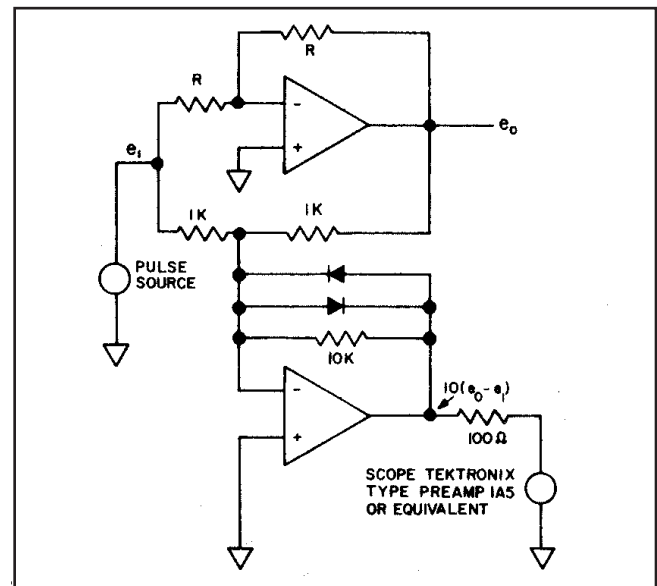


图10. 准求和点下的建立时间测量。

以上讨论涉及的是与电压信号和输入及反馈电阻配合使用的放大器。然而，如果信号为电流阶跃(放大器用作电流电压传感器)，则必须将输出阶跃响应与期望最终值进行比较。由于比较器直接采集差值，而不是观测误差点，因而难以避免较宽的摆幅，其建立速度必须远远快于被测试的放大器(至少快2至3倍)，以避免导致过长延迟和时间不确定性。无疑(前面已详细讨论了快速建立放大器本身的设计问题)，如何设计比较器并为其配备相应装置以测试建立时间(以及如何解读由此得到的结果)，这个问题具有欺骗性，因为它使放大器设计工作看似简单。

同相配置。需要测试的最普通的电路是单位增益跟随器。这种测量要求在输入阶跃与输出信号在整个共模范围内摆动时，对二者直接进行比较。可见，相应的问题及装置配备可能与使用电流源的反相器相似。

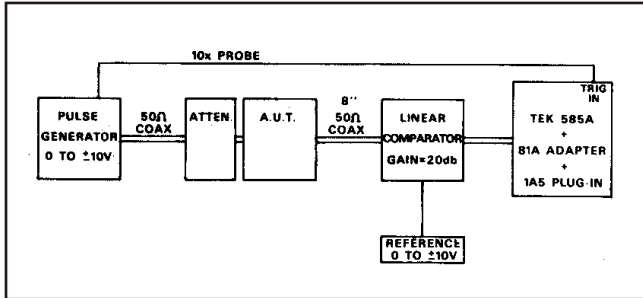


图11. 建立时间测量的装置配备

设备。图11展示了一种典型的建立时间测量系统。市场上的现有比较器都非常有用，比如Tektronix W和1A5两种型号、Hewlett-Packard 1803A型和Adage Ultranull NDI，但其适用范围却限制在0.01%精度下稍高于 $\mu\text{s}$ 的建立时间。一般地，必须使用特殊设计和制造的设备，才能确保达到系统要求，包括低噪声、减少无用引线电感、电容和充足的建立时间。

测量中用到的脉冲发生器的上升时间必须为10ns级，假设其平顶须出现在跃迁的数百纳秒之内。开始时，应采用约100Hz的方波，以确定输出幅度以及放大器是否表现出缓慢恢复现象(原因包括热瞬变、电介质吸收等)。观测人对无长尾状态的持续时间感到满意时，则可通过更快的速率来观测精细结构。有些低成本信号发生器会表现出一定程度的脉冲“衰减”，可能在观测放大器的建立时间的过程中，导致看似长尾的现象，跟随器配置下尤其如此(因为比较的是放大器输出与直流电平)。假定放大器能以高精度重现衰减，图10中的准求和点方法对脉冲衰减的敏感度较低，因为增加输入和输出波形可能会抵销衰减。

为获得V形曲线而进行的多数测量都采用了特殊构造的方波源和比较器，分别如图12和图13所示。方波源能同时提供正输入变量和负输出变量，范围为0至 $\pm 10\text{V}$ ，上升时间约为15纳秒。

图中所示比较器用于除最快型号之外的所有其他放大器。在1mV衰减带中进行测量时，其建立时间约为 $0.75\mu\text{s}$ ，10mV误差带下约为 $0.5\mu\text{s}$ 。我们通过调节其输入阻抗，有意降低了其性能，以便使其可以测量可用电流仅为5mA的G.P.放大器输出。(针对快速建立设计的放大器一般拥有20mA或以上的输出)。

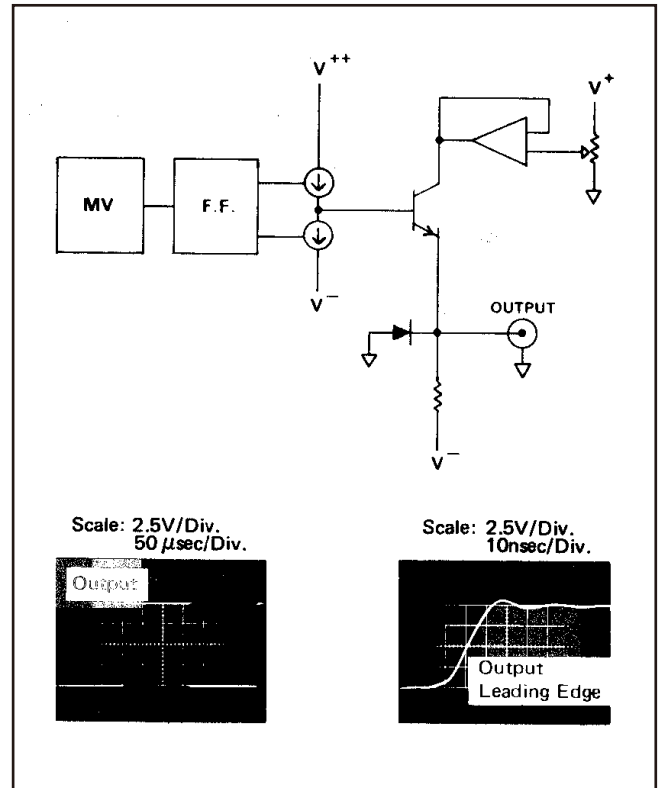


图12. 简化的方波源。

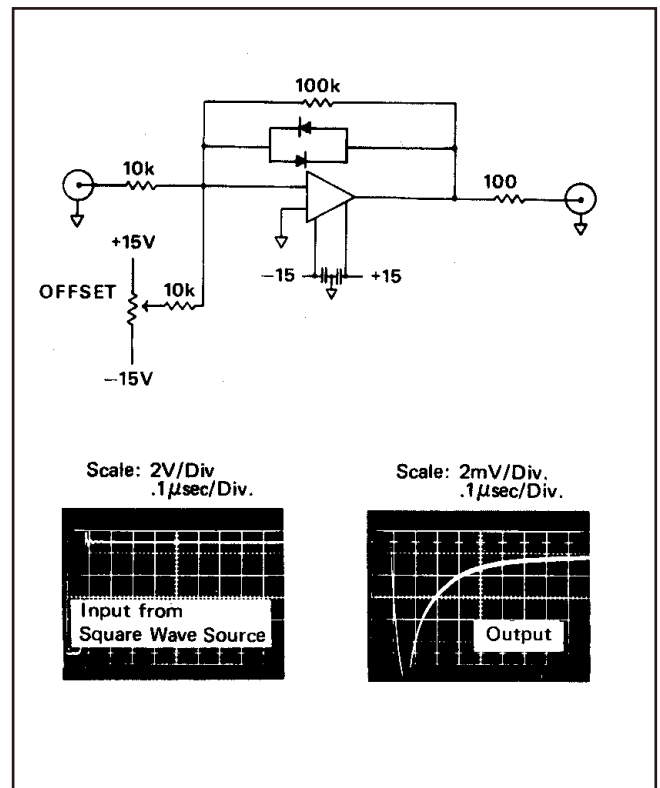


图13. 简化的比较器

## 附录

### 极点-零点失配对线性建立间隔的影响

考虑作为单位增益跟随器连接的理想\*运算放大器。假定其开环传递函数如图5所示，具有单位增益带宽 $f_x (= 1/2\pi\tau_x)$ 、中频带增益 $A_1$ 、失配系数 $m$ 和直流增益 $A_0(\rightarrow\infty)$ 。该放大器的开环传递函数为

$$A = \left[ \frac{A_0}{1 + m A_0 \tau_x p} \right] \left[ \frac{1 + m A_1 \tau_x p}{1 + A_1 \tau_x p} \right]$$

作为跟随器连接的运算放大器的增益为

$$G = \frac{1}{\beta} \left[ \frac{A\beta}{1 + A\beta} \right] = \frac{A}{1 + A} \quad (\beta = 1)$$

代入公式

$$G = \frac{A_0(1 + m A_1 \tau_x p)}{A_0(1 + m A_1 \tau_x p) + (1 + m A_0 \tau_x p)(1 + A_1 \tau_x p)}$$

多次阶跃后，其中之一假定 $A_0 \rightarrow \infty$

$$G = \frac{1 + m A_1 \tau_x p}{1 + (A_1 + 1)m \tau_x p + m A_1 \tau_x^2 p^2}$$

当然，分母中的二次方程可分解为类似于 $(1 + Bp)(1 + Cp)$ 的表达式

### 示例

1. 现在考虑以下例子： $(m = 1)$

$A_1 = 200 (A_0 \rightarrow \infty)$

$m = 1$

可以计算得到闭环传递函数：

$$G = \frac{1}{1 + \tau_x p}$$

作为一阶延迟，输出将在 $9.2$ 时间常数内达到 $0.01\%$ 精度（见图4）。如果 $\tau_x = 0.1\mu s$ ，则输出（假定纯线性建立）的建立时间为 $0.92\mu s$ 。

2.  $m > 1$

现在假定 $A_1 = 200$ ，但 $m = 4$ 。可以计算得到闭环传递函数

$$G \cong \left[ \frac{1}{1 + 0.996 \tau_x p} \right] \left[ \frac{1 + 800 \tau_x p}{1 + 803 \tau_x p} \right]$$

可将其看作等于约 $\tau_x$ （与前面一样）的单位延迟，与瞬态响应为 $800/803$ 、延迟时间常数为 $803\tau_x$ 的引线延迟级联。完成从 $800/803$ 到 $9999/10,000$ 的最后距离要求在 $37$ 或约 $3.6$ 时间常数或（ $\tau_x = 0.1\mu s$ 时） $290\mu s$ 内建立部分精度。

3.  $m < 1$

当 $A_1 = 200$ 且 $m = 1/4$ 时，状况明显好转，但其他情况是不可接受的。闭环传递函数为

$$G \cong \left[ \frac{1}{1 + 1.015 \tau_x p} \right] \left[ \frac{1 + 50 \tau_x p}{1 + 49.2 \tau_x p} \right]$$

同样为约 $\tau_x$ 的单位延迟，与引线延迟级联。这种情况下，初始值为 $50/49.2$ ，衰减时间常数为 $49.2\tau_x$ 。从 $1.016$ 建立至 $1.0001$ 要求 $160:1$ ，或约 $5$ 时间常数。当 $\tau_x = 0.1\mu s$ 时，最终建立出现在约 $25\mu s$ 之后。

\*“理想”是就输入和输出阻抗、CMRR及各个其他方面而言的，不包括增益和频率响应。

在以上各例中，忽略快速初始建立间隔相当于连续 $7$ 个时间常数（即完成建立 $0.1\%$ 精度），或约 $0.7\mu s$ 。

### 近似法

极点-零点失配响应计算的一种合理近似算法，尤其是 $m$ 比经夸大的上例更接近单位值的情况，是假定放大器最初以指数方式建立 $1/A_1$ 精度，时间常数为 $\tau_x$ 。时间常数的数量可根据图4中的表格快速算出。过冲或欠冲量（过冲为正）约为 $(m - 1)/A_1$ 。最终建立时间常数约为 $m A_1 \tau_x$ 。

（接下页）

## 参考文献

### A. 脚注中提到的具体参考文献

- "Frequency Compensation Techniques For An Integrated Operational Amplifier"  
by James N. Giles  
Fairchild APP-117. 1965
- "Latest Approach to Integrated Amplifier Design"  
by F. D. Waldhauer  
Electronics. May 31, 1963
- "Operational Amplifier Frequency Response—It's the Shape that Counts" Parts I and II  
by Leonard Kedson and George Tempei  
Electronic Design. July 5 and 19, 1965
- "An Analysis of Certain Errors in Electronic Differential Analyzers II—Capacitor Dielectric Absorption"  
by Paul C. Dow, Jr.  
IRE Trans on Electronics Computer. March, 1958
- "Extending An Operational Amplifier's Bandwidth To 50MHz"  
by Richard D. Brugger  
Electronic Design. May 25, 1964

### B. 其他参考文献

"Specifying, Measuring, and Using Very High Speed Digital to Analog Converters"  
by James J. Pastoriza  
Analog Devices Technical Note  
"High-Frequency Characteristics of Wide Band Inverter Op Amps"  
by Heinrich Krabbe (now Analog Devices—West)  
EEE. April, 1969

本文源自Robert Demrow在NEREM 1968所作题目为“如何标定和测试快速建立运算放大器”的讲话。



## 实验结果

放大器的低频仿真电路、伯德图和结果如图14所示，其中  $\tau_x = 2 \times 10^{-4}$ ， $A1=20$ ， $m$ 有1、1/2和2三个值。在各图中，可以看到三种轨迹，分别对应于衰减带的单位、 $\times 10$ 和 $\times 100$ 放大率(即最终建立间隔)。本例中，仿真放大器作为单位增益反相器连接。在低频下进行仿真，这是为了维持对理想特性的完全控制，消除摆动、电介质吸收等现象。

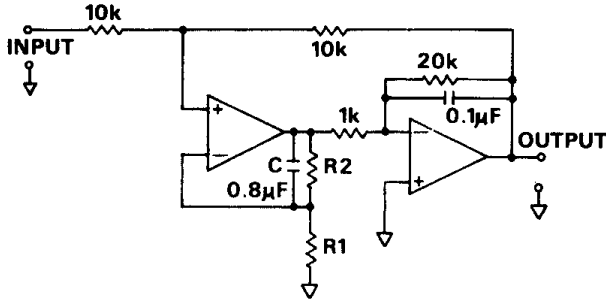


图14a、b和c的电路示意图。

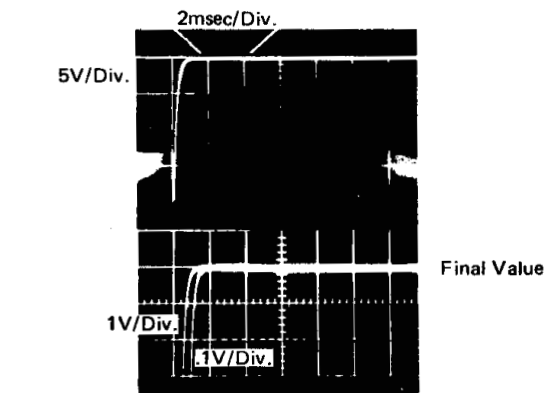
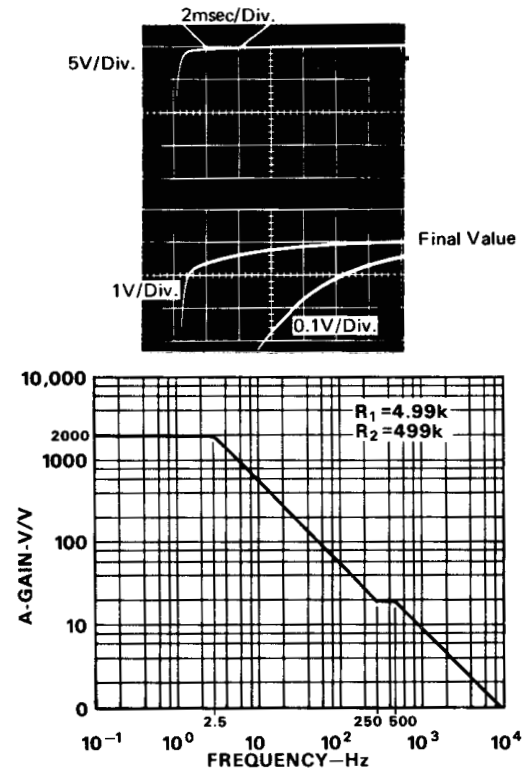
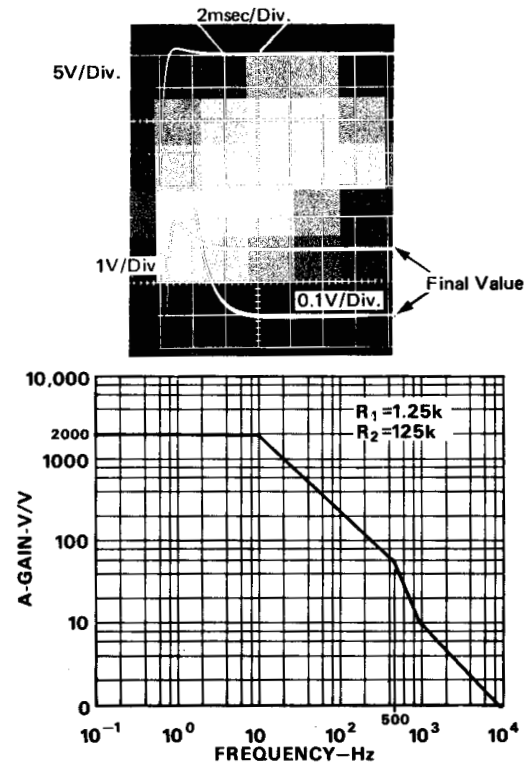
(a) 完全匹配( $m = 1$ )b) 响应平整( $m = 2$ )(c) 斜率变陡( $m = 1/2$ )

图14. 作为极点-零点匹配函数的小信号建立(低频模型)