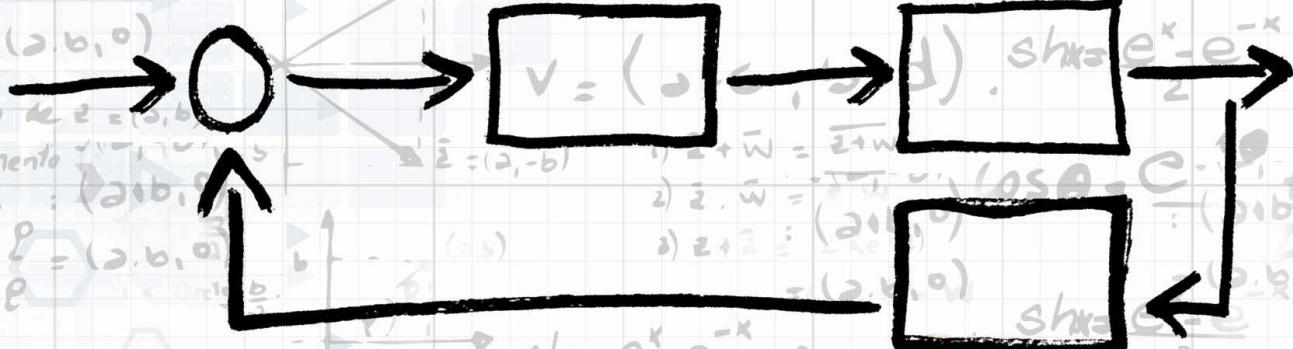


# 实时控制参考指南

TEXAS INSTRUMENTS



## 编者的话

本文档旨在为常用的系统级设计公式和实时控制概念提供有价值的快速指南，以帮助进行实时控制应用设计。我们希望本文档能为您提供帮助。

下面简要概述了书中涉及的主要领域：

- 数学模型
- 一阶和二阶系统
- 滤波器
- 控制器类型
- 模数转换
- 比较器基础知识
- 实时处理器的特性
- 编码器基础知识
- 脉宽调制基础知识
- 数模转换

**其他资源：**

### 控制理论研讨会

- 这是一个介绍控制理论的技术研讨会，分为四个部分，内容涵盖基本概念、反馈系统、瞬态响应和离散时间系统。

### 状态空间控制研讨会

- 这是一门基于状态空间建模范式的控制理论课程，分为四个部分，内容涵盖状态空间模型、线性系统属性、状态反馈控制和线性状态估计器。

### 电力电子控制应用的微控制器编程简介

- 本书包含电力电子系统跨学科领域的基本主题，涉及电路和控制理论以及嵌入式实现电机/驱动器和功率半导体器件的（数字）信号处理的相关知识。本书还介绍用于在适用于快速原型设计方法的商用微控制器 (MCU) 中实现调制方案和控制算法的先进技术，并提供有关如何设计模拟电路（例如低压转换器、输出滤波器/负载）的提示。

### 控制理论基础知识

- 本书通俗易懂地介绍了连续时间系统和离散时间系统的控制。本书的前四章介绍了使用传递函数的经典方法。其余各章介绍了如何使用状态空间方法进行分析和设计。每节中都包含用以说明关键主题相应的示例。本书包含五个附录，即矩阵代数回顾、拉普拉斯和 z 变换参考表、支持的 MATLAB 脚本以及使用状态空间方法进行控制器设计的案例研究。

## 动态系统的数字控制

- 本书重点介绍了如何在使用及时采样和幅度量化的信号的情况下设计数字控制，以实现良好的动态响应和较小的误差。本书同时介绍了变换（经典控制）和状态空间（现代控制）方法并将其应用于说明性示例。

## 数控高效率和高功率密度 PFC 电路 - 包含 3 个部分的系列

- 这些演示系列介绍了两种使用 C2000™ MCU 的无桥 PFC 设计。TI 高压 GaN 用于实现 3.3kW 交错式 CCM 图腾柱 PFC 和 1.6kW 交错式 TRM 图腾柱 PFC 设计。本书提供了详细的设计注意事项，以最大限度地降低开关损耗、电流交叉失真、输入电流 THD 并提高效率和 PF。

## Digital Power SDK

- C2000 的 Digital Power SDK 包含一套紧密结合的软件基础架构、工具和文档，旨在最大限度地缩短基于 C2000™ MCU 的数字电源系统的开发时间，该系统可适用于各种交流/直流、直流/直流和直流/交流电源应用

## TIDM-DC-DC-BUCK

- BOOSTXL-BUCKCONV 参考设计提供了一种快速简便的方法来了解使用 C2000 器件的数字电源控制和设计。

## TI 参考设计

- 随时可用的参考设计（包含理论、计算、仿真、原理图、PCB 文件和基准测试结果）。

## TI 高精度实验室

- 从介绍性概念到高级概念都包含的按需课程和教程，聚焦于应用特定的高级问题解决方案

## TI E2E 社区

- 适合所有 TI 产品的支持论坛

## 内容

编者的话.....	2
系统设计.....	6
控制.....	7
反馈控制.....	8
动态系统.....	9
系统稳定性.....	11
时序要求.....	12
离散时域.....	15
滤波器.....	16
控制器.....	23
线性 PID.....	24
线性 PI.....	26
非线性 PID.....	27
2P2Z.....	29
3P3Z.....	30
直接形式控制器.....	31
ADC.....	36
ADC 定义.....	37
ADC 分辨率.....	37
ADC 的量化误差.....	39
总谐波失真 (THD).....	40
交流信号.....	42

直流信号.....	43
稳定时间和转换精度.....	44
ADC 系统噪声.....	45
<b>比较器</b> .....	47
基本操作.....	48
失调和迟滞.....	48
传播延迟.....	49
<b>处理</b> .....	51
数据表示.....	52
中央处理器.....	55
存储器.....	56
直接存储器存取 (DMA).....	57
中断.....	58
协处理器和加速器.....	58
<b>编码器</b> .....	61
编码器定义.....	62
编码器类型.....	62
编码器说明.....	62
绝对编码器与增量编码器.....	63
<b>脉宽调制 (PWM)</b> .....	65
PWM 定义.....	66
占空比.....	66
分辨率.....	67
死区.....	68
<b>DAC</b> .....	71
DAC 定义.....	72
DAC 误差.....	72
DAC 输出注意事项.....	77
<b>数学模型</b> .....	80
拉普拉斯变换.....	81
传递函数.....	81
瞬态响应.....	82
频率响应.....	82
Z 域.....	87

## 插图清单

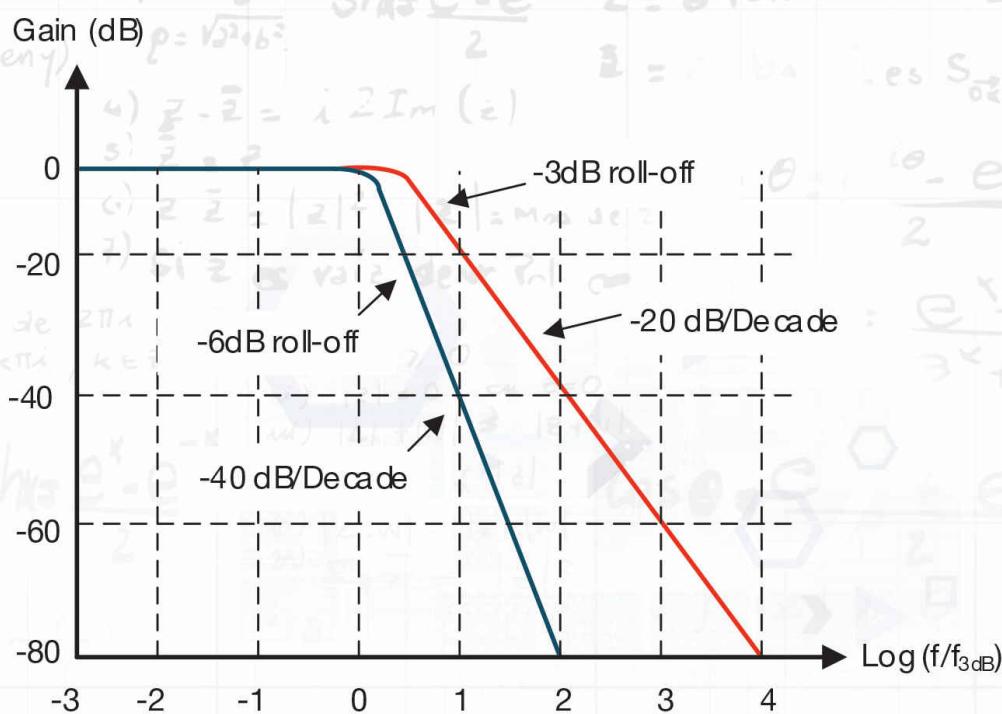
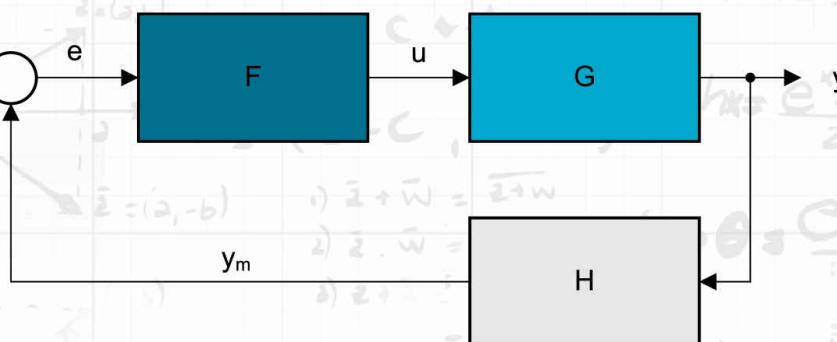
图 2-1. 控制系统。.....	7
图 2-2. 闭环系统。.....	7
图 2-3. 一阶系统的单位阶跃响应 ( $\tau=1$ )。.....	10
图 2-4. 欠阻尼二阶系统的单位阶跃响应。.....	11
图 2-5. 数字控制系统。.....	15
图 2-6. 采样。.....	16
图 2-7. 滤波器响应曲线。.....	19
图 3-1. 并联形式的线性 PID 控制器。.....	24
图 3-2. 串联形式的线性 PID 控制器。.....	25
图 3-3. PID 控制动作。.....	26
图 3-4. 非线性 PID 输入架构。.....	27
图 3-5. 非线性控制律输入/输出图。.....	27
图 3-6. 非线性 PID 线性化区域。.....	29
图 3-7. 2P2Z 补偿器的相位和增益特性。.....	29
图 3-8. 3P3Z 补偿器的相位和增益特性。.....	30
图 3-9. DF11 表示。.....	31
图 3-10. DF13 表示。.....	32
图 3-11. DF22 表示。.....	33
图 3-12. DF23 表示。.....	34
图 4-1. ADC 传递函数。.....	37
图 4-2. ADC 满量程 (FSR) 单极。.....	37

图 4-3. ADC 满量程 (FSR) 差分。	38
图 4-4. ADC 转换器的量化误差。	39
图 4-5. 基波和谐波 (VRMS)。	41
图 4-6. 基波和谐波 (dBc)。	41
图 4-7. 稳定时间和转换精度。	44
图 4-8. ADC 噪声。	45
图 5-1. 比较器图。	48
图 5-2. 比较器迟滞。	48
图 5-3. 比较器输入到输出开关延迟。	49
图 6-1. 信号链。	56
图 6-2. 直接存储器存取。	57
图 6-3. CPU 中断流程。	58
图 7-1. 正交信号。	63
图 8-1. PWM 输出。	66
图 8-2. PWM 占空比。	66
图 8-3. PWM 分辨率。	67
图 8-4. PWM 死区。	69
图 9-1. DAC 传递函数。	72
图 9-2. DAC 中点失调误差。	73
图 9-3. DAC 增益误差。	74
图 9-4. DAC 零代码误差。	74
图 9-5. DAC 满量程误差。	75
图 9-6. DAC DNL。	75
图 9-7. DAC INL。	76
图 9-8. DAC 线性范围。	77
图 9-9. DAC 稳定时间。	78
图 9-10. DAC 负载调节。	78
图 10-1. 极点增益和相位。	84
图 10-2. 零点增益和相位。	86

## 表格清单

表 2-1. 良好控制系统的特性。	7
表 2-2. 系统的上升时间和峰值时间。	12
表 2-3. 基于分级的阻尼比。	14
表 2-4. 滤波器类型。	17
表 2-5. 一阶滤波器。	19
表 2-6. 二阶滤波器。	20
表 3-1. 调整参数对增益形状的影响。	28
表 4-1. LSB 电压与分辨率和基准电压。	39
表 4-2. 在指定时间之后实现的转换精度。	44
表 4-3. 稳定至指定的转换精度所需的时间。	44
表 5-1. 比较器输入和对应的输出。	48
表 6-1. 基元数据类型。	52
表 6-2. 乘数前缀和缩写。	52
表 6-3. ASCII 表。	52
表 6-4. 实时控制处理器 - 特性。	55
表 6-5. 存储器类型。	57
表 8-1. 常见的 PWM 分辨率值。	68
表 9-1. DAC 误差相关性。	76
表 9-2. 误差的单位转换。	77
表 9-3. INL 的直线终点。	77
表 10-1. 重要的拉普拉斯变换对。	81
表 10-2. 响应部分。	82
表 10-3. 常见增益值和等效 dB 示例。	83
表 10-4. Z 变换性质。	88

- 控制
- 反馈控制
- 动态系统
- 系统稳定性
- 时序要求
- 离散时域
- 滤波器
- 备注



## 控制

“控制系统是指任何用于以某种期望的方式调节或控制能量、信息、货币或其他量的流动的系统” - W.L.Brogan, 现代控制理论, 1991。

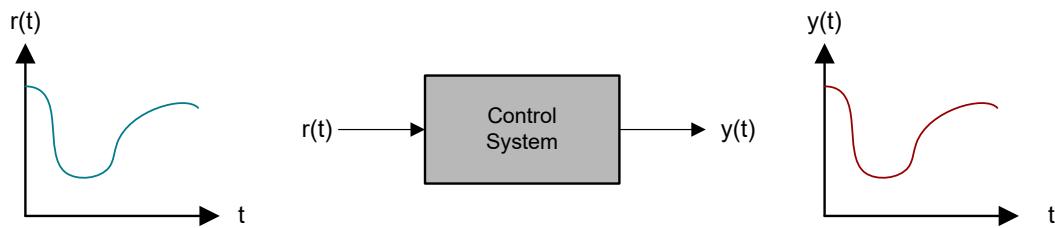


图1. 控制系统。

控制的主要目标是使系统根据输入精确地产生输出。

表1. 良好控制系统的特性。

术语	定义/说明
稳定性	<b>稳定性</b> 是指保持稳定的质量、状态或程度。为了使系统保持稳定, 增益裕度和相位裕度需要为正值。
稳态精度	输出接近目标输入的程度。输出越接近输入, <b>稳态精度</b> 就越高。
令人满意的瞬态响应	<b>瞬态响应</b> 表明系统脱离平衡时的行为。理想情况下, 系统不应偏离稳态。
令人满意的频率响应	<b>频率响应</b> 以作为频率函数的幅度和相位显示系统的输出。
较小的干扰灵敏度	控制系统中的干扰表示任何有害或意外的输入, 这些输入会改变系统的输出, 从而使 <b>系统误差</b> 增大。

## 开环与闭环

控制系统分为两种类型, 即开放式控制系统和封闭式控制系统。在**开放式控制系统**中, 控制动作不依赖于外部影响, 也不包含会改变输出响应的反馈。相反, 在**闭环系统**中, 控制动作非常依赖于外部影响, 并利用反馈来适应这些影响和实现所需的结果。

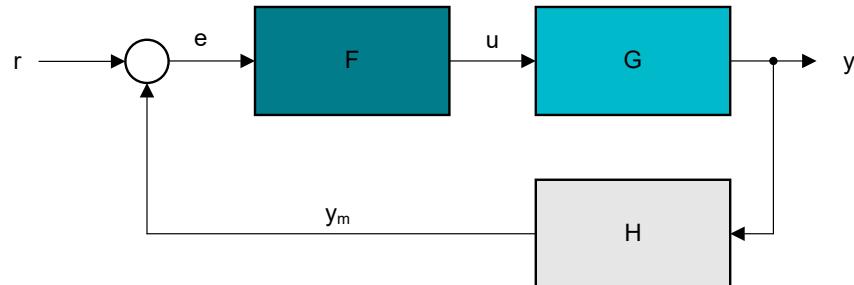


图2. 闭环系统。

## 其中

$F$  = 控制器传递函数

$G$  = 受控体传递函数

$H$  = 传感器传递函数

$r$  = 基准输入

$e$  = 误差信号

$u$  = 控制力度

$y$  = 输出

$y_m$  = 反馈

## 方程:

误差方程

$$e = r - Hy \quad (1)$$

输出方程

$$y = FGe \quad (2)$$

合并误差方程和输出方程后得到的方程

$$y (1 + FGH) = FGr \quad (3)$$

## 开环传递函数

$$L = FGH \quad (4)$$

## 闭环传递函数

$$\frac{y}{r} = \frac{FG}{1 + FGH} \quad (5)$$

## 反馈控制

反馈是指系统输出的任何部分被带回到输入中并用作系统输入的一部分。反馈有时被称为“闭环控制”。反馈控制可以归类为任何闭环系统中最重要的部分之一，因为它有助于提高系统的性能。

当应用恰当的情况下，反馈能够：

- 降低或消除稳态误差特性。
- 降低系统对参数变化的敏感性。
- 在某个所需频率范围内更改系统的增益或相位。
- 降低负载扰动和噪声对系统性能的影响。
- 使不稳定的系统变得稳定。
- 使非线性元件线性化。

## 误差率

误差率（灵敏度函数）决定了环路对干扰的灵敏度。

$$\frac{e}{r} = \frac{1}{1 + FGH} = \frac{1}{1 + L} = S \quad (6)$$

## 动态系统

### 一阶系统

#### 方程

一阶微分方程

$$\tau y'(t) + y(t) = u(t) \quad (7)$$

一阶系统的传递函数

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{1}{s\tau + 1} \quad (8)$$

系统响应

$$y(t) = L^{-1}\left\{\frac{1}{s\tau + 1}u(s)\right\} \quad (9)$$

单位阶跃响应后的系统响应

$$y(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (10)$$

其中

$\tau$  = 系统的时间常数

$y(t)$  = 输出函数

$u(t)$  = 输入函数

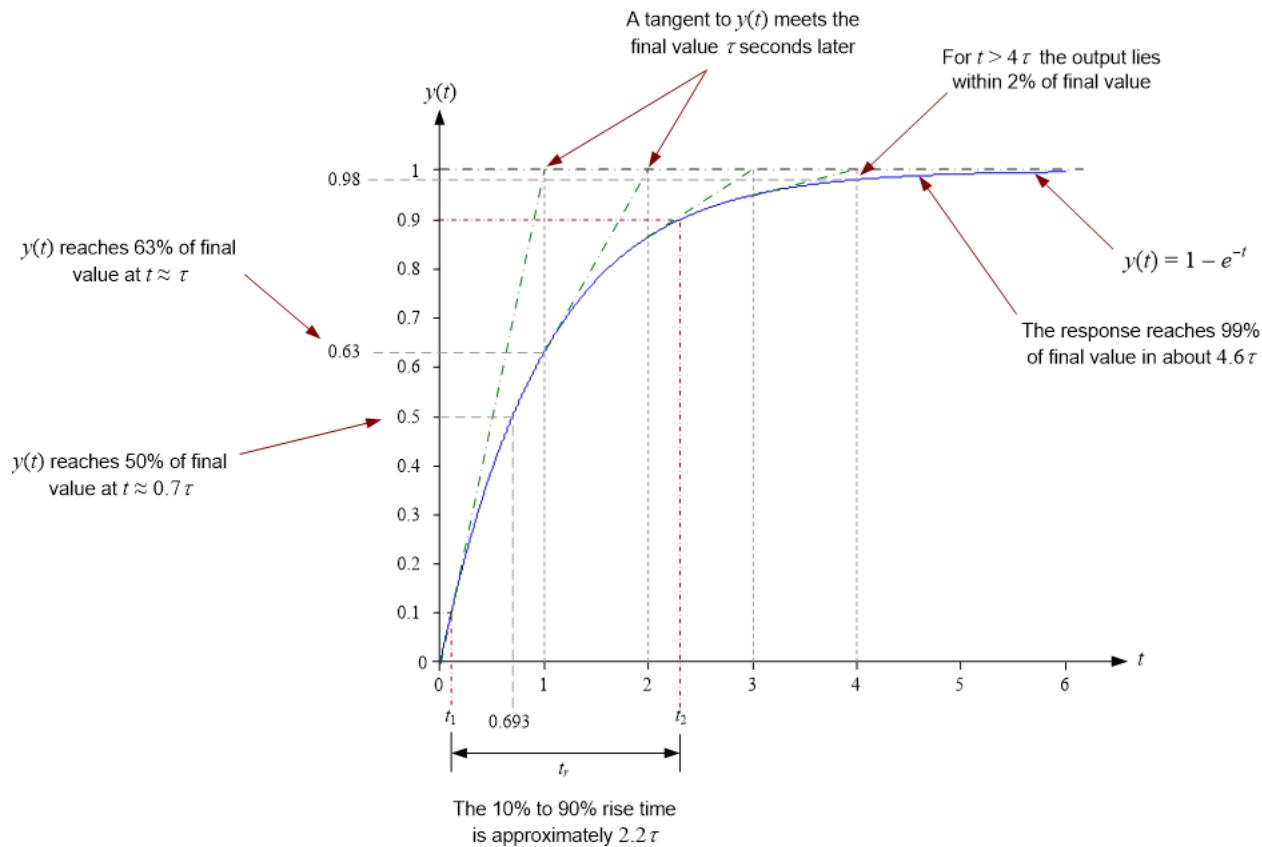


图3. 一阶系统的单位阶跃响应( $\tau=1$ )。

## 二阶系统

### 方程

#### 二阶微分方程

$$y''(t) + 2\zeta\omega_n y'(t) + \omega_n^2 y(t) = \omega_n^2 u(t) \quad (11)$$

#### 二阶系统的传递函数

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (12)$$

### 特征方程

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (13)$$

#### 线性二阶系统的极点

$$s = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1} \quad (14)$$

## 欠阻尼二阶系统的单位阶跃响应

$$y(t) = 1 - \frac{\omega_n}{\omega_d} e^{-\sigma t} \sin(\omega_d t + \varphi) \quad (15)$$

$$\varphi = \cos^{-1} \zeta \quad (16)$$

其中

$y(t)$  = 输出函数

$u(t)$  = 输入函数

$\omega_n$  = 欠阻尼固有频率

$\omega_d$  = 阻尼固有频率

$\zeta$  = 阻尼比

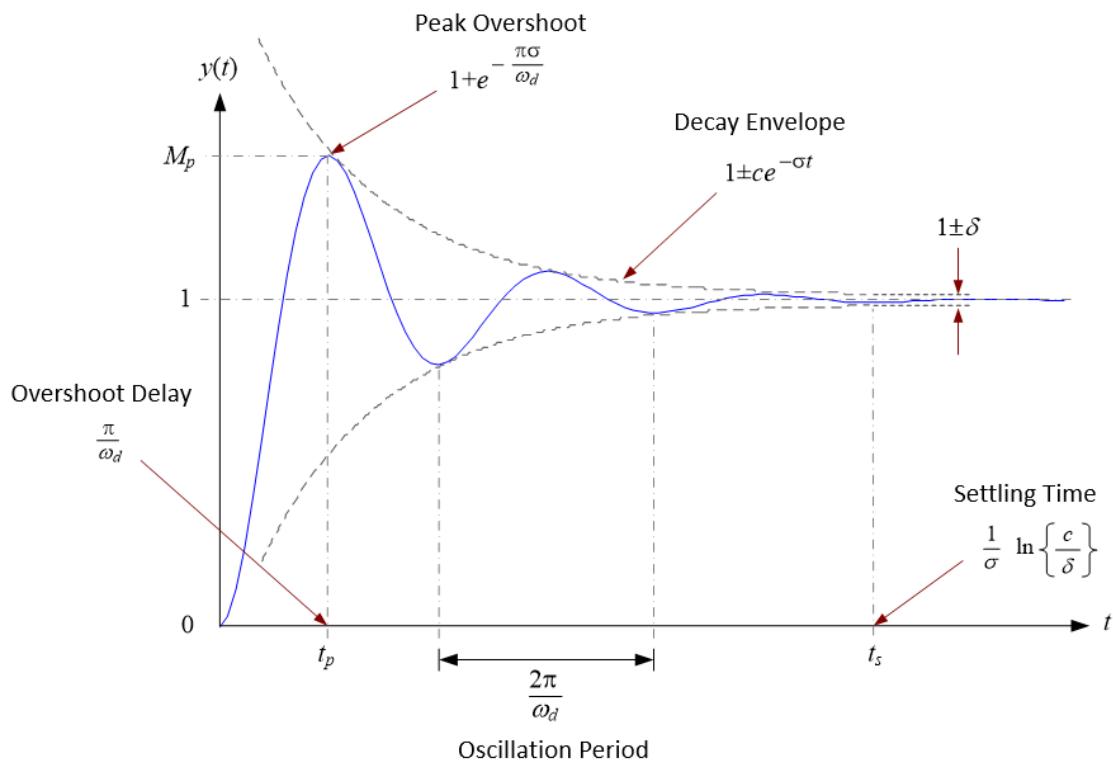


图4. 欠阻尼二阶系统的单位阶跃响应。

## 系统稳定性

在设计控制系统时，稳定性是最重要的要求之一。如果系统的**闭环传递函数**已知，则可通过因式分解形式（**特征方程**）的传递函数的分母来观察系统的稳定性（通过识别实部是正数还是负数）。不过，为了准确测量系统的稳定性，需要使用增益裕度和相位裕度。可以通过频率响应的**波特图**来获取这两个裕度。增益裕度和相位裕度定义了使闭环系统达到稳定所需的开环增益和相位的变化量。

为了使系统保持稳定, 增益裕度和相位裕度需要为正值。

## 增益裕度

增益裕度是 0dB 与相位交叉频率（该频率提供  $-180^\circ$  的相位）下的增益之间的差值。如果增益裕度  $|GH(j\omega)|$ （在  $\angle GH(j\omega) = -180^\circ$  时的频率下）大于 0dB（正增益裕度），则闭环系统是稳定的。

## 相位裕度

相位裕度是  $-180^\circ$  与增益交叉频率（该频率提供 0dB 的增益）下的相位之间的相位差。如果相位  $\angle GH(j\omega)$ （在  $|GH(j\omega)| = 1$  时的频率下）大于  $-180^\circ$ （正相位裕度），则闭环系统是稳定的。

相位裕度与二阶系统阻尼之间的关系满足以下方程：

$$\zeta = \frac{PM}{100} \quad (17)$$

## 其中

$\zeta$  = 阻尼比

PM = 相位裕度

## 时序要求

### 峰值/上升时间

表2. 系统的上升时间和峰值时间。

系统阶数	系统分级	上升时间 (%)	峰值时间
一阶	-	10 - 90	通常分类为 $2.2\tau$ ，其中 $\tau$ 是时间常数
二阶	欠阻尼	0 - 100	阶跃响应达到最大值的时间
二阶	过阻尼	10 - 90	未定义峰值时间

## 方程

峰值时间

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \beta} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (18)$$

## 其中

$\zeta$  = 阻尼比

$\omega_n$  = 欠阻尼固有频率

## 稳定时间

稳定时间是系统在输入振幅的某个百分比内稳定所需的时间。对于二阶系统，需要一个合适的稳定时间，使响应在该稳定时间区间内保持在其所需值的 2% 以内。

## 定义

**一阶系统**的稳定时间

$$4\tau \quad (19)$$

**二阶系统**的稳定时间

$$t_s = \frac{1}{\sigma} \ln\left(\frac{c}{\delta}\right) \quad (20)$$

$$c = \frac{\omega_n}{\omega_d} \quad (21)$$

## 阻尼系数

$$\sigma = \zeta \omega_n \quad (22)$$

对数递减

$$\delta = \ln\left(\frac{x_0}{x_1}\right) \quad (23)$$

欠阻尼系统的容差率（在大多数情况下为 0.02）

$$\frac{c}{\delta} = \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (24)$$

## 其中

$\tau$  = 时间常数（阶跃响应达到其最终值的 63% 所需的时间）

$x_0/x_1$  = 阶跃响应中两个连续峰值的振幅

$\omega_n$  = 欠阻尼固有频率

$\omega_d$  = 阻尼固有频率

$\zeta$  = **阻尼比**

## 过冲

过冲用于量化阶跃响应在峰值时间偏离理想稳定振幅的量。

## 定义

峰值响应

$$M_p = 1 + \exp\left(\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right) \quad (25)$$

过冲百分比

$$P.O. = 100e^{-\pi\zeta/\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (26)$$

## 阻尼比

$$\zeta = \frac{-\ln\left(\frac{P_0}{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\frac{P_0}{100}\right)}} \quad (27)$$

## 阻尼

二阶系统的动态行为由阻尼比和欠阻尼固有频率定义。

表3. 基于分级的阻尼比。

阻尼比	根	分类
$\zeta > 1$	$s = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2 - 1}$	过阻尼
$\zeta = 1$	$s = -\omega_n$	临界阻尼
$0 < \zeta < 1$	$s = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$	欠阻尼
$\zeta = 0$	$s = \pm j\omega_n$	欠阻尼

其中

$\zeta$  = 阻尼比

$\omega_n$  = 欠阻尼固有频率

## 延迟

控制系统中可能会引入多种类型的延迟，有些是系统的固有延迟，有些则是外部延迟。

## 定义

时域中的延迟

$$\mathcal{L}\{f(t - T)\} \quad (28)$$

拉普拉斯域中的延迟

$$e^{-sT}f(s) \quad (29)$$

延迟幅度

$$|e^{-i\omega T}| = \sqrt{(\cos \omega T)^2 + (-\sin \omega T)^2} = 1 \quad (30)$$

延迟相位

$$\angle e^{-i\omega T} = \tan^{-1}\left(\frac{-\sin \omega T}{\cos \omega T}\right) = -\omega T \quad (31)$$

延时时间不会影响幅度，因为无论输入频率如何，纯延迟的幅度始终等于 1。不过，随着频率的增加，相位会变得越来越负。如果相位变为负值，则系统可能变得不稳定。

一种用于补偿负相位裕度的方法是减小带宽，但这会导致性能降低。这正是控制环路中的延时时间会对性能和稳定性产生不利影响的原因。

延迟类型	包含延迟的闭环传递函数	说明
传感器	$\frac{y}{r} = \frac{FG}{1 + FGe^{-sT}}$	测量过程输出 $y$ 的传感器会将测量值的传递延迟 $T$ 个时间单位
传动器	$\frac{y}{r} = e^{-sT} \frac{FG}{1 + FGe^{-sT}}$	输入可能会在不经过延迟的情况下影响受控体

其中

$$e^{-sT} = \text{延迟传递函数}$$

## 离散时域

离散时间是指在不同的独立“时间点”发生的变量。离散时间信号是由一系列数目组成的时间序列，可通过图 6 中所示的方法以均匀间隔的时间从连续时间信号中获得。

### 数字控制的优点

- 高可重复性和高可靠性
- 易于进行原型设计和更改

### 数字控制的缺点

- 导致反馈回路中的“**延迟**”增加
- 性能比模拟控制低

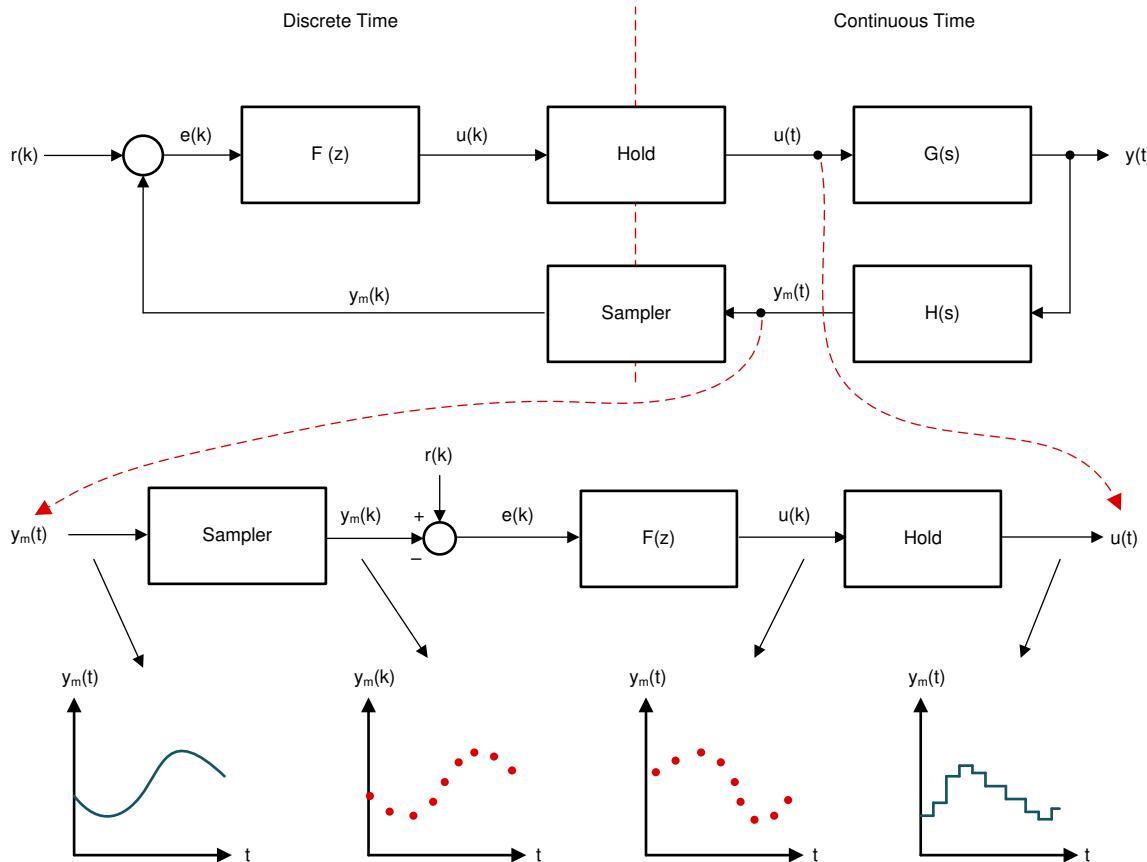


图 5. 数字控制系统。

## 定义:

- **示例:** 表示为数字序列的信号。
- **采样周期 (T):** 样本之间的时间间隔。
- **采样频率 (F<sub>T</sub>):** 采样周期的倒数。

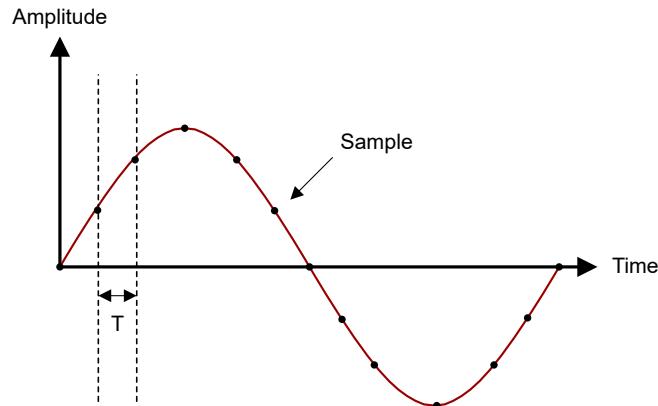


图6. 采样。

## 备注

在实践中, 使用 **ADC** 对连续时间信号进行采样

## 滤波器

### 定义:

- **-3dB 频率/截止频率 (f<sub>-3dB</sub>/f<sub>c</sub>):** 使输出信号相对于输入信号下降 -3dB 的输入频率。对于高通和低通滤波器, 只有一个 -3dB 频率, 但对于带通和带阻滤波器, 则有两个 -3dB 频率, 在表 4 中被称为 f<sub>1</sub> 和 f<sub>2</sub>。
- **中心频率 (f<sub>0</sub>):** 该术语描述的是位于带通和带阻滤波器的上截止频率和下截止频率之间的中心频率。
- **阻带频率 (f<sub>S</sub>):** 衰减达到指定值的特定频率。对于低通和高通滤波器, 超出阻带频率的频率被称为阻带。不过, 对于通带或阻带以及陷波滤波器, 存在两个阻带。
- **带宽 (β):** 带宽是指通带的宽度, 通带是指在从滤波器的输入端移至滤波器的输出端时没有出现明显衰减的频带
- **品质因数 (Q):** 滤波器的品质因数反映其阻尼特性。在时域中, 阻尼对应于系统阶跃响应中的振荡量。在频域中, 较高的 Q 对应于系统幅度响应中更大的 (正或负) 峰值。对于带通、带阻和陷波滤波器, Q 表示中心频率与 -3dB 带宽之比, 即  $Q = f_0/(f_2 - f_1)$

## 滤波器类型

表4. 滤波器类型。

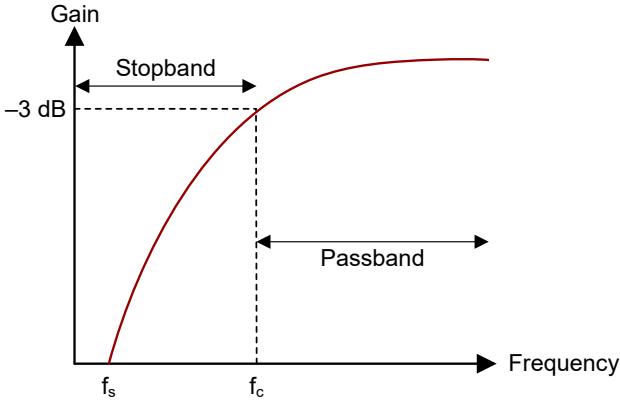
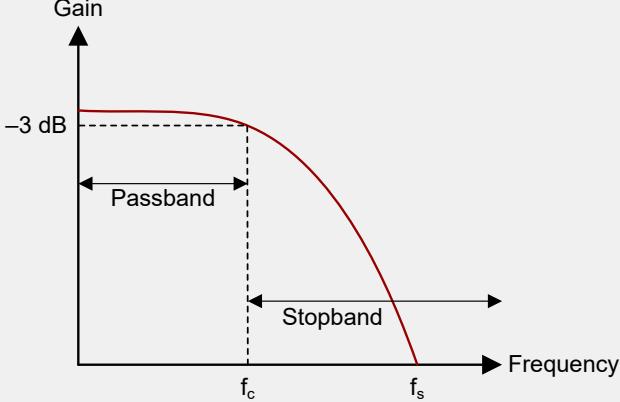
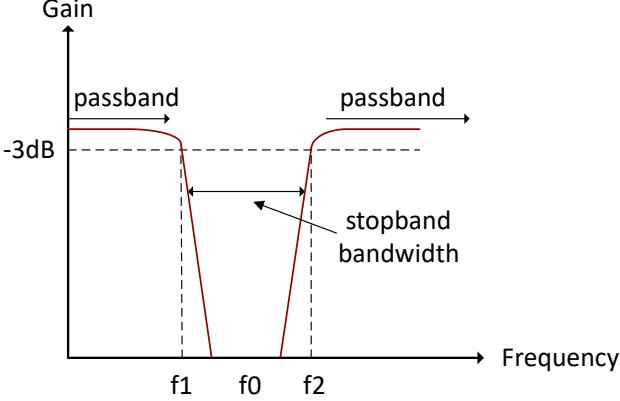
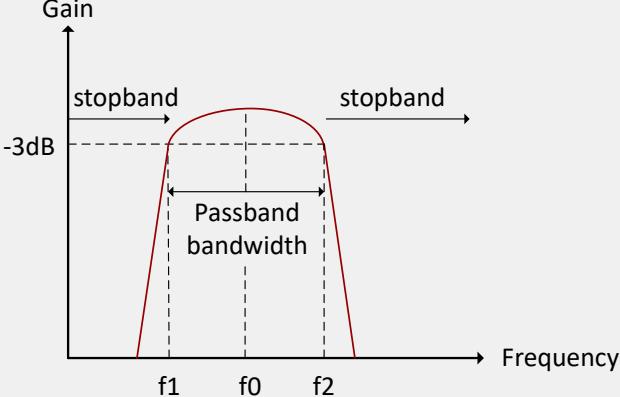
类型	定义	响应曲线
高通 (HPF)	去除低频率, 保留高频率	
低通 (LPF)	去除高频率, 保留低频率	
带阻 (BSF)	去除某个频带中的频率, 保留其他频率	

表4. 滤波器类型。 (continued)

类型	定义	响应曲线
带通 (BPF)	保留某个频带中的频率, 去除其他频率	

## 滤波器阶数

过滤器可以为一阶、二阶、三阶等。这是由**节 10.2** 中所述的极点数量定义的。本章将重点介绍一阶和二阶滤波器。**图 7** 显示了一阶滤波器（红色曲线）和二阶滤波器（蓝色曲线）之间的幅度图差异。

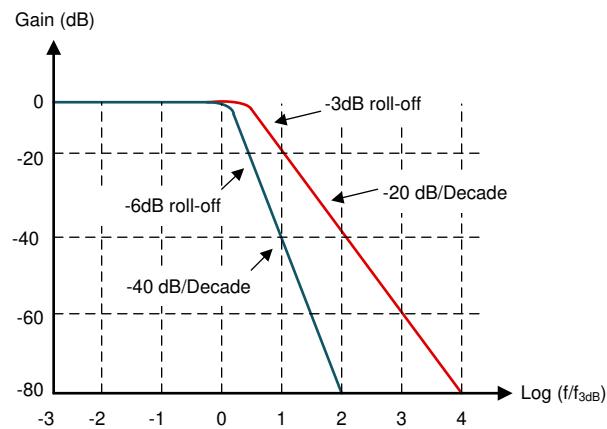


图 7. 滤波器响应曲线。

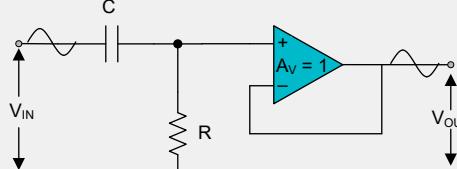
### 定义:

- **无源:** 仅包含电阻器、电容器和电感器等无源器件。
- **有源:** 包含运算放大器等有源器件，同时仍使用电阻器和电容器。

表 5. 一阶滤波器。

滤波器类型	有源/无源	电路	增益 (V <sub>out</sub> /V <sub>in</sub> )
低通	无源		$\frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$
高通	无源		$\frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}$
低通	有源		$\frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = 1$

表5. 一阶滤波器。 (continued)

滤波器类型	有源/无源	电路	增益 (Vout/Vin)
高通	有源		$\frac{R}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = 1$

其中

一阶低通滤波器的传递函数

$$H(s) = \frac{\omega_C}{s + \omega_C} \quad (32)$$

一阶高通滤波器的传递函数

$$H(s) = \frac{s}{s + \omega_C} \quad (33)$$

截止频率

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC} \quad (34)$$

$$\omega_C = 2\pi f_C \quad (35)$$

电容性电抗

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (36)$$

表6. 二阶滤波器。

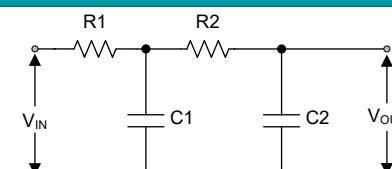
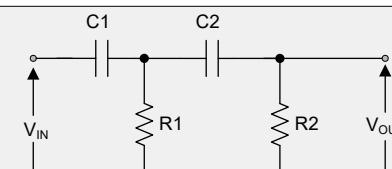
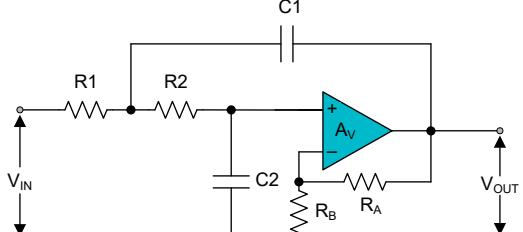
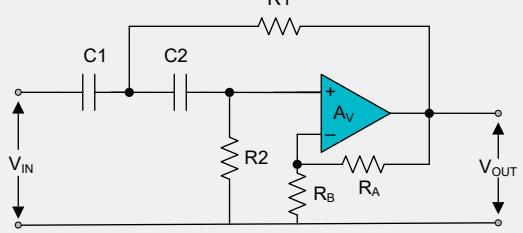
滤波器类型	有源/无源	电路	增益 (Vout/Vin)
低通	无源		$\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^n$ 其中 n 为级数
高通	无源		$\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^n$ 其中 n 为级数

表6. 二阶滤波器。 (continued)

滤波器类型	有源/无源	电路	增益 (V <sub>OUT</sub> /V <sub>IN</sub> )
低通	有源		$1 + \frac{R_A}{R_B}$
高通	有源		

其中

二阶低通滤波器的传递函数

$$H(s) = \frac{\omega_C^2}{s^2 + 2\omega_C s + \omega_C^2} \quad (37)$$

二阶高通滤波器的传递函数

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\omega_C s + \omega_C^2} \quad (38)$$

截止频率 (具有相同的电容器和电阻器值)

$$f_C = \frac{1}{2\pi R C} \quad (39)$$

$$\omega_C = 2\pi f_C \quad (40)$$

截止频率 (具有不同的电容器和电阻器值)

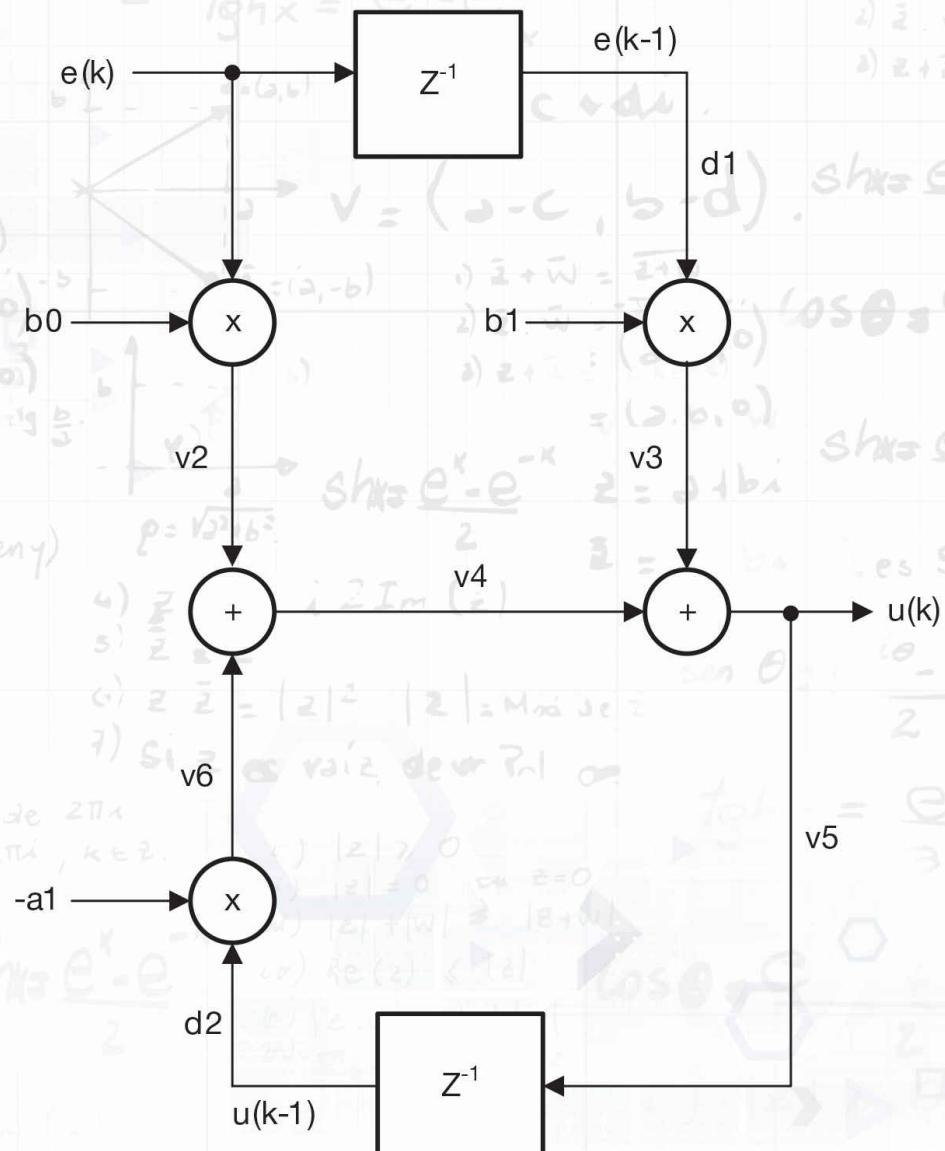
$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (41)$$

$$\omega_C = 2\pi f_C \quad (42)$$

## 备注

## 控制器

线性 PID ·  
线性 PI ·  
非线性 PID ·  
2P2Z ·  
3P3Z ·  
直接形式控制器 ·  
备注 ·



## 线性 PID

线性比例积分微分 (PID) 控制器根据设定点和过程变量计算误差值  $e(t)$ ，并根据比例、积分和微分项进行校正。PID 控制器是 **2P2Z** 控制器的一种特例，其中  $A1 = -1$ ,  $A2 = 0$ 。

术语	说明	元件
比例	比例分量仅取决于设定点和过程变量之间的差值	$u(t) = K_p e(t)$
积分	积分分量将随时间推移产生的误差项相加，给出截至当前时间的完整控制器误差历史记录。除非误差为零，否则此值会随时间增加，因此其作用是促使稳态误差为零。	$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau$
导数	如果过程变量快速增大，则差分分量会导致输出减小。微分响应与过程变量的变化率成正比。	$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt}$

**比例：**

**其中**

$e(t)$  = 误差值

$K_p$  = 比例增益

$K_i$  = 积分增益

$K_d$  = 微分增益

## 并联线性 PID

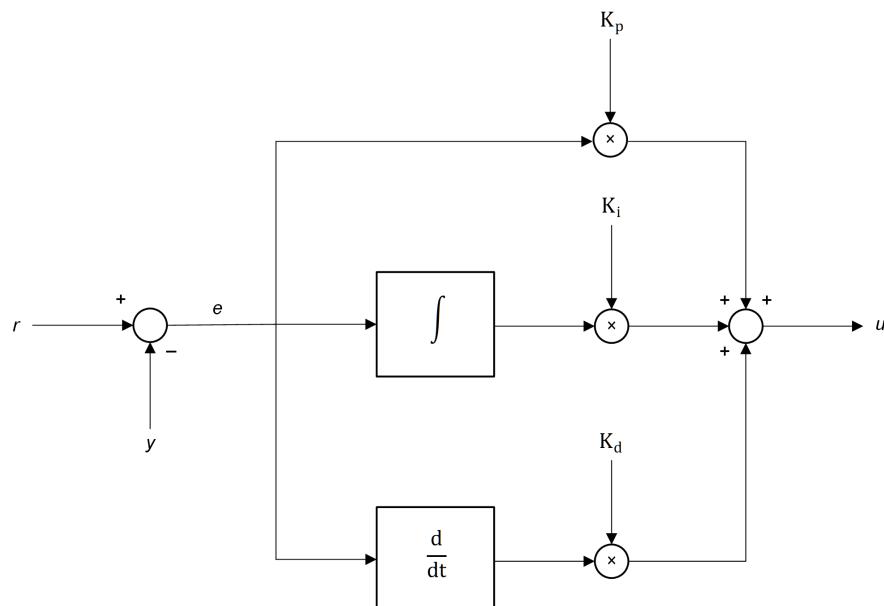


图 8. 并联形式的线性 PID 控制器。

其中

$r$  = 输入

$y$  = 反馈

$e$  = 误差

$u$  = 输出

$K_p$  = 比例增益

$K_i$  = 积分增益

$K_d$  = 微分增益

### 串联线性 PID

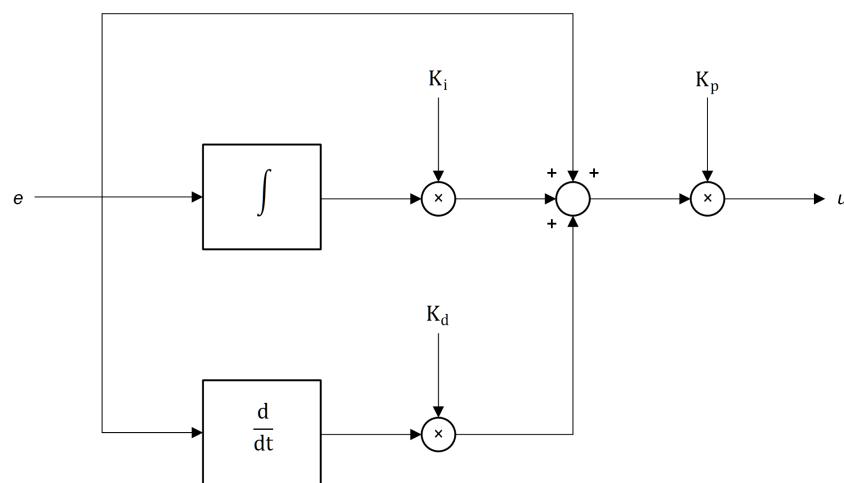


图9. 串联形式的线性 PID 控制器。

其中

$e$  = 误差

$u$  = 输出

$K_p$  = 比例增益

$K_i$  = 积分增益

$K_d$  = 微分增益

### PID 方程

#### PID 的控制律

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (43)$$

其中

$K_p$  = 比例增益

$K_i$  = 积分增益

$K_d$  = 微分增益

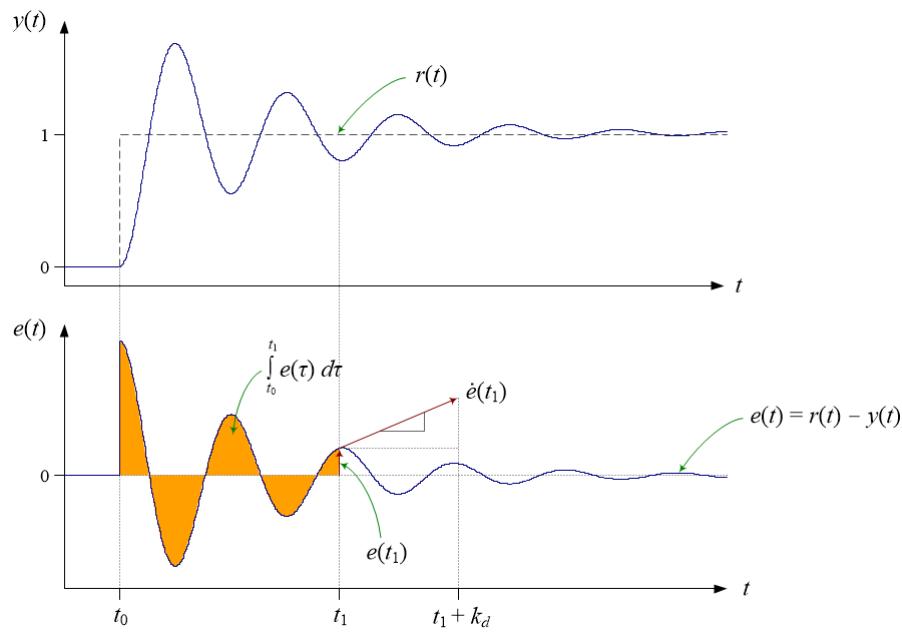


图 10. PID 控制动作。

## 线性 PI

线性比例积分控制器类似于线性 PID 控制器，但只有两个调整参数，即比例项和积分项。

### 方程

线性 PI 的控制律

$$u(t) = u_{bias} + K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (44)$$

### 其中

$u_{bias}$  = 当控制器从手动模式切换到自动模式时由误差设置的控制器偏置

$K_p$  = 比例增益

$K_i$  = 积分增益

$e(t)$  = 误差值

## 非线性 PID

非线性比例积分微分（非线性 PID）控制器利用幂函数来实现控制律。NLPID 是对线性 PID 进行调整后的结果，其中对每条路径应用了基于幂函数的非线性律。

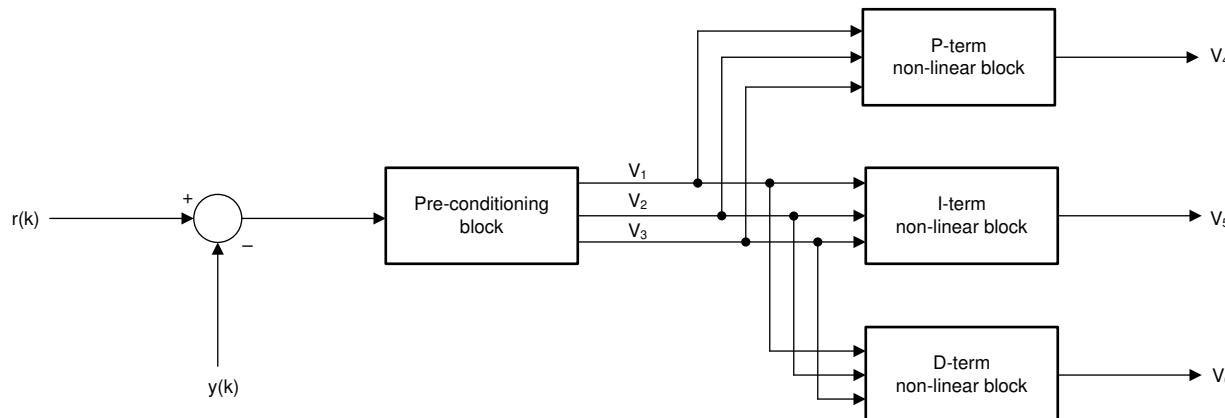


图 11. 非线性 PID 输入架构。

## 调整参数

每个非线性块根据幂函数律（归一化输入（伺服误差）的可调节调整参数  $\alpha$  次方）对伺服误差进行整形。调整参数决定增益形状的幅度和方向。

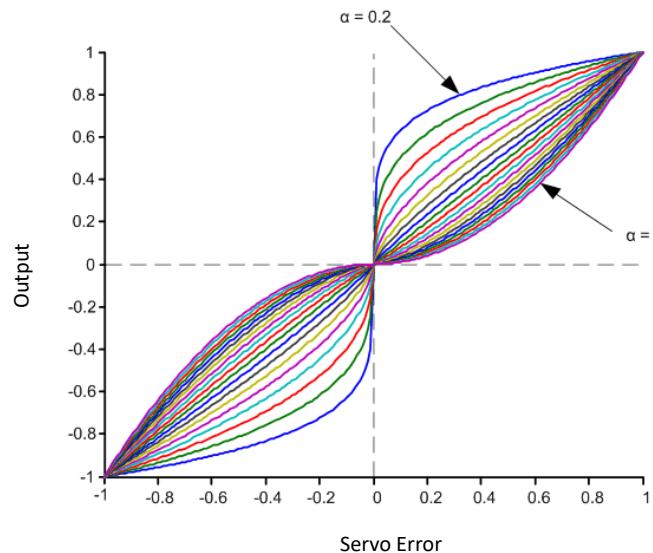


图 12. 非线性控制律输入/输出图。

表 7. 调整参数对增益形状的影响。

参数	值	影响
$\alpha_p$	$< 1$	在大误差下增益较小, 对小误差不敏感。
$\alpha_p$	$> 1$	在大误差下增益较大, 在小误差下增益较大, 因此对小变动较敏感。
$\alpha_i$	$-1 < \alpha_i < 0$	在误差较大时通过减少积分作用来解决积分饱和问题。
$\alpha_d$	$\alpha_d > 1$	在误差较小时使微分增益较小, 因此降低了对噪声的敏感度。

为了防止出现不良结果, 解决方案是定义一个覆盖原点的输入范围, 在该范围内增益保持恒定。选择该区域中的增益以确保线性和非线性曲线精确地在其边界处相交, 从而实现从一个区域到另一个区域的平滑、无干扰过渡。

## 公式

### 非线性控制律

$$y(x, \alpha, \delta) = \begin{cases} |x|^\alpha \text{sign}(x), & \text{When } |x| \geq \delta \\ \delta^{\alpha-1} x, & \text{When } |x| < \delta \end{cases} \quad (45)$$

### 比例误差表达式

$$e_p = e \quad (46)$$

### 积分误差表达式

$$e_i = \int e dt \quad (47)$$

### 微分误差表达式

$$e_d = \frac{d}{dt} e \quad (48)$$

### 重构的非线性控制律

$$u = K_p y(e_p, \alpha_p, \delta_p) + K_i y(e_i, \alpha_i, \delta_i) + K_d y(e_d, \alpha_d, \delta_d) \quad (49)$$

### 其中

$x$  = 输入

$y$  = 输出

$\alpha$  = 调整参数

$\delta$  = 对数递减

$K$  = 控制器增益

图 13 显示了小于 1 的调整参数的线性区域和非线性区域。请注意, 线性增益与输入  $x$  无关, 因此无需在每次控制器运行时计算线性增益。每条路径的线性增益都是固定的, 只有在调整该路径中的任一非线性参数时才需要重新计算相应的线性增益。

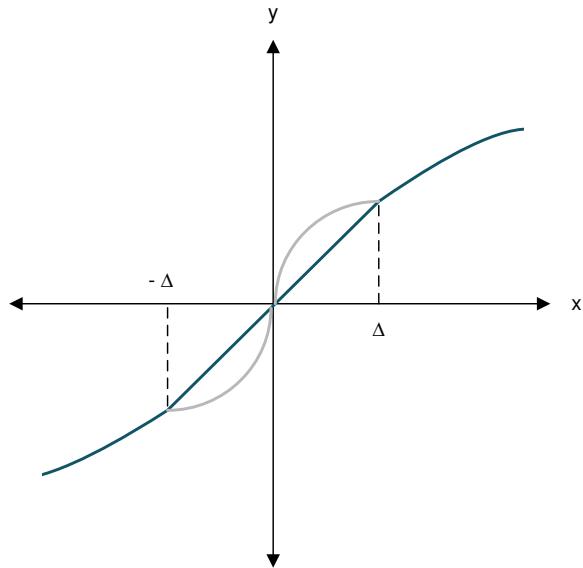


图 13. 非线性 PID 线性化区域。

## 2P2Z

2 极点/2 零点 (2P2Z) 补偿器是一种滤波器，该滤波器在考虑两个极点和两个零点的情况下将特定增益和相位升压引入系统。

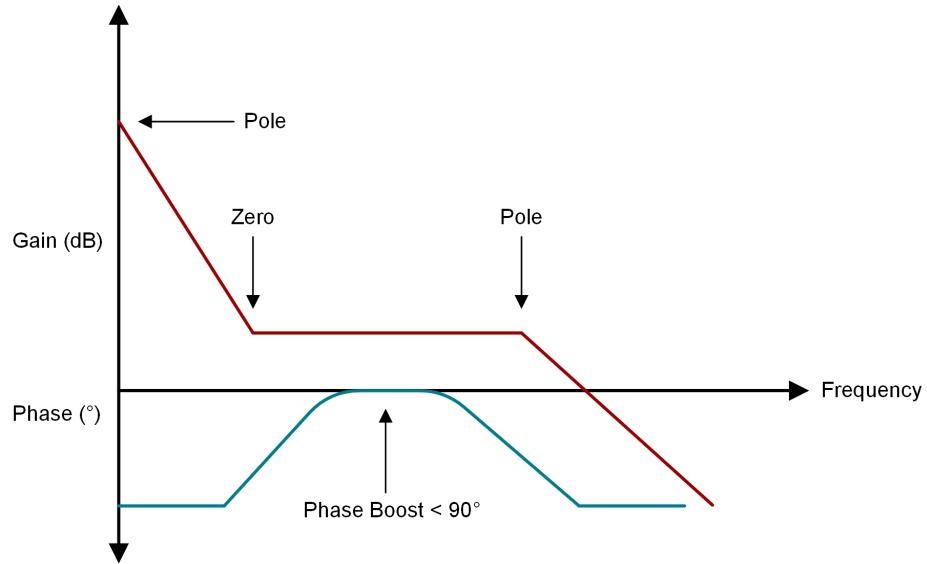


图 14. 2P2Z 补偿器的相位和增益特性。

## 方程

2P2Z 补偿器的传递函数

$$H_c(s) = K_{DC} \frac{\omega_{p0}}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{W_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{W_{p2}}\right)} \quad (50)$$

## 3P3Z

3 极点/3 零点 (3P3Z) 补偿器是一种滤波器，该滤波器在考虑三个极点和三个零点的情况下将特定增益和相位升压引入系统。

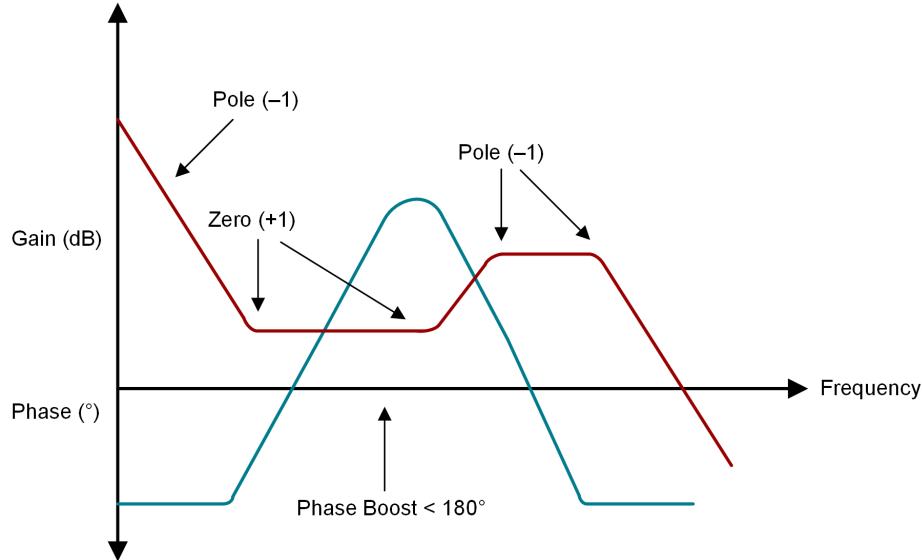


图 15. 3P3Z 补偿器的相位和增益特性。

## 方程

3P3Z 补偿器的传递函数

$$H_c(s) = K_{DC} \frac{\omega_{p0}}{s} \frac{\left(1 + \frac{s}{W_{z1}}\right)\left(1 + \frac{s}{W_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{W_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{W_{p3}}\right)} \quad (51)$$

## 直接形式控制器

### DF11

一阶直接形式 1 (DF11) 补偿器可实现一阶或“简单滞后”型频率响应。

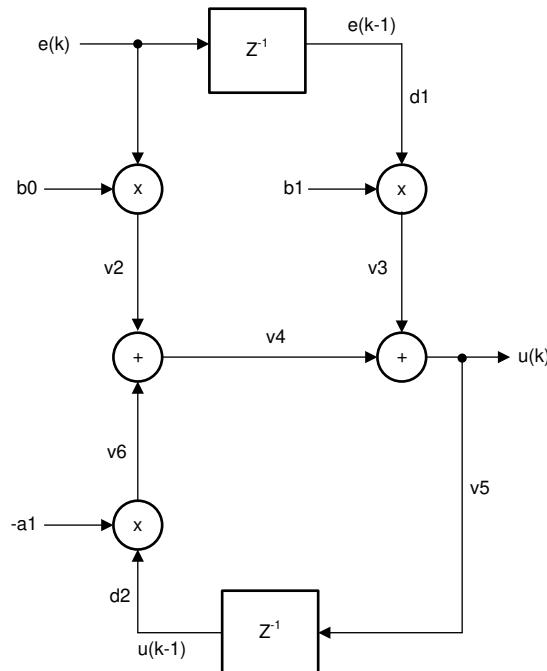


图 16. DF11 表示。

### 方程

离散时间一阶传递函数的一般形式

$$F(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (52)$$

### 差分方程

$$u(k) = b_0 e(k) + b_1 e(k-1) - a_1 u(k-1) \quad (53)$$

**DF13**

三阶直接形式1(DF13)补偿器是一种用于实现动态系统模型控制律的常见离散控制结构,该控制律被指定为极点/零点集或z中的有理多项式(离散时间传递函数)。DF13控制器使用两个三元件延迟线来存储计算u(k)所需的先前输入和输出数据。

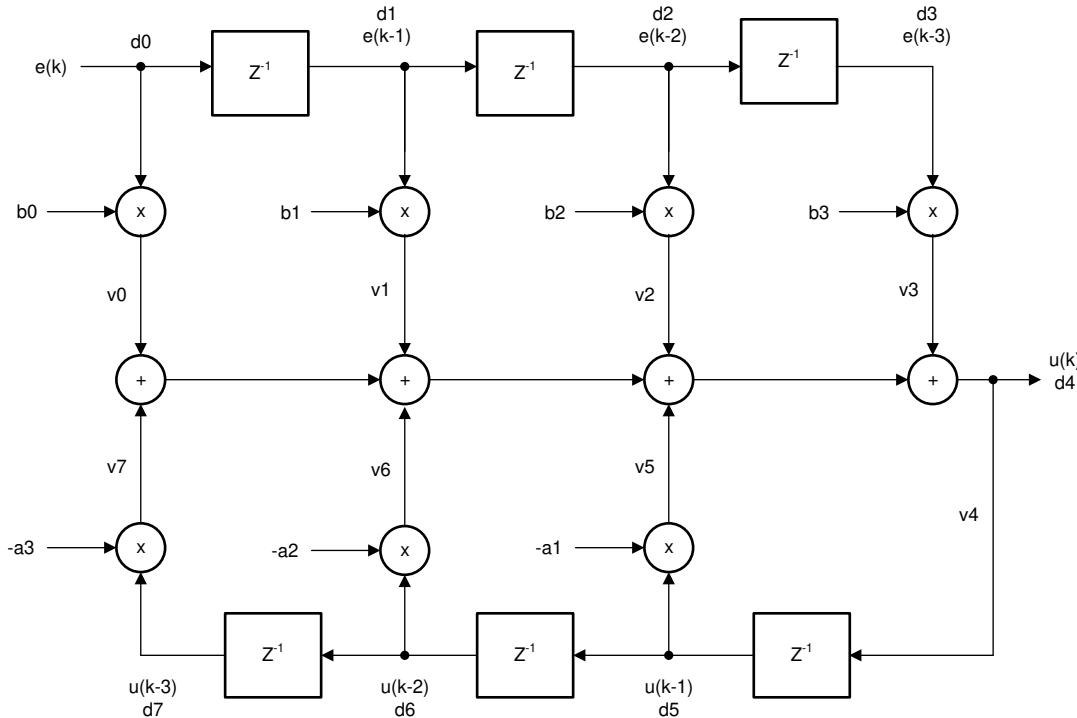


图17. DF13 表示。

**方程**

三阶传递函数的一般形式

$$F(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \quad (54)$$

**差分方程**

$$u(k) = b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2) + b_3 e(k-3) - a_1 u(k-1) - a_2 u(k-2) - a_3 u(k-3) \quad (55)$$

**DF22**

二阶直接形式2(DF22)补偿器有时被称为“双二阶”滤波器，通常用于级联链以构建更高阶的数字滤波器。

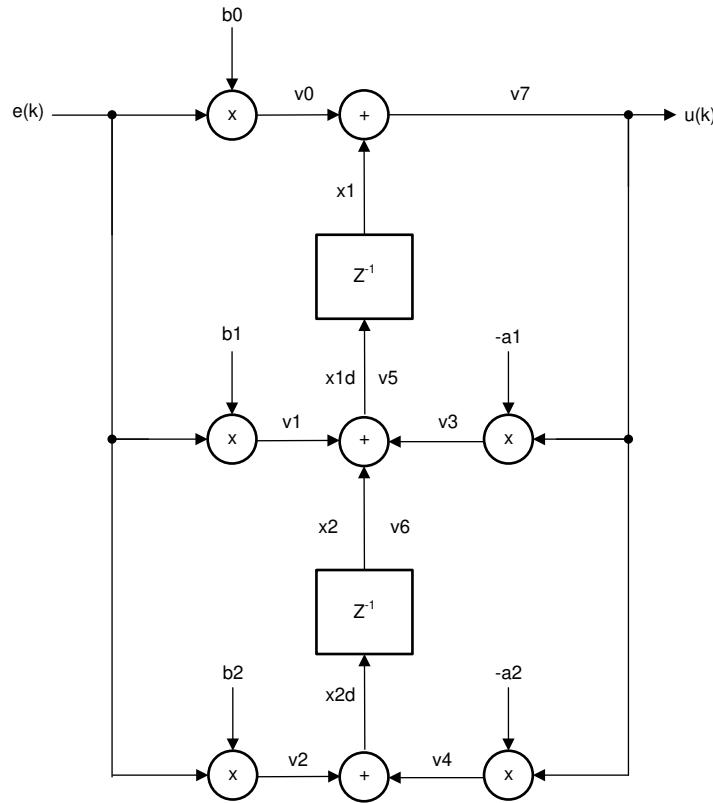


图18. DF22 表示。

**方程**

二阶离散时间补偿器的传递函数

$$F(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (56)$$

**差分方程**

$$u(k) = b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2) - a_1 u(k-1) - a_2 u(k-2) \quad (57)$$

**DF23**

三阶直接形式 2 (DF23) 补偿器在各方面都与 DF22 补偿器相似。

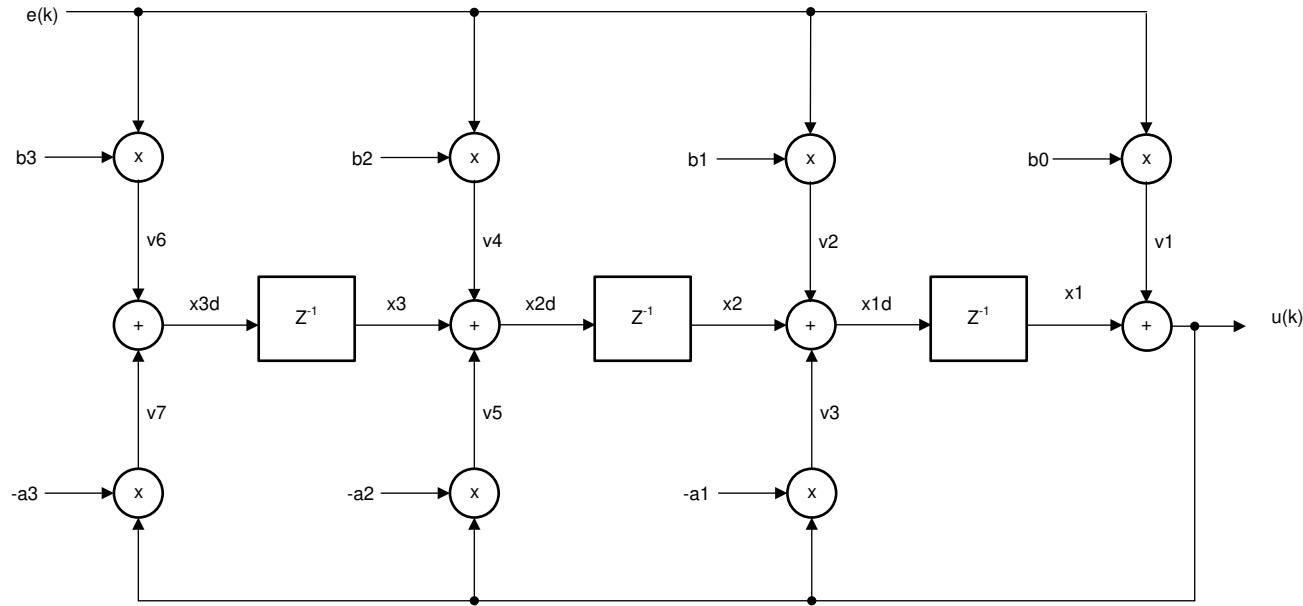


图 19. DF23 表示。

**方程****控制律方程**

$$u(k) = b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + b_2 e(k-2) + b_3 e(k-3) - a_1 u(k-1) - a_2 u(k-2) - a_3 u(k-3) \quad (58)$$

## 备注

## ADC

ADC 定义

ADC 分辨率

ADC 的量化误差

(总谐波失真 (THD)

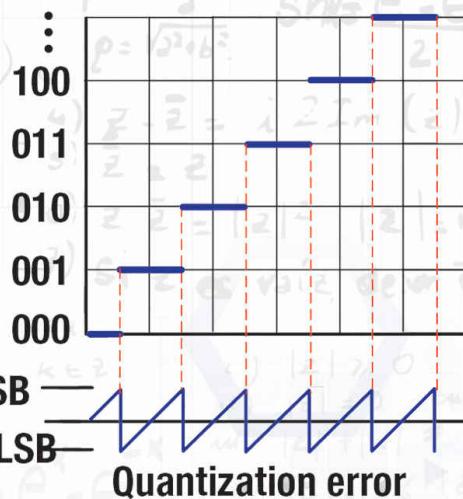
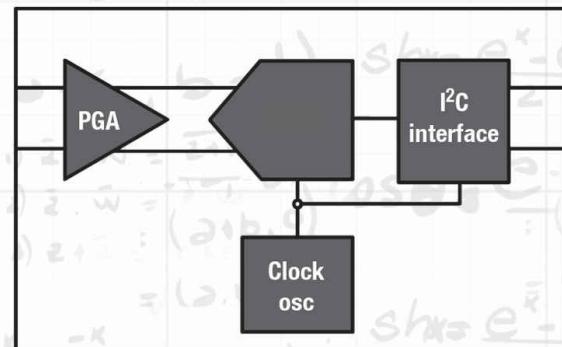
交流信号

直流信号

稳定时间和转换精度

ADC 系统噪声

备注



## ADC 定义

分辨率 = $n$	用于对输入进行量化的位数
代码数 = $2^n$	输出代码组合的数量
满量程输入 = FSR	设置转换器输入范围和 LSB 电压
$LSB = FSR/2^n$	每个 LSB 的电压步长
满量程输入电压 = $(2^n - 1) \cdot 1LSB$	模数转换器 (ADC) 的满量程输入电压
满量程输出代码 = $2^n - 1$	可读的最大代码
传递函数: 输出代码 = FLOOR [VIN/(FSR/2 <sup>n</sup> )]	输入电压和输出代码之间的关系

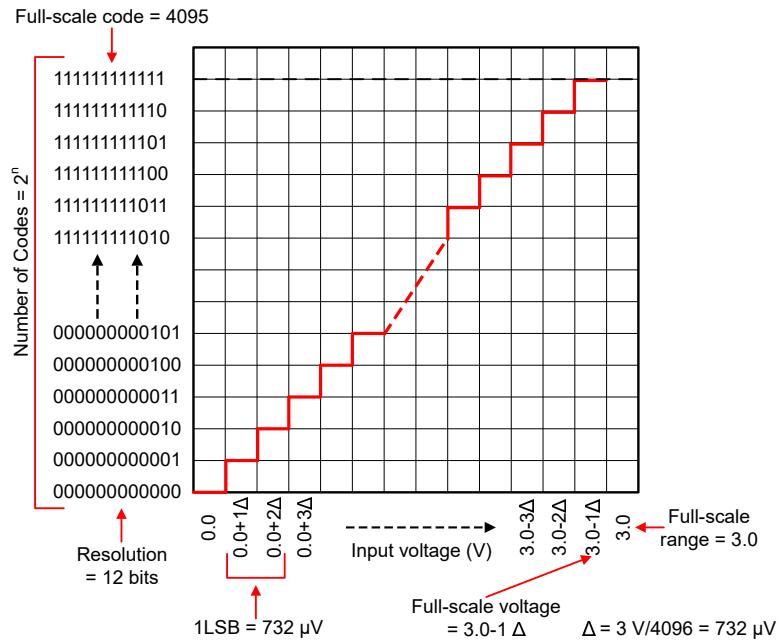


图 20. ADC 传递函数。

## ADC 分辨率

### 单极的 ADC 分辨率

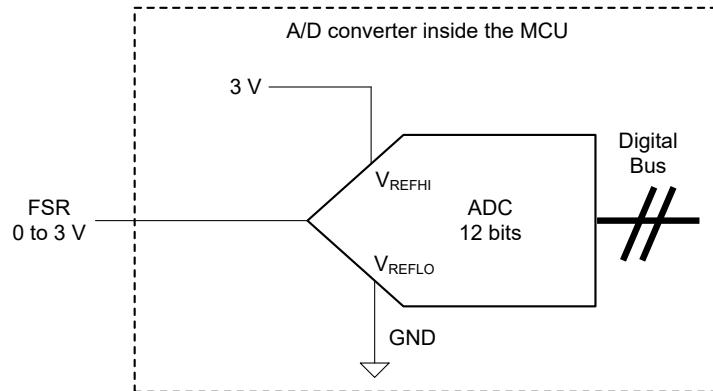


图 21. ADC 满量程 (FSR) 单极。

## 满量程 (FSR) 单极方程

满量程

$$FSR = V_{REFHI} - V_{REFLO} \quad (59)$$

一个最低有效位

$$1LSB = \frac{FSR}{2^n} \quad (60)$$

其中

FSR = 满量程

PGA = PGA 增益

1LSB = 一个最低有效位或数据转换器分辨率

n = 分辨率位数

VREF = 基准电压

## 上面的电路的示例计算

$$1LSB = \frac{FSR}{2^N} = \frac{2.5\text{ V}}{2^{12}} = 610.35 \mu\text{V}$$

## 差分信号的 ADC 分辨率

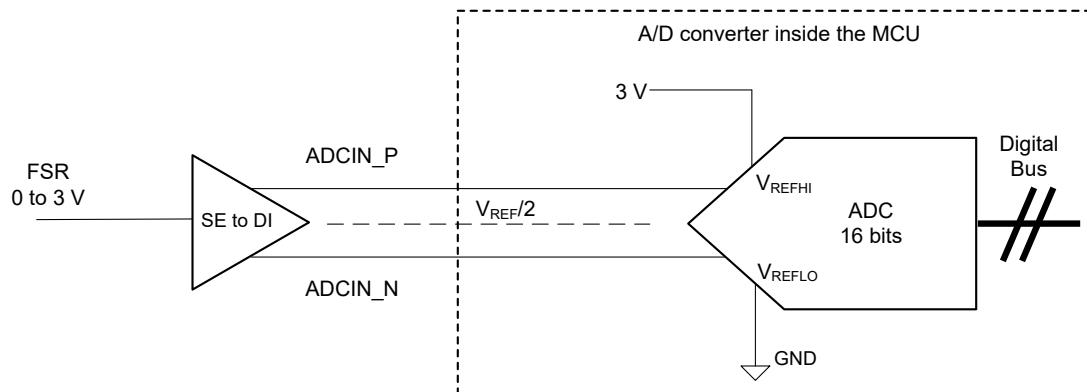


图22. ADC 满量程 (FSR) 差分。

其中

FSR = 满量程

1LSB = 一个最低有效位或数据转换器分辨率

n = 分辨率位数

V<sub>REFHI</sub> = 高基准电压

V<sub>REFLO</sub> = 低基准电压

## 分辨率电压与满量程间的关系

表 8. LSB 电压与分辨率和基准电压。

分辨率	FSR (满量程范围)		
	2.5V	3V	3.3V
8	9.67 mV	11.7mV	12.9mV
10	2.44 mV	2.93mV	3.222mV
12	610μV	732μV	806μV
14	152.5μV	183μV	201μV
16	38.14μV	45.77μV	50.35μV
18	9.53μV	11.44μV	12.58μV
20	2.384μV	2.861μV	3.147μV
22	596nV	715nV	787nV
24	149nV	179nV	196nV

## ADC 的量化误差

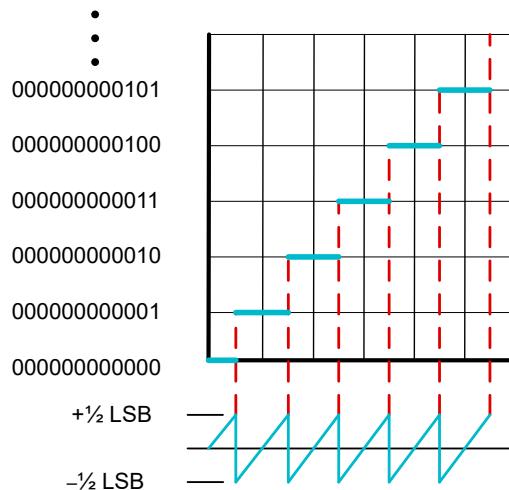


图 23. ADC 转换器的量化误差。

### 量化误差

由于量化过程而引入的误差。该误差的大小是转换器分辨率的函数。ADC 转换器的量化误差是  $\frac{1}{2}$  LSB。量化误差信号是指施加的实际电压与 ADC 输出之间的差值 (图 23)。量化信号的 RMS 为  $\text{RMSNoise} = \frac{1 \text{ LSB}}{\sqrt{12}}$ 。

### 仅来自量化噪声的信噪比 (SNR)

$$\text{MaxRMSSignal} = \frac{\text{FSR}/2}{\sqrt{2}} = \frac{1 \text{ LSB} \times 2^N - 1}{\sqrt{2}} \quad (61)$$

$$\text{RMSNoise} = \frac{1 \text{ LSB}}{\sqrt{12}} \quad (62)$$

$$\text{SNR} = \frac{\text{MaxRMSSignal}}{\text{RMSNoise}} = \frac{1 \text{ LSB} \times 2^N - 1}{1 \text{ LSB}} \sqrt{\frac{2}{12}} = 2^N - 1 \sqrt{6} \quad (63)$$

$$\text{SNR(dB)} = 20\log(\text{SNR}) = [20\log(2)]N + 20\log\left(\frac{\sqrt{6}}{2}\right) \quad (64)$$

$$\text{SNR(dB)} \approx 6.02N + 1.76$$

(65)

其中

FSR = ADC 转换器的满量程

1LSB = 1LSB 的电压,  $V_{REF}/2^n$

N = ADC 转换器的分辨率

MaxRMSSignal = ADC 满量程输入的 RMS 等效值

RMSNoise = 量化导致的 RMS 噪声

SNR = RMS 信号与 RMS 噪声之比

示例

假设只存在量化噪声, 具有 5V 基准电压的 8 位 ADC 的 SNR 是多少?

答案

$$SNR = 2^{N-1}\sqrt{6} = 2^8 - 1\sqrt{6} = 314$$

(66)

$$\text{SNR(dB)} = 20\log(314)$$

$$\text{SNR(dB)} = 6.02 \times (8) + 1.76 = 49.9 \text{dB}$$

总谐波失真 (THD)

总谐波失真 (VRMS)

$$\text{THD}(\%) = \left( \frac{\text{RMSDistortion}}{\text{MaxRMSSignal}} \right) \times 100 = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \times 100$$

(67)

$$\text{THD(dB)} = 20\log\left(\frac{\text{RMSDistortion}}{\text{MaxRMSSignal}}\right)$$

(68)

其中

THD = 总谐波失真, RMS 失真与 RMS 信号之比

RMSDistortion = 所有谐波分量的 RMS 和

MaxRMSSignal = 输入信号的 RMS 值

V1 = 基波, 通常为输入信号

V2、V3、V4、...Vn = 基波的谐波

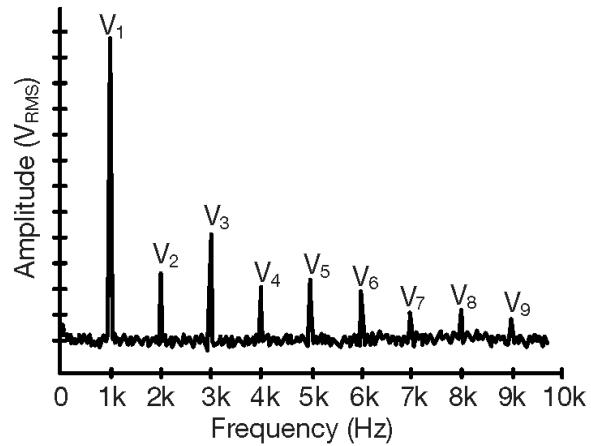


图24. 基波和諧波(VRMS)。

### 总谐波失真 (dBc)

$$\text{THD(dBc)} = 10\log\left[10\left(\frac{D_2}{10}\right) + 10\left(\frac{D_3}{10}\right) + 10\left(\frac{D_4}{10}\right) + \dots + 10\left(\frac{D_n}{10}\right)\right] \quad (69)$$

其中

THD = 总谐波失真。RMS 失真与 RMS 信号之比。

D1 = 基波，通常为输入信号。它被标准化为 0dBc.

D2、D3、D4、...Dn = 基波的谐波（相对于基波进行测量）

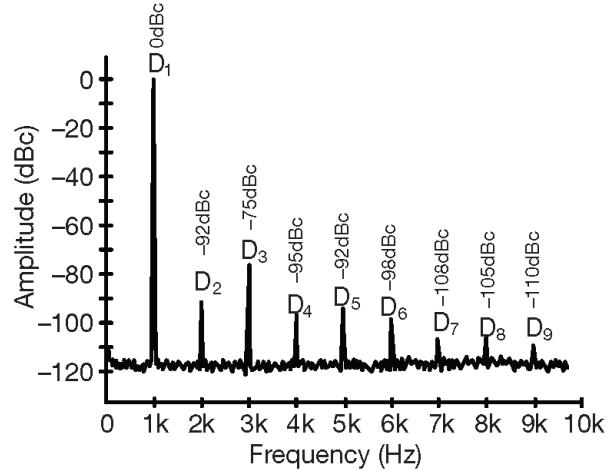


图25. 基波和諧波(dBc)。

## 示例

确定上述示例的 THD。

### 答案

$$\text{THD (dBc)} = 10 \log \left[ 10\left(\frac{-92}{10}\right) + 10\left(\frac{-75}{10}\right) + 10\left(\frac{-95}{10}\right) + \dots + 10\left(\frac{-110}{10}\right) \right]$$

$$\text{THD(dBc)} = -74.76 \text{ dB}$$

## 交流信号

信噪比和失真 (SINAD)

$$\text{SINAD(dB)} = 20 \log \left( \frac{\text{MaxRMSSignal}}{\sqrt{\text{RMSNoise}^2 + \text{RMSDistortion}^2}} \right) \quad (70)$$

$$\text{SINAD(dB)} = -20 \log \left( \sqrt{10\left(\frac{-\text{SNR(dB)}}{10}\right) + 10\left(\frac{\text{THD(dB)}}{10}\right)} \right) \quad (71)$$

有效位数 (ENOB)

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SINAD(dB)} - 1.76 \text{ dB}}{6.02} \quad (72)$$

### 其中

MaxRMSSignal = ADC 满量程输入的 RMS 等效值

RMSNoise = ADC 转换器中的综合 RMS 噪声

RMSDistortion = 所有谐波分量的 RMS 和

SINAD = 满量程信号与噪声加失真之比

THD = 总谐波失真。RMS 失真与 RMS 信号之比。

SNR = RMS 信号与 RMS 噪声之比

## 示例

计算以下条件下的 SNR、THD、SINAD 和 ENOB:

MaxRMSSignal = 1.76V<sub>RMS</sub>

VRMS RMSDistortion = 50μV<sub>RMS</sub>

RMSNoise = 100μV<sub>RMS</sub>

### 答案

$$\text{SNR(dB)} = 20 \log \left( \frac{1.76 \text{ V}_{\text{RMS}}}{100 \text{ } \mu\text{V}_{\text{RMS}}} \right) = 84.9 \text{ dB}$$

$$\text{THD(dB)} = 20\log\left(\frac{50 \mu\text{V}_{\text{RMS}}}{100 \mu\text{V}_{\text{RMS}}}\right) = -90.9 \text{ dB}$$

$$\text{SINAD(dB)} = 20\log\left(\frac{1.76 \text{ V}_{\text{RMS}}}{\sqrt{(100 \mu\text{V}_{\text{RMS}})^2 + (50 \mu\text{V}_{\text{RMS}})^2}}\right) = 83.9 \text{ dB}$$

$$\text{SINAD(dB)} = -20\log\left(\sqrt{10\left(\frac{-84.9 \text{ dB}}{10}\right) + 10\left(\frac{-90.9 \text{ dB}}{10}\right)}\right) = 83.9 \text{ dB}$$

$$\text{ENOB} = \frac{83.9 \text{ dB} - 1.76 \text{ dB}}{6.02} = 13.65$$

## 直流信号

$$\text{NoiseFreeResolution} = \log_2\left(\frac{2^N}{\text{PeaktoPeakNoiseinLSB}}\right) \quad (73)$$

$$\text{EffectiveResolution} = \log_2\left(\frac{2^N}{\text{rmsNoiseLSB}}\right) \quad (74)$$

$$\text{PeaktoPeakNoiseinLSB} \approx 6.6 \times \text{rmsNoiseLSB} \quad (75)$$

$$\text{EffectiveResolution} \approx \text{NoiseFreeResolution} + 2.7 \quad (76)$$

### 备注

最大有效分辨率不会大于 ADC 分辨率。例如，24 位转换器不可能具有大于 24 位的有效分辨率。

## 示例

假设峰-峰值噪声为 7 LSB，24 位转换器的无噪声分辨率和有效分辨率分别是多少？

### 答案

$$\text{NoiseFreeResolution} = \log_2\left(\frac{2^{24}}{7}\right) = 21.2$$

$$\text{EffectiveResolution} = \log_2\left(\frac{2^{24}}{\frac{7}{6.6}}\right) = 23.9$$

$$\text{EffectiveResolution} = 21.2 + 2.7 = 23.9$$

## 稳定时间和转换精度

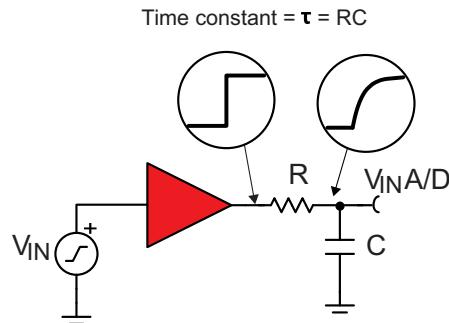


图 26. 稳定时间和转换精度。

表 9. 在指定时间之后实现的转换精度。

以时间常数倍数 ( $N_{TC}$ ) 表示的稳定时间	以位数 (N) 表示的精度	以时间常数倍数 ( $N_{TC}$ ) 表示的稳定时间	以位数表示的精度
1	1.44	10	14.43
2	2.89	11	15.87
3	4.33	12	17.31
4	5.77	13	18.76
5	7.21	14	20.20
6	8.66	15	21.64
7	10.10	16	23.08
8	11.54	17	24.53
9	12.98	18	25.97

### 其中

$N$  = 在经过  $N_{TC}$  个时间常数之后 RC 电路稳定至的精度位数。

$N_{TC} = RC$  时间常数倍数。一个时间常数等于  $R \cdot C$ 。

### 备注

对于一次满量程阶跃。对于没有 PGA 前端的单端输入 ADC, FSR (满量程) =  $V_{REF}$ 。

表 10. 稳定至指定的转换精度所需的时间。

以时间常数倍数 ( $N_{TC}$ ) 表示的稳定时间	以位数 (N) 表示的精度	以时间常数倍数 ( $N_{TC}$ ) 表示的稳定时间	以位数表示的精度
8	5.5	17	11.78
9	6.24	18	12.48
10	6.93	19	13.17
11	7.62	20	13.86
12	8.32	21	14.56
13	9.01	22	15.25
14	9.70	23	15.94
15	10.40	24	16.64
16	11.04	25	17.33

**其中**

$N_{TC}$  = 实现  $N$  位稳定所需的时间常数的倍数。一个时间常数等于  $R \cdot C$ 。

$N$  = 精确的位数

**备注**

对于一次满量程阶跃。对于没有 PGA 前端的单端输入 ADC, FSR (满量程) =  $V_{REF}$ 。

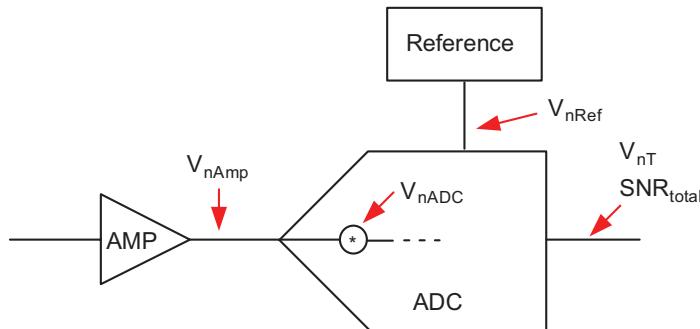
**ADC 系统噪声**

图 27. ADC 噪声。

$$V_{FSR\_RMS} = \frac{V_{FSR} \times 0.707}{2} \quad (77)$$

$$SNR_{ADC} = 20 \times \log\left(\frac{V_{FSR\_RMS}}{V_{nADC}}\right) \quad (78)$$

$$V_{nADC} = \frac{V_{FSR\_RMS}}{10\left(\frac{SNR_{ADC}}{20}\right)} \quad (79)$$

$$V_{nT} = \sqrt{(V_{nADC})^2 + (V_{nAmp})^2 + (V_{nRef})^2} \quad (80)$$

**其中**

$V_{FSR}$  = 来自数据表的 ADC 满量程

$V_{FSR\_RMS}$  = 将查找对 ADC 应用的正弦波的最大 RMS 振幅。将 ADC 满量程除以 2, 即可将峰-峰值转换为峰值。乘以 0.707 即可转换为 RMS。

$SNR_{ADC}$  = 来自数据表的数据转换器信噪比规格

$V_{nADC}$  = 通过 SNR 方程推导出的噪声, 以 VRMS 表示。将噪声转换为电压之后, 即可将其与放大器噪声和基准噪声合并。

$V_{nAmp}$  = 使用数据表参数计算或模拟出的放大器噪声, 以 VRMS 表示

$V_{nRef}$  = 使用数据表参数计算或模拟出的基准噪声, 以 VRMS 表示

$V_{nT}$  = 将 ADC 噪声、放大器噪声和基准噪声相加得出的总噪声, 以 VRMS 表示

## 备注

## 比较器

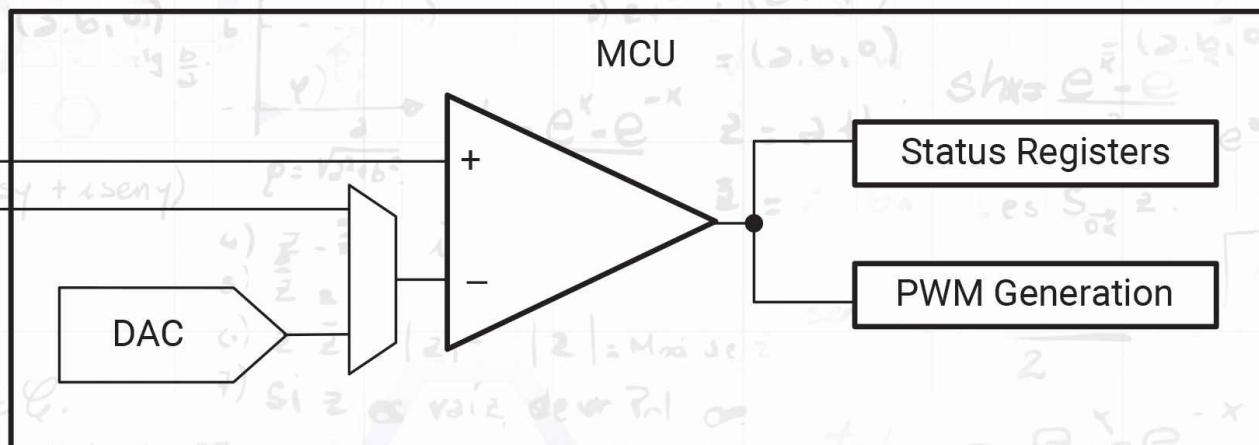
## 基本操作

## 失调和迟滞

## 传播延迟

备注

四三



## 基本操作

表 11 基于输入状态给出了比较器输出的预期行为。

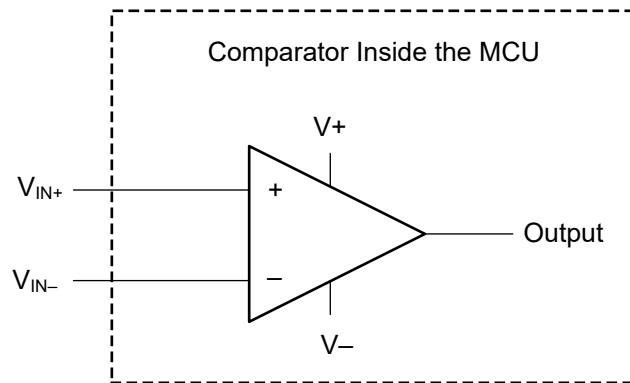


图 28. 比较器图。

表 11. 比较器输入和对应的输出。

输入条件	输出
$V_{IN+} > V_{IN-}$	高电平 (V+)
$V_{IN+} = V_{IN-}$	不确定（振荡 - 请参阅“迟滞”部分）
$V_{IN+} < V_{IN-}$	低电平 (V-)

## 失调和迟滞

基本比较器会有失调电压误差，即  $V_{IN+}$  和  $V_{IN-}$  输入之间的内部失调电压。需要将该误差项添加到理想阈值电压，以确定比较器输出何时会随输入变化而变化。

如果所施加的差分输入电压接近比较器的失调电压，则基本比较器配置还可能会振荡或产生有噪声的“振荡”输出。该情况通常在输入信号非常缓慢地超过比较器的开关阈值时发生。

可以通过添加迟滞或正反馈来防止发生该问题。图 29 所示为迟滞传递曲线。该曲线是三个分量的函数： $V_{TH}$ 、 $V_{OFF}$ 、 $V_{HYST}$ 。

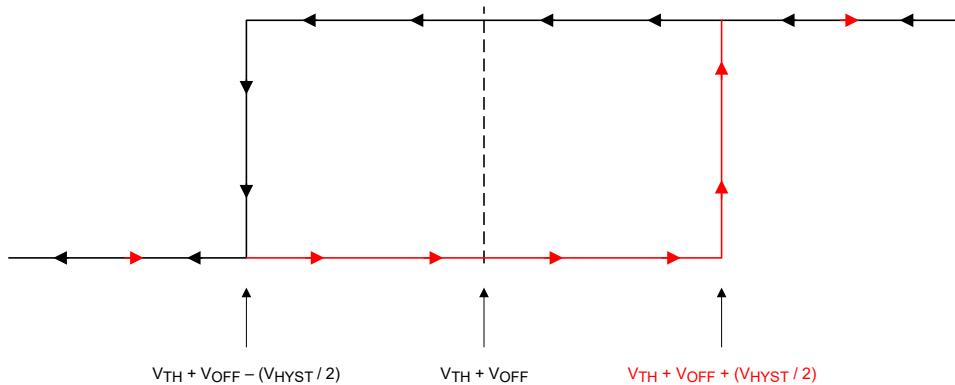


图 29. 比较器迟滞。

其中：

- $V_{TH}$  = 实际设定电压或阈值跳变电压
- $V_{OFF} = V_{IN+}$  和  $V_{IN-}$  之间的内部失调电压。该电压与  $V_{TH}$  相加以形成实际跳变点，比较器必须响应该跳变点以改变输出状态
- $V_{HYST}$  = 旨在降低比较器对噪声的敏感性的迟滞（或跳变窗口）。

## 传播延迟

在输入超过基准电压和输出响应之间存在一定的延迟。该延迟被称为传播延迟。传播延迟会因输入的变化率而异。使用具有快速斜坡的输入信号（例如数字波或方波）可以最准确地测量传播。

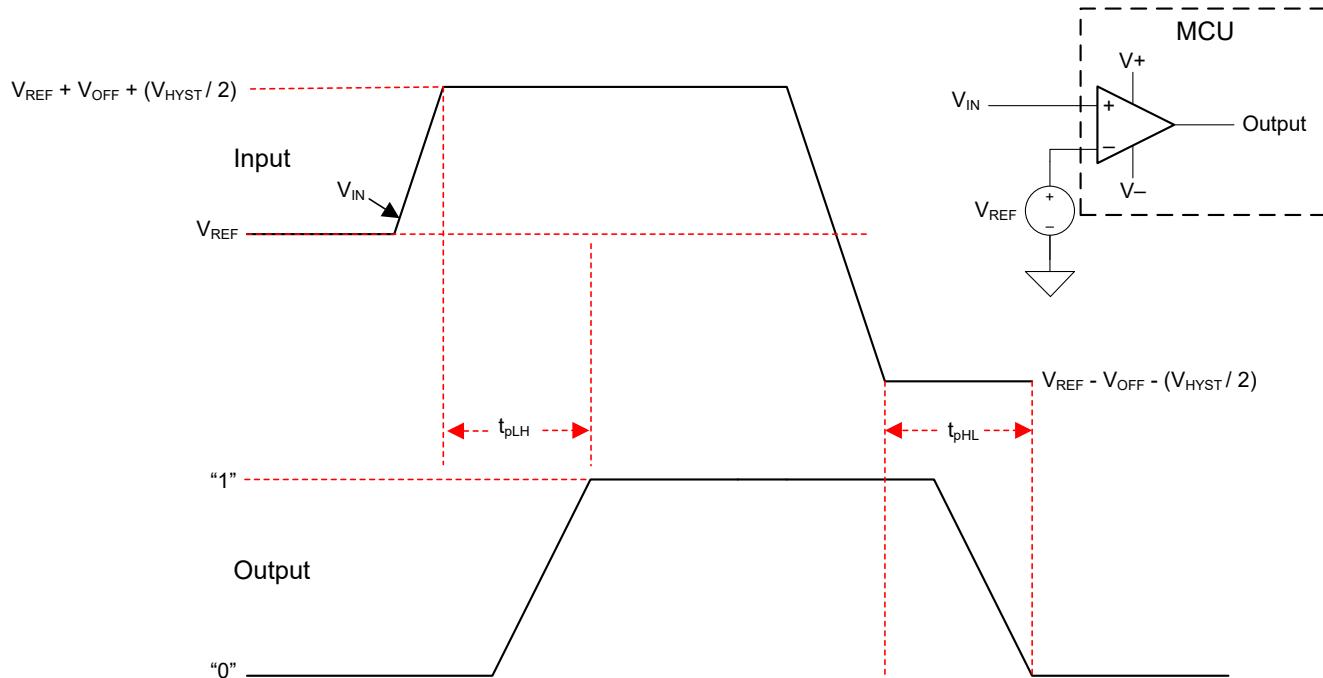
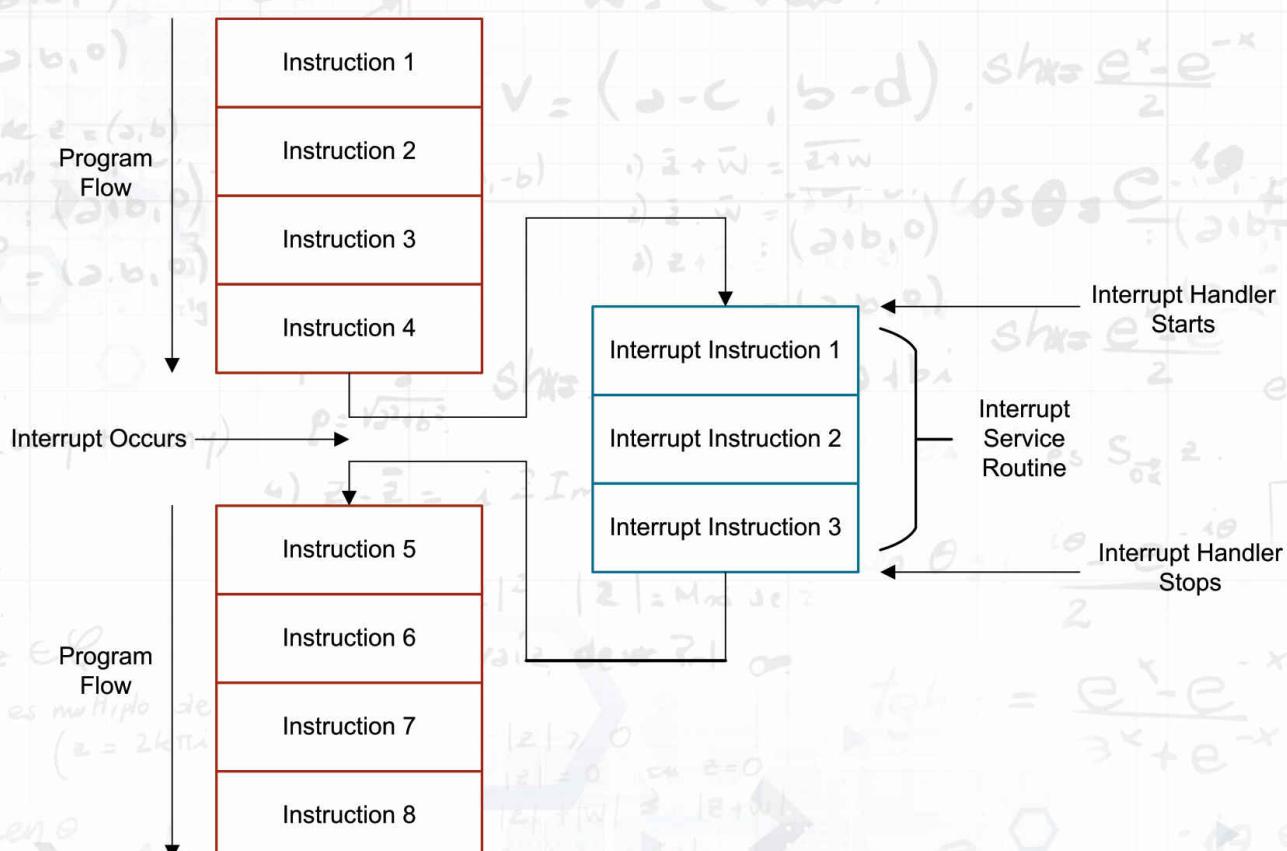


图 30. 比较器输入到输出开关延迟。

## 备注

# 处理

数据表示 ·  
中央处理器 ·  
存储器 ·  
**(直接存储器存取 (DMA))** ·  
中断 ·  
协处理器和加速器 ·  
备注 ·



## 数据表示

表 12. 基元数据类型。

类型	默认值	大小
布尔	False	1 位
字节	0	8 位
字符	\u0000	16 位
短整型	0	16 位
整型	0	32 位
长整型	0	64 位
浮点数	0.0f	32 位
双精度	0.0d	64 位

### 备注

并非所有 CPU 架构都使用相同的位数来表示基元数据。

例如, C2000 采用 16 位架构, 不支持 8 位类型。有关 C2000 器件支持的数据类型列表, 请参阅 [TMS320C28x 优化 C/C++ 编译器 v21.6.0.LTS](#)。

### 备注

数据指针的大小取决于架构。

表 13. 乘数前缀和缩写。

乘数	前缀	缩写
$10^9$	Giga (千兆)	G
$10^6$	Mega (兆)	M
$10^3$	Kilo (千)	k
$10^{-3}$	Milli (毫)	m
$10^{-6}$	Micro (微)	u
$10^{-9}$	Nano (纳)	n
$10^{-12}$	Pico (皮)	p
$10^{-15}$	Femto (飞)	f

表 14. ASCII 表。

二进制	八进制	十进制	十六进制	字符
0100000	040	32	20	空白
0100001	041	33	21	!
0100010	042	34	22	"
0100011	043	35	23	#
0100100	044	36	24	\$
0100101	045	37	25	%
0100110	046	38	26	&
0100111	047	39	27	'
0101000	050	40	28	(
0101001	051	41	29	)

表 14. ASCII 表。 (continued)

二进制	八进制	十进制	十六进制	字符
0101010	052	42	2A	*
0101011	053	43	2B	+
0101100	054	44	2C	,
0101101	055	45	2D	-
0101110	056	46	2E	.
0101111	057	47	2F	/
0110000	060	48	30	0
0110001	061	49	31	1
0110010	062	50	32	2
0110011	063	51	33	3
0110100	064	52	34	4
0110101	065	53	35	5
0110110	066	54	36	6
0110111	067	55	37	7
0111000	070	56	38	8
0111001	071	57	39	9
0111010	072	58	3A	:
0111011	073	59	3B	;
0111100	074	60	3C	<
0111101	075	61	3D	=
0111110	076	62	3E	>
0111111	077	63	3F	?
1000000	100	64	40	@
1000001	101	65	41	A
1000010	102	66	42	B
1000011	103	67	43	C
1000100	104	68	44	D
1000101	105	69	45	E
1000110	106	70	46	F
1000111	107	71	47	G
1001000	110	72	48	H
1001001	111	73	49	I
1001010	112	74	4A	J
1001011	113	75	4B	K
1001100	114	76	4C	L
1001101	115	77	4D	M
1001110	116	78	4E	N
1001111	117	79	4F	O
1010000	120	80	50	P
1010001	121	81	51	Q
1010010	122	82	52	R
1010011	123	83	53	S
1010100	124	84	54	T
1010101	125	85	55	U
1010110	126	86	56	V
1010111	127	87	57	W

表 14. ASCII 表。 (continued)

二进制	八进制	十进制	十六进制	字符
1011000	130	88	58	X
1011001	131	89	59	Y
1011010	132	90	5A	Z
1011011	133	91	5B	[
1011100	134	92	5C	\
1011101	135	93	5D	]
1011110	136	94	5E	^
1011111	137	95	5F	-
1100000	140	96	60	`
1100001	141	97	61	a
1100010	142	98	62	b
1100011	143	99	63	c
1100100	144	100	64	d
1100101	145	101	65	e
1100110	146	102	66	f
1100111	147	103	67	g
1101000	150	104	68	h
1101001	151	105	69	i
1101010	152	106	6A	j
1101011	153	107	6B	k
1101100	154	108	6C	l
1101101	155	109	6D	m
1101110	156	110	6E	n
1101111	157	111	6F	o
1110000	160	112	70	p
1110001	161	113	71	q
1110010	162	114	72	r
1110011	163	115	73	s
1110100	164	116	74	t
1110101	165	117	75	u
1110110	166	118	76	v
1110111	167	119	77	w
1111000	170	120	78	x
1111001	171	121	79	y
1111010	172	122	7A	z
1111011	173	123	7B	{
1111100	174	124	7C	
1111101	175	125	7D	}
1111110	176	126	7E	~

## 中央处理器

### CPU 基础知识

CPU 执行程序中的所有指令。CPU 的设计在制造之后无法更改。CPU 的性能取决于许多因素，通常需要进行基准测试分析才能正确评估 CPU 性能。需要同时评估多个规格才能正确确定 CPU 的性能，例如下面定义的规格。

#### 定义：

- **时钟频率/速度：**对 CPU 每秒执行的周期数进行衡量（通常以兆赫兹 (MHz) 或千兆赫兹 (GHz) 为单位）。
- **周期：**单个时钟脉冲的时长（时钟速度的倒数）。不同的 CPU 设计处理指令的方式不同。一些指令可能需要多个周期才能执行完毕，而其他指令可能不到一个周期即可执行完毕。
- **MIPS：**每个周期可以执行的最大指令数。
- **MFLOP：**每个周期可以执行的最大浮点运算数。

### CPU 流水线

CPU 流水线描述了需要通过指令执行的不同阶段以并行或顺序方式完成的不同处理元素。这内嵌在 CPU 设计中。在 CPU 设计期间，目标是通过使不同阶段始终保持忙碌来优化该流水线的性能。CPU 流水线内的并行度越高，一次执行多条指令的可能性就越高。一组常见的阶段包括：

- 指令取回
- 指令解码
- 执行
- 存储器访问
- 回写

### 实时处理器的特性

**表 15** 包含决定处理器的实时控制任务执行性能的关键特性。“快速”是相对而言的，用于表示可能达到的最佳性能。复杂任务的执行速度取决于完成任务所含操作所需的 CPU 周期数。

表 15. 实时控制处理器 - 特性。

特性	说明
能够快速执行数学运算	数学运算: MUL、ADD、SUB
能够快速执行三角运算	三角运算: SIN、COS、ATAN、DIV
能够快速执行饱和运算	饱和运算检查是否存在越界条件以及是否检测到值被钳制或达到饱和
包含确定性执行	实时控制应用使用固定的时长来执行算法，如果执行算法所花费的时间是确定性的（或已知的），则可以更轻松地针对可用的 MIPS 制定预算
能够快速访问外设寄存器	例如，读取传感器输入（示例：ADC）和对输出传感器进行写入（示例：EPWM）
能够快速响应中断	处理器需要低延迟响应周期性中断事件，以满足实时期限
浮点运算功能	浮点运算通常更容易使用，这使得控制算法更稳健
32 位和 64 位数据精度	可以根据应用进行精度缩放的处理器是理想型处理器
多核支持	拥有双核或更多核心有助于在指定时长内执行更多任务

### 信号链

信号链是 CPU 性能评估的重要组成部分，因为它包含任务操作的所有关键组成部分。下面是组成信号链的不同操作。

- 锁存或响应中断 - 触发事件由硬件锁存，在许多实时控制应用中，硬件会触发 ADC 采样，此时会发生中断，CPU 通过进入 ISR 来响应中断
- 保存上下文 - CPU 存储其正在执行的当前进程的状态
- 读取外设或传感器数据 - CPU 必须读取通过外设或传感器获取的值\*
- 执行控制算法 - 中断期间的大部分时间将被控制算法消耗，因为这往往是数学运算最为密集的部分，需要占用大量的 CPU 周期
- 写入输出值 - 计算出输出值后，通常会将其写入到控制外设中\*

\* = 读取外设中的数据或向外设中写入数据的效率是实时处理器的一个关键方面。设备的总线架构可能会影响 CPU 对外设进行读取/写入的速度，并且会影响处理时间，因为典型控制循环通常涉及对外设的读取和写入。

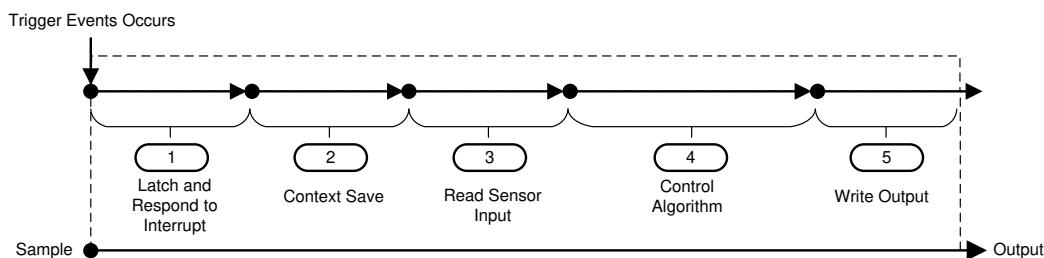


图31. 信号链。

## 存储器

存储器对于任何实时控制微控制器都具有重要意义。[表 16](#) 介绍了各种存储器类型。还有许多可寻址性选项。一些处理器具有按字节寻址的存储器，而其他处理器可能按字寻址。可寻址性是存储器中可由 CPU 访问的最小内容单元。8 位可寻址性的行业标准被称为按字节寻址。相比之下，按字寻址指任何不可按字节寻址的可寻址性。此外，对于不同的任务，某些处理器可能具有不同的字长。

表 16. 存储器类型。

类型	说明
闪存	闪存是一种非易失性存储器 (NVM)。闪存以扇区 (或块) 为单位进行擦除，并在字级别写入内容 (数据或代码)。等待状态是 CPU 在访问速度较慢的存储器或接口之时经历的延迟。微控制器断电后，存储在闪存中的内容不会被擦除。
随机存取存储器 (RAM)	RAM 用于存储微控制器工作时创建的数据和其他结果。微控制器断电后，存储在 RAM 中的内容会被擦除。
只读存储器 (ROM)	ROM 包含永不更改的专门任务。
CACHE	高速缓存是更小、更快的存储器，位于更靠近处理器内核的位置，用于存储来自常用主存储器位置的内容副本。通常，处理器具有许多级别的高速缓存。高速缓存提供内容存储和指令，CPU 无需等待即可从 RAM 中检索内容。通常，就速度而言，采用高速缓存的处理器至少是使用紧耦合存储器系统的处理器的两倍。刷新高速缓存中的内容后可能会出现不可预测的延迟。
紧耦合存储器 (TCM)	TCM 是在片上进行存储且从不缓存的存储器。这种存储器对于运行代码很有用，但更重要的是用于存储关键内容和用作堆栈空间。

## 直接存储器存取 (DMA)

直接存储器存取 (DMA) 是一项使子系统或外设能够在无 CPU 干预的情况下访问 RAM 的功能。这是一项用于实时控制应用的有用功能，因为该功能使 CPU 能够在 DMA 在地址位置 (存储器和寄存器) 之间传输数据的同时处理控制算法的其他任务。DMA 并不总是局限于在 RAM 和其他子系统之间使用，还可以在存储器之间使用。DMA 传输可以由外设或软件触发器启动。该功能可提高数据吞吐量并有助于更高效地使用中断。

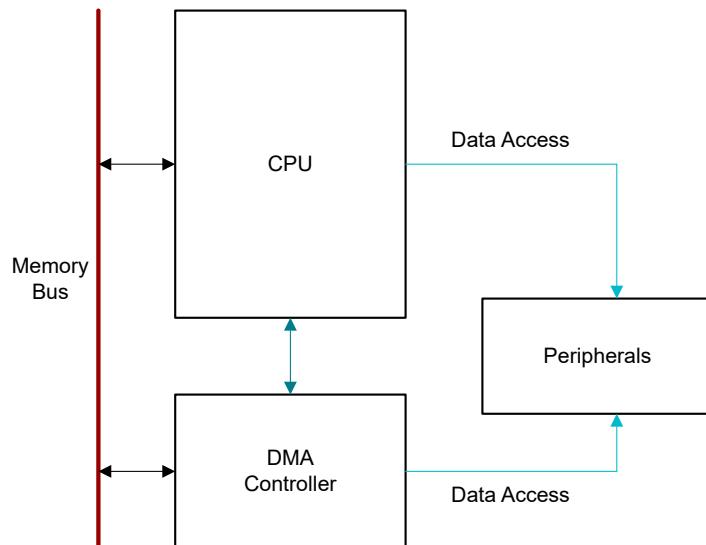


图 32. 直接存储器存取。

## 中断

中断是指处理器对需要处理的事件作出的响应。处理器会尽快执行中断服务例程 (ISR) 中定义的指令，然后返回到正常的操作任务。与代码等待事件发生的空闲循环不同，中断提供了实现非空闲代码循环的机会，并会根据 CPU 的可用性和任务优先级执行循环。

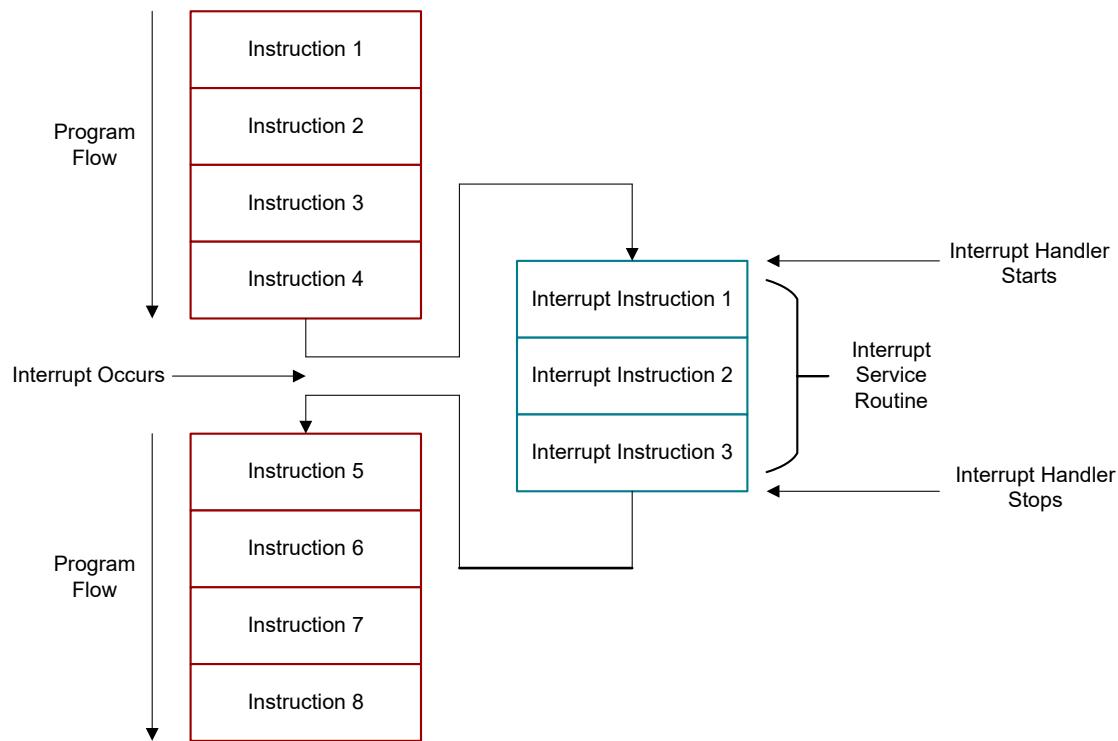


图 33. CPU 中断流程。

中断延迟是了解实时系统响应时间的重要因素。系统中断延迟的典型评估方法是硬件对中断进行响应并跳转到中断矢量（硬件锁存和响应）所需的周期数。不过，在实时应用中，这只是响应的一部分。

## 协处理器和加速器

### 协处理器

协处理器和加速器对于优化性能很有用。协处理器用于对主 CPU 执行的功能进行补充。这样就实现了一个使用多线程的模型。可以根据要实现的功能在 CPU 之间划分任务。

## 加速器

加速器旨在通过寄存器和指令扩展 CPU 的功能，从而帮助 CPU 更高效地执行某些任务。由于效率提升，通常不再需要额外的协处理器。下面列出了一些常见的加速器：

- **三角数学单元**：加速几种特定的三角函数运算，如正弦、余弦、反正切、除法和平方根。
- **加密单元**：加速加密算法，如数据加密标准 (DES) 对称加密算法和高级加密系统 (AES) 对称加密算法。
- **浮点单元**：提供浮点数学支持，可缓解调节和饱和问题。
- **复杂数学单元**：加速加法、减法和乘法等数学运算。

## 备注

## 编码器

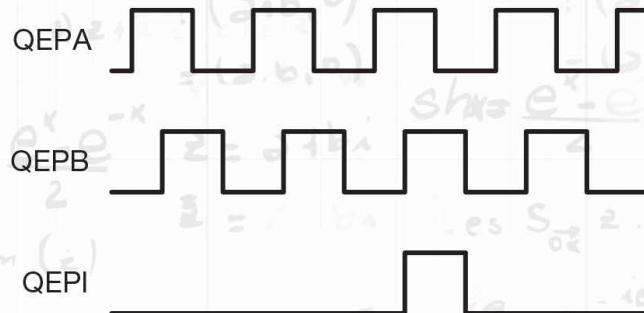
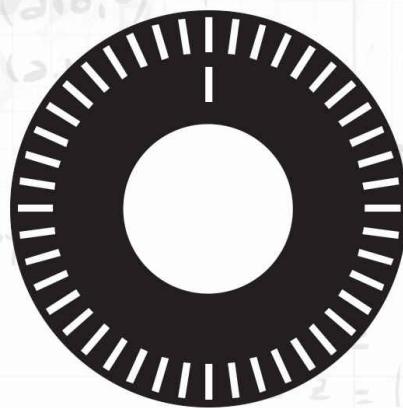
编码器定义 ·

编码器类型 ·

编码器说明 ·

绝对编码器与增量编码器 ·

备注 ·



## 编码器定义

分辨率	编码器轴旋转一圈或 1in/mm 线性标度的测量段数或单位数。对于增量式编码器，通常以每转脉冲数 (PPR) 或每转线数 (LPR) 为单位来度量编码器分辨率。对于绝对编码器，以位为单位来度量分辨率，例如，12 位绝对编码器的分辨率为 $2^{12} = 4096$ 次计数/转。
速度	设备在不遭受物理损坏的情况下可以旋转的最大速度，通常定义为转/分 (RPM)。
位置精度	这是读数的最大误差（以弧秒为单位）。一度等于 3600 弧秒。
绝对编码器代码	采用 BCD 或格雷码格式的二进制代码。
增量编码器信号类型	<p><b>正交</b> - 指具有 90° 异相的 A 和 B 通道。</p> <p><b>单通道</b> - 允许每条物理线进行一次计数的单向通道。</p> <p><b>脉冲和方向</b> - 方向通道可与单通道计数或正交多通道计数结合使用。</p>
编码器输出	将产生的电信号类型：数字方波、模拟电压、模拟电流、串行（RS232、RS422 等）、并行 (GPIB)、串行同步接口 (SSI)、以太网、CANbus 等。

## 编码器类型

位置编码器用于从机器获取位置、方向和速度信息，以确定物体的机械位置。该机械位置是一种“绝对位置”。位置编码器还可用于确定编码器和物体之间的位置变化。物体和编码器之间的相对位置变化是增量变化。位置编码器广泛用于工业领域，用于检测工具位置和多轴定位。编码器分为许多不同的类型，但总的来说，采用的传感技术分为四种。这些传感技术是：

- 机械
- 磁
- 光学
- 电磁

在这些类别中，具有两种不同的编码器测量类型：

- 绝对
- 增量（一些增量编码器被归类为正交编码器）

采用光学传感技术的编码器以光脉冲解释数据，然后使用光脉冲来确定位置、方向和速度等。轴使一个圆盘转动，该圆盘具有用于呈现特定图案的不透明部分。这些编码器可以确定“旋转”或“轴”应用中物体的运动，同时通过“线性”函数来确定准确的位置。该编码器传感技术可用于打印机、CNC 铣床和机器人等各种应用。

## 编码器说明

### 线性编码器

线性编码器使用传感器来测量两点之间的线性距离。这些编码器可以使用在编码器传感器和将被测量移动情况的物体之间延伸的杆或拉线。当物体移动时，传感器通过杆或拉线收集的数据会产生一个与物体的运动成线性关系的输出信号。在测量距离时，线性编码器根据该信息来确定物体的位置。

可以使用线性编码器的一个例子是 CNC 铣床，其中需要进行精确的运动测量以确保制造精度。线性编码器可以是“绝对”或“增量”编码器。

### 旋转编码器

旋转编码器收集数据并根据物体（即旋转设备）的旋转情况提供反馈。旋转编码器有时也被称为“轴编码器”。该类型的编码器可以根据轴的旋转来转换物体的角位置或运动，具体取决于所使用的测量类型。

“绝对旋转编码器”可以测量“角”位置，而“增量旋转编码器”可以测量距离、速度和位置等。

旋转编码器广泛应用于各种应用领域，例如鼠标和轨迹球等计算机输入设备以及机器人。

## 位置编码器

位置编码器用于确定物体的机械位置。该机械位置是一种“绝对位置”。位置编码器还可用于确定编码器和物体之间的位置变化。物体和编码器之间的相对位置变化是增量变化。

位置编码器广泛用于工业领域，用于检测工具位置和多轴定位。

## 光学编码器

光学编码器以光脉冲解释数据，然后使用光脉冲来确定位置、方向和速度等。轴使一个圆盘转动，该圆盘具有用于呈现特定图案的不透明部分。这些编码器可以确定“旋转”或“轴”应用中物体的运动，同时通过“线性”函数来确定准确的位置。光学编码器用于打印机、CNC 铣床和机器人等各种应用。

## 绝对编码器与增量编码器

为了演示绝对编码器和增量编码器之间的差异，我们将以旋转编码器类型为例。

### 绝对式旋转编码器

绝对式旋转编码器从打开的那一刻起就能够提供唯一的位置值。这是通过扫描编码元件的位置来实现的。这些系统中的每个位置都对应一个唯一的代码。每转的代码数量  $n$  对应于分辨率或  $2^n$  个唯一的位置。

- 多个接口选项：模拟、以太网、现场总线、并行和串行
- 单转和多转旋转
- 光学、机械、磁性和电磁测量原理

### 增量编码器

每次轴旋转时，增量编码器都会产生一个脉冲序列输出信号。每转的脉冲数定义了设备的分辨率，脉冲数表示角度的变化，脉冲频率与位置变化率成正比，相位表示运动方向。每次编码器通电时，编码器都会从零开始计数，无论轴处于什么位置都是如此。因此，在所有定位任务中，无论是在控制系统启动时还是在编码器电源中断时，都不可避免地需要初始归零到参考点（通常被称为索引或 Z 信号）。

- QEPA、QEPB、QEPI（索引）和反相信号是增量编码器的输出
- 灵活的扩展功能

图 34 是一个沿正向移动的正交信号示例（QEPA 领先于 QEPB）。

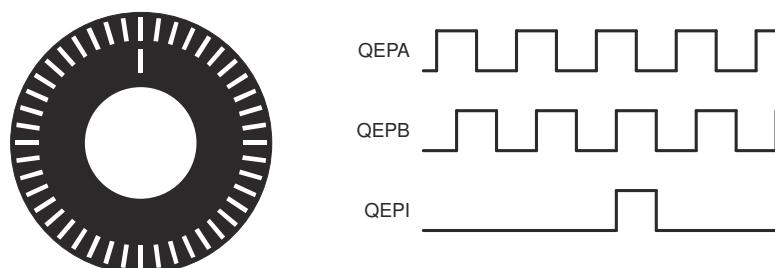
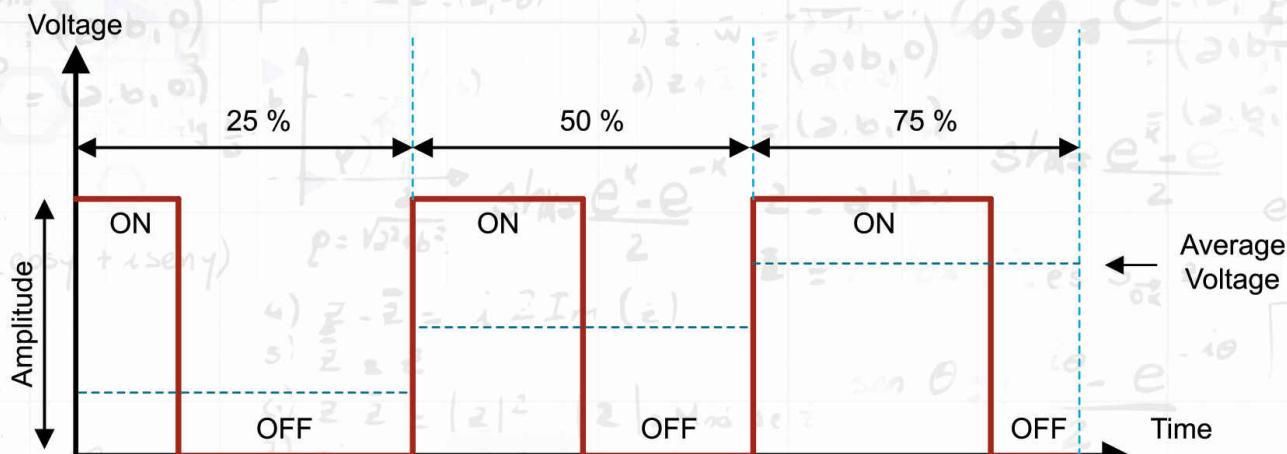


图34. 正交信号。

## 备注

## 脉宽调制 (PWM)

- PWM 定义
- 占空比
- 分辨率
- 死区
- 备注



## PWM 定义

周期 ( $T$ ) = $1/F$	PWM 模式重复发生的时间间隔
频率 ( $F$ ) = $1/T$	周期的倒数
准时	在一个周期中输出信号具有逻辑高值的时长
关断时间	在一个周期中输出信号具有逻辑低值的时长
振幅	输出信号的最大电压

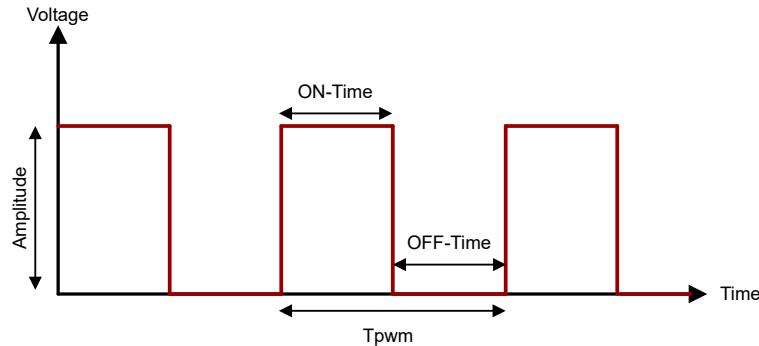


图 35. PWM 输出。

## 占空比

占空比描述的是 PWM 周期中“导通”或处于高电平的部分。占空比以百分比表示。

$$\text{Duty Cycle (\%)} = \frac{\text{"ON Time"} \times 100}{\text{Period}} \quad (81)$$

$$\text{Average Output Voltage (V)} = \frac{\text{"ON Time"} \times \text{Amplitude}}{\text{Period}} \quad (82)$$

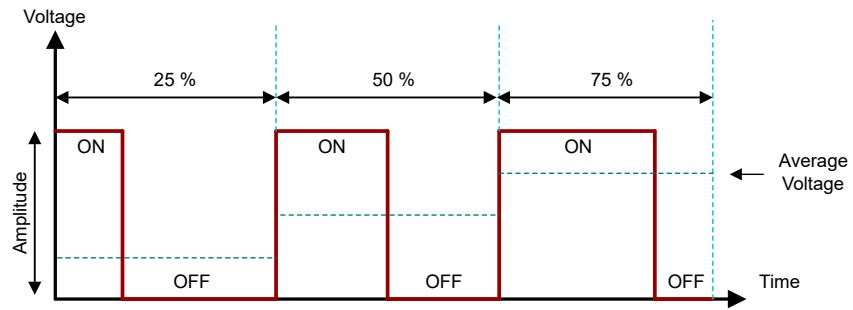


图 36. PWM 占空比。

## 示例

如果振幅为 3V, 周期为 200ms, 则 2.75V 的平均电压输出的占空比是多少?

## 答案

$$\text{Average Output Voltage} = \frac{\text{"ON Time"}}{\text{Period}} * \text{Amplitude} = 2.75 = \frac{\text{"ON Time"}}{200\text{ms}} * 3 \rightarrow \text{ON Time} = 183\text{ns} \quad (83)$$

$$\text{Duty Cycle (\%)} = \frac{\text{"ON Time"}}{\text{Period}} * 100 = \frac{183\text{ms}}{200\text{ms}} * 100 = 91.5\% \quad (84)$$

## 分辨率

$$\text{PWM resolution (\%)} = \frac{F_{\text{PWM}}}{F_{\text{PWMCLK}}} * 100\% \quad (85)$$

$$\text{PWM resolution (bits)} = \log_2\left(\frac{T_{\text{PWM}}}{T_{\text{PWMCLK}}}\right) \quad (86)$$

## 其中

$\text{PWM}_{\text{resolution}}$  = 可以调制占空比的粒度

$F_{\text{PWM}}$  = PWM 输出的频率,  $1 / T_{\text{PWM}}$

$F_{\text{PWMCLK}}$  = PWM 时钟的频率,  $1 / T_{\text{PWMCLK}}$

$T_{\text{PWM}}$  = PWM 输出的周期,  $1 / F_{\text{PWM}}$

$T_{\text{PWMCLK}}$  = PWM 时钟的周期,  $1 / F_{\text{PWMCLK}}$

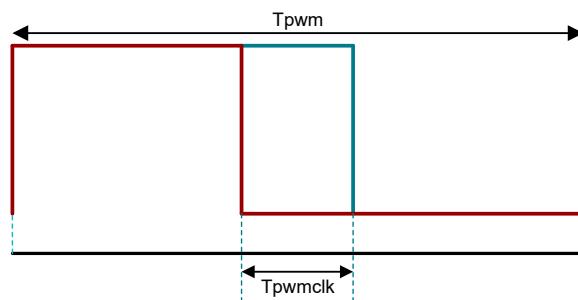


图37. PWM 分辨率。

表 17. 常见的 PWM 分辨率值。

PWM 频率 (kHz)	分辨率 (位)	分辨率 (%)
20	12.3	0.02
50	11	0.05
100	10	0.1
150	9.4	0.15
200	9	0.2
250	8.6	0.25
500	7.6	0.5
1000	6.6	1
1500	6.1	1.5
2000	5.6	2

## 示例

具有 500ns 周期和 200MHz PWM 时钟频率的 PWM 输出的分辨率是多少？

## 答案

$$\text{PWM resolution (\%)} = \frac{F_{\text{PWM}}}{F_{\text{PWMCLK}}} * 100\% = \frac{\frac{1}{500\text{ns}}}{200\text{MHz}} * 100 = 1\%$$

$$\text{PWM resolution (bits)} = \log_2\left(\frac{T_{\text{PWM}}}{T_{\text{PWMCLK}}}\right) = \log_2\left(\frac{\frac{500\text{ms}}{1}}{200\text{MHz}}\right) = 6.64 \text{ bits} \rightarrow 6 \text{ 位}$$

## 死区

图 38 显示了一个同时应用了上升沿和下降沿延迟的 PWM 输出。该方法提供了一种延迟门信号切换的方法，从而为门关闭提供时间并防止短路。为了作进一步的说明，电源开关器件的开启速度要快于截止速度。该问题会瞬时提供从电源轨到接地的路径，从而导致短路。输出之间 PWM 信号转换的分离被称为“死区”。

- 上升沿延迟 (RED) 是输出的上升沿处发生的延迟
- 下降沿延迟 (FED) 是输出的下降沿处发生的延迟

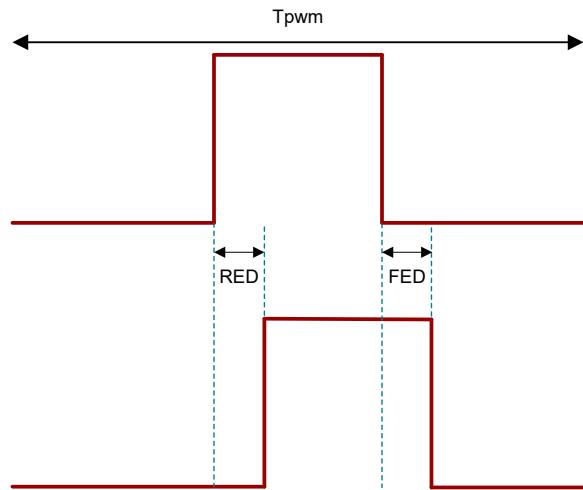


图 38. PWM 死区。

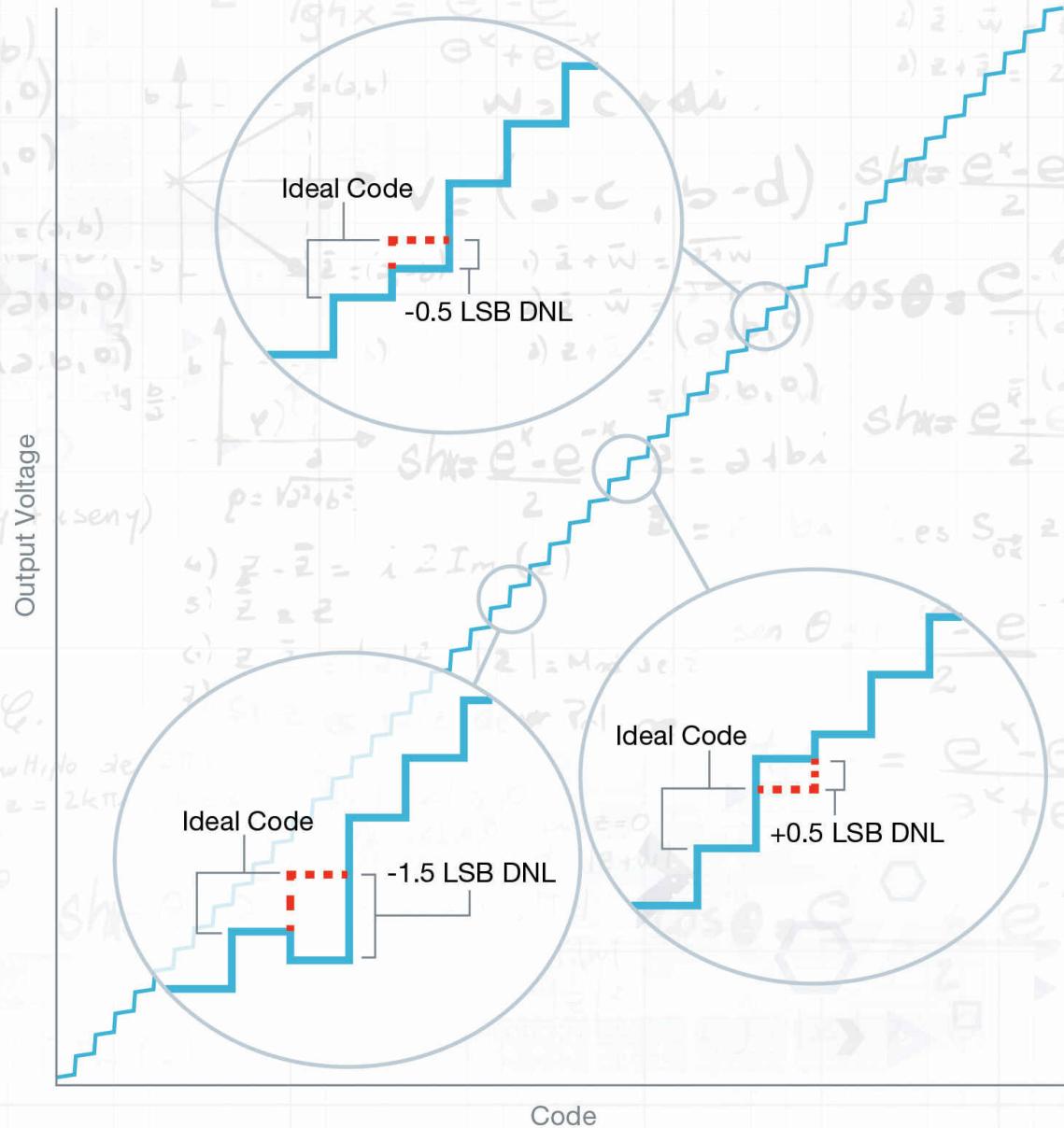
### 备注

DAC 定义 ·

DAC 误差 ·

DAC 输出注意事项 ·

备注 ·



## DAC 定义

分辨率 = $n$	用于表示每个输入代码的位数
代码数 = $2^n$	可以枚举的可能代码数量
满量程输出 = FSR	输出电压范围限制
$LSB = \frac{FSR}{2^n}$	两个连续码之间的电压差
满量程输出电压 = $(2^n - 1) \cdot 1LSB$	可输出的最大电压
满量程输入代码 = $2^n - 1$	可以表示的最大代码
传递函数: $V_{Out} = \frac{FSR}{2^n} \cdot \text{代码}$	输入代码与输出电压之间的关系

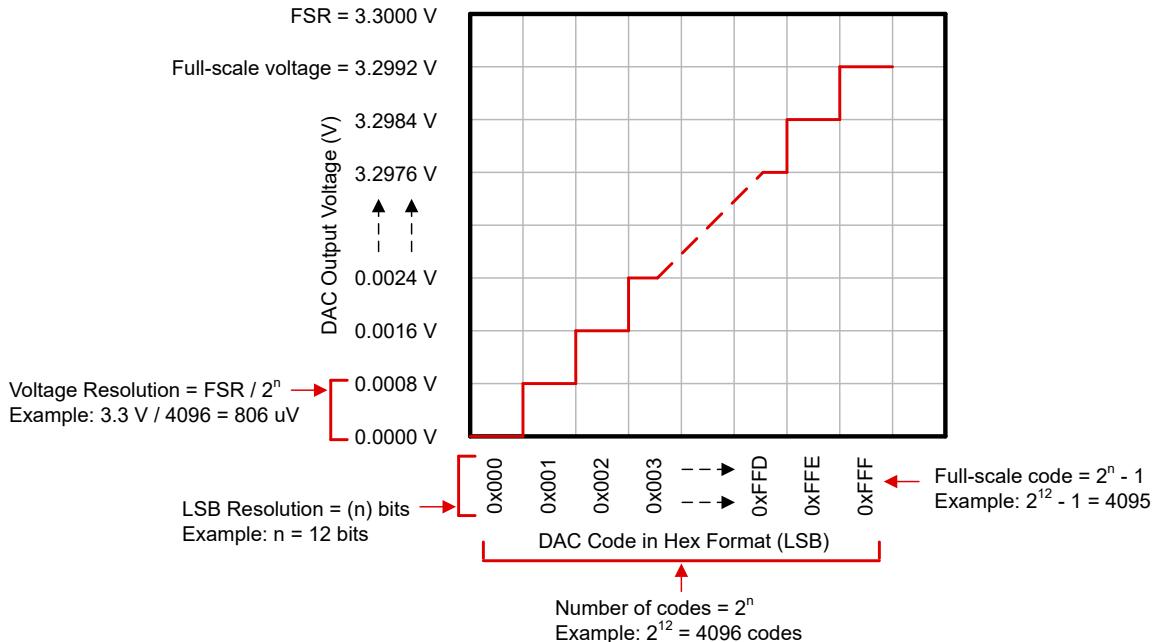


图 39. DAC 传递函数。

## DAC 误差

### DAC 失调误差

失调误差是指相对于 DAC 传递函数理想 y 轴截距的偏差。失调误差会在整个输出范围内均匀地产生影响，其中不包括增益误差或零代码误差中可能存在的任何非线性误差的影响。

理想传递函数如下所示：

$$V_{Out} = \left( \frac{FSR}{2^n} \cdot \text{代码} \right) \quad (87)$$

可以将失调误差 ( $E_{Offset}$ ) 的影响建模为：

$$V_{Out} = \left( \frac{FSR}{2^n} \cdot \text{代码} \right) + E_{失调} \quad (88)$$

可以使用不同的技术（例如简单的中点测量或基于从多个测量点外推的最佳拟合线计算的 y 轴截距）得出失调误差。

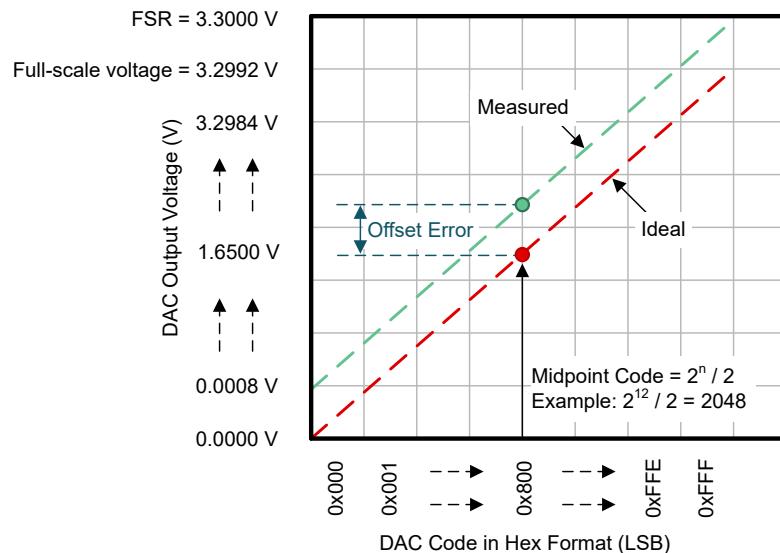


图 40. DAC 中点失调误差。

### DAC 增益误差

增益误差是指相对于 DAC 传递函数理想斜率的偏差。增益误差的影响在整个输出范围内按幅度缩放，其中不包括失调误差或满量程误差中可能存在的任何非线性误差的影响。

理想传递函数如下所示：

$$V_{\text{Out}} = \left( \frac{\text{FSR}}{2^n} \cdot \text{代码} \right) \quad (89)$$

可以将增益误差 ( $E_{\text{Gain}}$ ) 的影响建模为：

$$V_{\text{Out}} = \left( \frac{\text{FSR}}{2^n} \cdot \text{代码} \right) \cdot E_{\text{增益}} \quad (90)$$

可以通过传递函数中多个点的测量值得出增益误差。用于外推增益误差的方法可能因器件而异。

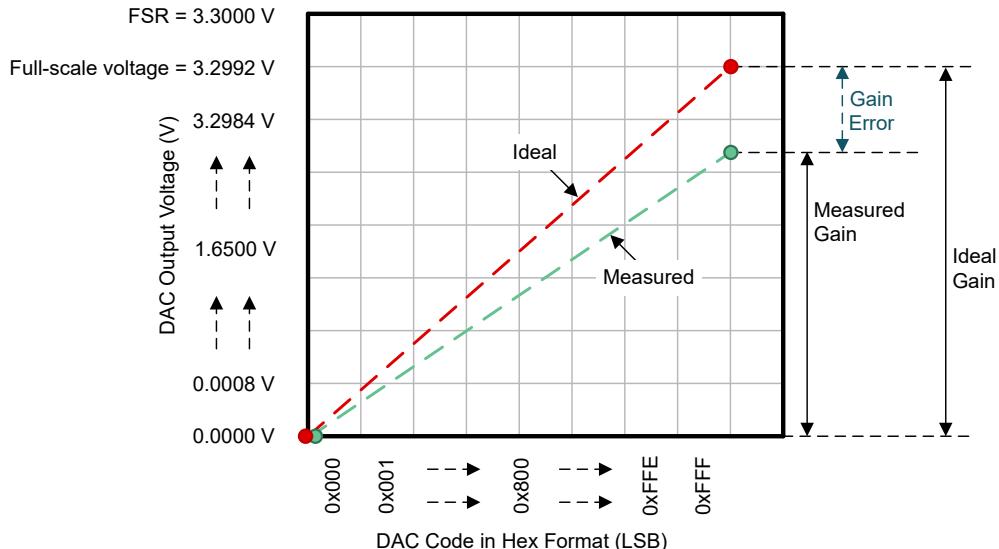


图 41. DAC 增益误差。

### DAC 零代码误差

零代码误差是在将代码 = 0 加载到 DAC 代码寄存器中时的终点误差。目的是说明 DAC 输出在设置为最小输出值时可以达到的接近零电压的程度。零代码误差与失调误差和线性误差的累积影响相关。

正误差表示代码 = 0 的测量输出电压高于理想值，而负误差表示代码 = 0 的测量输出电压低于理想值。

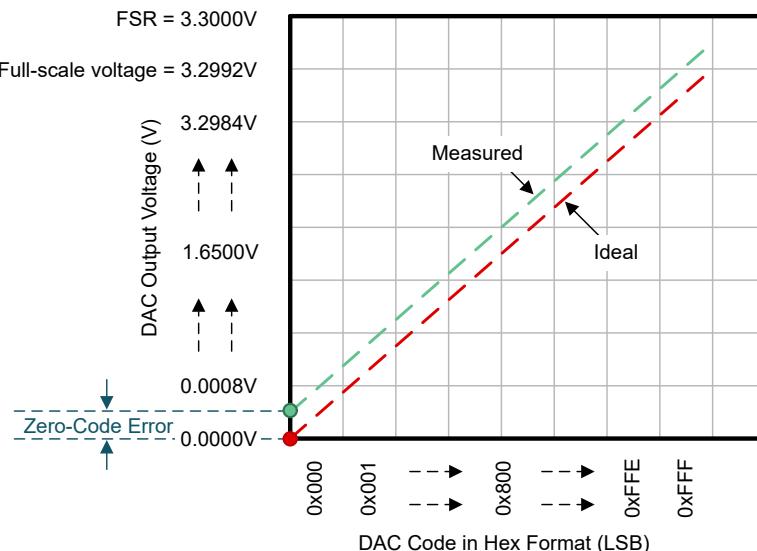


图 42. DAC 零代码误差。

### DAC 满量程误差

满量程误差是在将代码 =  $2^n-1$  加载到 DAC 代码寄存器中时的终点误差。目的是说明 DAC 输出在设置为最大输出值时可以达到的接近满量程电压的程度。满量程误差与增益误差和线性误差的累积影响相关。

负误差表示代码 =  $2^n-1$  的测量输出电压低于理想值，而正误差表示  $2^n-1$  的测量输出电压高于理想值。

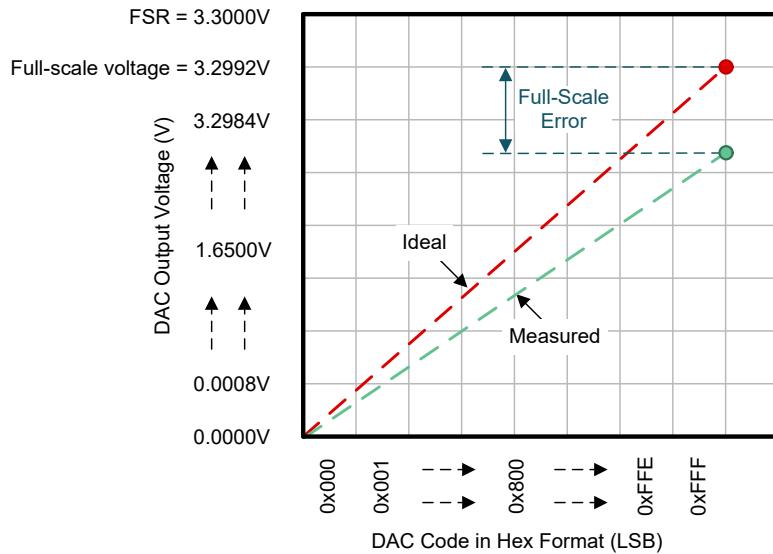


图 43. DAC 满量程误差。

### DAC 微分非线性 (DNL)

微分非线性 (DNL) 描述了顺序代码之间的测量步长与理想步长之间的差异。DAC 手册通常仅提供传递函数线性区域的最小和最大偏差。由于内部元件饱和，DNL 性能通常在电源轨附近最差。大多数现代 DAC 都是单调的，这意味着当输入代码增加时，输出电压不会降低。图 44 显示了单调和非单调 DNL。

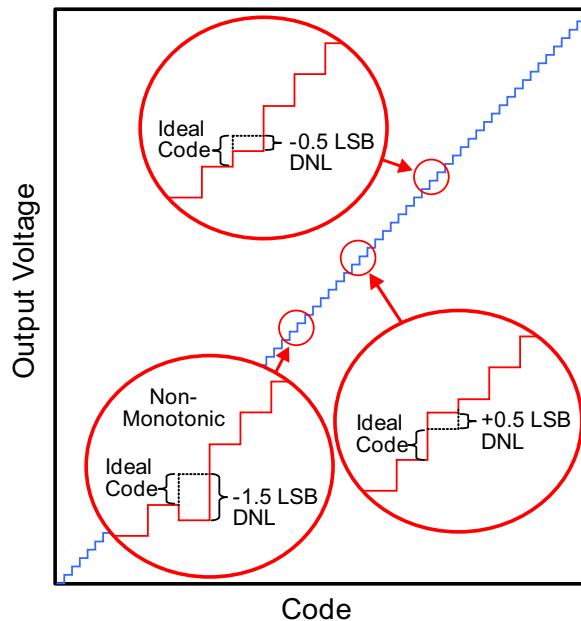


图 44. DAC DNL。

### DAC 积分非线性 (INL)

积分非线性 (INL) 有时被称为相对精度，用于描述测量输出相对于传递函数直线拟合的偏差。DNL 表示测量代码步长与理想代码步长之间的关系，而 INL 表示连续 DNL 误差的累积影响。DAC 手册通常仅提供传递函数线性区域的最小和最大偏差。无法通过简单的两点拟合校准来更正 INL 误差。

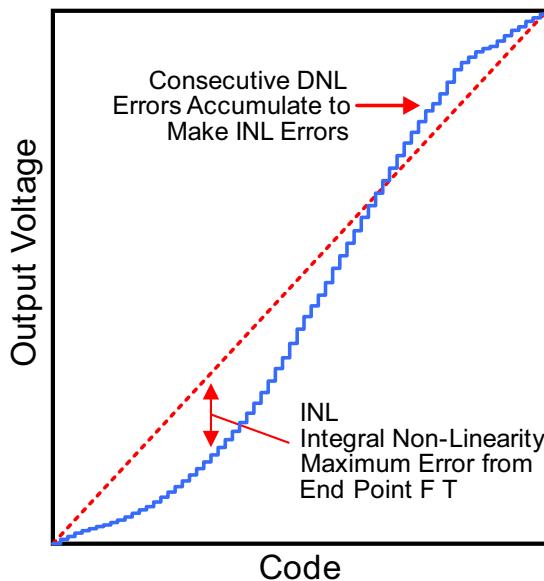


图 45. DAC INL。

### DAC 总体未调误差 (TUE)

总体未调误差 (TUE) 是 DAC 线性运行区域中不相关误差源的统计合并结果。表 18 显示了本章中定义的各种 DAC 误差之间的关联关系。

表 18. DAC 误差相关性。

误差	失调	增益	零代码	满量程	DNL	INL
失调	-	-	相关	相关	-	-
增益	-	-	-	相关	-	-
零代码	相关	-	-	-	-	-
满量程	相关	相关	-	-	相关	相关
DNL	-	-	-	相关	-	相关
INL	-	-	-	相关	相关	-

下面显示了 **TUE 方程**，其中所有误差源必须首先归一化为通用单位格式（例如 LSB 或百万分率）。表 19 显示了在不同单位格式之间进行转换所需的计算。

### TUE 方程

$$TUE = \sqrt{E_{\text{Offset}}^2 + E_{\text{Gain}}^2 + E_{\text{INL}}^2} \quad (91)$$

其中

$E_{\text{Offset}}$  = 传递函数中输出误差的静态分量。请参阅 **DAC 失调误差**。

$E_{\text{Gain}}$  = 传递函数中输出误差的比例分量。请参阅 **DAC 增益误差**。

$E_{\text{INL}}$  = 输出相对于传递函数的直线拟合的最大偏差。请参阅 **DAC INL**。

表 19. 误差的单位转换。

转换		转换为			
	代码	代码	V	%	ppm
原先为	代码	-	$\frac{\text{代码} \cdot V_{\text{FSR}}}{2^n}$	$\frac{\text{代码} \cdot 100}{2^n}$	$\frac{\text{代码} \cdot 10^6}{2^n}$
	V	$\frac{V \cdot 2^n}{V_{\text{FSR}}}$	-	$\frac{V \cdot 100}{V_{\text{FSR}}}$	$\frac{V \cdot 10^6}{V_{\text{FSR}}}$
	%	$\frac{\% \cdot 2^n}{100}$	$\frac{\% \cdot V_{\text{FSR}}}{100}$	-	$\frac{\% \cdot 10^6}{100}$
	ppm	$\frac{\text{ppm} \cdot 2^n}{10^6}$	$\frac{\text{ppm} \cdot V_{\text{FSR}}}{10^6}$	$\frac{\text{ppm} \cdot 100}{10^6}$	-

单个 TUE 计算可用于比较不同 DAC 之间的相对性能，但它可能无法准确估算系统中的典型误差。例如，TUE 方程将  $E_{\text{Gain}}$  视为传递函数中误差的一致产生因素，但  $E_{\text{Gain}}$  实际上是一个缩放误差，对较小代码的影响很小。可以通过将传递函数分解为多个区域来改进系统误差估算，其中在 TUE 计算中根据误差分量对每个区域的预期贡献来调整误差分量。

## DAC 输出注意事项

### DAC 线性范围

线性范围定义预期遵循一致斜率的 DAC 传递函数区域，该区域的范围可以通过代码范围或输出电压范围进行描述。DAC 的线性范围通常与其完整的可编程范围相同。

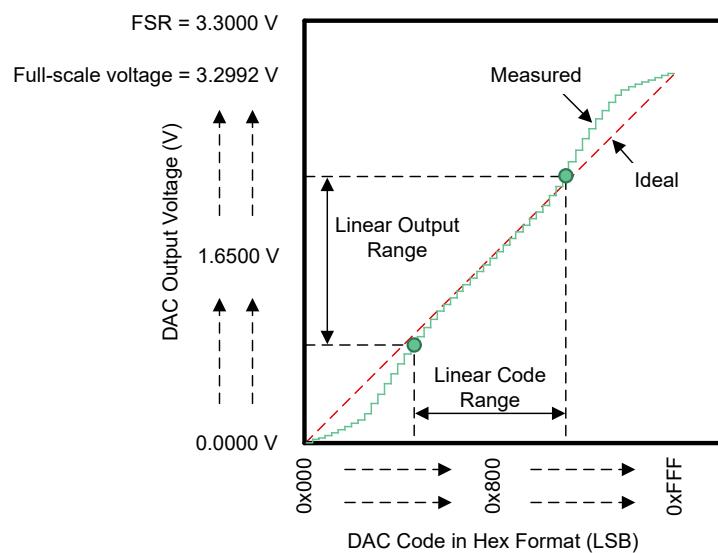


图 46. DAC 线性范围。

如果 DAC 线性范围是完整可编程范围的子集，则某些误差参数（例如与增益和线性度相关的参数）可能仅适用于线性范围。这些误差参数可能包括其他限定因素，例如终点更正。例如，表 20 显示了如何从测量值（而不是理想值）得出用于计算 INL 误差的直线参考。

表 20. INL 的直线终点。

终点	理想线	终点更正线
最小代码	代码 = 0	最小线性代码
最小电压	理想电压	测量电压

表20. INL 的直线终点。 (continued)

终点	理想线	终点更正线
最大代码	代码 = $2^n - 1$	最大线性代码
最大电压	理想电压	测量电压

## DAC 稳定时间

稳定时间描述的是修改输入代码之后 DAC 输出达到已知且有用电平的速度。如果将 DAC 用作静态基准电平，则稳定时间可能只是在系统初始化期间适用一次的次要考虑因素。对于需要动态 DAC 输出的系统，稳定时间可能是满足实时期限的主要考虑因素。

图 47 显示了在时间  $T_0$  处更改输入 DAC 代码之前  $V_0$  的预处理 DAC 输出。新 DAC 代码的目标输出值为  $V_2$ ，将需要一定量的完整稳定时间 ( $T_2 - T_0$ ) 才能达到。在  $T_0$  至  $T_2$  的时间内，DAC 输出通常被描述为不稳定。

如果认为完整的稳定时间 ( $T_2 - T_0$ ) 对于实际使用来说太慢，则可以为中等稳定时间 ( $T_1 - T_0$ ) 提供有界的稳定误差预期 ( $V_1 - V_2$ )。

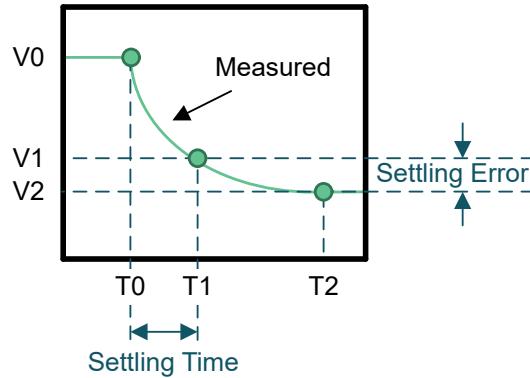


图 47. DAC 稳定时间。

## DAC 负载调节

负载调节指的是 DAC 输出驱动电气负载同时仍满足其性能规格的能力。最大负载通常以低通 RC 滤波器配置的最小电阻和最大电容表示，如图 48 所示。

小于  $R_{MIN}$  的阻性负载可能会超出 DAC 输出的驱动强度。大于  $C_{MAX}$  的容性负载可能会导致 DAC 输出不稳定。

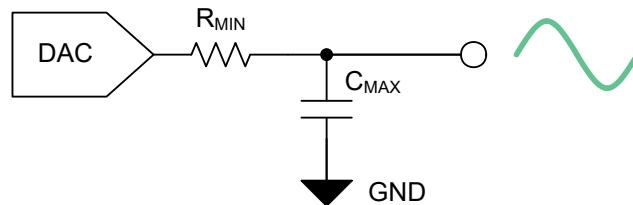
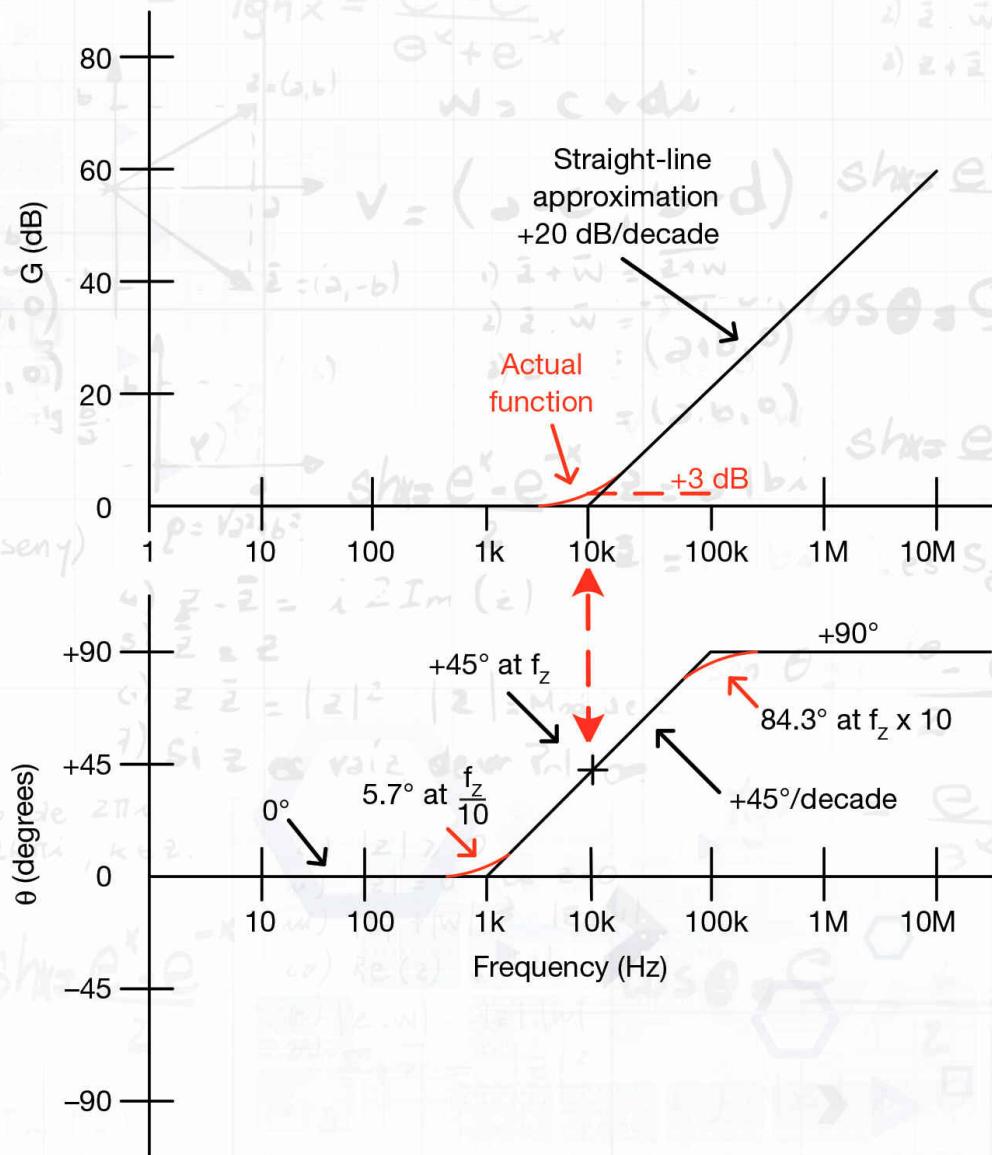


图 48. DAC 负载调节。

## 备注

拉普拉斯变换	·
传递函数	·
瞬态响应	·
频率响应	·
Z 域	·
备注	·



## 拉普拉斯变换

使用拉普拉斯变换有助于进行线性系统分析。

如果  $f(t)$  是为所有大于 0 的  $t$  定义的时间实函数, 则其拉普拉斯变换  $f(s)$  为

$$f(s) = L\{f(t)\} = \int_0^\infty f(t)e^{-st}dt \quad (92)$$

表 21. 重要的拉普拉斯变换对。

$f(t)$	$f(s)$
阶跃函数 $u(t)$	$\frac{1}{s}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s + \alpha}$
$\sin(\omega t)$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$
$\cos(\omega t)$	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$
$t^n$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
$f^{(k)}(t) = \frac{d^k f(t)}{dt^k}$	$s^k F(s) - s^{k-1} f(0) - s^{k-2} f'(0) - \dots - f^{(k-1)}(0)$
$\int_{-\infty}^t f(t)dt$	$\frac{F(s)}{s} + \frac{1}{s} \int_0^\infty f(t)dt$
脉冲函数 $\delta(t)$	1
$e^{-\alpha t} \sin(\omega t)$	$\frac{\omega}{(s + \alpha)^2 + \omega^2}$
$e^{-\alpha t} \cos(\omega t)$	$\frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega^2}$
$\frac{1}{\omega} [(\alpha - \omega)^2 + \omega^2]^{1/2} e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \phi)$ $\phi = \tan^{-1}(\frac{\omega}{\alpha})$	$\frac{s + \alpha}{(s + \alpha)^2 + \omega^2}$
$\frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \sin(\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t), \ zeta < 1$	$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$
$\frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} + \frac{1}{\omega \sqrt{\alpha^2 + \omega^2}} e^{-\alpha t} \sin(\omega t - \phi)$ $\phi = \tan^{-1}(\frac{\omega}{\alpha})$	$\frac{1}{s[(s + \alpha)^2 + \omega^2]}$

## 传递函数

$$a_n y^{(n)}(t) + \dots + a_1 y'(t) + a_0 y(t) = b_m u^{(m)}(t) + \dots + b_1 u'(t) + b_0 u(t)$$

对于初始零点条件, 可以拉普拉斯形式写出微分方程, 如下所示:

$$a_n s^n y(s) + \dots + a_1 s y(s) + a_0 y(s) = b_m s^m u(s) + \dots + b_1 s u(s) + b_0 u(s)$$

$$(a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0) y(s) = (b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0) u(s)$$

$$\alpha(s) y(s) = \beta(s) u(s)$$

系统的动态行为由以下两项的根进行表征:  $\beta(s)$  和  $\alpha(s)$

$m$  根 ( $\beta(s)$ ) 被称为系统的零点,

$$\beta(s) = b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0 \quad (93)$$

$n$  根 ( $\alpha(s)$ ) 被称为系统的极点,

$$\alpha(s) = a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0 \quad (94)$$

比率  $\frac{\beta(s)}{\alpha(s)}$  是系统的传递函数,

$$G(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{\beta(s)}{\alpha(s)} = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (95)$$

系统的传递函数是指其脉冲响应的拉普拉斯变换,

$$y(t) = g(t) * u(t) = L^{-1}\{G(s)u(s)\} \quad (96)$$

## 瞬态响应

可以对传递函数  $G(s)$  的分子和分母进行因式分解, 从而用极点和零点来表达传递函数本身,

$$y(s) = A \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} u(s) \quad (97)$$

该有理函数通过部份分式法得出  $q$  项, 即状态向量,

$$y(s) = \frac{\varepsilon_1}{s - r_1} + \frac{\varepsilon_2}{s - r_2} + \dots + \frac{\varepsilon_q}{s - r_q} \quad (98)$$

时间响应是指数项的总和, 其中每个指数是一个分母根,

$$y(t) = \varepsilon_1 e^{r_1 t} + \varepsilon_2 e^{r_2 t} + \dots + \varepsilon_n e^{r_n t} + \varepsilon_{n+1} e^{r_{n+1} t} + \dots + \varepsilon_q e^{r_q t} \quad (99)$$

表 22. 响应部分。

响应类型	表示	值	说明
瞬态响应	$y_c(t)$	$\varepsilon_1 e^{r_1 t} + \varepsilon_2 e^{r_2 t} + \dots + \varepsilon_n e^{r_n t}$	$y(t)$ 中包含根的 $n$ 项构成瞬态响应
稳态响应	$y_p(t)$	$\varepsilon_{n+1} e^{r_{n+1} t} + \dots + \varepsilon_q e^{r_q t}$	源自 $u(s)$ 的 $a-n$ 项构成稳态响应

## 频率响应

如果将稳态正弦波  $u(t) = u_0 \sin(\omega t + \alpha)$  应用于某个线性系统 (表示为  $G(s)$ ), 则该线性系统会以相同的频率并以特定的相位和幅度进行响应, 产生输出  $y(t) = y_0 \sin(\omega t + \beta)$ 。振幅的修改比例为  $\frac{y_0}{u_0}$ , 相移为  $\phi = \beta - \alpha$  or  $\angle G(j\omega)$

## 波特图基础

幅度或增益的频率响应图表示电压增益随频率变化而变化的关系。波特图可以反映这种变化, 该图展示频率与以 dB (分贝) 表示的电压增益之间的关系。波特图通常绘制为半对数图, 其中 x 轴 (对数标度) 表示频率, y 轴 (线性标度) 表示增

益。频率响应的另一半是相移和频率间的关系，图中具体表现为频率和相移度数之间的关系。相位图通常绘制为半对数图，其中 x 轴（对数标度）表示频率，y 轴（线性标度）表示相移。

## 定义

电压增益（分贝）

$$\text{Voltage gain (dB)} = 20 \log\left(\frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}\right) \quad (100)$$

功率增益（分贝）

$$\text{PoWer gain (dB)} = 10 \log\left(\frac{P_{\text{OUT}}}{P_{\text{IN}}}\right) \quad (101)$$

用于输入或输出功率

$$\text{PoWer measured (dBm)} = 10 \log\left(\frac{\text{PoWer measured (W)}}{1 \text{ mW}}\right) \quad (102)$$

表 23. 常见增益值和等效 dB 示例。

A (V/V)	A (dB)
0.001	-60
0.01	-40
0.1	-20
1	0
10	20
100	40
1,000	60
10,000	80
100,000	100
1,000,000	120
10,000,000	140

## 其中

下降速率反映的是增益随频率而下降的关系

十倍频程表示频率扩大十倍或降至十分之一（从 10Hz 到 100Hz 是一个十倍频程）

倍频程表示频率加倍或减半（从 10Hz 到 20Hz 是一个倍频程）

## 波特图：极

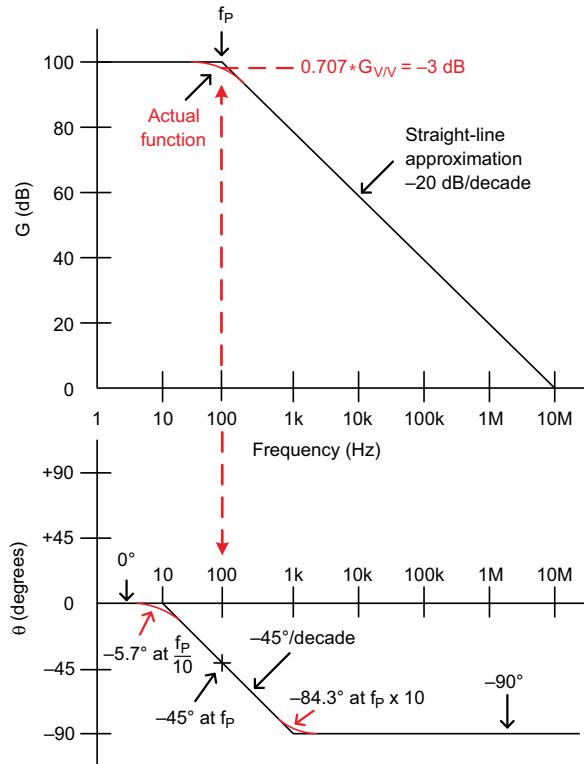


图49. 极点增益和相位。

其中

极点位置 =  $f_p$  (截止频率)幅度 ( $f < f_p$ ) =  $G_{DC}$  (例如 100dB)幅度 ( $f = f_p$ ) = -3dB幅度 ( $f > f_p$ ) = -20dB/十倍频程相位 ( $f = f_p$ ) =  $-45^\circ$ 相位 ( $0.1 f_p < f < 10 f_p$ ) =  $-45^\circ$ /十倍频程相位 ( $f > 10 f_p$ ) =  $-90^\circ$ 相位 ( $f < 0.1 f_p$ ) =  $0^\circ$ 

## 极点 (方程)

作为复数

$$G_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{G_{DC}}{j\left(\frac{f}{f_p}\right) + 1} \quad (103)$$

幅度

$$G_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{G_{DC}}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_p}\right)^2 + 1}} \quad (104)$$

移相

$$\theta = -\tan^{-1}\left(\frac{f}{f_p}\right) \quad (105)$$

幅度 (dB)

$$G_{dB} = 20\log(G_V) \quad (106)$$

其中

$G_V$  = 电压增益 (V/V)

$G_{dB}$  = 电压增益 (分贝)

$G_{DC}$  = 直流或低频电压增益

$f$  = 频率 (Hz)

$f_p$  = 极点发生的频率

$\theta$  = 信号从输入到输出的相移

$j$  = 表示虚数或  $\sqrt{-1}$

## 波特图 (零点)

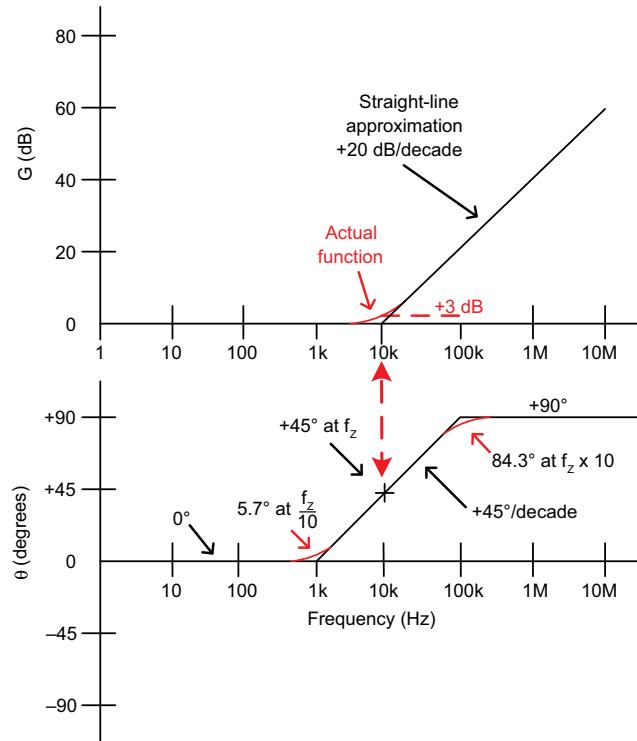


图 50. 零点增益和相位。

其中

零点位置 =  $f_z$

幅度 ( $f < f_z$ ) = 0dB

幅度 ( $f = f_z$ ) = +3dB

幅度 ( $f > f_z$ ) = +20dB/十倍频程

相位 ( $f = f_z$ ) = +45°

相位 ( $0.1 f_z < f < 10 f_z$ ) = +45°/十倍频程

相位 ( $f > 10 f_z$ ) = +90°

相位 ( $f < 0.1 f_z$ ) = 0°

## 零点 (方程)

作为复数

$$G_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G_{DC} \left[ j \left( \frac{f}{f_p} \right) + 1 \right] \quad (107)$$

幅度

$$G_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = G_{DC} \sqrt{\left(\frac{f}{f_z}\right)^2 + 1} \quad (108)$$

移相

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{f}{f_z}\right) \quad (109)$$

幅度 (dB)

$$G_{dB} = 20 \log(G_V) \quad (110)$$

其中

$G_V$  = 电压增益 (V/V)

$G_{dB}$  = 电压增益 (分贝)

$G_{DC}$  = 直流或低频电压增益

$f$  = 频率 (Hz)

$f_z$  = 零点发生的频率

$\theta$  = 信号从输入到输出的相移

$j$  = 表示虚数或  $\sqrt{-1}$

**Z 域**

双边 Z 变换的定义

$$x(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad (111)$$

单边 Z 变换的定义

$$x(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x[n]z^{-n} \quad (112)$$

其中:

$x[n]$  = 离散时间信号

$x(z)$  = 离散时间信号的 z 域变换

$n$  = 整数

$z$  = 复数 ( $Ae^{j\phi} = A(\cos \phi + j\sin \phi)$ )

$A = z$  的量级

$j$  = 虚数单位

$\phi$  = 相位 (以弧度为单位)

表24. Z 变换性质

属性	Z 变换
线性度	$af_1[n] + bf_2[n] = aF_1(z) + bF_2(z)$
左移 $k$	$f[n+k] = z^k(F(z) - \sum_{n=0}^{k-1} f[n]z^{-n})$
右移 $k$	$f[n-k] = z^{-k}F(z)$
卷积	$f_1[n]*f_2[n] = F_1(z)F_2(z)$
终值定理	$\lim_{n \rightarrow \infty} f[n] = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)F(z)$

## 备注

**重要声明:** 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户的应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不负任何责任。有关任何其它公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的认可、保证或授权。

C2000™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

© 2021 Texas Instruments Incorporated



ZHCY181

## 重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2022, 德州仪器 (TI) 公司