مدارات واسط سنسورها (1)

ابزاردقیق پیشرفته الکترونیکی

معرفی مباحث

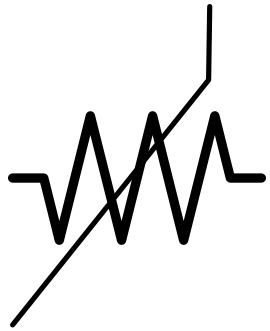
- مدارات واسط سنسورهای مقاومتی
  - منبع جریانی
  - تقسیم مقاومتی
  - پل وتستون
- مدارات واسط سنسورهای امپدانسی
  - سنسور خازنی
  - مدارات انذازه گیری امپدانس
  - مدارات LVDT
- مدارات واسط سنسورهای جریانی
  - سنسورهای نوری
  - جریان AC و DC
- مدارات الکترومتر و سنجش بار
- مدارات سنجش ولتاژ
  - ترموکوپل
- مدارات متفرقه

مدلرات واسط سنسورهای مقاومتی

- منبع جریان
- نسبت مقاومتی
- پل وتستون
  - بالانس
  - غیر بالانس
- اندازه گیری 3 سیمی و 4 سیمی
- روشهای خاص
  - ثابت زمانی RC
  - اسیلاتور
  - سیگما-دلتا

محدوده تغییرات مقاومت سنسور ها

$$R=R_0(1+x)$$

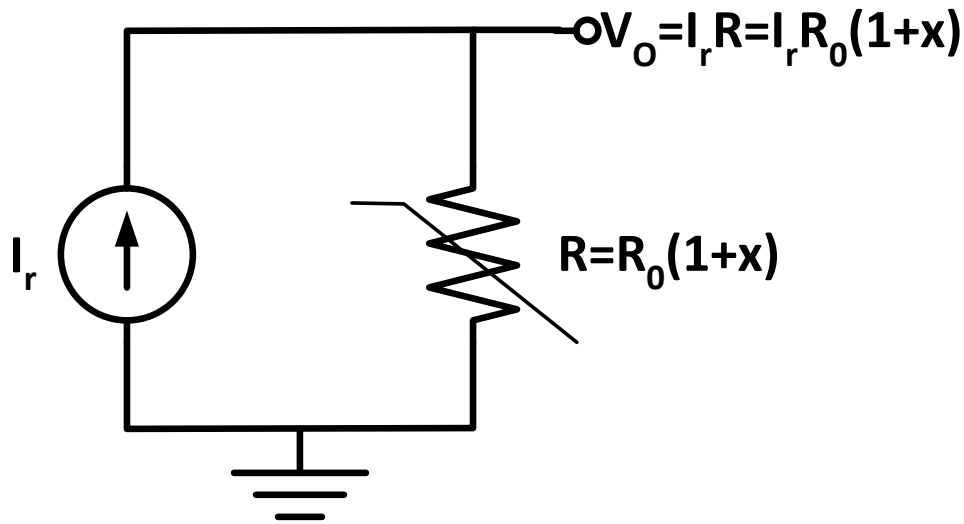


- محدوده تغییرات نسبی مقاومت سنسور x:
- پتانسیوتر: 1-
- LDR و سنسور رطوبت: 1000
- RTD: x<1
- Strain Gage: 10^{-2}تا 10^{-5}
- PTC: تا 10000

مشخصات لازم برای مدار واسط سنسور مقاومتی

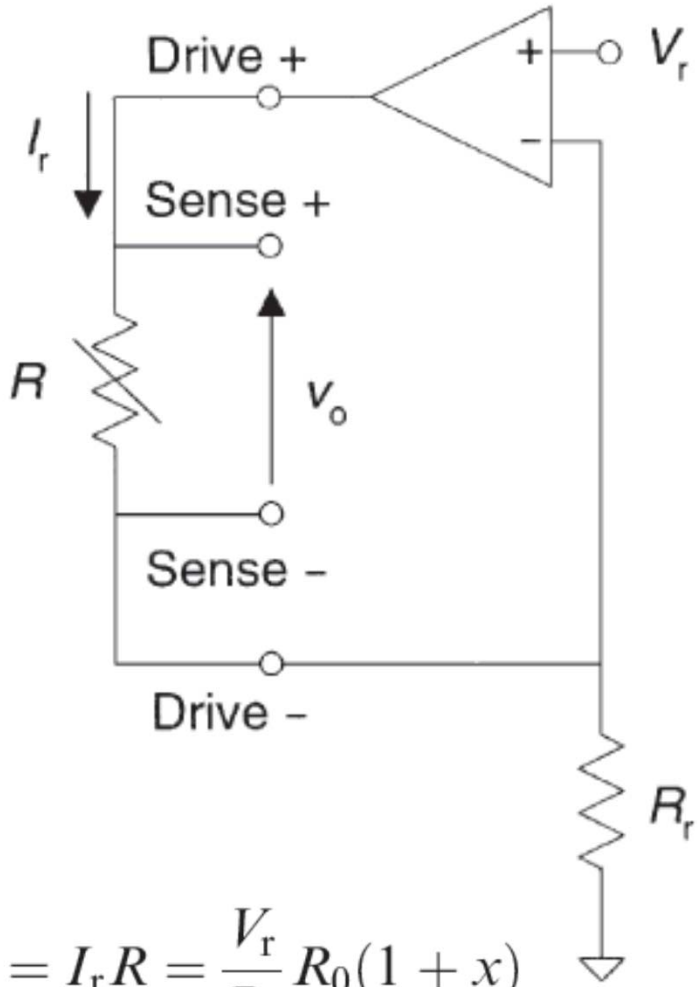
- تبدیل تغییرات مقاومت به تغییرات ولتاژ خروجی
- تقویت کافی در سنسور های با تغییر مقاومت کم
- خطی سازی مشخصه در سنسورهای غیر خطی
- مقابله با پدیده Self-Heating ناشی از بایاس
- در نظر داشتن مقاومت ورودی بافر ولتاژ
- حذف اثر مقاومت سیمها در فواصل طولانی
- کاهش اثر تداخل بیرونی
- در نظر گرفتن سایر منابع نویز

اندازه گیری مقاومت با منبع جریان



- تبدیل خطی
- نیاز به منبع جریان دقیق و غیر حساس به دما
- مقاومت خروجی منبع: بسیار بزرگتر از مقاومت سنسور
- تغییرات کم ولتاژ درصورت کوچک بودن x
- امکان پیاده سازی بصورت2 سیمه (معمولی) و 4 سیمه (4-wire)

پیاده سازی الکترونیکی روش منبع جریان

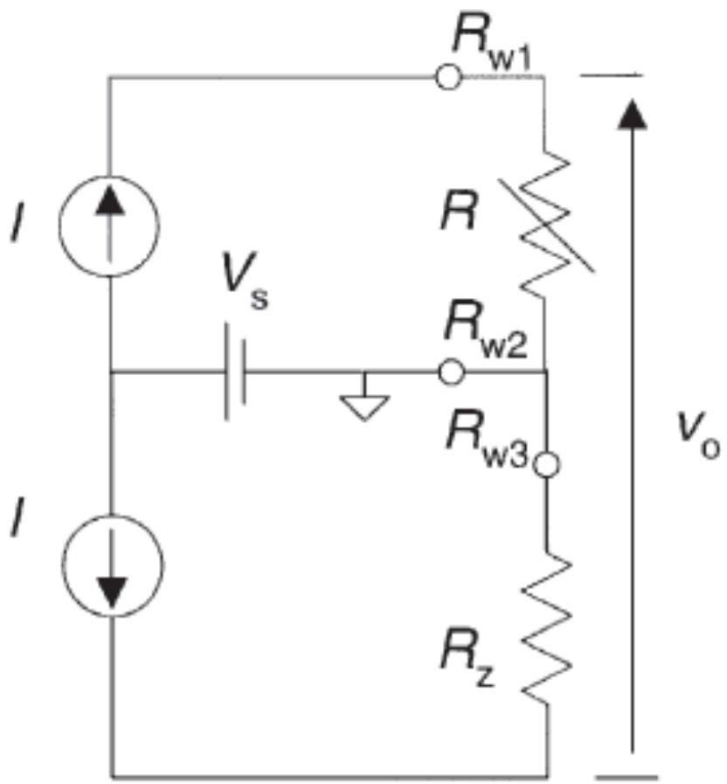


$$v_o = I_r R = \frac{V_r}{R_r} R_0 (1 + x)$$

- V_r: منبع تغذیه با تغییرات حرارتی و نویز کم
- آفست آپ-امپ: برای خطای نسبی ε، $V_{os} < \varepsilon V_r$

- تنظیم جریان I_r:
- جریان بزرگ: افزایش دمای مقاومت R
- جریان کوچک: کاهش حساسیت ولتاژ خروجی

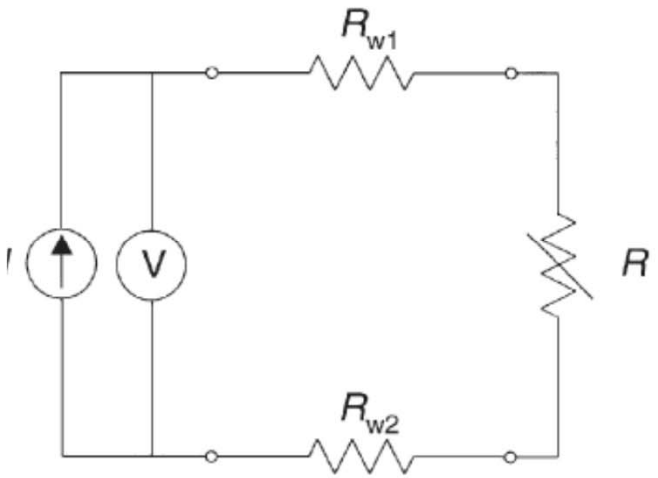
روش منبع جریانی تفاضلی

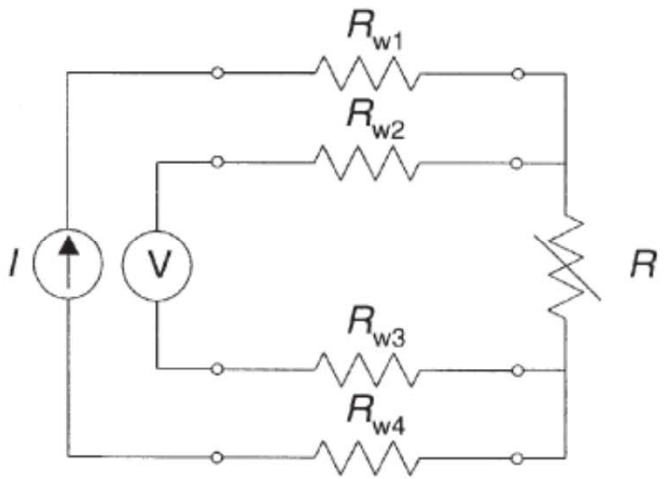


$$v_o = I(R - R_z)$$

- کاهش اثر آفست ولتاژ I_rR_0
- در صورت تطابق کامل منابع جریان و $R_0=R_Z$ ، حذف کامل بخش بدون تغییر ولتاژ
- امکان پیاده سازی عملی:
  - منابع جریان مانند REF200
  - پیاده سازی در برخی IC های مبدل RTD به دیجیتال

روش منبع جریان چهار سیمه (four-wire)

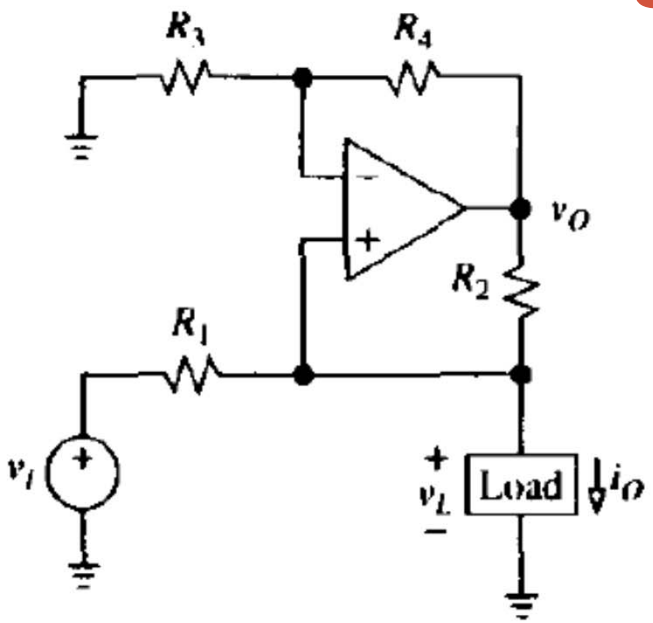


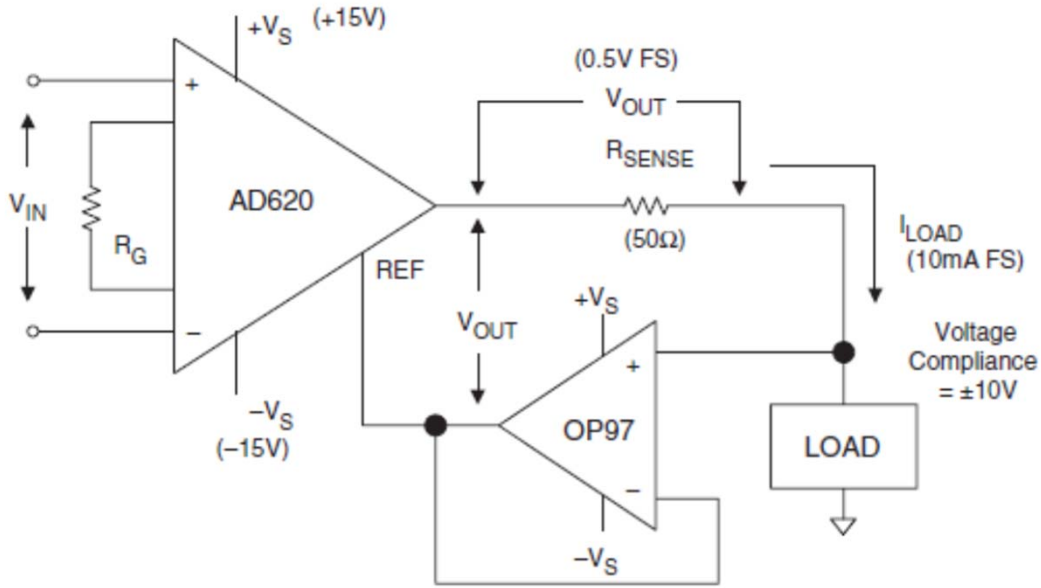


$$V = I(R + R_{w1} + R_{w2})$$

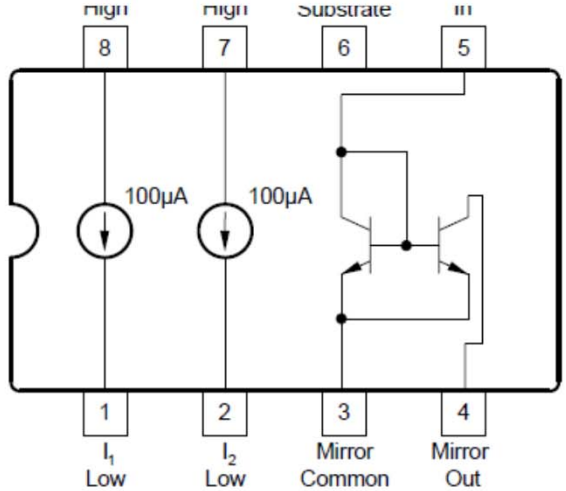
- استفاده از دو رشته سیم جهت انتقال جریان و دو رشته سیم جهت انتقال ولتاژ
- حذف اثر مقاومت مسیر انتقال جریان در اندازه گیری مقاومت
- کاربردها:
- اندازه گیری بسیار دقیق مقاومت
- اندازه گیری مقاومتهای کوچک
- اندازه گیری مقاومت وقتی سنسور از مدار واسط دور است (مقاومت سیم بزرگ)

پیاده سازی الکترونیکی منبع جریان



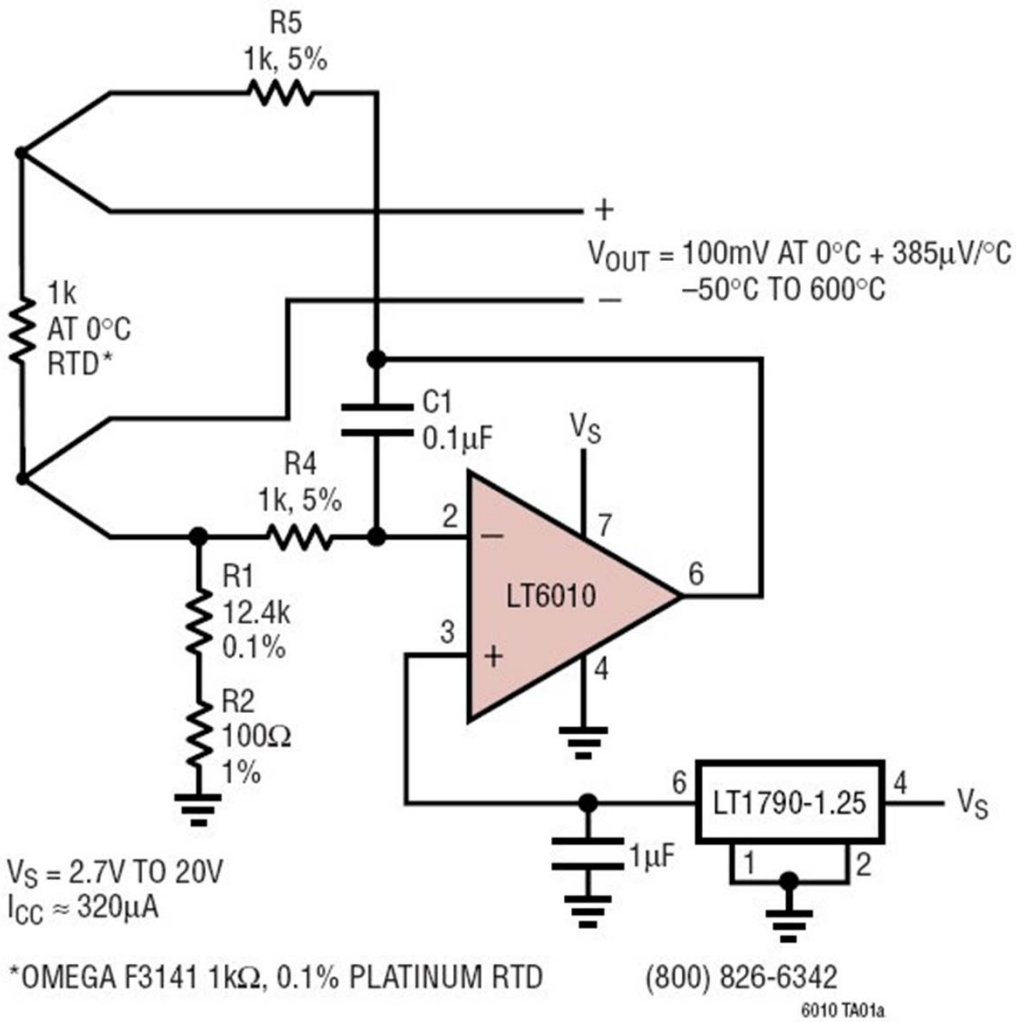


$$I_{LOAD} = \frac{V_{OUT}}{R_{SENSE}} = \frac{G\,V_{IN}}{R_{SENSE}}$$

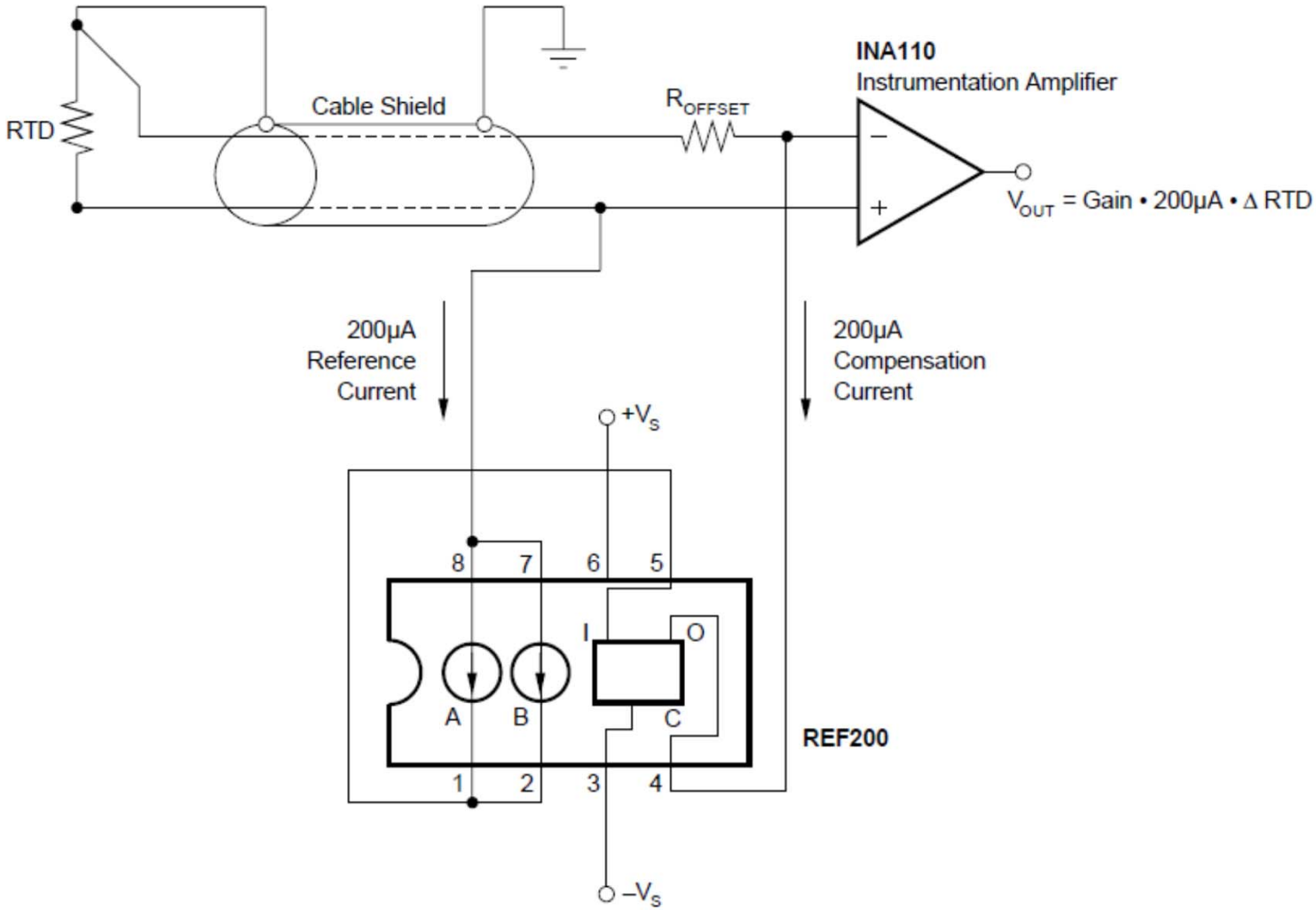


REF200

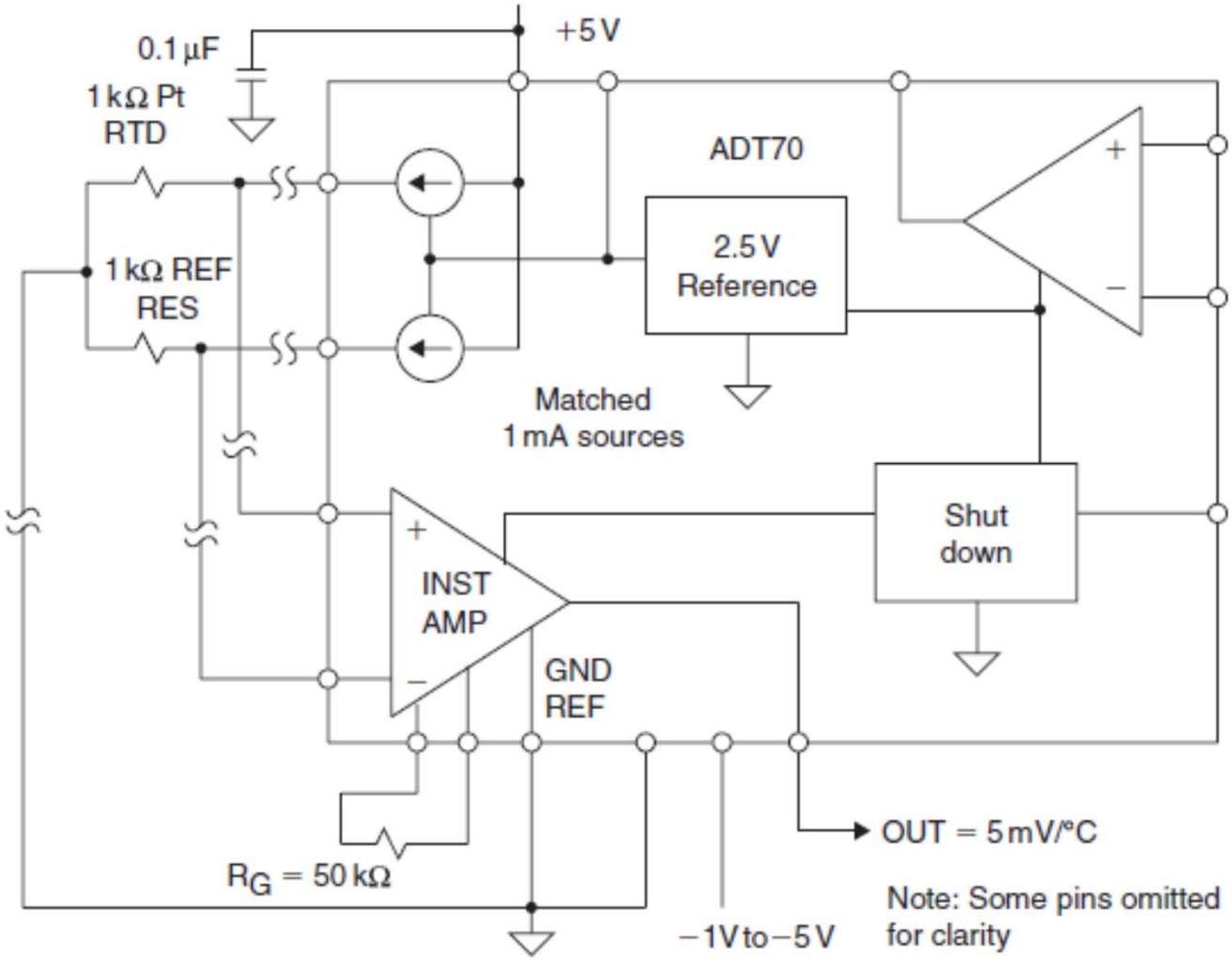
پیاده سازی الکترونیکی روش منبع جریان



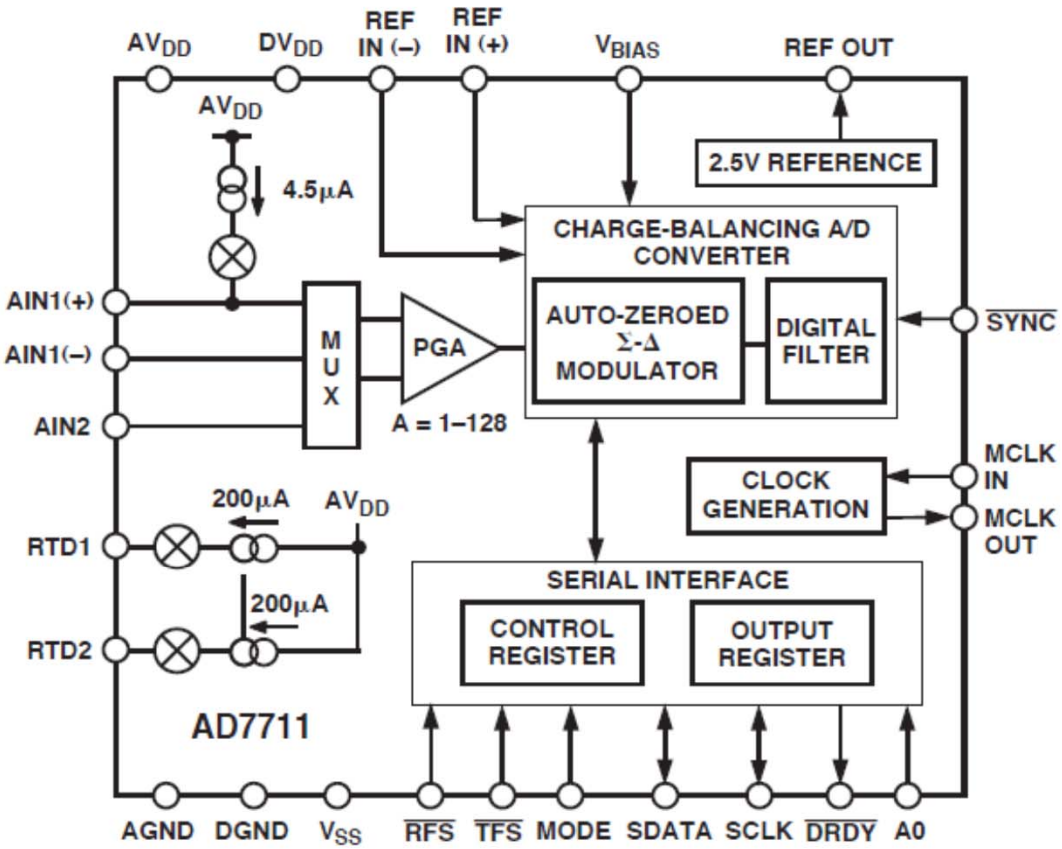
پیاده سازی الکترونیکی روش منبع جریان



پیاده سازی الکترونیکی روش منبع جریان



مثال پیاده سازی الکترونیکی: AD7711

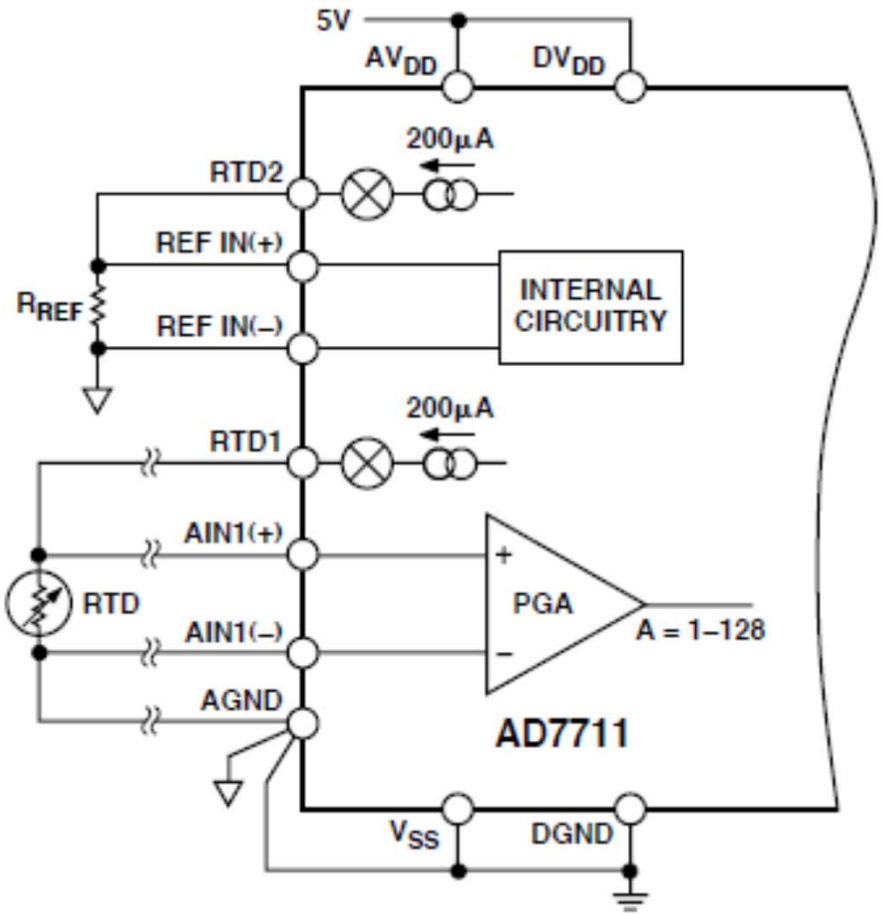


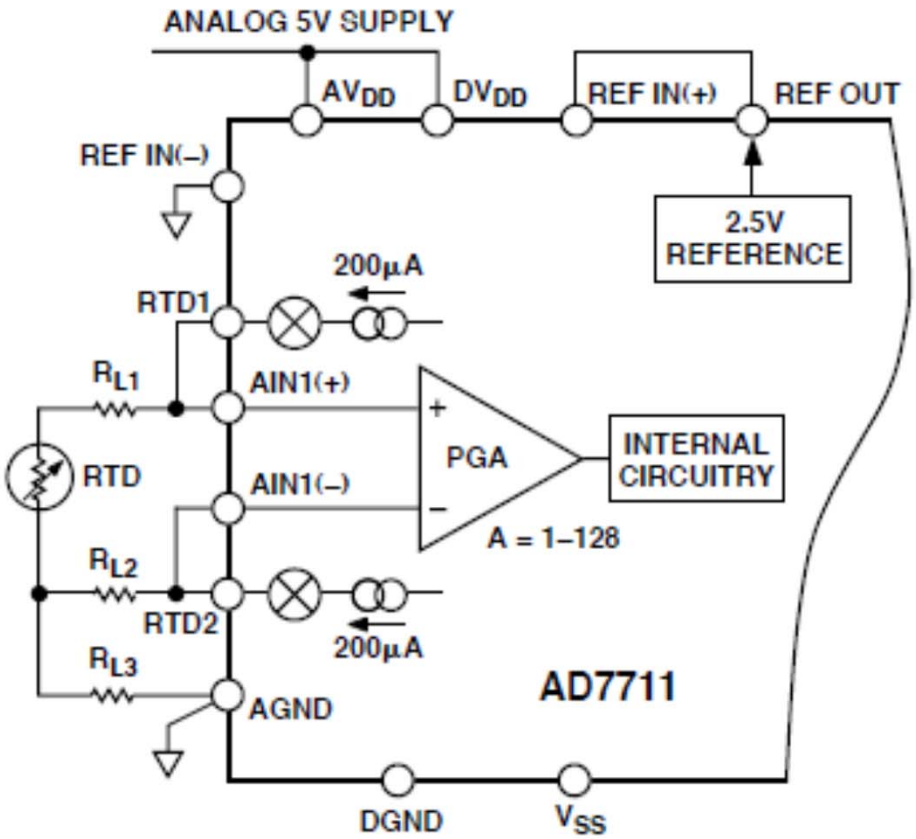
Charge-Balancing ADC
- 24 Bits, No Missing Codes
- ±0.0015% Nonlinearity

2-Channel Programmable Gain Front End
- Gains from 1 to 128
- 1 Differential Input
- 1 Single-Ended Input

Low-Pass Filter with Programmable Filter Cutoffs
Ability to Read/Write Calibration Coefficients
RTD Excitation Current Sources
Bidirectional Microcontroller Serial Interface
Internal/External Reference Option
Single- or Dual-Supply Operation
Low Power (25 mW typ) with Power-Down Mode (7 mW typ)

مثال پیاده سازی الکترونیکی: AD7711



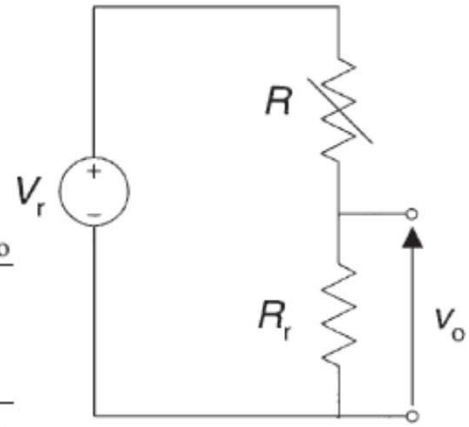


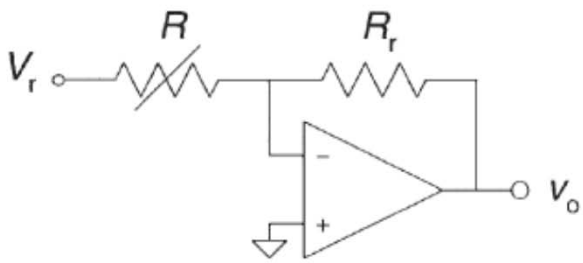
اندازه گیری مقاومت با تقسیم مقاومتی

$$v_o = \frac{V_r}{R_r + R} R_r$$

$$R = R_r \frac{V_r - v_o}{v_o}$$

$$R = R_r \frac{v_o}{V_r - v_o}$$

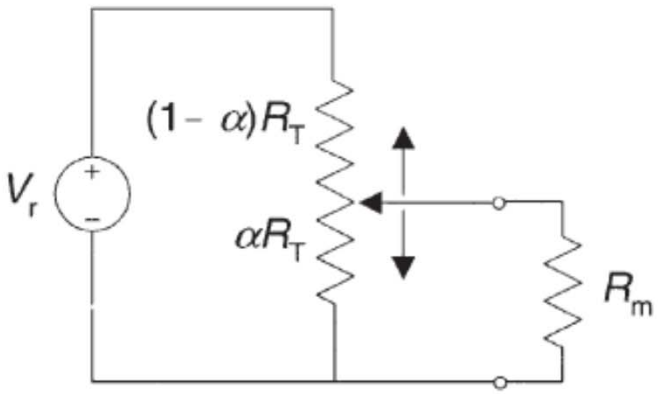


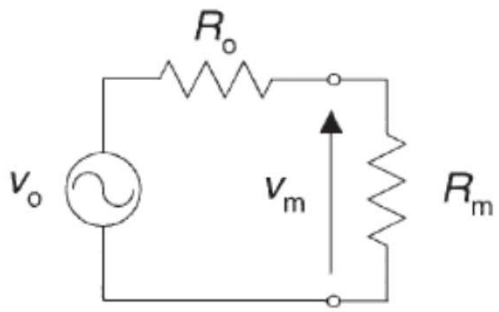


$$v_o = -V_r \frac{R_r}{R}$$

- تقسیم مقاومتی جهت تبدیل مقاومت به ولتاژ
- مشخصه غیر خطی در نوع غیر فعال
- مدار ساده
- مناسب برای سنسور های با مقاومت بالا
- مناسب برای سنسورهای غیر خطی: جبرانسازی غیر خطی
- مناسب برای سنسورهای با تغییرات مقاومت زیاد (مانند NTC PTC)

پتانسیومتر





- مشخصه خطی نسبت به a
- مشخصه غیر خطی در صورت محدود بودن مقاومت ورودی اندازه گیر ولتاژ
- ولتاژ خروجی:

$$v_m = \frac{v_o}{R_o + R_m} R_m = \frac{V_r \alpha}{1 + \frac{\alpha(1-\alpha)}{k}} \qquad k = R_m / R_T$$

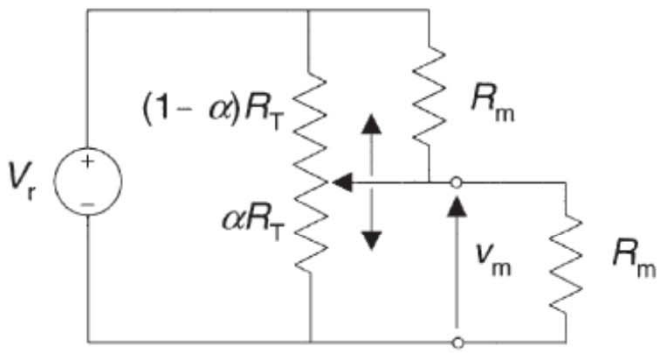
- خطای نسبی:

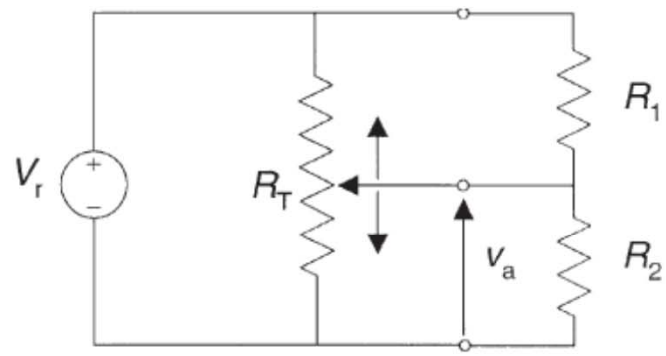
$$\varepsilon = \frac{v_m - v_o}{v_o} = \frac{-\alpha(1-\alpha)}{k + \alpha(1-\alpha)}$$

- حداکثر خطا در a=0.5:

$$|\varepsilon_{max}| = \frac{0.25}{k + 0.25}$$

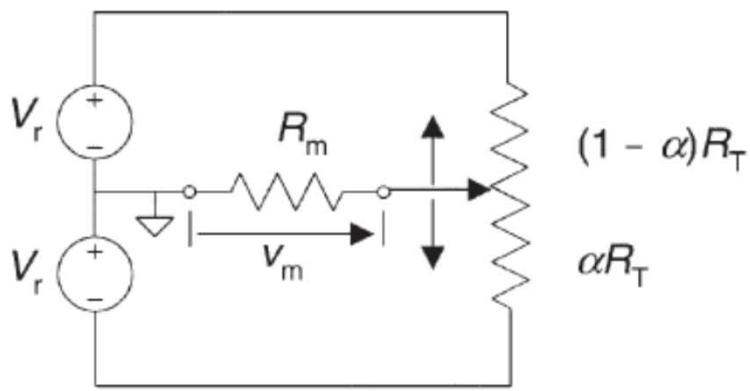
کاهش اثر مقاومت ورودی





- کاهش خطا با بالانس کردن مقاومتهای خروجی

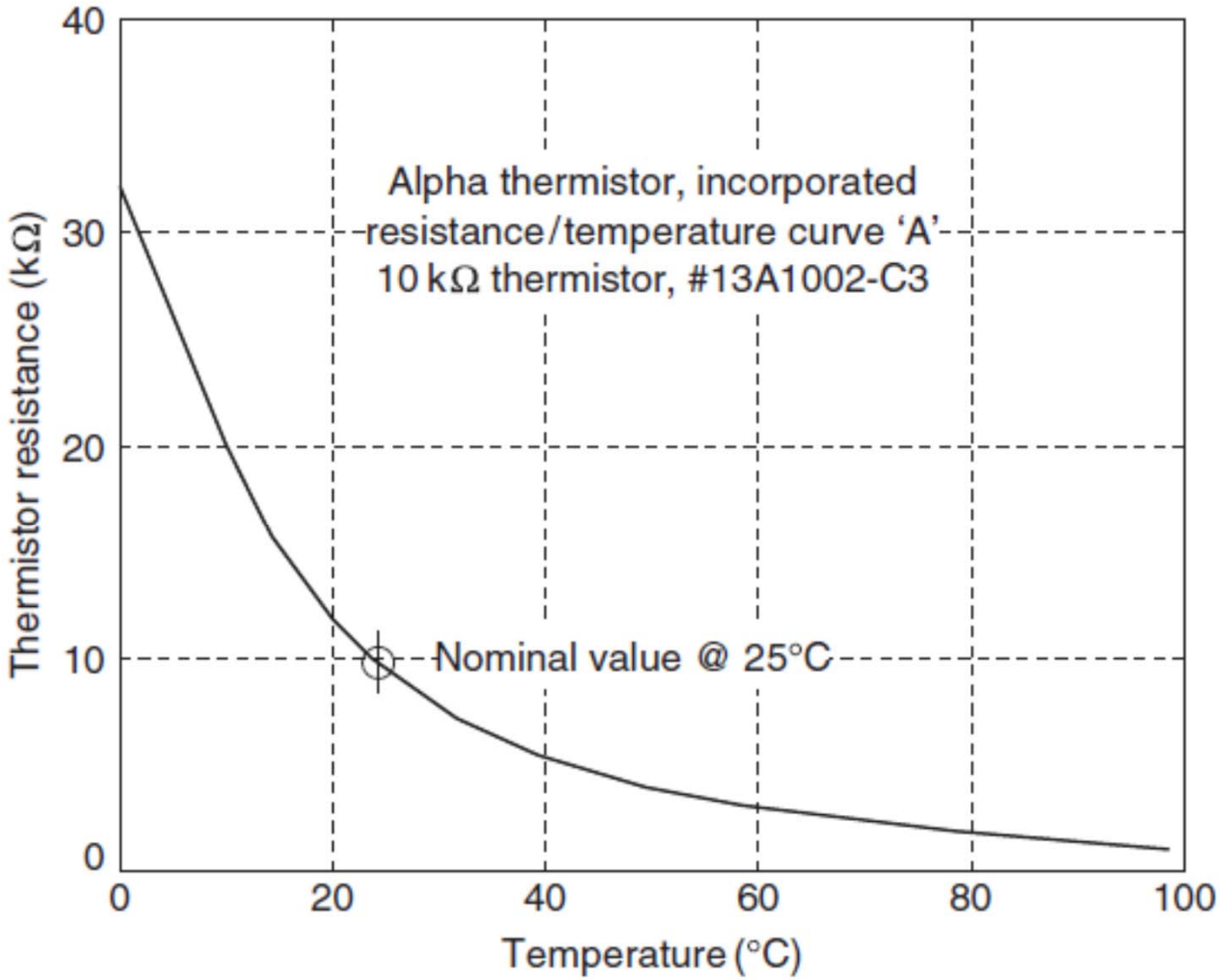
$$v_m = V_r \frac{\alpha(k+1-\alpha)}{2\alpha(1-\alpha)+k}$$



- کاهش خطا با بالانس کردن منابع ولتاژ

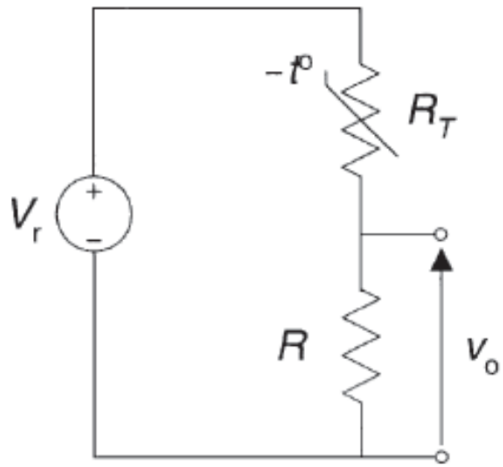
$$v_m = \frac{V_r(2\alpha-1)}{1+\frac{\alpha(1-\alpha)}{k}}$$

خطی سازی ترمیستورها



Resistance characteristics of a 10 kΩ NTC thermistor

خطی سازی ترمیستورها



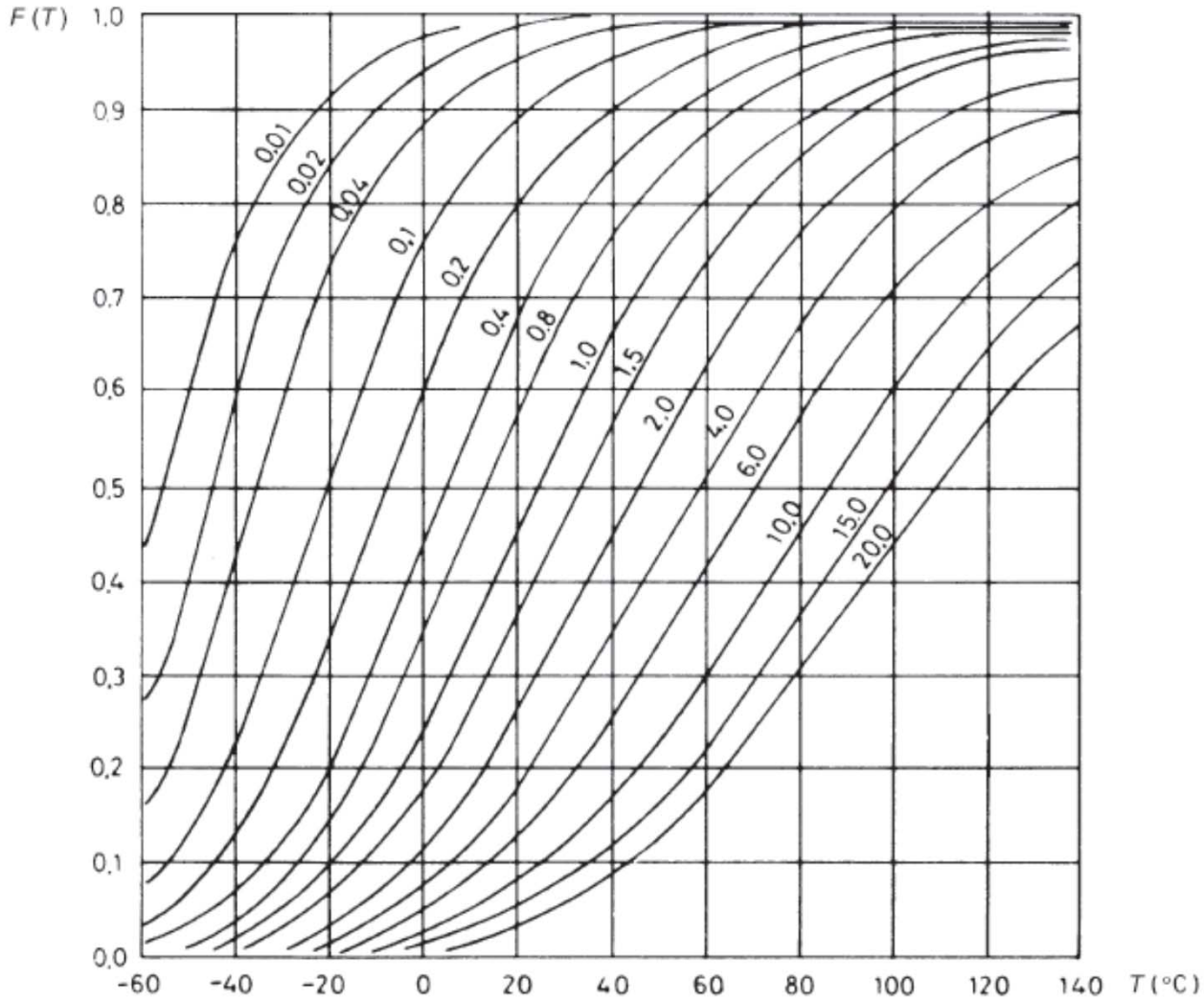
- روش تقسیم مقاومتی:
- فرض: $R_T = R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)} = R_0 f(T)$
- خروجی تقسیم مقاومتی: $v_o = V_r \frac{R}{R_T + R} = \frac{V_r}{1 + R_T/R}$

$$\frac{R_T}{R} = \frac{R_0}{R} f(T) = s f(T) \qquad s = R_0/R$$

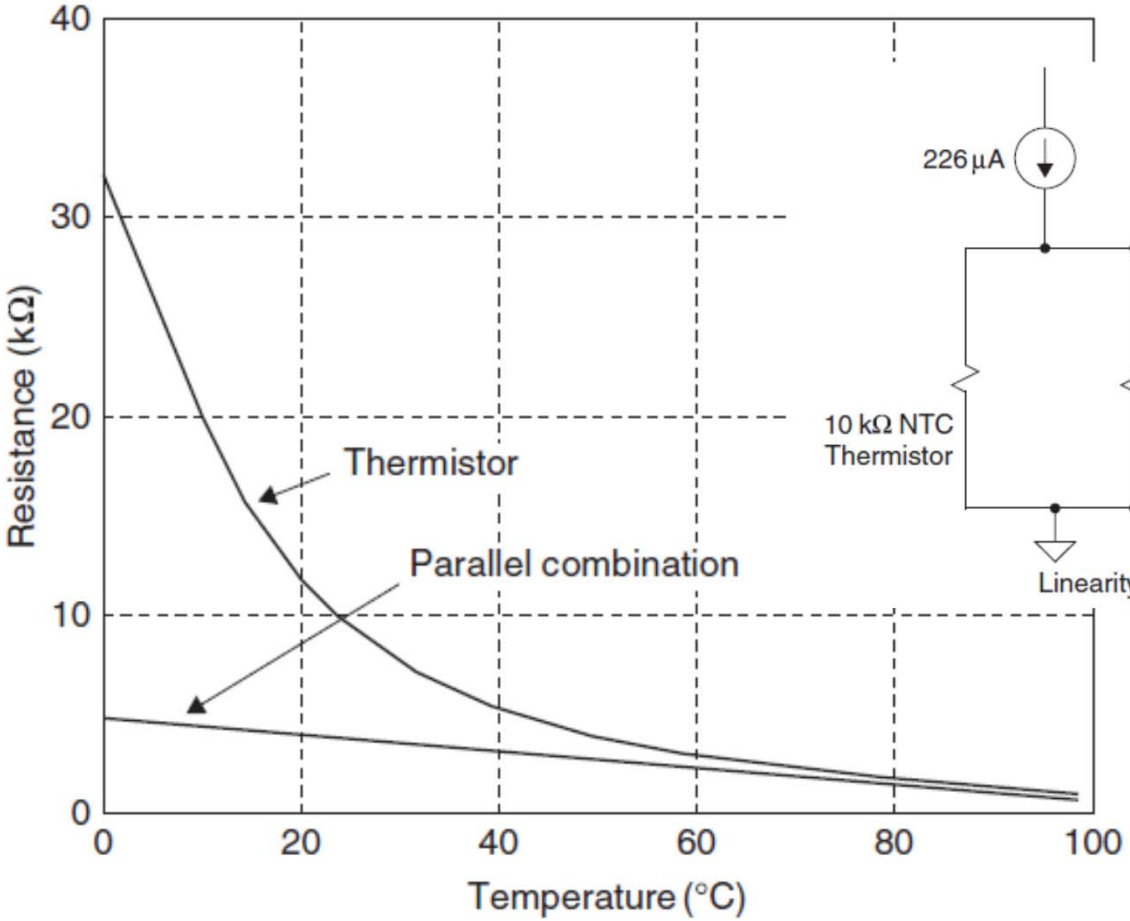
$$v_o = \frac{V_r}{1 + s f(T)} = V_r F(T)$$

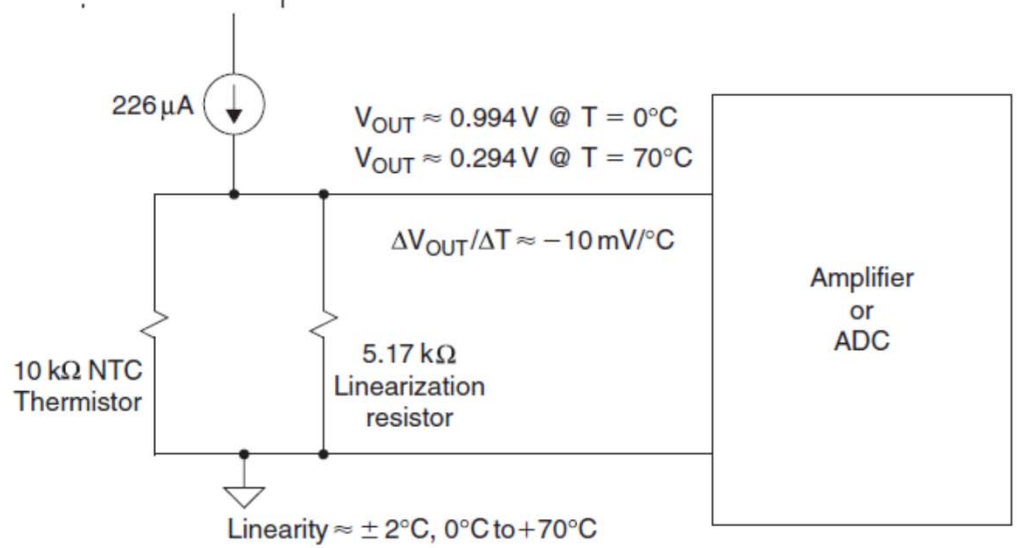
- یافتن R برای خطی ترین خروجی؟
- استفاده از منحنی های s در صورت ارائه در کاتالوگ ترمیستور

خطی سازی ترمیستورها



خطی سازی ترمیستورها

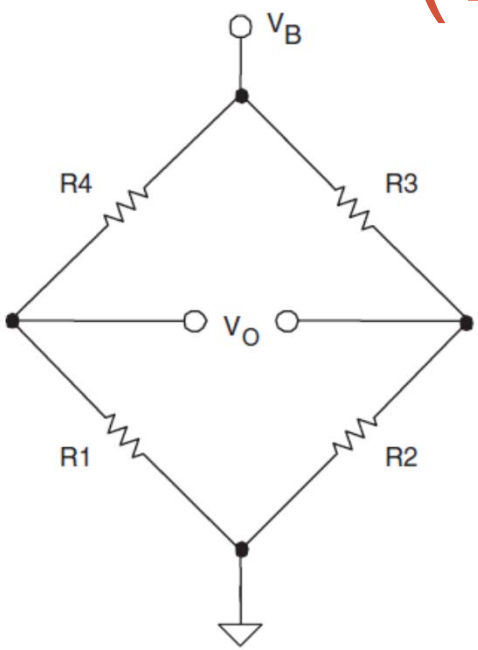




- موازی سازی
- امکان استفاده از منحنی s

$$R_p = \frac{RR_T}{R + R_T} = R\left(1 - \frac{1}{1 + R_T/R}\right) = R[1 - F(T)]$$

پل وتستون (Wheatstone Bridge)

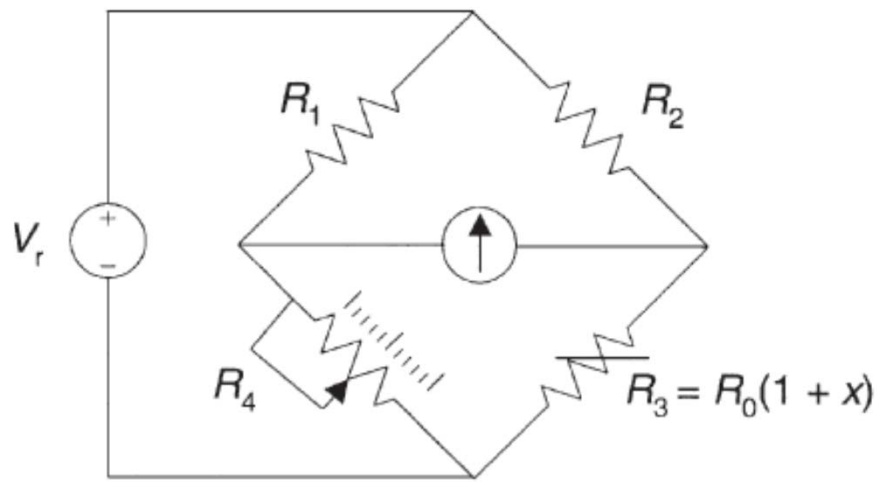


THE WHEATSTONE BRIDGE:

$$V_O = V_B\left(\frac{R1}{R1+R4} - \frac{R2}{R2+R3}\right)$$

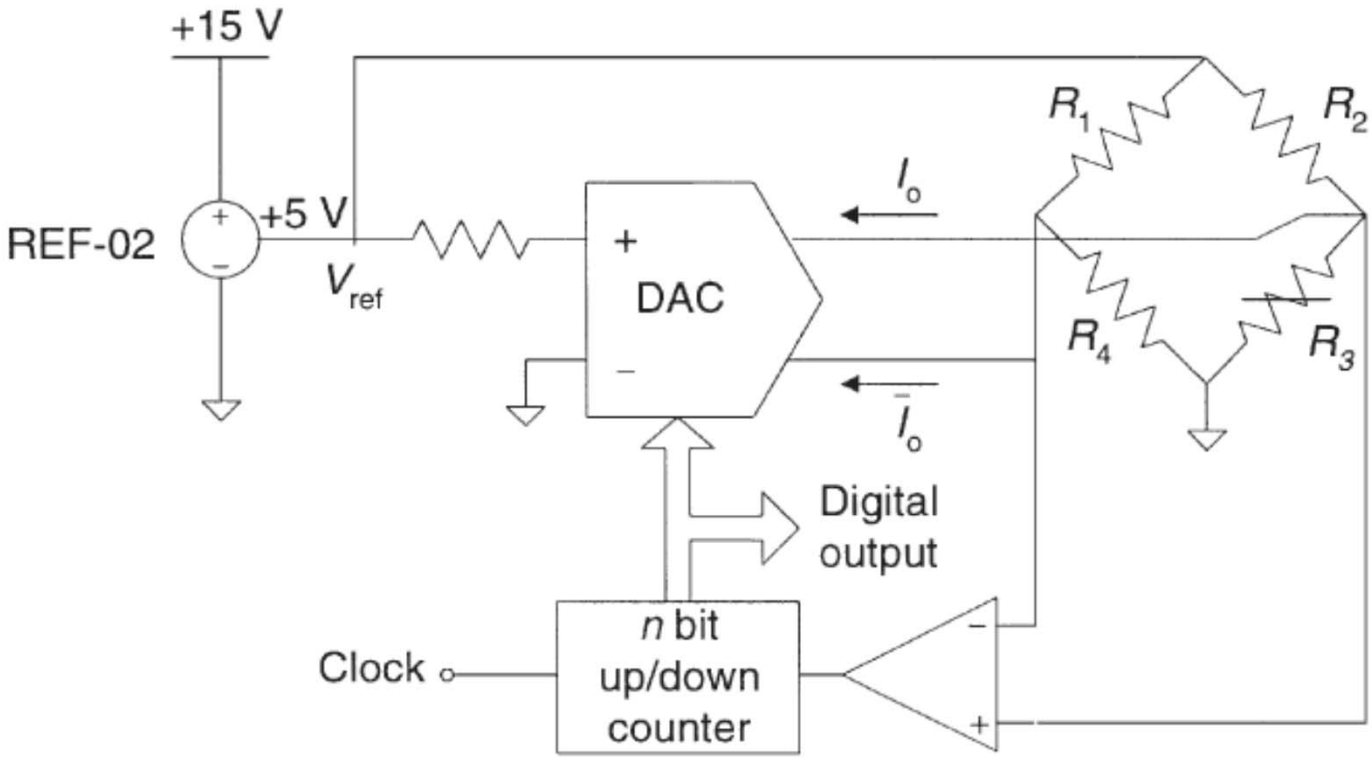
AT BALANCE,

$$V_O = 0 \quad \text{if} \quad \frac{R1}{R4} = \frac{R2}{R3}$$



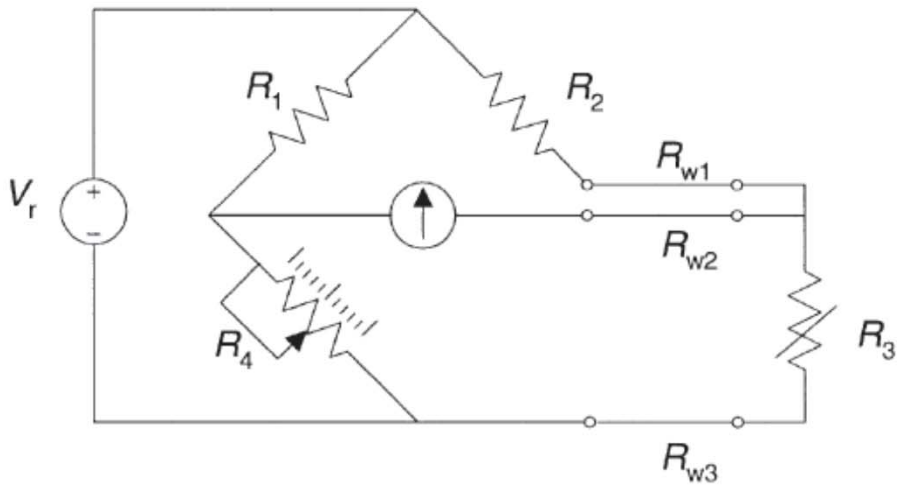
- اختراع بوسیله S.H. Christie در 1833 و معرفی بوسیله Sir Wheateston به آکادمی سلطنتی لندن در سال 1858
- روش اولیه استفاده: آشکار سازی صفر (null detection)
  - دو مقاومت ثابت
  - یک مقاومت متغیر و یک مقاومت تحت تست
  - تغییر مقاومت متغیر(دستی یا اتوماتیک) تا خروجی پل صفر شود

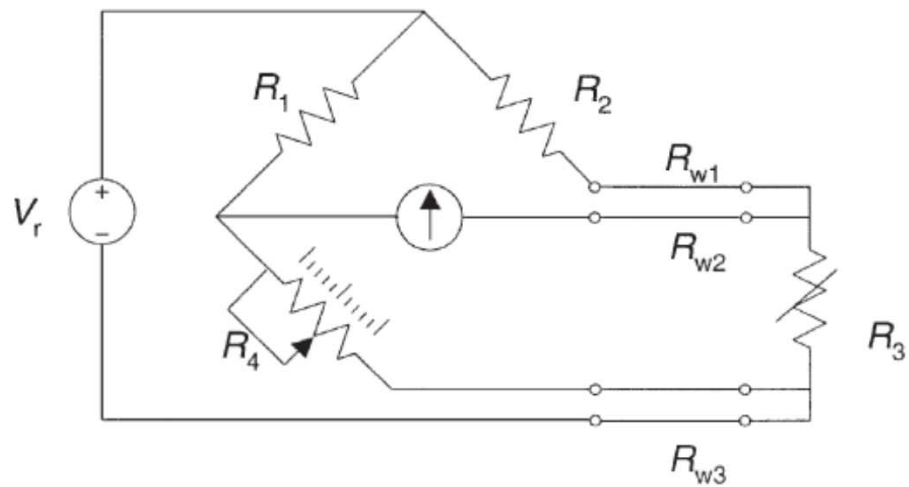
پل وتستون (Wheatstone Bridge) اتوماتیک



- استفاده از DAC با خروجی جریان جهت بالانس کردن خروجی ولتاژ
- استفاده از شمارنده یا SAR برای رسیدن به نقطه null
- خروجی دیجیتال

پل وتستون 3 و 4 سیمه (Remote Sensing)



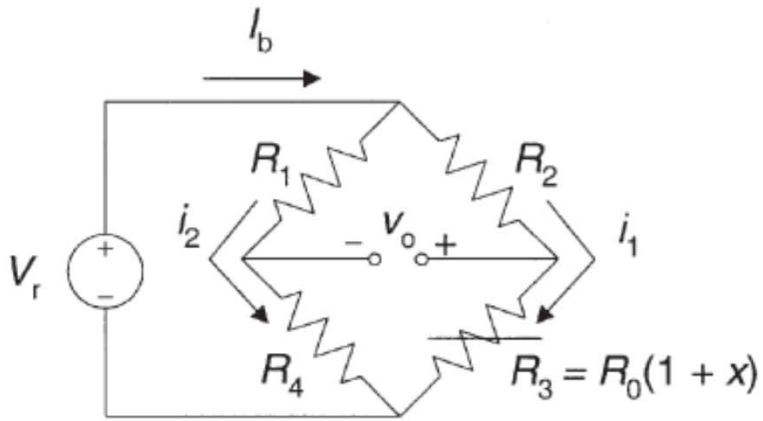


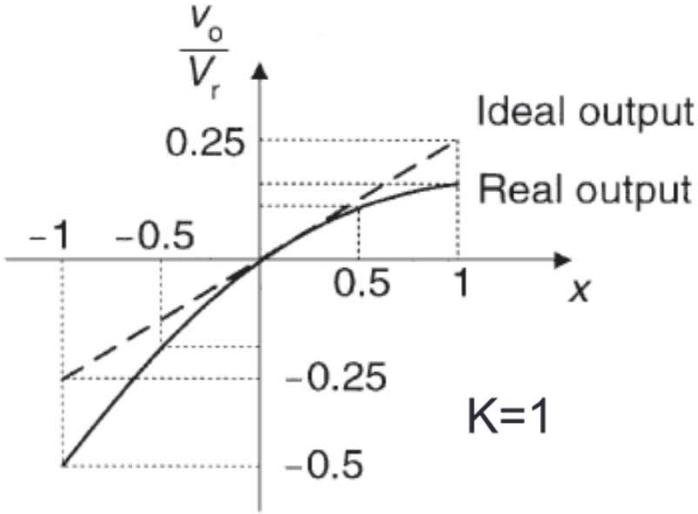
- کاهش خطای اثر مقاومتهای سیم های انتقال
- خطای نسبی:

$$\varepsilon = \frac{R_4 R_2 / R_1 - R_3}{R_3} = \frac{R_w}{R_3}\left(1 - \frac{R_4}{R_1}\right)$$

- برخلاف روش جریانی کاملا نمی توان اثر مقاومت سیم ها را خنثی کرد

استفاده از خروجی پل وتستون (پل غیر متوازن)



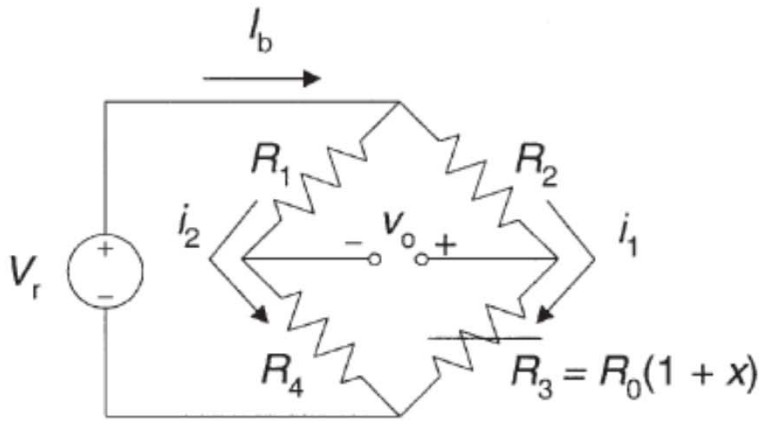


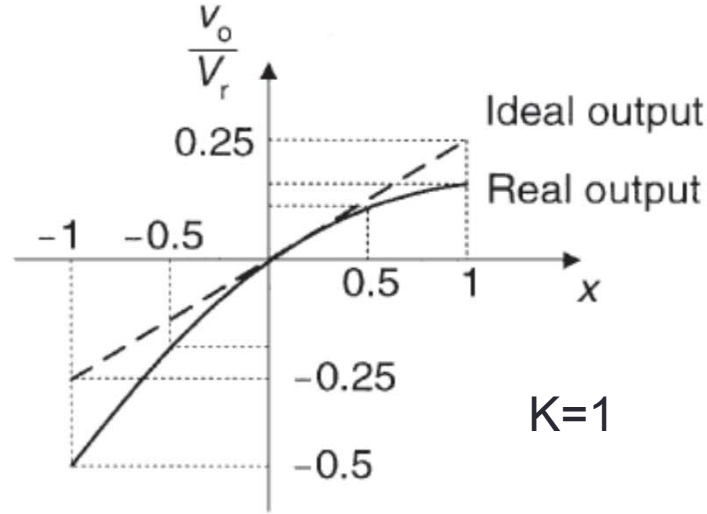
- اندازه گیری ولتاژ خروجی پل نسبت به حالت اولیه متوازن
- بسیار پر کاربرد در اندازه گیری مقاومت Strain-gage و سایر سنسور های مقاومتی
- خطی در محدوده x<<k+1

$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0}$$

$$v_o = V_r\left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4}\right) = V_r \frac{kx}{(k+1)(k+1+x)}$$

استفاده از خروجی پل وتستون (پل غیر متوازن)





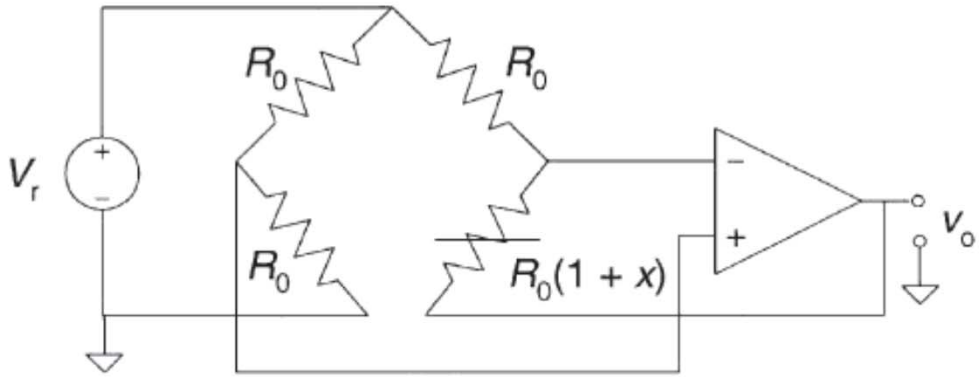
$$k = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_0}$$

- بررسی حساسیت پل
- به ازای x=0:

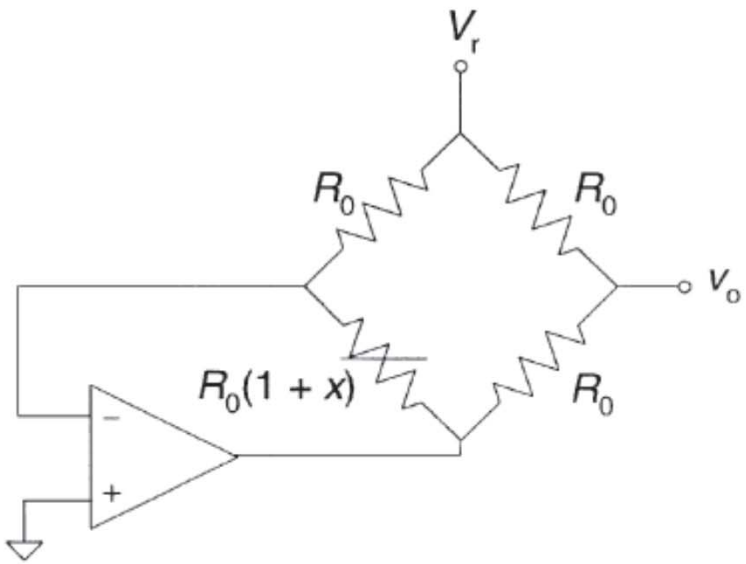
$$S_0 = \left.\frac{dv_o}{d(xR_0)}\right|_{x=0} = \frac{V_r k}{R_0}\frac{1}{(k+1)^2}$$

- حداکثر حساسیت: k=1: محدود شدن ناحیه خطی به x<<2
- مناسب برای strain-gage فلزی (معمولا x<0.02)
- امکان خطی سازی سیستمی به ازای x بزرگتر

خطی سازی پل غیر متوازن



(a)



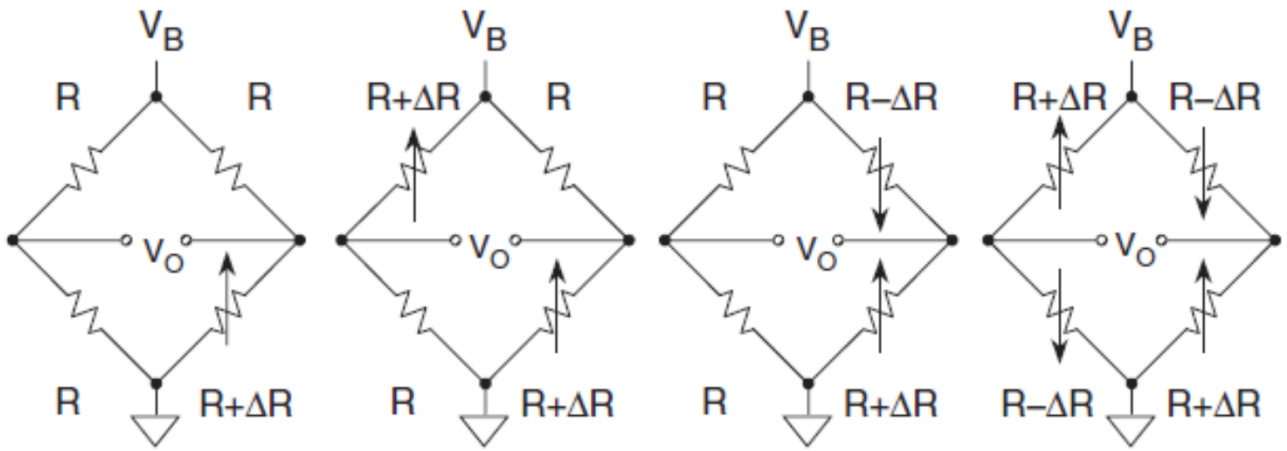
(b)

- استفاده از فیدبک اپ امپ جهت خطی سازی خروجی
- ولتاژ خروجی:

$$v_o = -V_r \frac{x}{2}$$

- حساسیت مدار نسبت به ولتاژ آفست و جریان بایاس آپ-امپ
- ولتاژ منفی خروجی آپ-امپ در مدار b
- 5 ترمینالی بودن مدار a

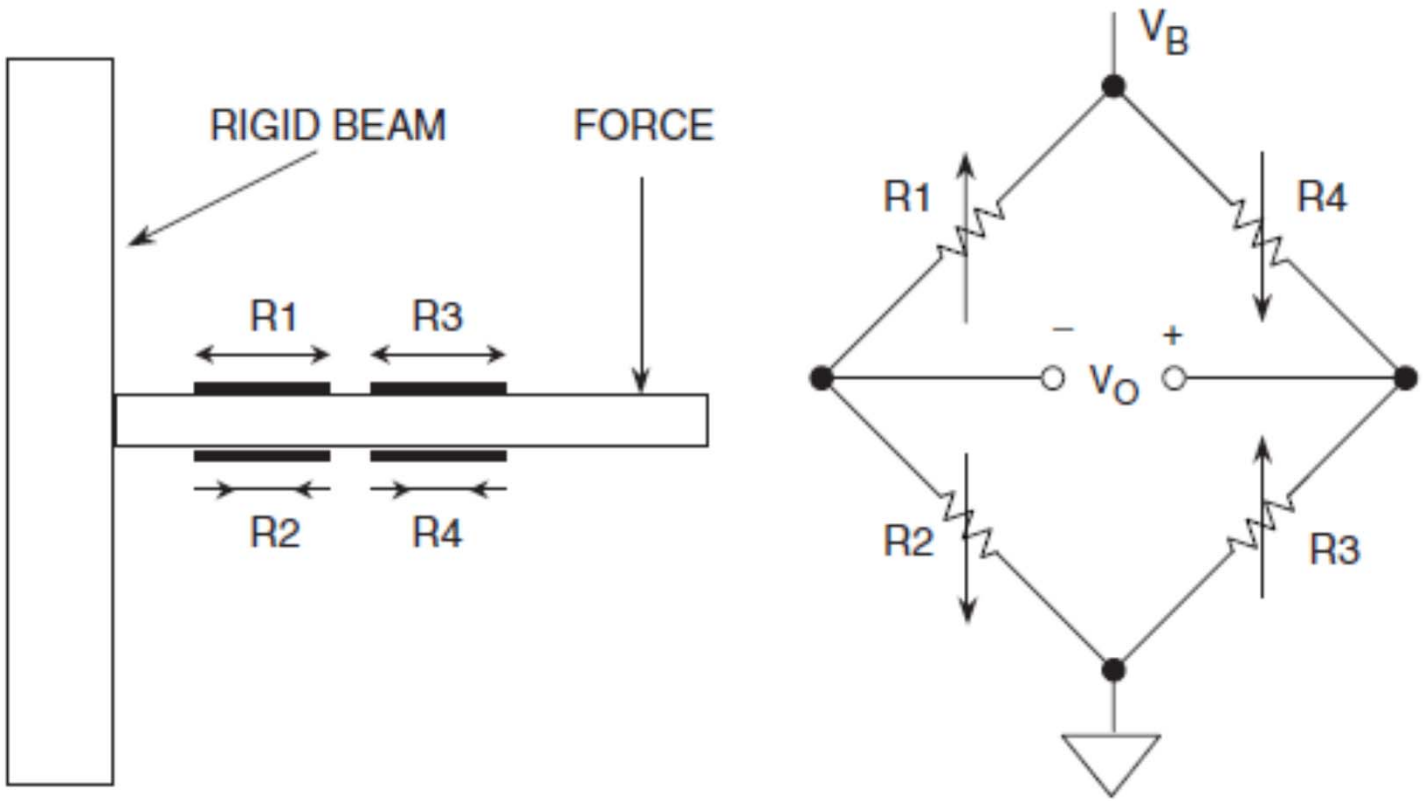
مدل های مختلف قرارگیری سنسورها در پل وتستون



	(A) Single-Element Varying	(B) Two-Element Varying (1)	(C) Two-Element Varying (2)	(D) All-Element Varying
V_O:	$\frac{V_B}{4}\left[\frac{\Delta R}{R+\frac{\Delta R}{2}}\right]$	$\frac{V_B}{2}\left[\frac{\Delta R}{R+\frac{\Delta R}{2}}\right]$	$\frac{V_B}{2}\left[\frac{\Delta R}{R}\right]$	$V_B\left[\frac{\Delta R}{R}\right]$
Linearity Error:	0.5%/%	0.5%/%	0	0

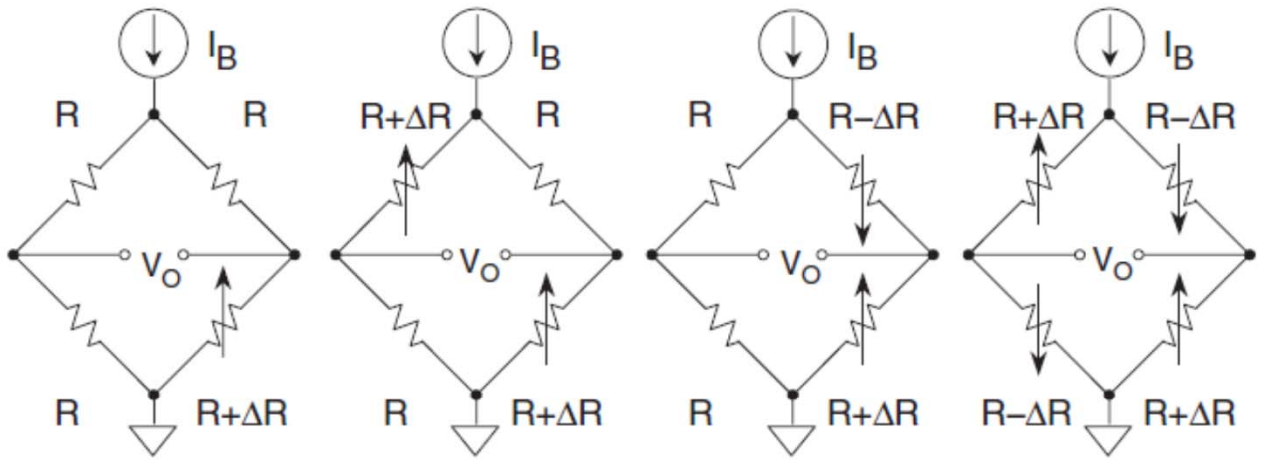
- پل تک سنسوری (مانند RTD)
- پل 2 یا 4 سنسوری با جهت تغیرات مخالف: (مانند load cell) خطی

مثال



- Load Cell با چهار Strain-gage

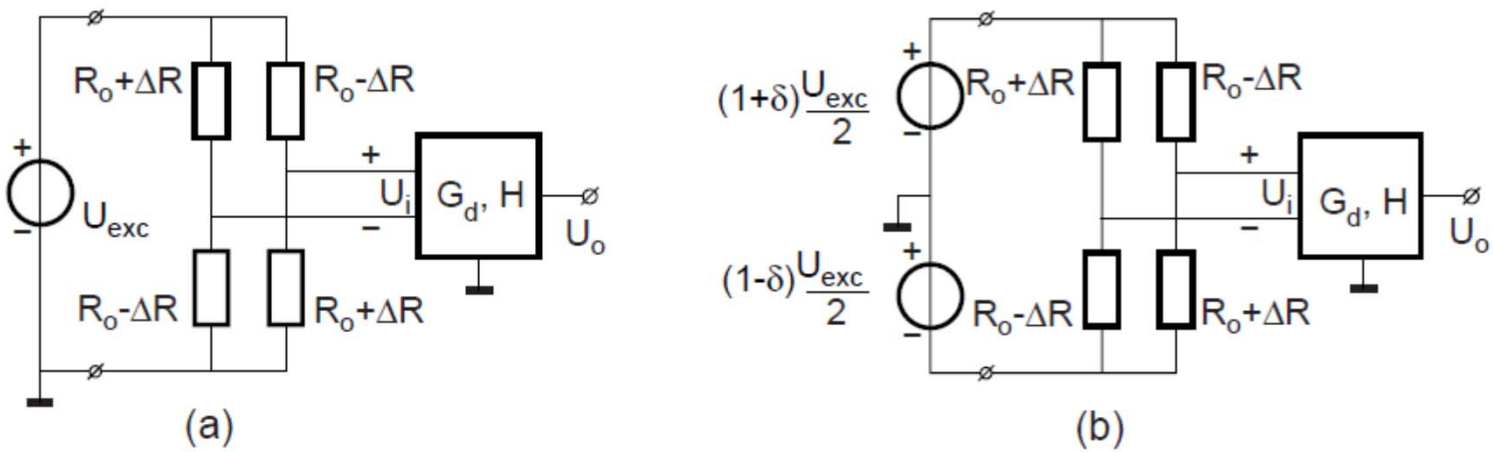
پل وتستون جریانی



	(A) Single-Element Varying	(B) Two-Element Varying (1)	(C) Two-Element Varying (2)	(D) All-Element Varying
V_O:	$\frac{I_B R}{4}\left[\frac{\Delta R}{R+\frac{\Delta R}{4}}\right]$	$\frac{I_B}{2}\left[\Delta R\right]$	$\frac{I_B}{2}\left[\Delta R\right]$	$I_B\left[\Delta R\right]$
Linearity Error:	0.25%/%	0	0	0

- امکان خطی بودن مدار با دو مقاومت متغیر هم جهت
- کاهش خطای ناشی از سیم های طولانی

بررسی CMRR در پل وتستون



- خطای مطلق (افست) ناشی از ولتاژ DC مود مشترک بزرگ در پل وتستون single-supply و CMRR محدود تقویت کننده ابزار دقیق

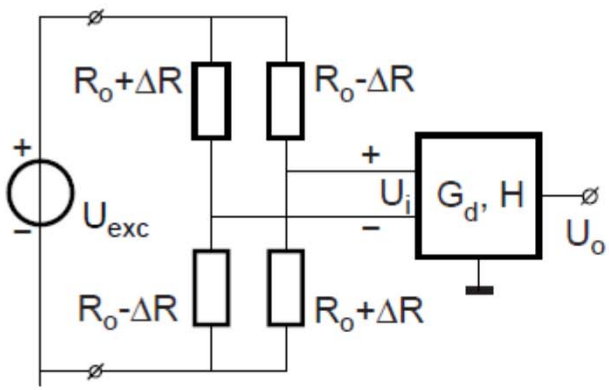
$$U_{id}=\frac{\Delta R}{R_o}U_{exc}\ ,\ U_{ic}=\frac{U_{exc}}{2}$$

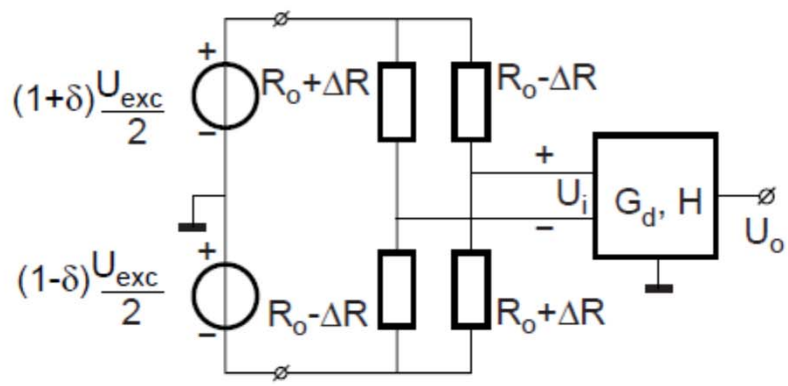
- حداقل CMRR مورد نیاز برای تشخیص حداقل ΔR/R با خطای ε:

$$H_{\min}=\left(\frac{U_{ic}}{U_{id}}\right)_{U_o=const.}=\frac{1}{\varepsilon}\times\frac{\frac{U_{exc}}{2}}{\left(\frac{\Delta R}{R_o}\right)_{\det}U_{exc}}=\frac{1}{2\varepsilon\left(\frac{\Delta R}{R_o}\right)_{\det}}$$

- مثال: $\Delta R/R=10^{-3}$ و e=1%: CMRR=94dB

بررسی CMRR در پل وتستون





(b)

- استفاده از ولتاژ تغذیه مثبت و منفی برای پل:

$$U_{i+} = -(1-\delta)\frac{U_{exc}}{2} + \frac{R_o+\Delta R}{2R_o}U_{exc} = \left(\delta + \frac{\Delta R}{R_o}\right)\frac{U_{exc}}{2}$$

$$U_{i-} = -(1-\delta)\frac{U_{exc}}{2} + \frac{R_o-\Delta R}{2R_o}U_{exc} = \left(\delta - \frac{\Delta R}{R_o}\right)\frac{U_{exc}}{2}$$

$$U_{id} = U_{i+} - U_{i-} = \frac{\Delta R}{R_o}U_{exc},\ U_{ic} = \frac{U_{i+}+U_{i-}}{2} = \delta\frac{U_{exc}}{2}$$

- حداقل CMRR مورد نیاز:

$$H_{\min} = \left(\frac{U_{ic}}{U_{id}}\right)_{U_o=C} = \frac{1}{\varepsilon}\times\frac{\delta\frac{U_{exc}}{2}}{\left(\frac{\Delta R}{R_o}\right)_{\det}U_{exc}} = \frac{\delta}{2\varepsilon\left(\frac{\Delta R}{R_o}\right)_{\det}}$$

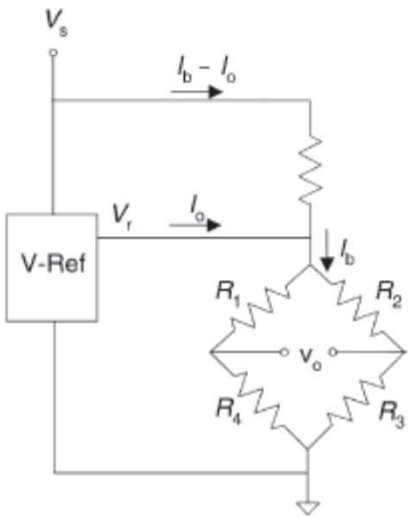
- نیاز به CMRR بسیار کمتر

تغذیه پل وتستون

- دقت نسبی ولتاژ (یا جریان) تغذیه با دقت نسبی ولتاژ خروجی پل برابر است

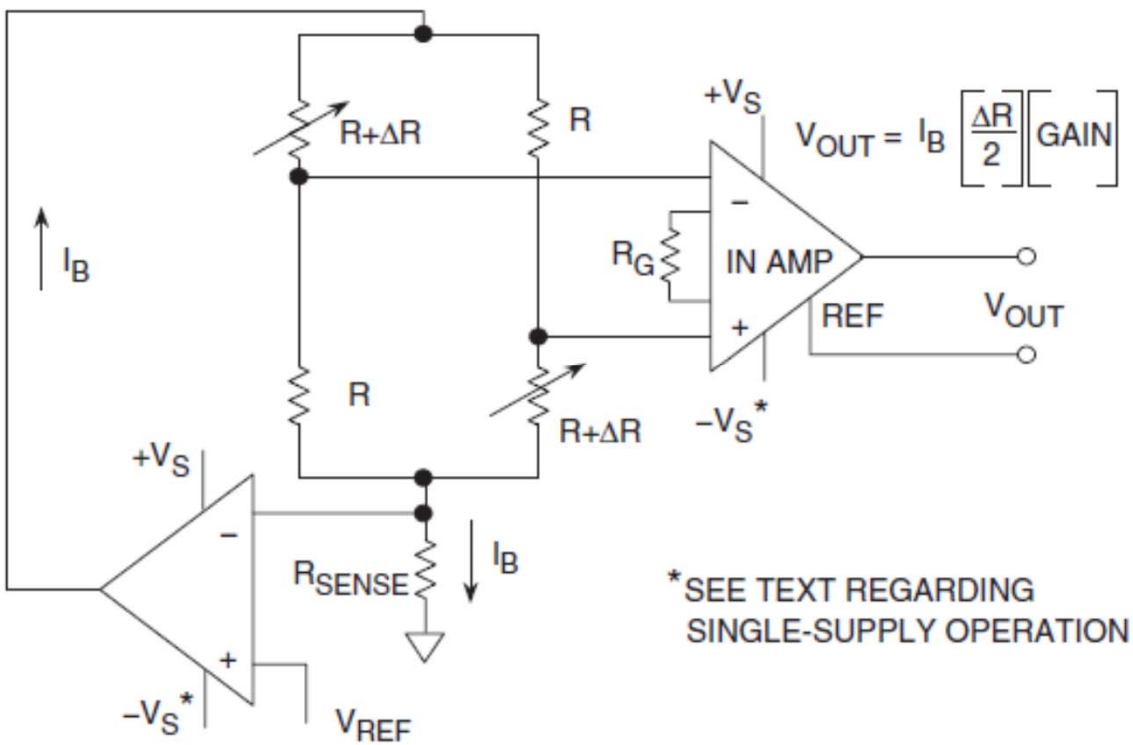
$$\frac{dVo}{Vo} = \frac{dVref}{Vref} \quad \text{یا} \quad \frac{dVo}{Vo} = \frac{dIref}{Iref}$$

- عدم امکان استفاده از ولتاژ منبع تغذیه جهت درایو پل در کاربرد های دقیق



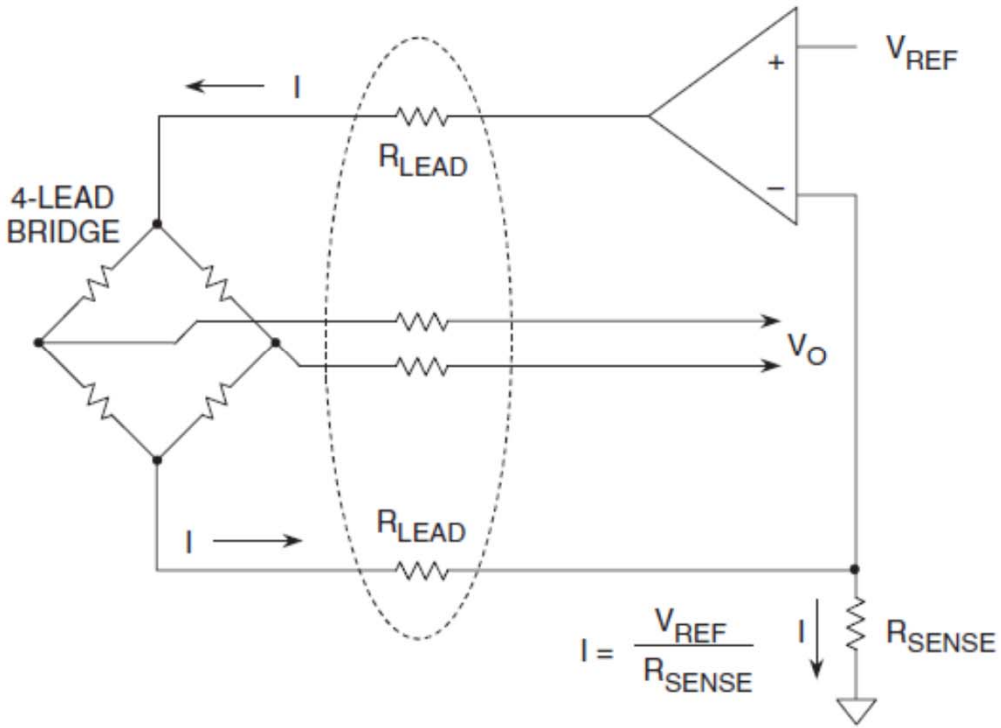
Parameter	Designation				
	AD581L	LM399A	LT1021A	MAX671C	REF10A
Output (V/mA)	10/10	6.95/10	10/10	10/10	10/20
Time drift (10^{-6}/1000 h)	25	20	15	50	50
Thermal drift (10^{-6}/K)	5	0.6	2	1	8.5
Supply (10^{-6}/V)	50	10	4	50	100
Load (10^{-6}/mA)	50	3	25	1	800
Noise (0.1–10) Hz (μV, p–p)	40	6	6	50	30

نمونه های مداری پل وتستون



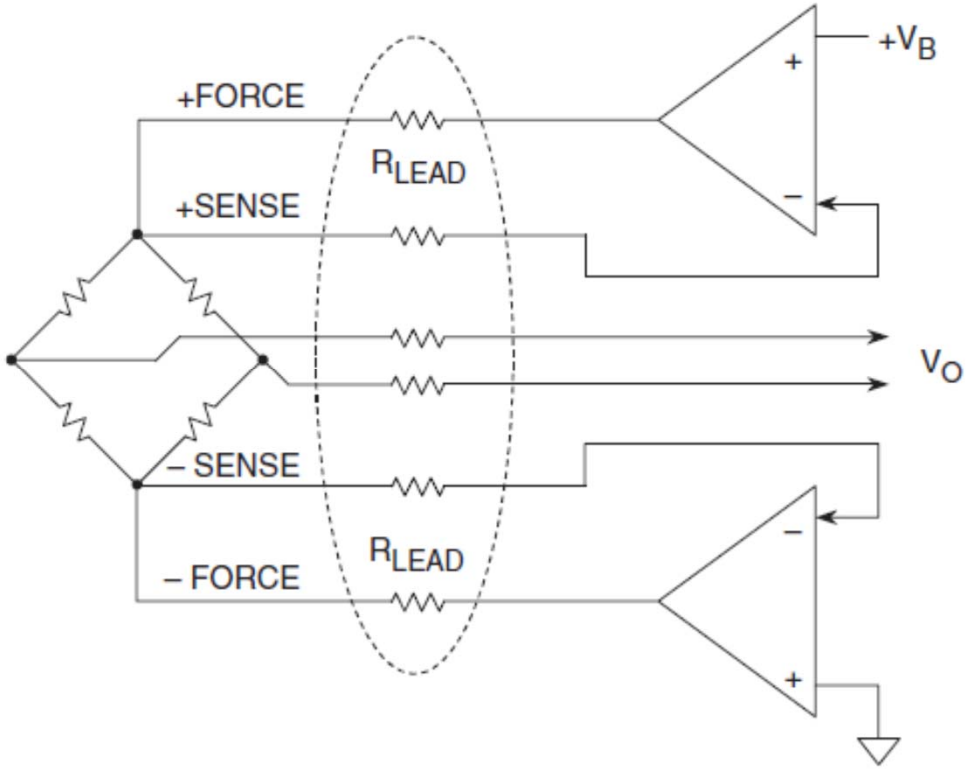
- پیاده سازی مداری پل وتستون جریانی

پل وتستون برای مسیر های طولانی: 4 سیم



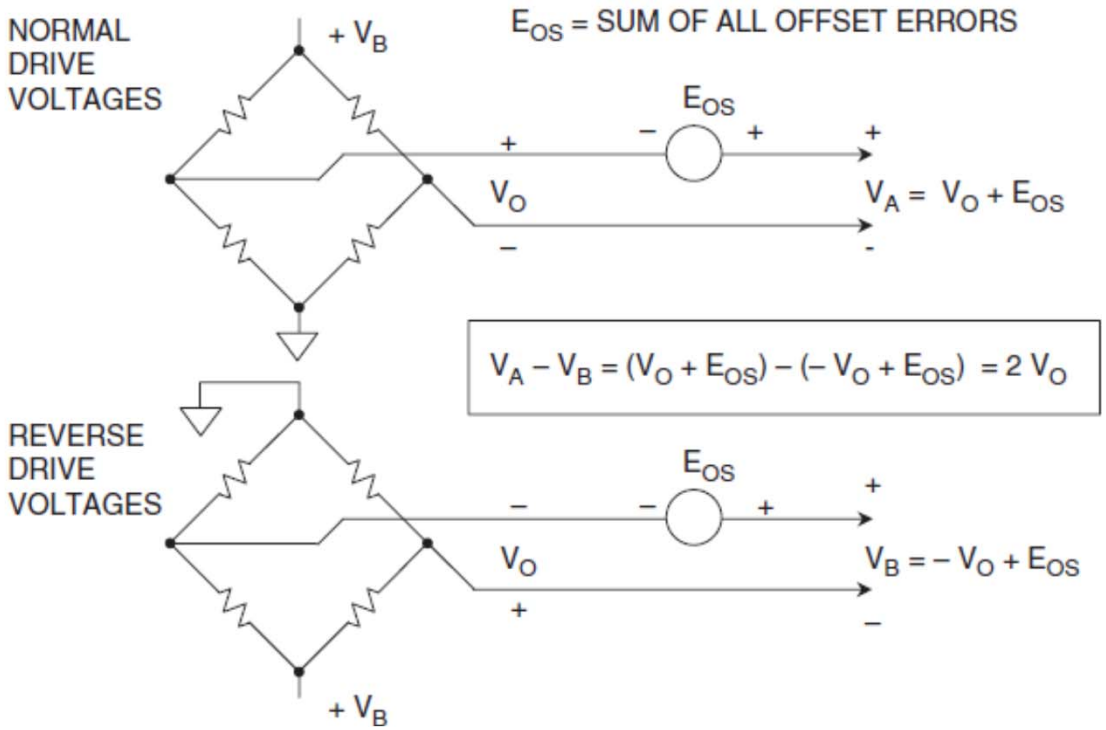
- سیستم 4 سیمه با درایو جریان
- حذف اثر مقاومتهای سیمها به دلیل دریو جریانی
- بررسی پایداری نسبی حلقه

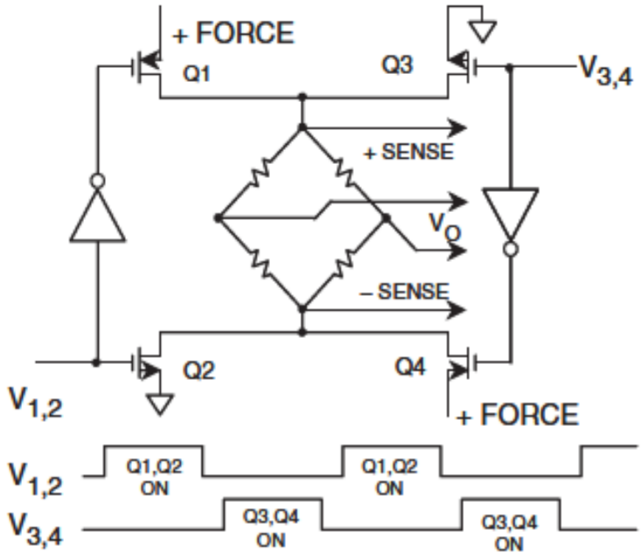
پل وتستون برای مسیر های طولانی: 6 سیم



- درایو دقیق ولتاژی بر روی پل بدون تاثیر افت ولتاژ
- قرار گرفتن ولتاژ VB و 0 برروی پل
- قرار گرفتن سیمهای انتقال در مسیر فیدبک درایورهای ولتاژ

درایو پل با ولتاژ AC

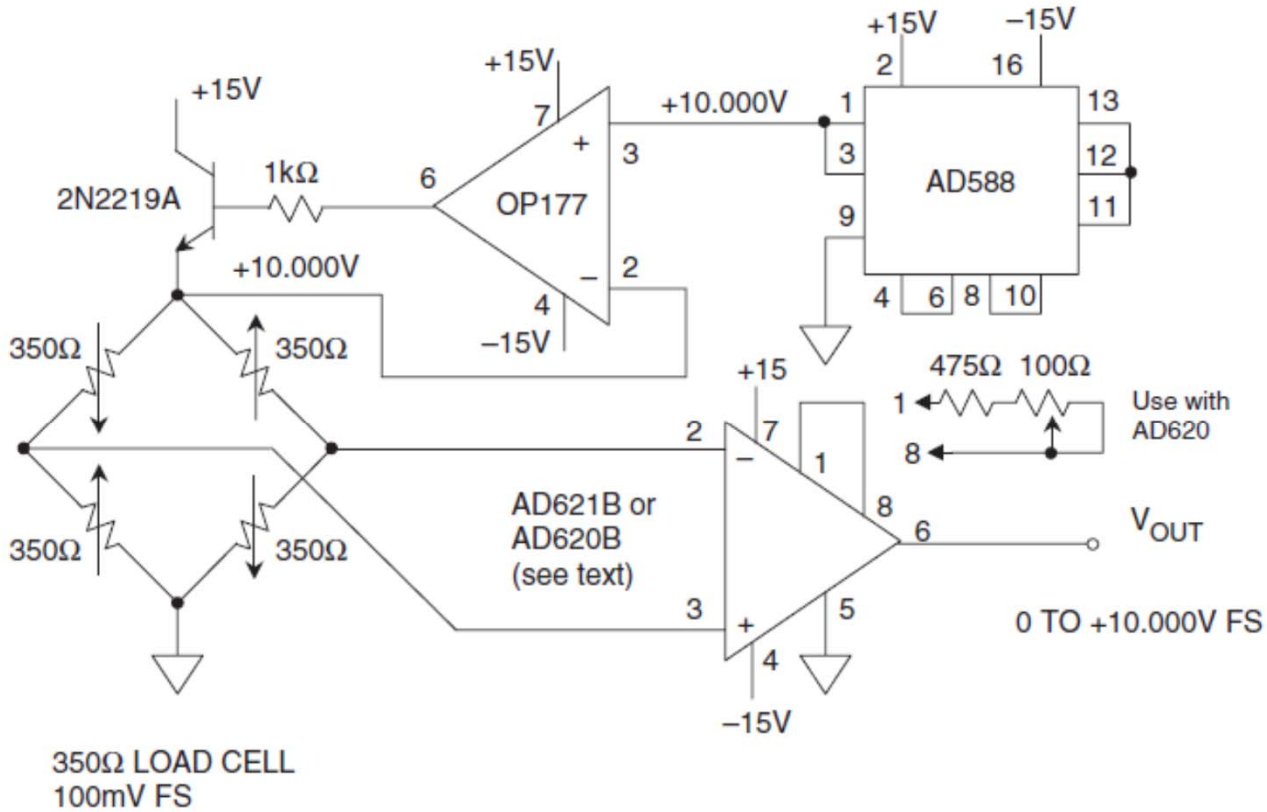




- کاهش آفست
- استفاده از H-Bridge جهت تغییر پلاریته ولتاژ

مدار عملی

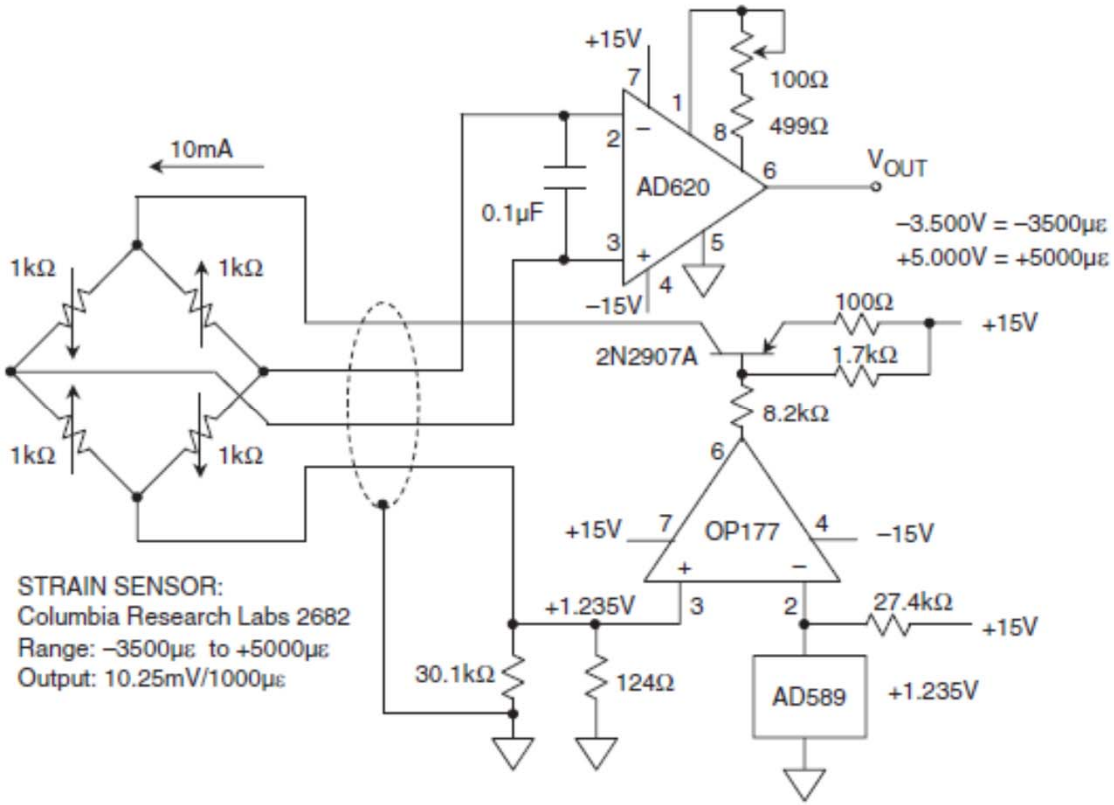
A precision 350 Ω load cell amplifier, using a buffered voltage-driven configuration with Kelvin sensing and a precision in amp



- مدار ساده load-cell ولتاژی
- استفاده از ولتاژ مرجع AD588 و آپ امپ و ترانزیستور به عنوان بافر ولتاژ

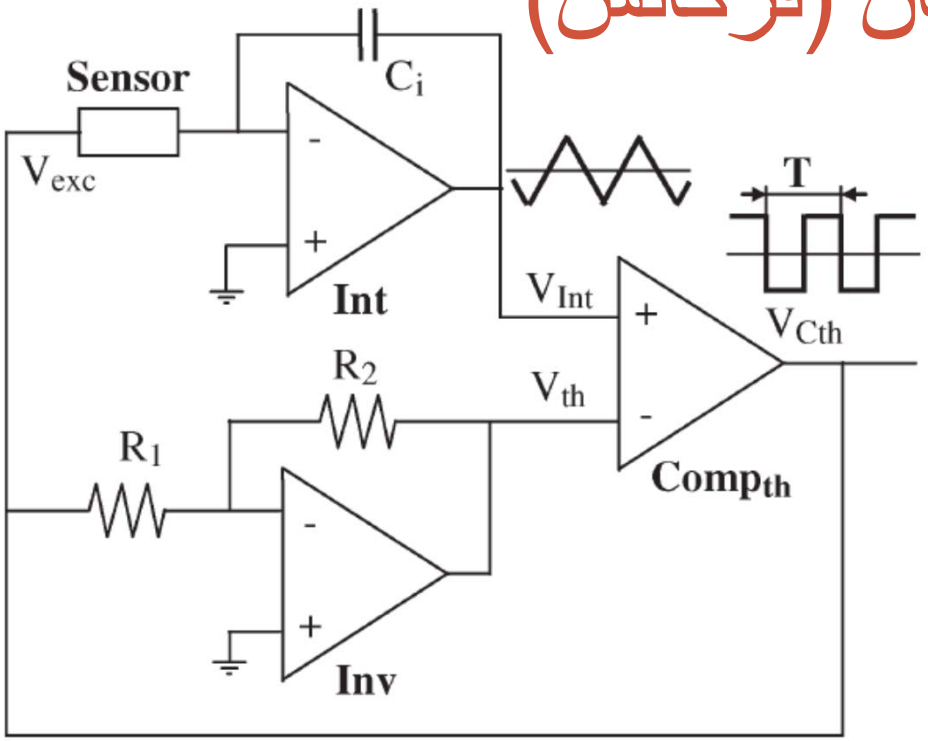
مدار عملی

Figure 4-30: A precision strain gage sensor amplifier using a remote current-driven 1 kΩ bridge, a buffered precision op amp driver, and a precision in amp 100X gain stage



- مدار ساده load-cell جریانی

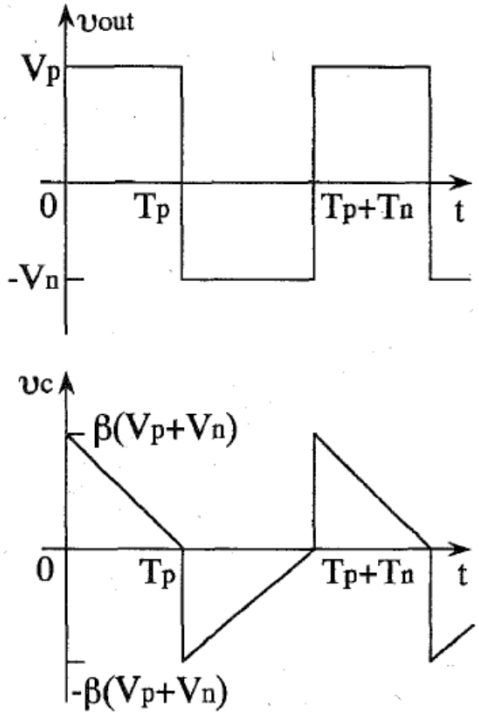
تبدیل مقاومت به زمان (فرکانس)

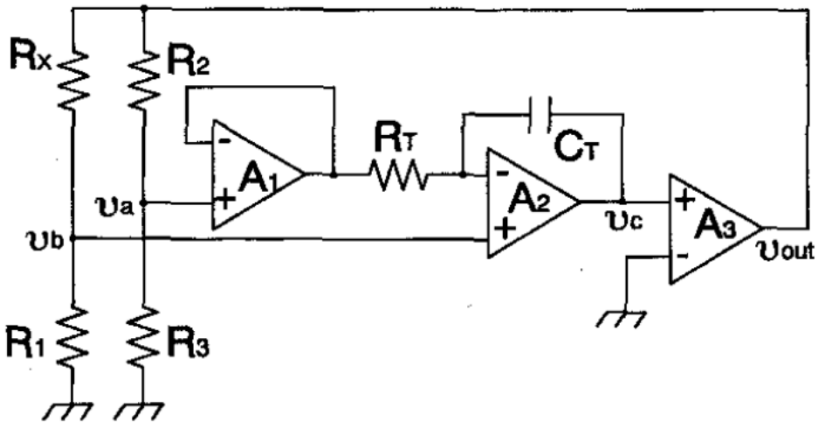


اینترفیس سنسور گاز MOX

- مبدل های مقاومت به زمان (RTC) یا فرکانس
- قرار گرفتن سنسور مقاومتی در یک انتگرالگیر: تغییر مقاومت← تغییر شیب ولتاژ خروجی ← زمان رسیدن ولتاژ خروجی به حد معین
- مفید برای سنسور های با دامنه مقاومت بسیار وسیع:
  - عدم نیاز به مقیاس کردن بهره ولتاژ و جریان
  - زمان متغیر خروجی : زمان زیاد برای R بزرگ
- معمولا در ساختار Relaxation Oscillator استفاده می شود

تبدیل مقاومت به فرکانس (زمان)





- مبدل های مقاومت به فرکانس (مشابه مدار قبل)
- تغییر مقاومت Rx: تغییر سطح ولتاژ مرجع اسیلاتور: تغییر فرکانس

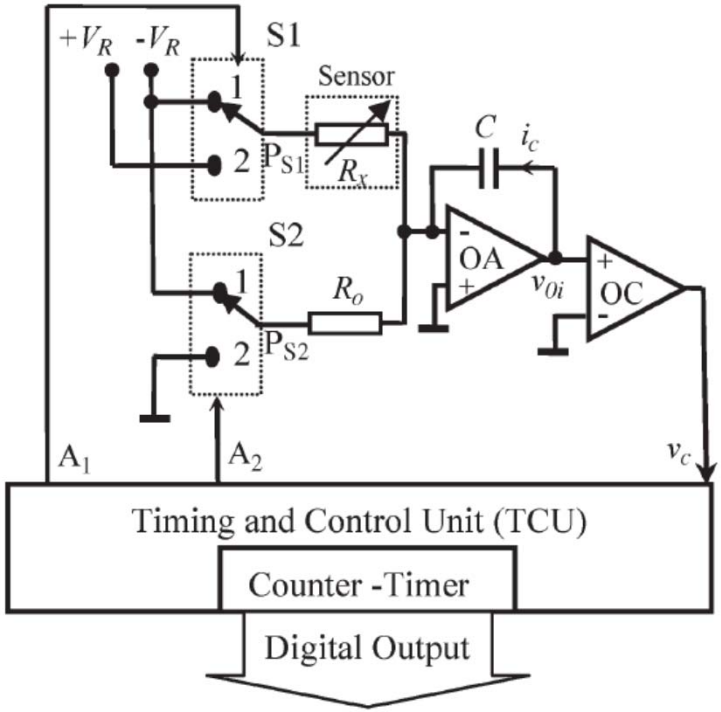
$$\Delta f = \frac{R_3 \Delta R}{R_1 (R_2 + R_3)} f_\tau$$

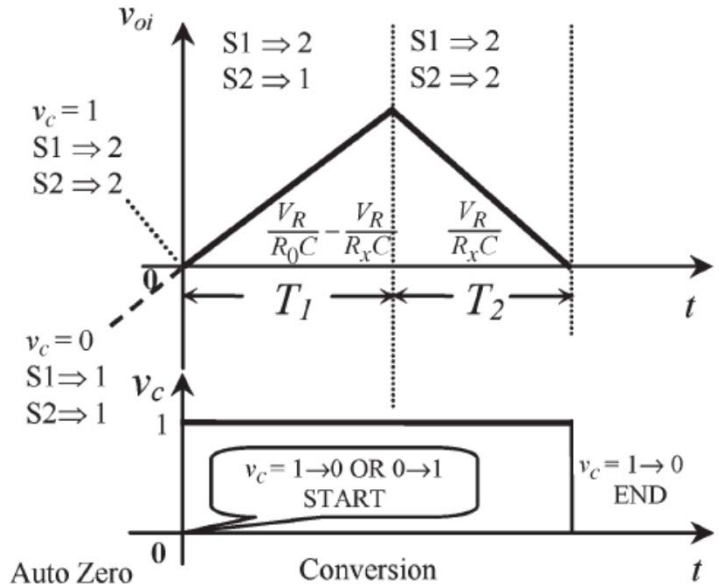
$$f_\tau = \frac{\gamma}{(1+\gamma)^2} \frac{1}{\tau} \qquad \tau = C_T R_T \qquad \gamma = |V_n / V_p|$$

$$R_x = R_0 + \Delta R.$$

- تبدیل خطی مقاومت به فرکانس

تبدیل مقاومت به دیجیتال دو شیبی (Dual Slope)





$$\left(\frac{V_R}{R_oC} - \frac{V_R}{R_xC}\right)T_1 = \left(\frac{V_R}{R_xC}\right)T_2.$$

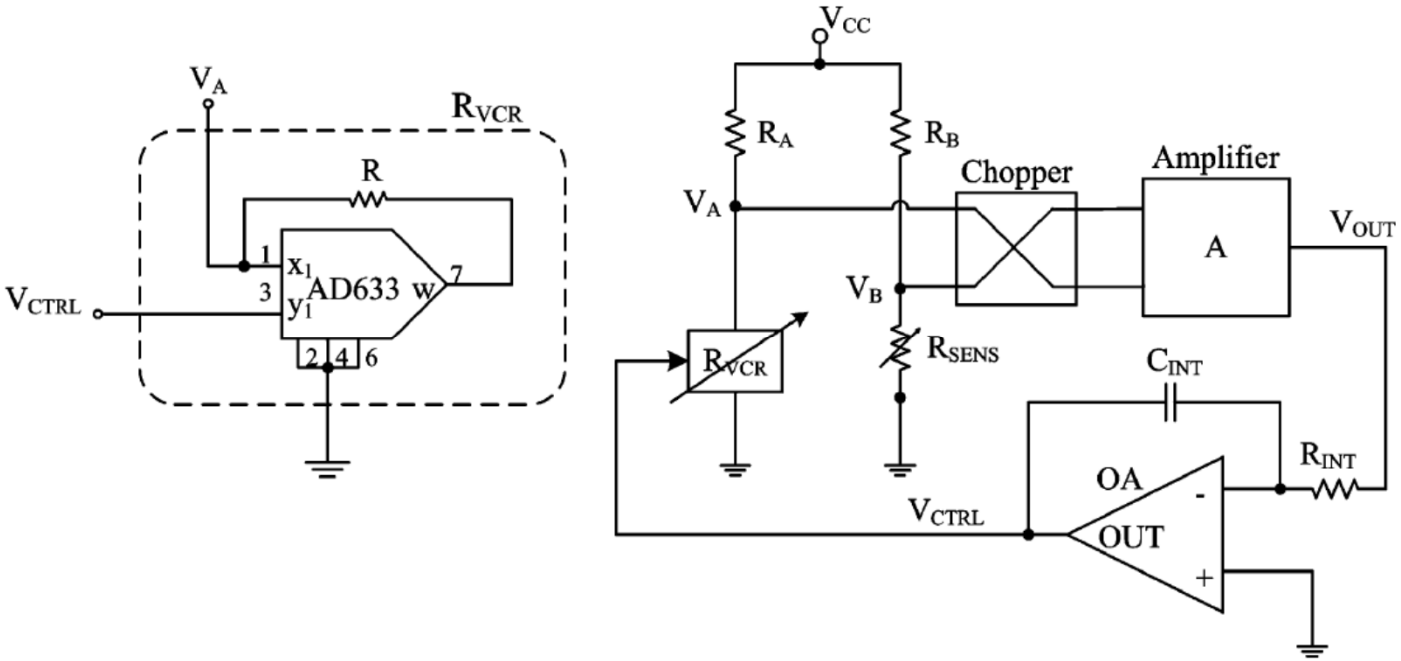
$$\frac{R_x - R_o}{R_o} = \frac{T_2}{T_1}.$$

$$R_x = R_o(1 + kx)$$

$$kx = \frac{1}{T_1}T_2.$$

- مشابه مبدل Dual Slope ADC
- عدم حساسیت به اندازه خازن انتگرالگیر
- سرعت اندازه گیری پایین
- اهمیت مقاومت R_0

پل وتستون Nulling با مقاومت آنالوگ متغیر



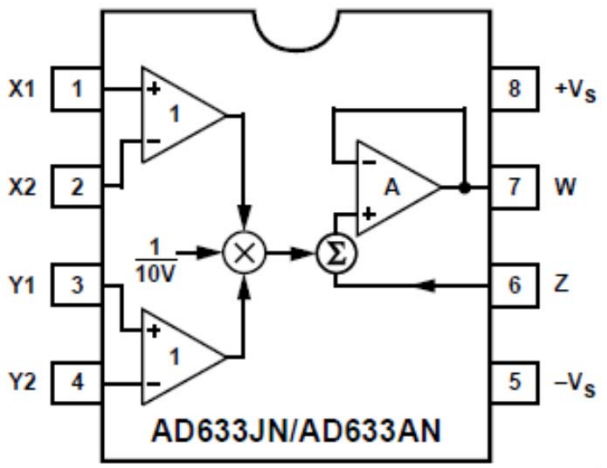
- استفاده از IC ضرب کننده AD633 جهت تولید مقاومت متغیر با ولتاژ با دامنه تغییرات بزرگ

$$R_{VCR} = \frac{R}{1 - \frac{V_{CTRL}}{10}}$$

- استفاده از چاپر برای کاهش اثر آفست آپ-امپ

ضرب کننده آنالوگ AD633

- دقت بهتر از ±2% در خروجی
- عرض باند سیگنال کوچک 1MHz
- قیمت کمتر از 5$



$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10V} + Z$$

$$W = -(10\ \mathrm{V})\frac{E}{E_X} \qquad (6)$$

$$W = \sqrt{-(10E)}\mathrm{V}$$

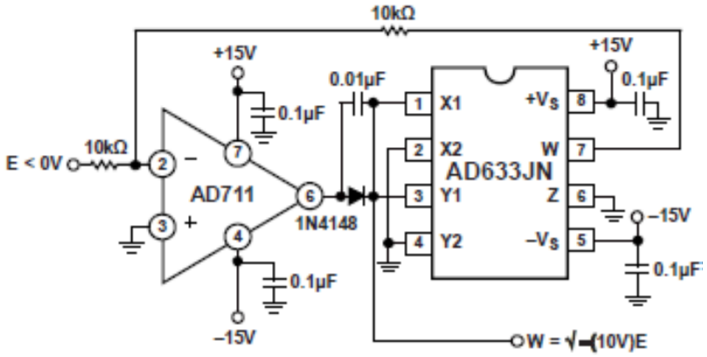


Figure 15. Connections for Square Rooting

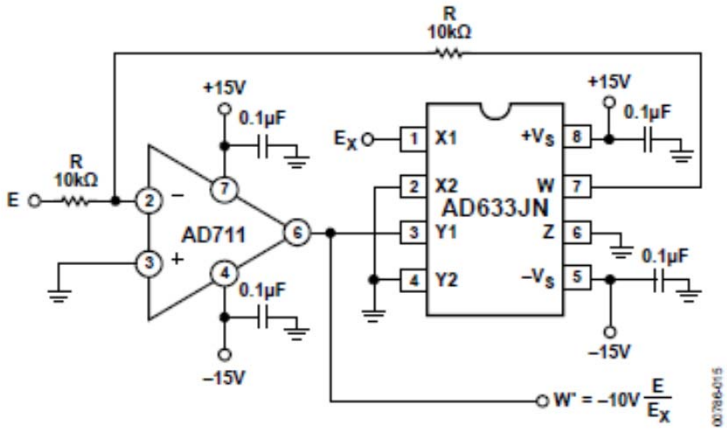
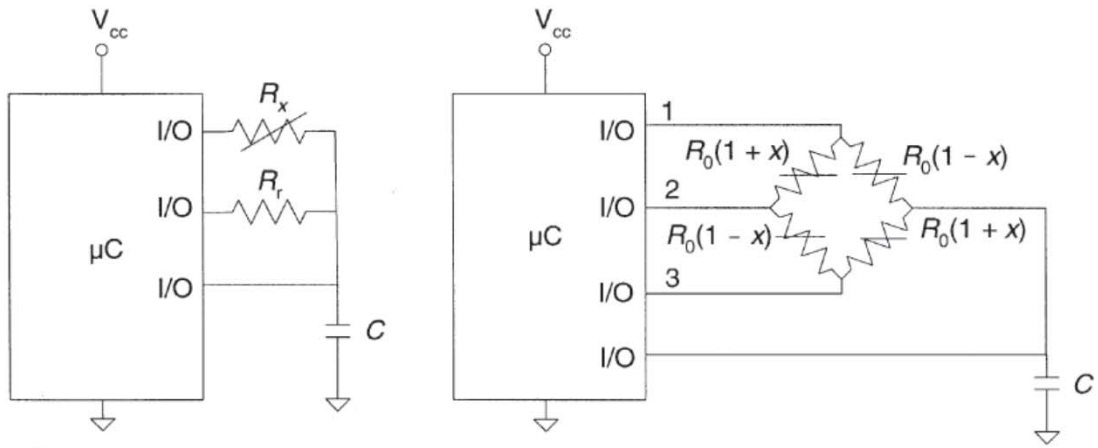


Figure 16. Connections for Division

تبدیل مقاومت به زمان بدون مدار آنالوگ



(a) (b)

$$t_x = -R_x C \ln\left(1 - \frac{V_{TH}}{V_{OH}}\right)$$

$$t_r = -R_r C \ln\left(1 - \frac{V_{TH}}{V_{OH}}\right)$$

$$R_x = R_r \frac{t_x}{t_r}$$

$$\frac{t_1 - t_3}{t_2} = \frac{R_0(1+x)(3-x) - R_0(1-x)(3+x)}{4R_0} = x$$

- اندازه گیری زمان شارژ RC توسط هر پورت درحالیکه باقی پورتها Hi-z هستند
- کوچک بودن مدارو قیمت پایین در مقابل دقت پایین تر
- مناسب برای کاربرد های WSN

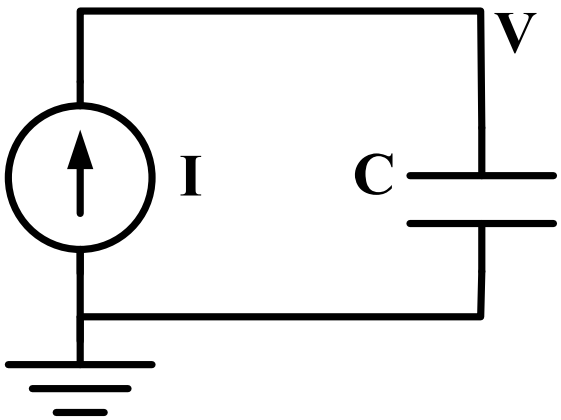
مدار های واسط سنسور های خازنی

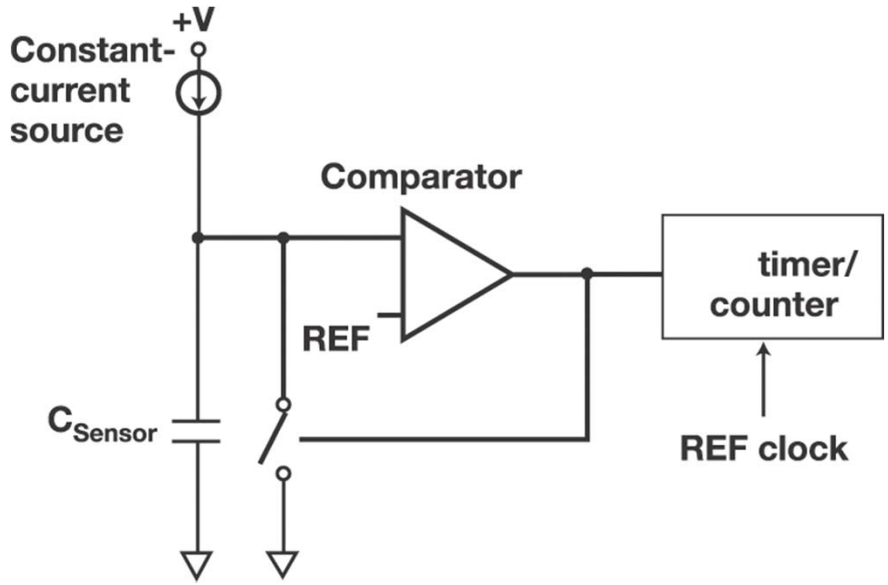
- مدار جریانی
- نسبت خازنی
- پل وتستون
- سوئیچ-خازنی
- فرکانسی (زمانی)

مسائل مربوط به سنسور های خازنی

- اندازه کوچک خازن در سنسور ها (معمولا کمتر از 100pF)
- نیاز به سیگنال تحریک AC در پل و تقسیم کننده ها
  - محدوده فرکانسی 10kHz تا 100MHz
  - افت CMRR آپ-امپ ها در فرکانس بالا
  - دامنه بزرگ سیگنال تحریک: اهمیت SR آپ-امپ ها
- حساسیت نسبت به خازنهای پارازیتی
  - ورودی آپ-امپ، کابل، ...
  - خازنهای پارازیتی قابل مقایسه با خازن سنسور
- نیاز به داشتن حداقل فاصله مدار واسط با سنسور
- عدم دقت اندازه گیری در صورت کوچک بودن Q
- نیاز به مبدل AC/DC در برخی روشهای تحریک AC

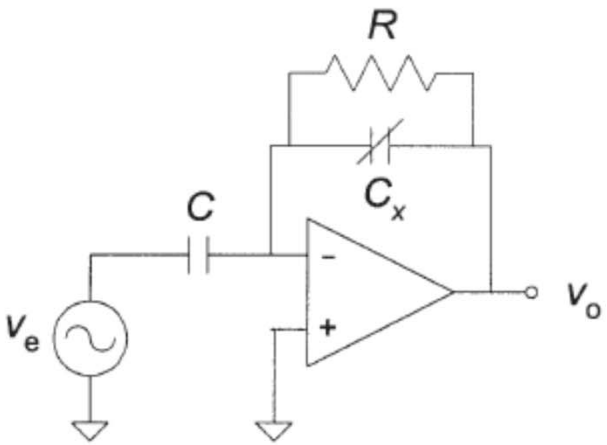
اندازه گیری خازن با جریان ثابت



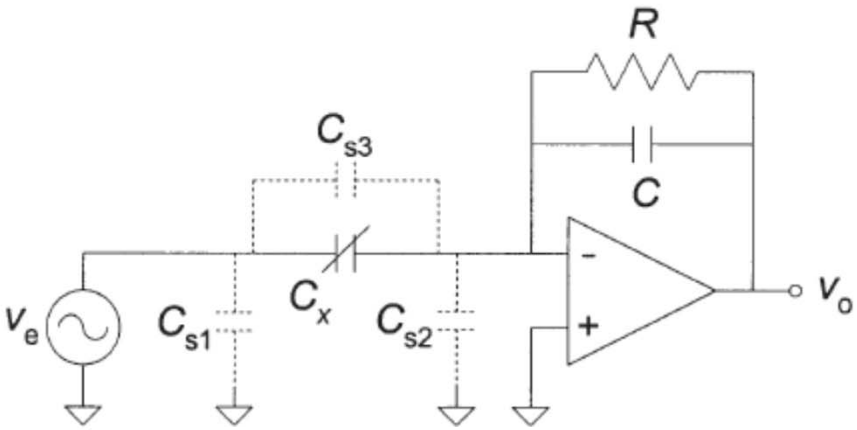


- با فرض صفر بودن ولتاژ اولیه خازنها
- V=I.T/C
- برای خازن های کوچک، جریان یا زمان بسیار کم لازم است
- دشارژ اولیه لازم است
- حساسیت به خازنهای پارازیتی

مدار اندازه گیر نسبت جریان-ولتاژ



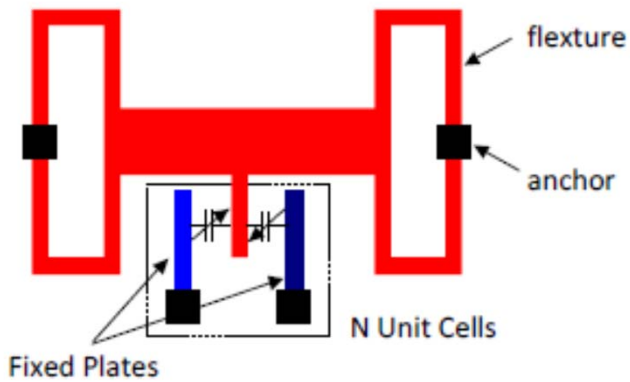
$$v_o = -v_e \frac{Z_x}{Z} = -v_e \frac{C}{C_0}(1+x)$$

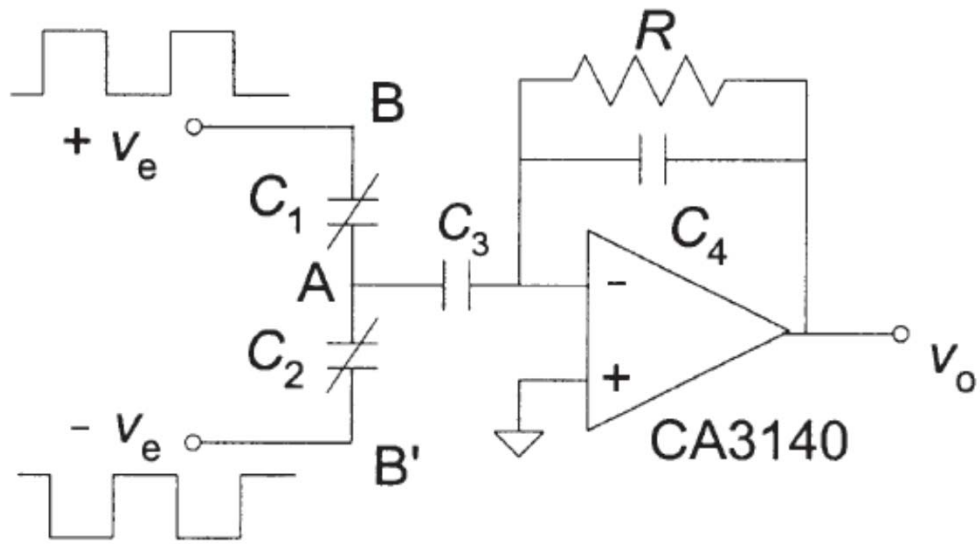


$$v_o = -v_e \frac{C_x}{C}$$

- سیگنال تحریک AC: پالس یا سینوسی
- خازن در مسیر ورودی:
  - مناسب سنسور خطی
  - قابلیت کاهش (حذف) خازن های پارازیتی
- خازن در مسیر فیدبک:
  - مناسب سنسور غیرخطی
- مقاومت فیدبک جهت تامین بایاس ورودی آپ-امپ: باید از امپدانس C در فرکانس تحریک بسیار بزرگتر باشد: R بسیار بزرگ: آفست خروجی DC بزرگ و نویز قابل ملاحظه

مدار مبتنی بر نسبت خازنی در سنسورهای تفاضلی





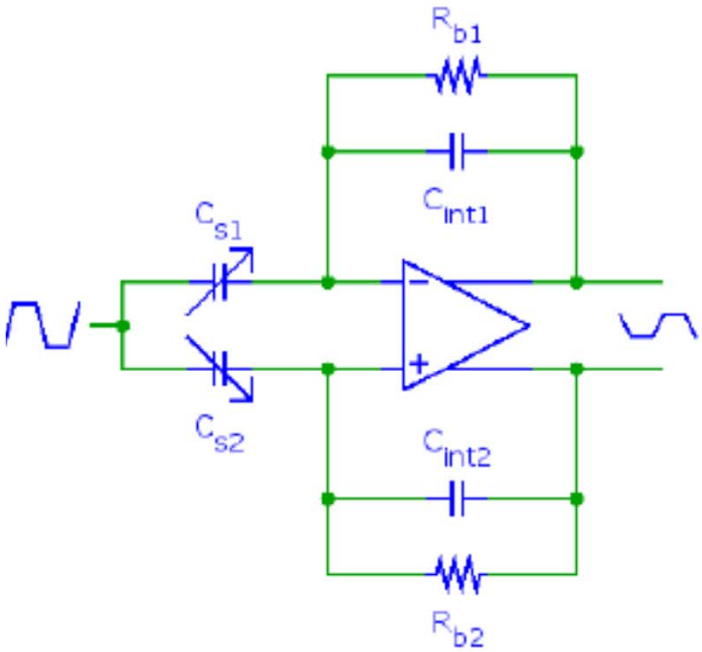
- R جهت بایاس ورودی

$$v_o = -v_A \frac{C_3}{C_4}$$

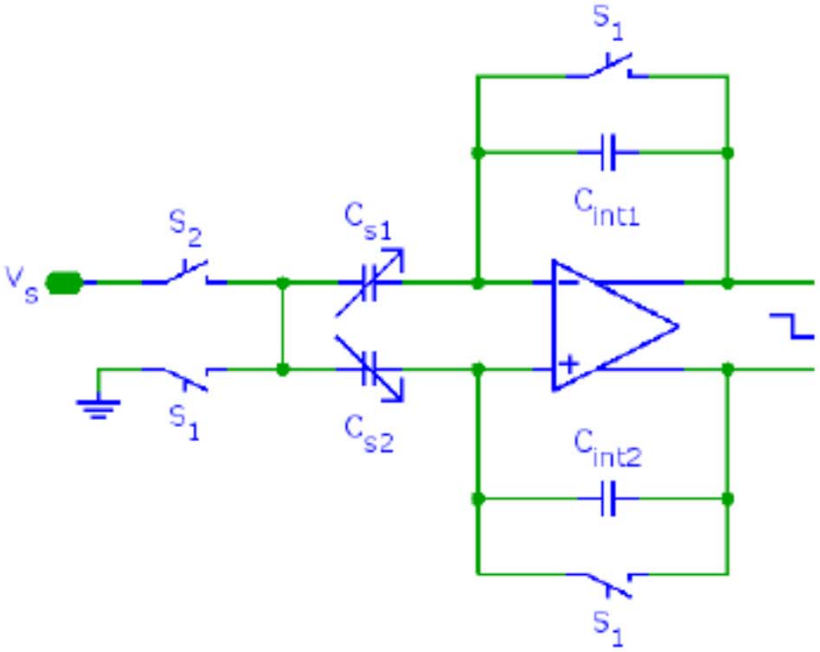
$$j\omega C_1(V_e - V_A) = j\omega C_3 V_A + j\omega C_2(V_e + V_A)$$

$$V_A = V_e \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2 + C_3}$$

حذف مقاومت فیدبک



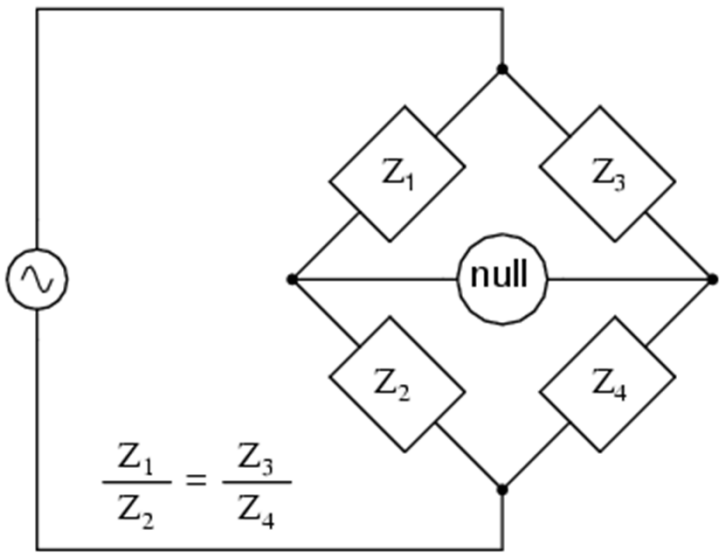
- Output modulated
- High valued bias resistor

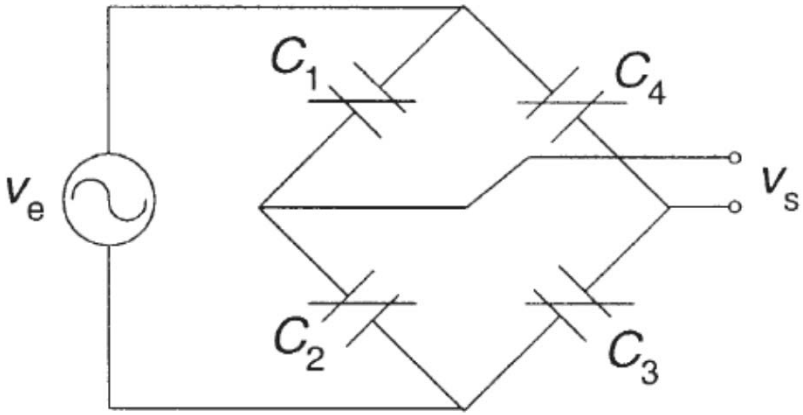


- No bias resistor, direct interface to ADC
- Noise folding

- استفاده از مدار switched-capacitor

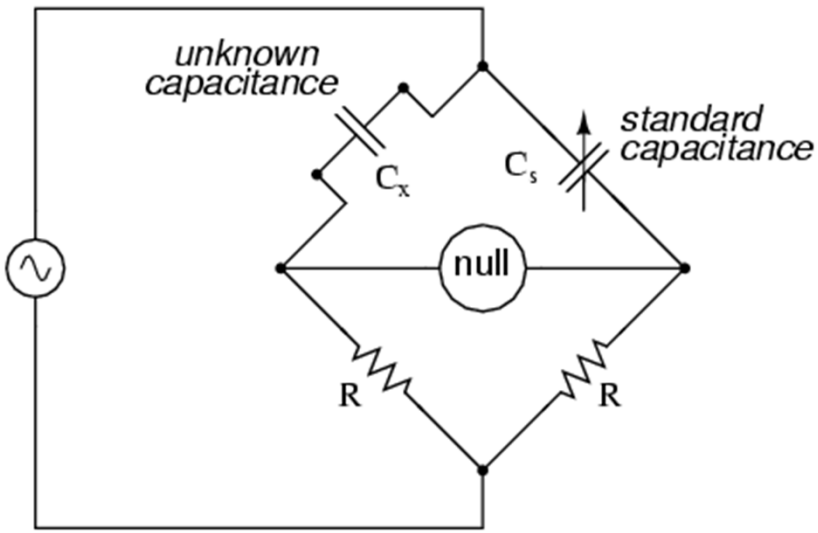
پل وتستون خازنی





- پل وتستون با درایو AC: اندازه گیری امپدانس (سلف، خازن ...)
- پل تمام خازنی یا نیمه خازنی
- پل تمام تفاضلی: خطی بودن کامل خروجی
- تقویت کننده خروجی پل: ولتاژ مد مشترک ورودی نامشخص و حساسیت نسبت به خازن ورودی
- استفاده از تقویت کننده ابزار دقیق به اندازه پل مقاومتی متداول نیست

پل وتستون نیمه خازنی



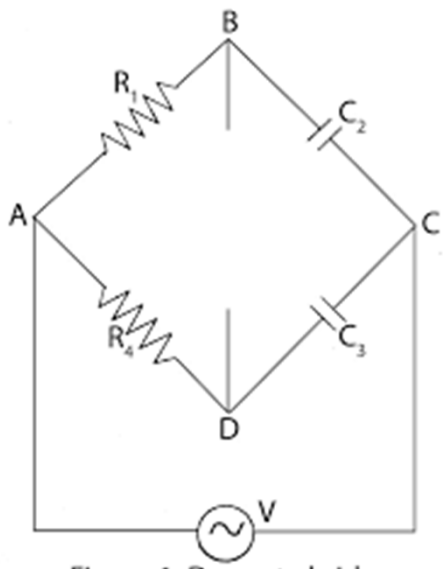
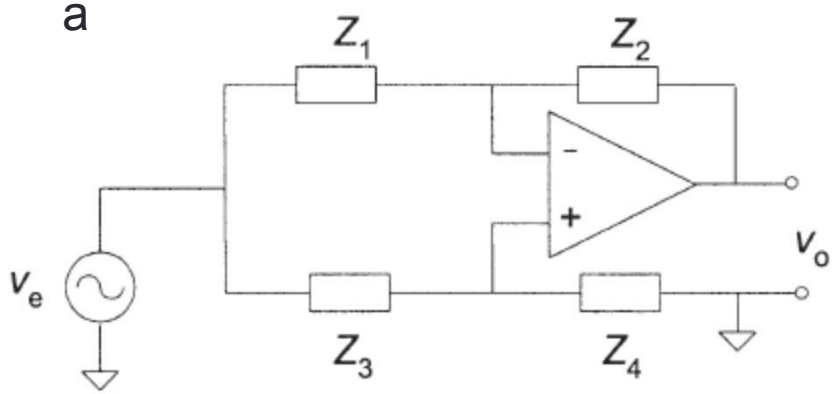


Figure 1: De sauty bridge

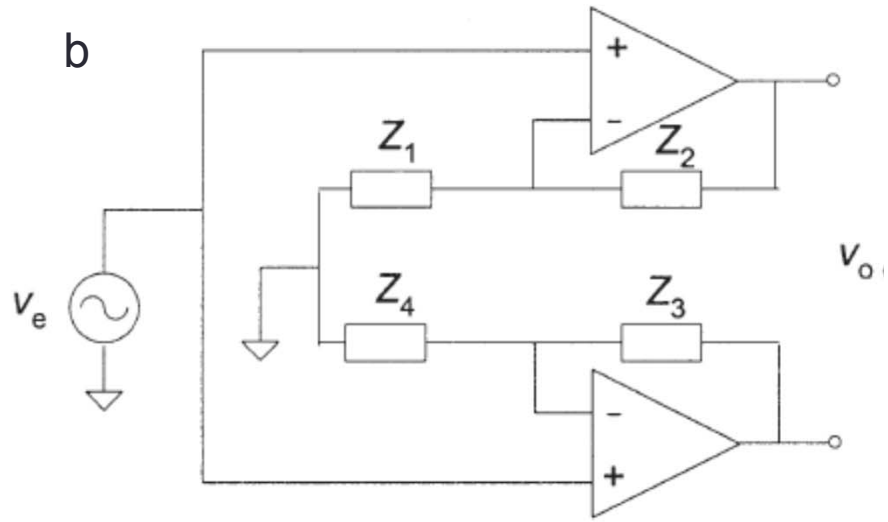
- استفاده از مقاومت:2 روش مختلف اتصال:
- یک خازن و مقاومت در یک بازو
- خازنها و مقا ومتها در بازوهای یکسان
- عدم همسانی امپدانس ها: عدم بالانس پل و حساسیت به خازنهای پارازیتی

خطی سازی اثر نسبت های مقاومتی

a



b

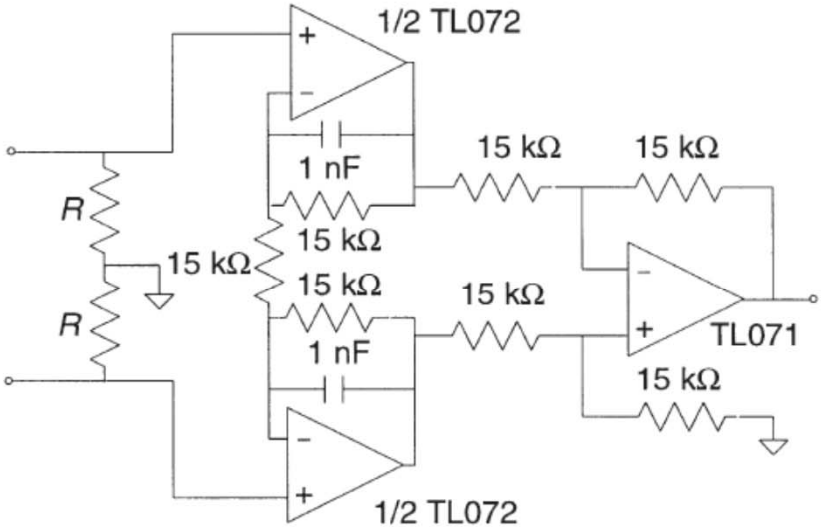


$$v_o = v_e \frac{Z_3/Z_4 - Z_2/Z_1}{1 + Z_3/Z_4}$$

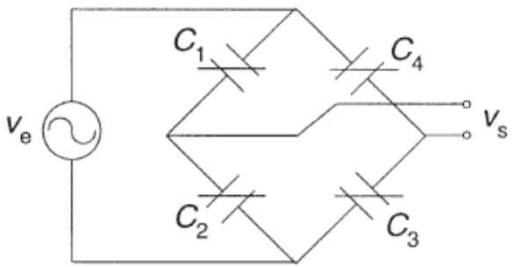
$$v_o = v_e \left(\frac{Z_2}{Z_1} - \frac{Z_3}{Z_4} \right)$$

- مدار a: خازن سنسور بجای Z_1 یا Z_2 (بسته به خطی یا غیر خطی بودن سنسور)
- مدار b: محل سنسور وابسته به خطی بودن یا نبودن سنسور
- نیاز به مقاومت موازی بایاس (خازنهای فیدبک آپ-امپ ها)

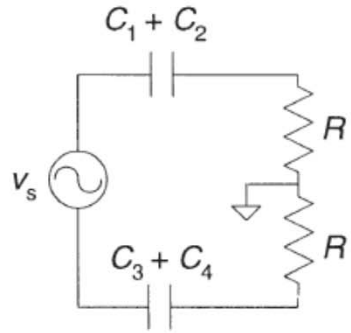
استفاده از تقویت کننده ابزار دقیق



(a)



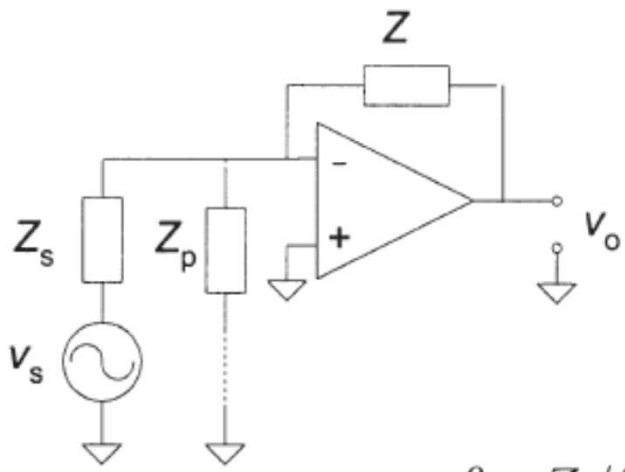
(b)

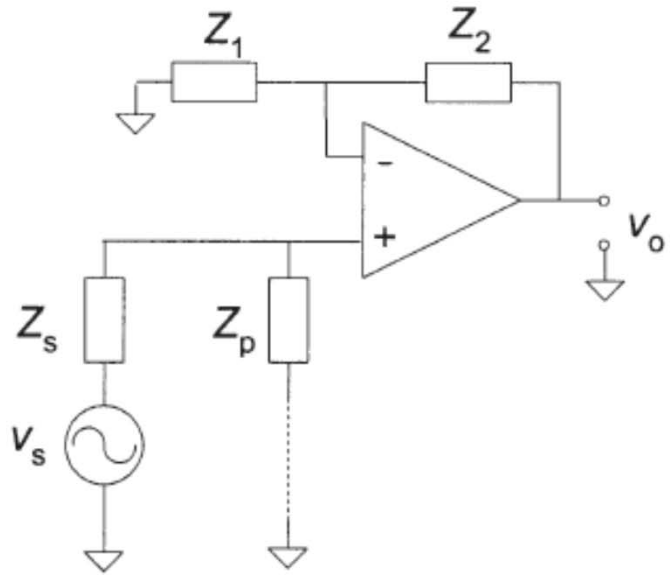


$$f_{\max} = \frac{\mathrm{SR}}{2\pi V_{\mathrm{p}}}$$

- مقاومت بایاس ورودی
- احتمال ناپایداری به دلیل خازن ورودی
- SR: محدودیت فرکانس

تقویت کننده معکوس کننده و غیر معکوس کننده





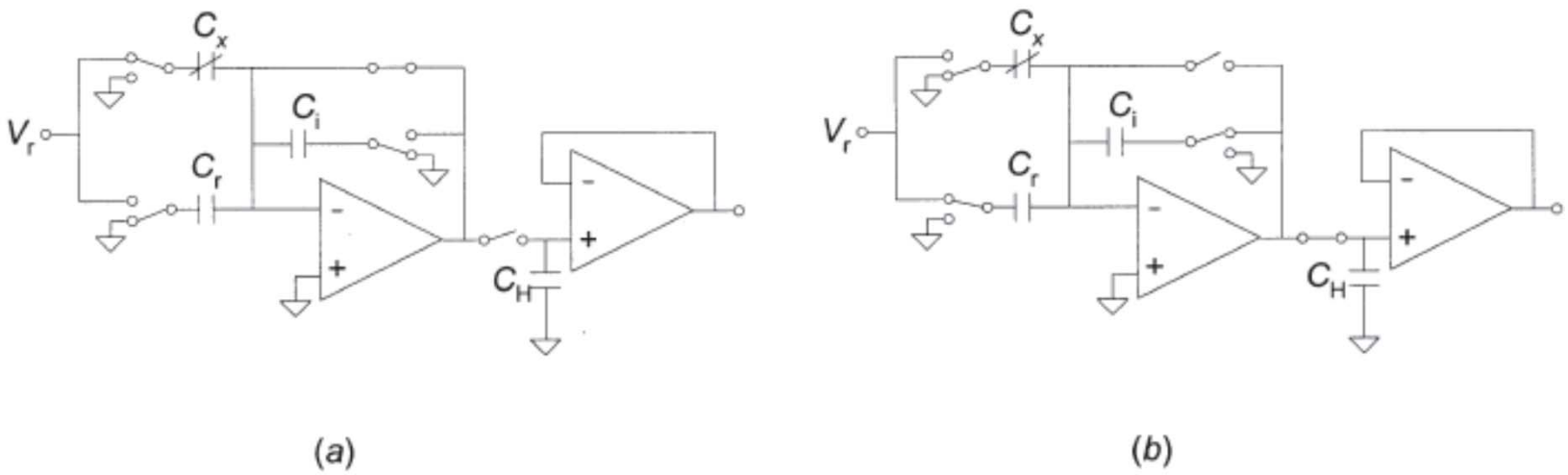
$$\beta = Z_s/(Z_s + Z)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{Z/Z_s}{1 + \frac{1}{A_d\beta}}$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s}\,\frac{Z_2 + Z_1}{Z_1}\,\frac{1}{1 + \frac{1}{A_d\beta}}$$

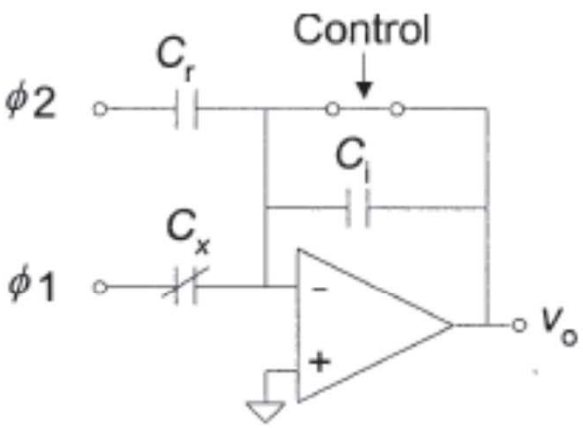
- استفاده از تقویت کننده معکوس کننده و غیر معکوس کننده
- معکوس کننده: غیر حساس به خازن پارازیتی ورودی، حساس به امپدانس پل
- غیرمعکوس کننده: حساس به خازن پارازیتی ورودی، غیر حساس به امپدانس پل

مدارات سوئیچ شونده خازنی برای سنسورهای خازنی

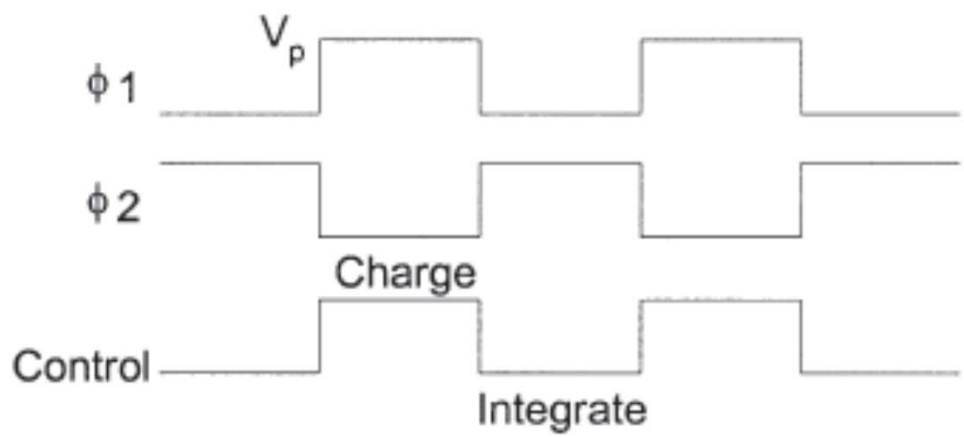


- بیشتر مناسب مدارات مجتمع؛ ولی قابلیت استفاده در مدارات غیر مجتمع را دارند
- عدم نیاز به ولتاژ AC و یکسوسازی خروجی
- عدم نیاز به مقاومت بایاس آپ-امپ (در صورت استفاده از آپ-امپ CMOS یا JFET)
- امکان ایجاد خطا ناشی از تزریق بار سوئیچ ها (Charge injection)

مدارات سوئیچ شونده خازنی برای سنسورهای خازنی



(a)



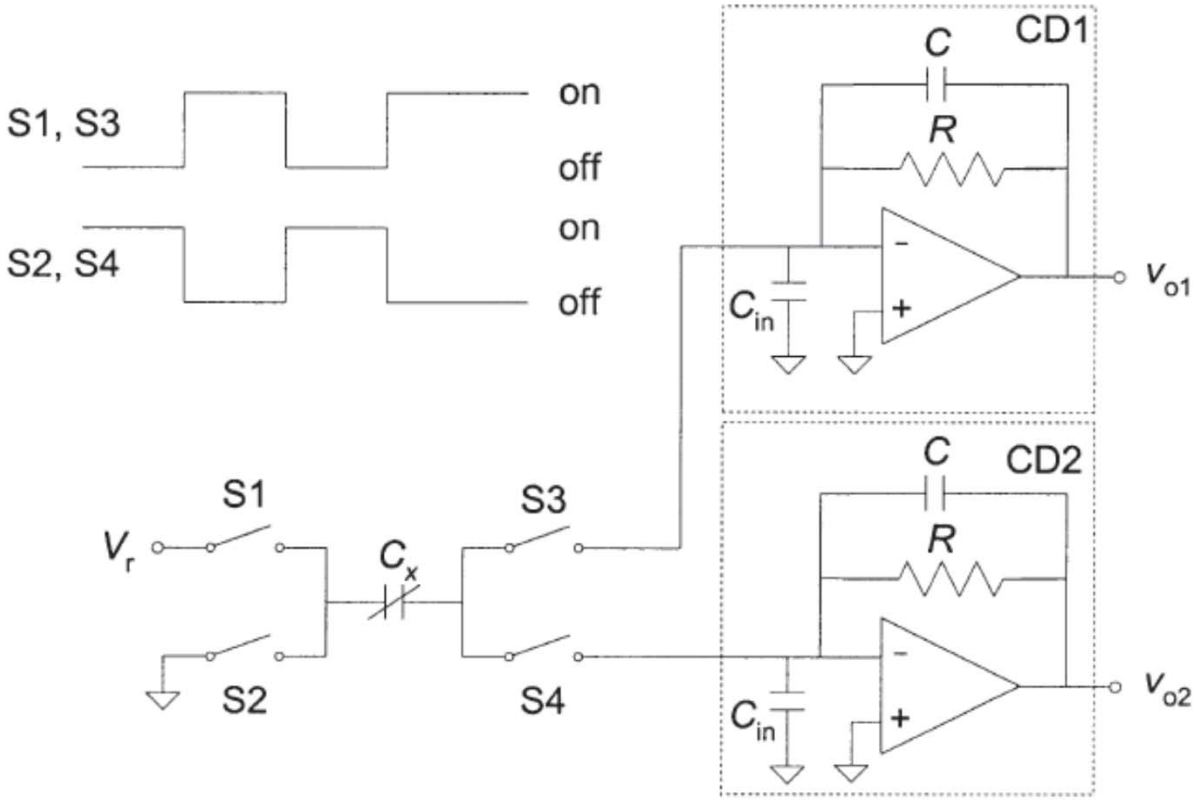
(b)

- استفاده از انتگرالگیر خازنی

$$v_o = V_p \frac{C_x - C_r}{C_i}$$

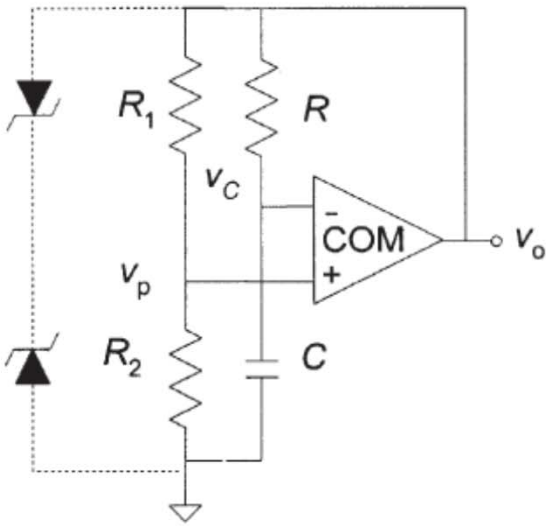
- حساسیت کم به خازن ورودی آپ-امپ

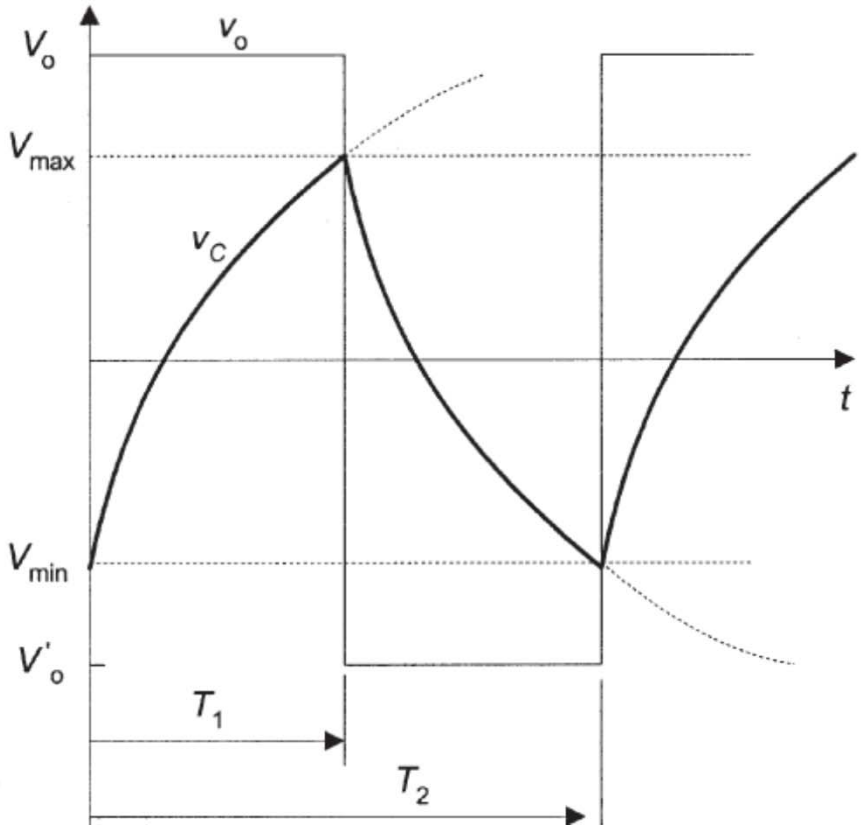
مدارات سوئیچ شونده خازنی برای سنسورهای خازنی



- سنسورخازنی Float
- اندازه گیری بار خازن← اندازه خازن Cx
- تفاضلی بودن خروجی: حذف اثر تزریق بار سوئیچ ها

روشهای زمانی (فرکانسی)

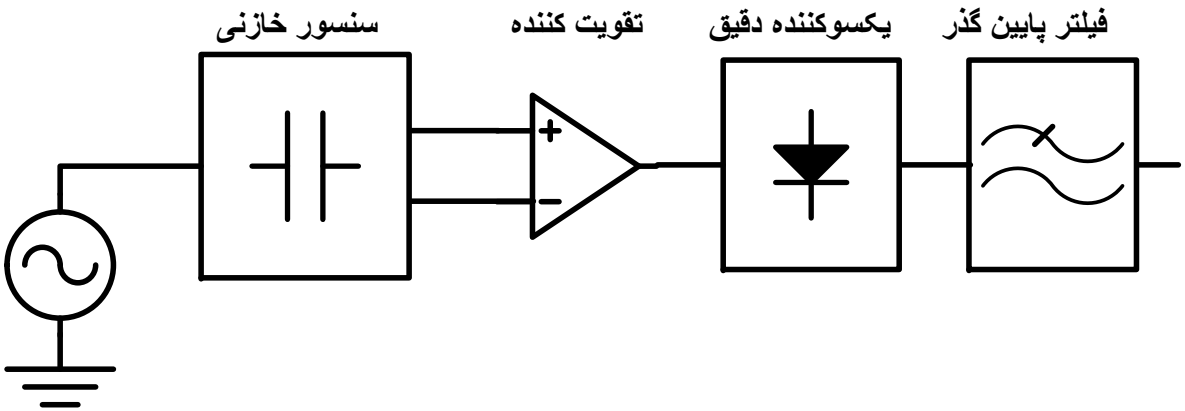


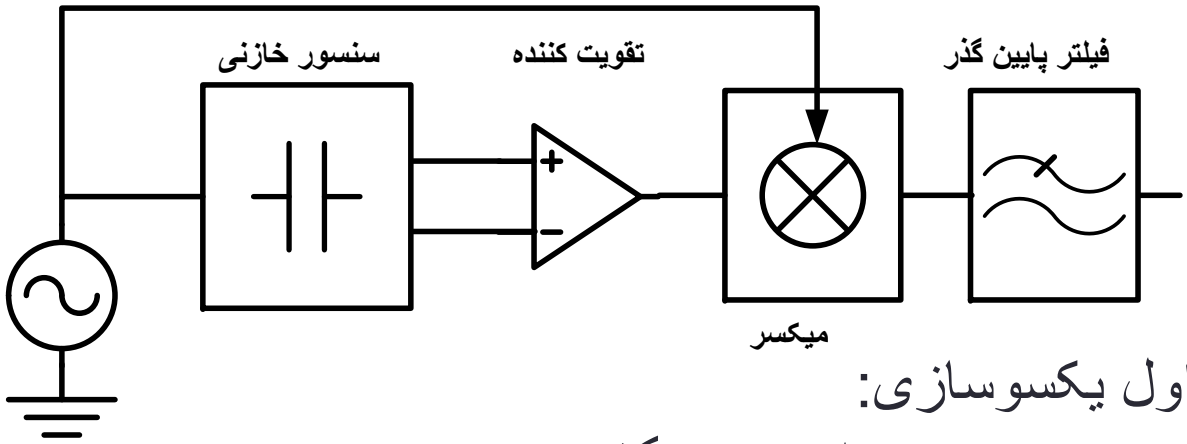


- مشابه سنسور های مقاومتی
- استفاده از Relaxation Oscillator

- T=kRC

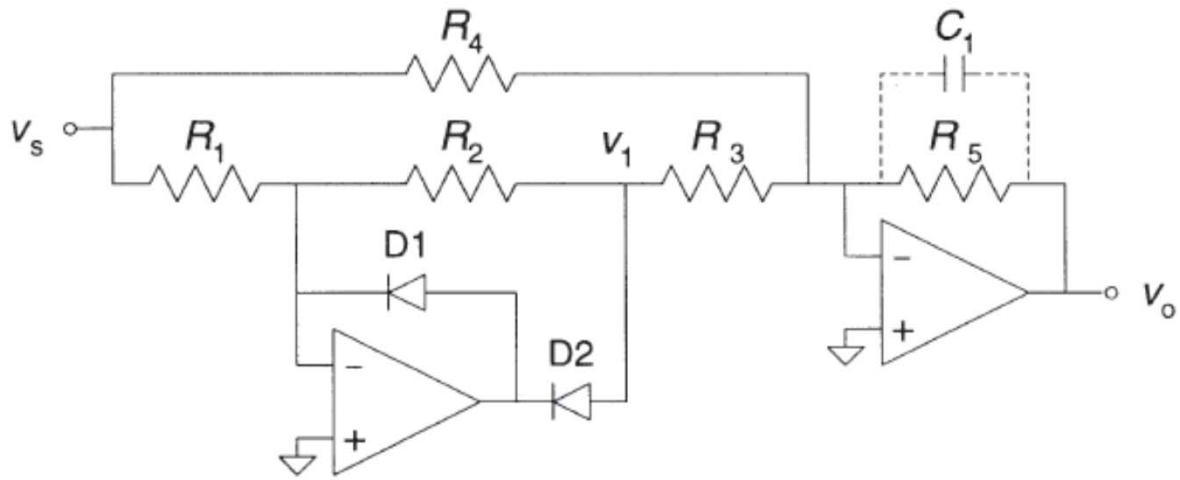
یکسوسازی خروجی در تحریک AC





- روشهای متداول یکسوسازی:
- یکسوساز تمام موج دقیق و فیلتر پایین گذر مناسب
- دمدولاتور (Down-converter) سنکرون با تحریک AC و فیلتر پایین گذر

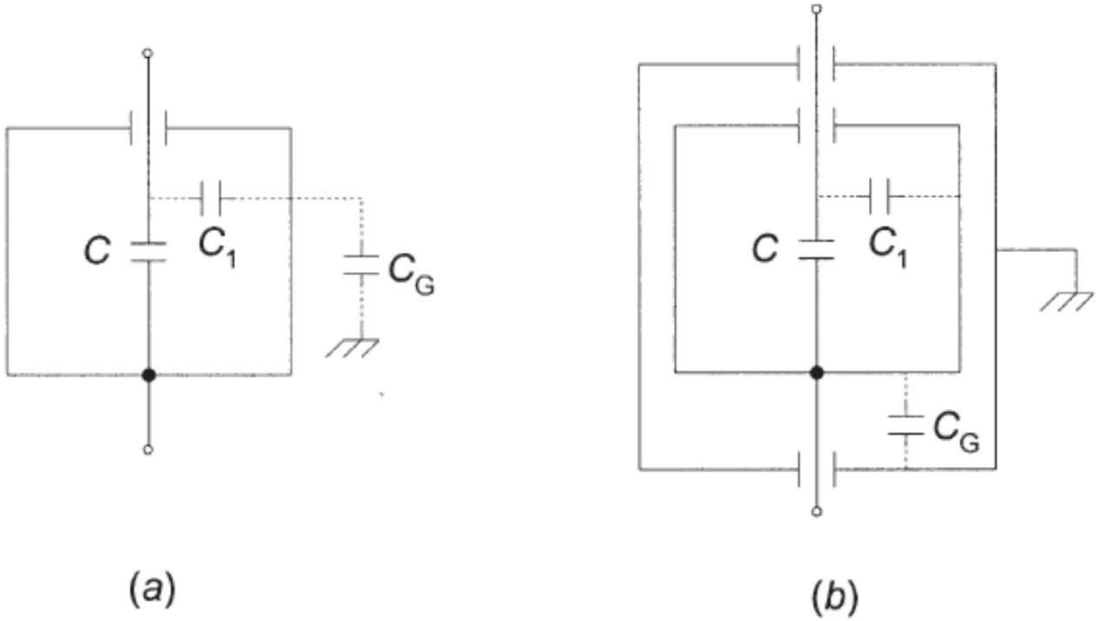
یکسوسازی خروجی



$$v_o = -v_s \frac{R_5}{R_4} + v_s \frac{R_2}{R_1}\frac{R_5}{R_3} \qquad R_2 R_4 = 2R_1 R_3$$

- نیاز به یکسو ساز دقیق (با آپ-امپ)
- درجه فیلتر معمولا بالاتر از یک (حذف موثر ریپل خروجی)

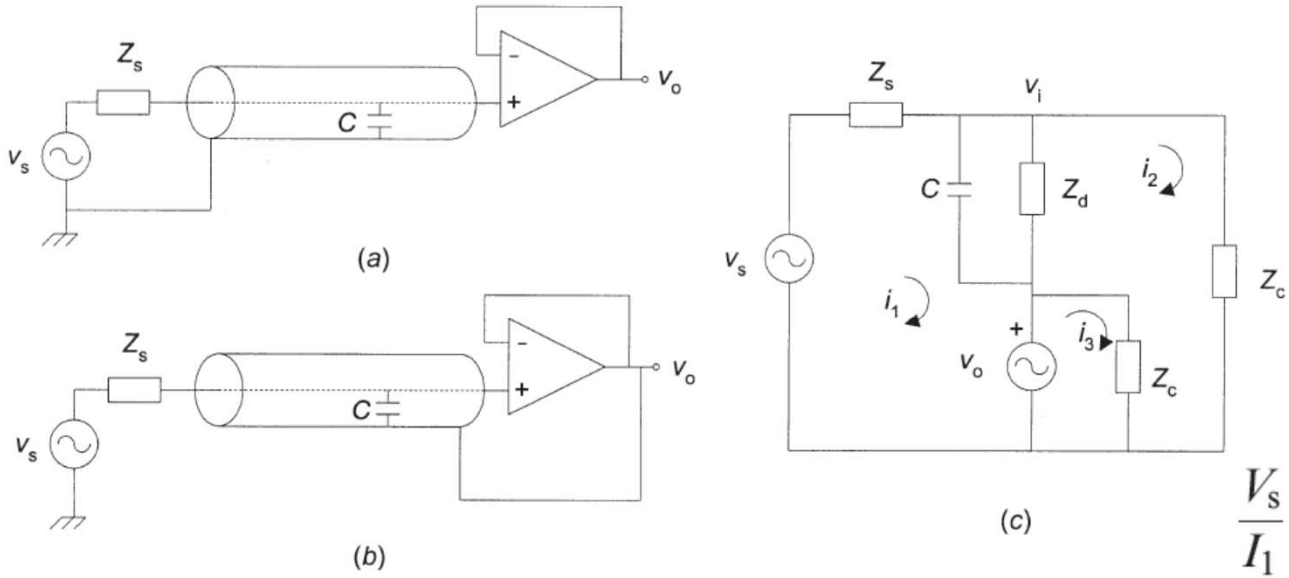
شیلدینگ درسنسورهای خازنی



Single (*a*) and double (*b*) shield for a capacitive sensor

- شیلدینگ پسیو
- عدم کاهش خازن پارازیتی: معمولا افزایش خازن کل پارازیتی سنسور
- ثابت کردن مقدار خازن پارازیتی

شیلدینگ درسنسورهای خازنی



$$\frac{V_s}{I_1} = (A_d + 1)Z \| Z_c$$

Figure 5.11 (*a*) Common electric shield or guard; (*b*) driven shield; (*c*) equivalent circuit for analyzing a driven shield.

- شیلدینگ فعال (Driven sheild)
- اعمال ولتاژ خروجی سنسور به خازن پارازیتی از طریق آپ-امپ
- کاهش خازن پارازیتی به اندازه بهره تقویت کننده در فرکانس کاری