بسمه تعالی

جزوه

مکاترونیک

دانشگاه

تهران

استاد

دکتر محجوب

Subject: مباحث ویژه - مجتبی

Year. Month. Date. ( )

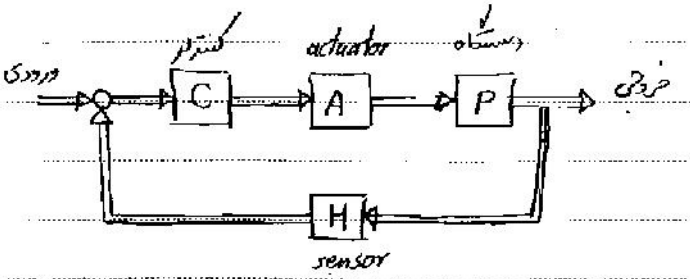
۱۵, ۱۱, ۹۵ - جلسه اول

ut.mechatronics@gmail.com

1/ Theory and Design for mechanical measurments

2/ اندازه‌گیری الکترونیکی

3/ Mechatronics (Alciatore)



سیستم خودکار = هوشمند

سنسور ← آماده‌سازی سیگنال

کنترلر ← سیستم اصلی (مکانیکی)

عملگر (actuator) ←

اگر سیگنال‌ها آنالوگ باشند ← طراحی کنترل آنالوگ

اگر سیگنال‌ها دیجیتال باشند ← طراحی کنترل دیجیتال - کنترل توسط کامپیوتر یا میکروکنترل

۱. سنسور و ابزار دقیق (سیستم اندازه‌گیری هوشمند)
- مشخصه‌های استاتیکی و دینامیکی
- نویز و تداخل
- انواع سنسورها - مبدل‌ها

۲. آماده‌سازی سیگنال پردازش
- تقویت‌کننده‌ها
- فیلترها
- PID lead lag

۳. سیگنال دیجیتال (نمونه‌برداری A/D I/O)
- نمونه‌برداری
- A/D, D/A
- IO & Ports (PC Interfacing)
- micro controllers
- P.L.C

P4PCO

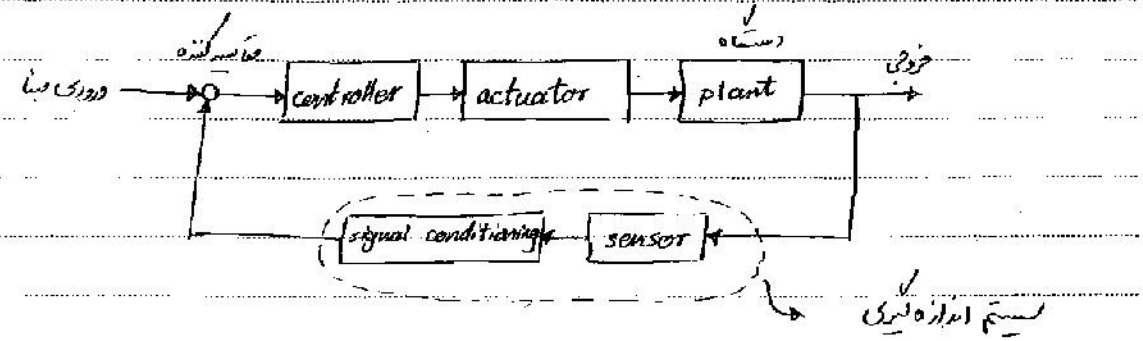
Subject:
Year Month Date ( )

۴. پیاده سازی کنترلر ← آنالوگ
دیجیتال

۵. محرک های مختلف ← هیدرولیک
پنوماتیک
الکتریک

جلسه دوم ۹۵،۱۱،۱۰

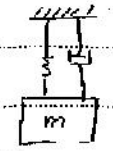
✱ مبانی سیستم های اندازه گیری هوشمند (حسگرها و ابزار دقیق)

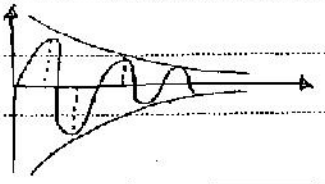


- اندازه گیری: تعیین مقدار یک پدیده ی فیزیکی بوسیله ی مقایسه آن با یک مقدار استاندارد به روش استاندارد
procedure واحد

● مثال: سیستمی طراحی کنید که مقدار جرم را اندازه بگیرد.

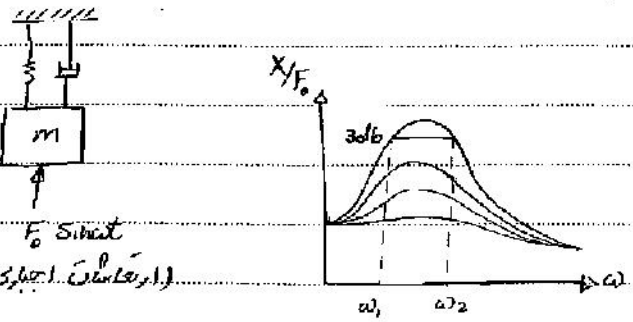
به طور مثال با استفاده از روش کاهش لگاریتمی و سیستم جرم - فنر - دمپر





PAPCO

روش دوم استفاده از منحنی پاسخ فرکانسی می‌باشد.



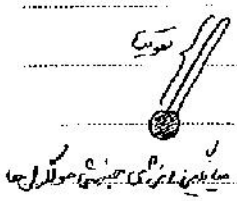
(half power bandwidth)

$$\eta = 2\zeta = \frac{\Delta\omega}{\omega}$$

● Measurement Systems

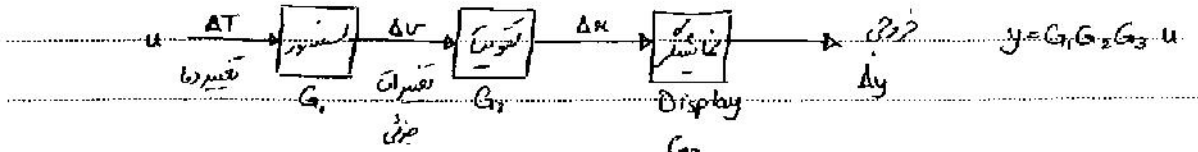
↳ Analysis تجزیه (تحلیل)

بخش‌های اصلی یک دستگاه اندازه‌گیری



پدیده‌های کمی مانند دما، مقاومت الکتریکی، جابجایی و ... مولکول‌ها

- پدیده‌های کمی معمولاً یا مستقیماً قابل اندازه‌گیری نیستند یا اندازه‌گیری مستقیم آنها صرفه اقتصادی ندارد.
- تغییرات دما مستقیماً اندازه‌گیری نیست و تغییرات آن از طریق تغییرات حجم سیال داخل دماسنج قابل مشاهده است.



* { sensor حسگر → خروجی حسگر ناچیز است و نیازمند تقویت است
Transducer → خروجی ترانسدیوسر نیازی به تقویت ندارد.

مثال: فانوسه (bellows) مبدل فشار به جابجایی می‌باشد.

Subject :

Year . Month . Date . ( )

سیستم های دماسنجی

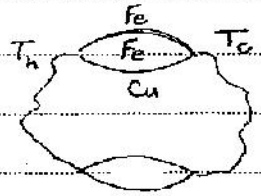
- دماسنج مایع

با این توان درس دیگری برای دماسنجی به وجود آورد؟

آنچه در سیستم های اندازه گیری مهم است، نحوه sensor می باشد.

در مقابل سنسورهایی علاقه مندیم که پدیده ی فیزیکی مورد اندازه گیری را به سیگنال های الکتریکی تبدیل کند.

طول
سطح
حجم
فشار
سرعت خود
دما → دماسنج → ترموکوپل
جریان
⋮



حتی اگر سنسوری داشته باشیم که خروجی آن طول باشد، می توان آن را تبدیل به سیگنال الکتریکی نمود.

Subject. مقاومت - محجوب

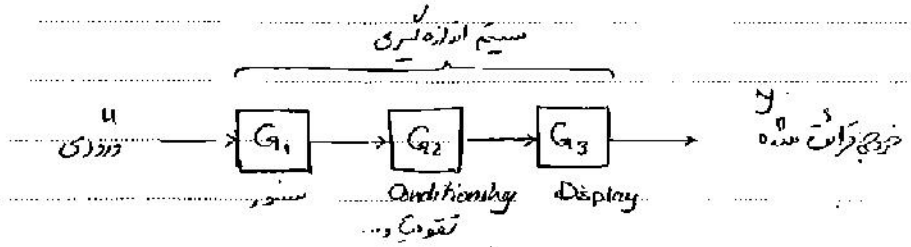
Year. Month. Date.

۹۵, ۱۱, ۲۴

جلسه سوم

جلسه اول در مورد شناخت سنسور و فرایند طراحی صحبت شد.

سؤال: از چه راهبردی برای کنترل اره‌کاشات یک سازه (پل یا ...) سنسور انتخاب کنید.



حاسنج ← تبدیل کمیت دما به تغییر حجم ← شدن بیشتر تغییر حجم به کمک تغییر طول

✗ الان تمرکز ما بر انتخاب سنسور مناسب است، چون ساخت سنسور نیست!

● ملاک های انتخاب:

۱) محدوده‌ی ورودی	Span / Range	← سازه را بشناسیم!
۲) حساسیت	Sensitivity	
۳) دقت	Precision	
۴) صحت (خطا)	Accuracy	
۵) قدرت تفکیک	Resolution	
۶) میزان خطی‌بودن	Linearity	
۷) هیسترزیس	Hysteresis	
۸) عرض باند	Band Width	← پاسخ به ورودی سینوسی (؟!)
۹) ثابت زمانی	Time Constant	

Subject:
Year Month. Date. ( )

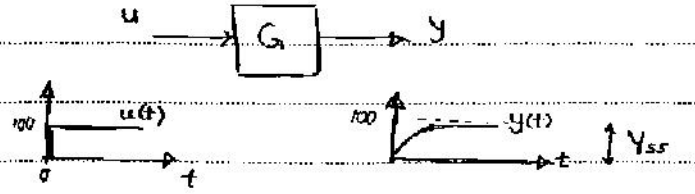
بر این موارد می گوییم مشخصات فنی یا technical specifications که به اختصار به آن Spec هم می گویند.

در بین این موارد 1 تا 7 مشخصات استاتیکی و 8 و 9 مشخصات دینامیکی سنسور نامیده می شوند.

یک سری موارد هم دیگر هم هستند ولی technical نیستند. اینها مشخصات بازاری و عمومی هستند.

- شرایط کاری
- قیمت
- جنس
- دوام
- سایز و اندازه
- خصلیت نصب و اتصال

فرض کن دماسنج که کالیبره شده است را از داخل دوش آب 100 درجه (که دماسنج تو آب صفر درجه بوده)



مشخصات فنی:
1) استاتیکی: پاسخ حالت ماندگار
8,9) دینامیکی: پاسخ گذرا

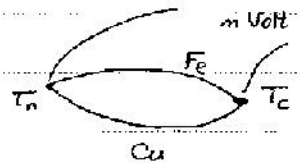
Subject: مقاله‌ی محجوب

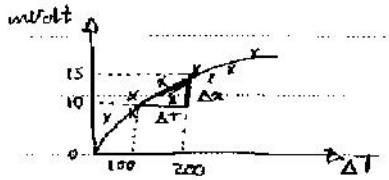
Year. Month. Date. ( )

دوم سراغ تعریف های spec ها :

* حساسیت : $K = \frac{\text{میزان تغییر خروجی}}{\text{میزان تغییر ورودی}}$

مثلاً در مورد ترموکوپل :





$K = \frac{15-10}{200-100} = 0.05 \ \frac{mVolt}{°C}$

حسن ورودی و خروجی سنسور را می‌شود از روی واحد حساسیت هم فهمید.

حساسیت خیلی زیاد هم دوست نداریم. یک نویز!

در واقع اقزایش مقدار حساسیت سیستم تا اندازه‌ای مطلوب است. اگر میزان حساسیت به اندازه‌ی کافی بزرگ باشد، خیلی کمتر نیازمند تقویت کننده هستیم.

اما یک نویز هم قابل ملاحظه است. (یک ما استاتیکی است) : K اگر زیاد باشد، خوب نویزها را هم تقویت می‌کند. اینطوری مشکلات حذف نویز مفیدتر کردن خواهیم داشت.

$K = \frac{\Delta y}{\Delta u}$

این همون حساسیته!

K : gain → DC gain (Static Gain)

یک مورد دیگر هم هست.

اگر بهره‌ی DC سیستم زیاد باشد، سیستم ناپایدار می‌شود. در مورد تغییرات جزئی (چه در مورد ورودی و چه در مورد شرایط اولیه) عکس العمل نامطلوب و زیاد نشان می‌دهد.

Subject:
Year Month Date ( )

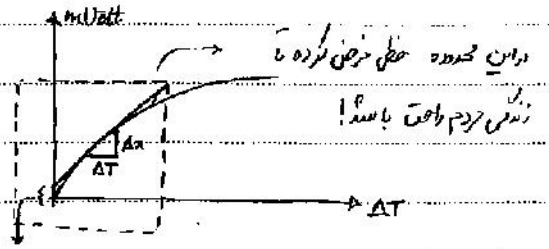
- دقت کنید که حساسیت یک عدد ثابت نیست.

حساسیت یک سنسور $K = 50 \frac{mVolt}{g}$:

ورودی 200 mVolt ⟶ $a = ? 4g$

اما محدوده حساسیت در محدوده‌ی ورودی ثابت نیست. ولی معمولاً خطی فرض می‌کنند و یک عدد ثابت.

میزان error حساسیت را به کمک این خطی بودن که عمداً می‌گوییم به دست می‌آید.



باز در پاسخ راحت‌تر کردن زندگی مردم ⟵ offset باهم صفر می‌گیریم معمولاً

* دقت، صحت، رزولوشن:

رزولوشن یعنی قدرت تفکیک (تشخیص). کوچکی که 50 تا خط روی ورنیه‌اش دارد، خوب عمل می‌کند.

تفکیک 0.02 است دیگر. به بیان ساده، قدرت تفکیک یعنی حداقل مقدار ورودی قابل تشخیص یا تفکیک توسط ابزار (سیستم اندازه‌گیری)

اگر خروجی بود به جای ورودی، خوب ضرب در یک K حساسیت می‌کنیم دیگر.

صحت مربوط با خطا است.

خطا = مقدار خروجی − مقدار واقعی ورودی

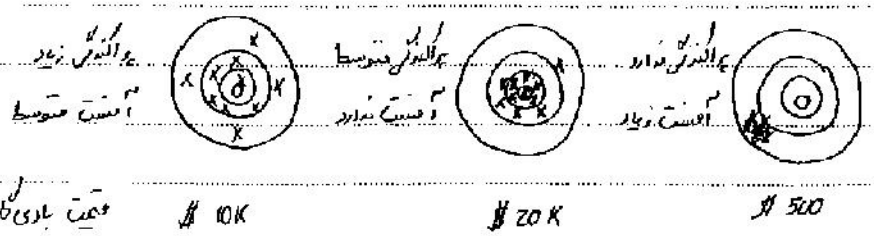
⟵ میزان درستی خروجی

⟵ به کمک استانداردها تعیین می‌کنیم.

PAPCO

دقت و تناوس یا صحت:

اسناد سه تا سیبل تیراندازی کنید و نتایج تیراندازی ۳ تا تیرانداز را مشخص کرد.



دقت در واقع برگردانده تکرارپذیری!

خطای بایس + خطای دقت = خطای کلی

خطای تکرارپذیری — خطای اخراف صفر

خطای ذاتی — آفست

خطای پراکندگی

خطای بایس یا آفست قابل اصلاح است. اون تیرانداز سمت راستیه اگر اصلاح شود، خطای کلی می رود پایین!

مثال: یک دستگاه اندازه‌گیری فشار بر حوزه‌ای استاندارد 10.00^{bar} در دمای ثابت مدول شده و قرائت‌های زیر ثبت شده است. راجع به وضعیت خطای آن اظهار نظر کنید.

P_1 =	11.01	11.03
P_2 =	11.02	10.95
:	10.99	11.05
	10.98	10.96
	10.97	11.04

$\bar{P}$ = میانگین = $\frac{\sum P_i}{N}$ = 11.00

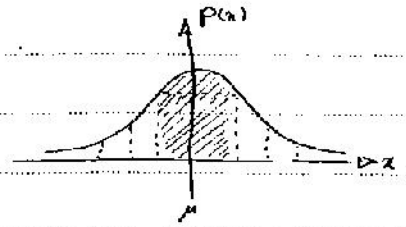
خطای بایس یا آفست = 1.00

خطای پراکندگی = σ = انحراف معیار

PAPCO

Subject.

Year. Month. Date. ( )



خطای پرانتزی را برحسب احتمال وقوع ارائه می‌دهد.

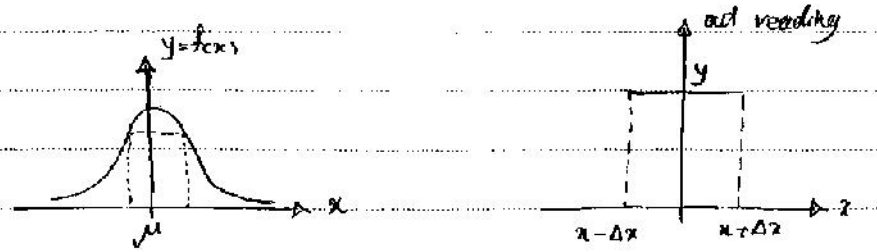
برای متغیرهای پیوسته ← توزیع گوسی نرمال

جلسه چهارم - ۹۵, ۱۱, ۲۹

* Accuracy vs. Precision *

↳ repeatability

FACT: The instrument output is considered as a random ~~reading~~ variable.



خروجی دارای توزیع یکنواخت نیست، دارای توزیع گوسی نرمال فرض می‌کنیم آن را!

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

σ انحراف استاندارد، μ میانگین

تابع توزیع نرمال گوسی ← Probability Density Function

روی طرف آن نوار توزیع نرمال را که احتمال آن خیلی کم است داریم می‌بینید!

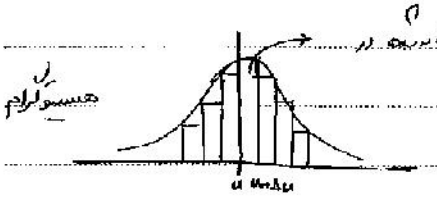
Page 6

- توزیع گسسته :

$$\mu \text{ یا } \bar{x} = \frac{\sum x_i}{N}$$

$$\sigma^2 = \frac{(x_i - \bar{x})^2}{N-1}$$

گسسته که متغیرهای تصادفی ما ، معمولاً متغیرهای پیوسته ای هستند ولی می‌شود در کارهایمان از همین فرمول ها استفاده کنیم ، زیرا دقت اندازه گیری ها ، معمولاً مقدار محدودی داده ثبت می‌کنیم .



Δu را هرچه کمتر کنیم ، هیستوگرام ما به نمودار توزیع نرمال نزدیکتر می‌شود .

MINITAB

- معلوم است که : $\int_{-\infty}^{\infty} f(x)\,dx = 1$ یعنی احتمال وقوع یک چیزی از $-\infty$ تا $+\infty$ ، 100٪ است .

- اما انتگرال $F(x) = \int_{-\infty}^{x} f(x)dx$ که تابع توزیع احتمال تجمعی است ، حل تحلیلی ندارد و مقدار آن را باید از جداول error function بردارم .

- حالا برویم سراغ کار خودمان :

Subject:
Year. Month. Date. ( )

μ و σ را داریم ، می‌خواهیم بسنجیم تعداد (درصد) اندازه‌گیری‌هایی که در بازه $\mu \pm \sigma$ قرار دارند، چقدر است؟ 68.3 ٪ است در انتگرال $F(x)$ را مقدارش را حساب کنیم.

به همین ترتیب ، تعداد اندازه‌گیری‌هایی که در بازه $\mu \pm 2\sigma$ قرار دارند هم 95 ٪ است.

" " " " " " $\mu \pm 3\sigma$ " " " " 99.7 ٪ است.

در spec sheet ها σ را هم می‌دهند.

بنابراین به این وسیله دقت ، کمّی شد. در استانداردها، رسم بر آن بوده که بازه‌ای که 50 ٪ اندازه‌گیری‌ها در آن است ، به عنوان دقت بیان شود.

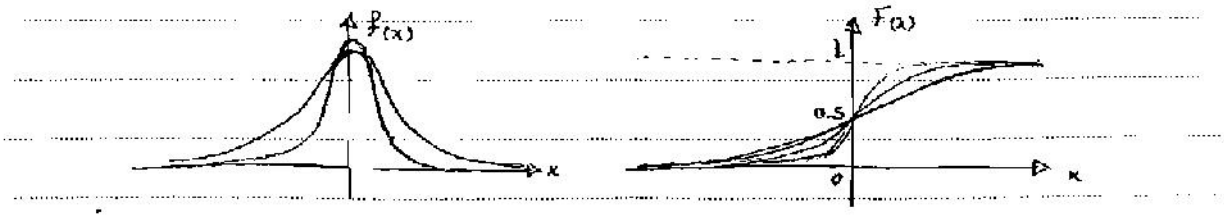
ولی قرارها در این کلاس برای دقت، همان σ است. ممکن است اشخاص دیگر با توجه به حساسیت و دقت بالای کارشان ، 3σ ، 6σ یا حتی 9σ را به عنوان دقت بگیرند.

این کار experiment انجام می‌دهید، باید میزان آمار و احتمالات مربوط به آن را بلد باشید.

باید حواستان به ناحیه‌های کار و تفاوت‌ها بین این حرف‌ها باشد.

- یک آنالیز ماهیتی ← تحت اراده در کلاس

در هر مورد خاص، اصولا σ یک محدوده‌ی معقولی دارد. مثلاً در مورد امتحان، ± 2 نمره اینها هست.

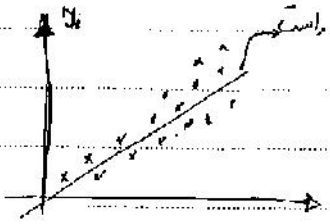


PAPCO

Subject. مقاومت - مجهول

Year. Month. Date.

● خطی بودن



ممکن است رفتار دستگاه ما در واقعیت غیرخطی باشد

ولی ما دوست داریم با یک خط راست رفتارش تقریب بزنیم

تا زندگی آسان شود.

- معمولا خطا را به صورت %FSD (Full Scale Deflection) و این روزها به صورت %FSO (Full Scale Output) گزارش می‌کنند.

حتما قرارداد هست برای محاسبه‌ی این خطا برای مدل خطی دستگاه ولی ما از least-square-fit

(حداقل انحراف مربعات) استفاده می‌کنیم

$$y = mx + b$$

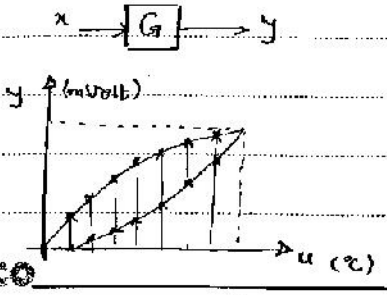
$$\min \left[\Sigma error = \Sigma (y - y_i)^2 \right] \xrightarrow{\text{حل}} m = ? \;, b = ?$$

$$m = \frac{n \Sigma x_i y_i - \Sigma x_i \Sigma y_i}{n \Sigma x_i^2 - \Sigma y_i^2} \;, \quad b = \frac{\Sigma y_i}{n} - m \frac{\Sigma x_i}{n}$$

ما local error را می‌دهیم، یعنی انحراف هر نقطه از اندازه‌گیری از مدل خطی برازش شده.

ممکن است در صد خطا هم گزارش کند که یک کار محاسباتی است.

● هیسترزس



کالیبره دستگاه را با گذاری کنیم، بارداری، در همان نقاط

بارگذاری، عددها (اغلب کمتری) ثبت می‌کنیم

Subject:
Year. Month. Date.

$Hysterysis = (y_i)_{up} - (y_i)_{down}$

یعنی تفاوت مقدار خروجی سیستم به هنگام بالارفتن (افزایش ورودی) و پایین‌آمدن (کاهش input)

اگر خواستید یک عدد برای بیشترین (خطاش) ذکر کنید، باید بیشترین انحراف را گزارش کنید.

- Drift (دریفت یا انحراف)

- یک نکته:

Professore says: There are many inputs that make the output.

تمام این خطاها، از جمله هیسترزیس، در آن خطای کلی که گزارش می‌کنیم، اثر می‌گذارند.

عوامل زیادی هستند که آن خطای کلی را کمتر تأثیر قرار می‌دهند. وقتی می‌خواهند منحنی کالیبراسیون برای یک ورودی خاص را برست بیاورند، اول از همه باید ببینند هم ورودی‌های روی خروجی تأثیر می‌گذارند، بعد موقع آنالیز برای کالیبراسیون، باید اثر آنها را حذف کرد.

- ترکیب مؤلفه‌های خطا:

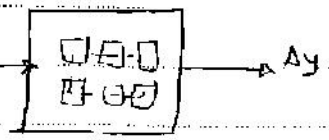
فرض کنید سیستمی که می‌سازید، مجموعه‌ای از ماژول‌های مختلف است که از بازار خریده‌اید و خطاهای هرکدام، تک تک معلوم است. می‌خواهیم ببینیم ترکیب از خطاها چه اثری روی خطای سیستم نهایی که می‌سازیم، دارد.

در واقع برایمان مهم که قبل از طراحی و ساخت، ببینیم وسیله‌ی نهایی با چه چیزهایی بسازیم،

Subject: مقاومت - مجهول

Year. Month. Date. ( )

خطای بهار اس - آنچه در آن خواهیم نزدیکتر است.



$$y = f(x_1, x_2, x_3, \cdots, x_n)$$

$$\delta y = \frac{\partial f}{\partial x_1}\delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2}\delta x_2 + \cdots + \frac{\partial f}{\partial x_n}\delta x_n$$

۱) اگر x_i ها متغیرهای تصادفی با توزیع نرمال باشند، y هم توزیع نرمال دارد؟ بله!

۲) σ_y چه رابطه‌ای با σ_{x_i} ها دارد؟

$$\sigma_y^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial x_1}\sigma_1\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial x_2}\sigma_2\right)^2 + \cdots + \left(\frac{\partial f}{\partial x_n}\sigma_n\right)^2$$

۹۵/۱۲/۱ - جلسه پنجم

○ مقادیر دو مقاومت R_1 و R_2 با محدوده خطای مربوط برحسب انحراف استاندارد برابرند با:

$R_1 = 200 \pm 3\ \Omega$

$R_2 = 300 \pm 6\ \Omega$

مطلوب است انحراف استاندارد ترکیب سری و موازی مقاومت‌ها!

$$\sigma_y^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial x_1}\sigma_{x_1}\right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial x_2}\sigma_{x_2}\right)^2 + \cdots + \left(\frac{\partial f}{\partial x_n}\sigma_{x_n}\right)^2$$

I) Series connection : $R = R_1 + R_2$

$$\sigma_R = \sqrt{\sigma_{R_1}^2 + \sigma_{R_2}^2} = \sqrt{3^2 + 6^2} = 6.7\ \Omega$$

Subject:
Year Month Date ( )

خطای مقاومت‌های بازار معمولا عدد 10٪ است.

II) Parallel Connection: $R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

$$\frac{\partial R_p}{\partial R_1} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 \rightarrow \left.\frac{\partial R_p}{\partial R_1}\right|_{\text{متوسط}} = \left(\frac{300}{500}\right)^2 = 0.36$$

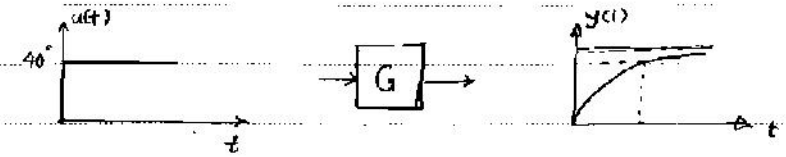
$$\frac{\partial R_p}{\partial R_2} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)^2 \rightarrow \left.\frac{\partial R_p}{\partial R_2}\right|_{\text{متوسط}} = \left(\frac{200}{500}\right)^2 = 0.16$$

$$\Rightarrow \sigma_{R_p}^2 = 0.36^2 \times 3^2 + 0.11^2 \times 6^2 \Rightarrow R_p = 120 \pm 1.4\ \Omega$$

▲

مرکزینه چون در هندسی بیش از 80 تا دست انجام می‌دهند، معمولا هم 2σ را به عنوان خطا گزارش می‌کنند. (imprecision) تا معقول باشد.

✱ Dynamic Spec's:



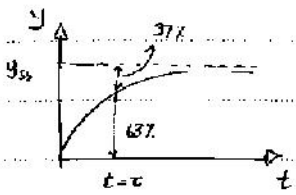
$y_{\text{read out}}(t_R) = ?$

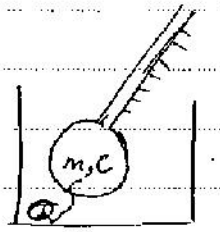
سرعت پاسخ (عکس العمل) ابزار باید در یک صفحه کمی تحت spec sheet آورده شود تا سوال خطای transient را هم لحاظ کرد.

مرکزینه این صفحه کمی حاوی ثابت زمان (time constant) است که برای پاسخ پله تعریف می‌شود و زمانی است که 37٪ خطای دینامیکی داریم!

PAPCO

۵ مثال دماسنج :





$u(t) = T_\infty = 100^\circ C$ $\quad T_0 = 100^\circ C$

$T(t) = ?$

$$hA(T_\infty - T(t)) = \frac{mC}{hA}\frac{dT}{dt} \Rightarrow \tau \dot{T}(t) + T(t) = T_\infty$$

τ هرچه کمتر باشد، سیستم کمتر دارای واپرنسی بالایی دارد. هرچه کمتر باشد، سیستم سریع‌تر است و این را در مورد سنسورها دوست داریم.

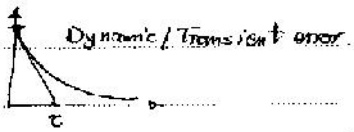
I) 1st order system:

$$\tau\dot{y} + y = u(t)$$

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1}$$

1) Impulse response

$u(t) = \delta(t) \rightarrow y(t) = \frac{K}{\tau} e^{-t/\tau}$



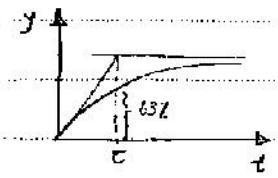
پاسخ را آزمایشی رسم کنید و سپس خط را که به کمک least square در می‌آید، برای پیدا کردن ثابت زمانی استفاده کنید. برای این experiment بهتر است.

Subject:

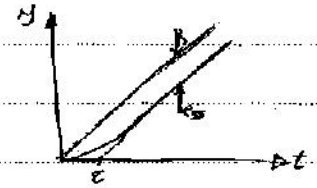
Year. Month. Date.

2) Step resp. : $u(t) = 1(t) \rightarrow y(t) = K(1 - e^{-t/\tau})$

K : DC gain



3) ramp resp. : $u(t) =$



استاد موشک های سوخت جامد را به عنوان پاسخ های سریع مثال زدند و گفتند برای چنین پدیده هایی نیاز

به ابزار بسیار سریع تر داریم.

مثلاً در همین موشک کل سوخت در 4 ثانیه می سوزد. انتخاب ثابت زمان مناسب برای ابزار مورد نیاز،

بستگی به این دارد که چند درصد نتایج را می خواهیم ثبت کنیم.

مثلاً فرض کن ما می خواهیم سوختن را با خطای کمتر از 1٪ ثبت کنیم.

$\tau = 63\%$

$2\tau = 85\%$

$3\tau = 95\%$

$4\tau = 98\%$

$5\tau = 99.7\%$

پس باید با مقدار 5τ کار کنیم. پس داریم: $\tau = 200\ ms$

τ برای ثبت پاسخ در ثانیه ی 1 !

اصولاً 3τ تا حدود 5τ بین مهندسین رسم است برای مدت زمان مورد نیاز برای ثبت پاسخ

دینامیکی !

I) zero order instrument : $y(t) = K u(t)$

دینامیک ندارد ، تابع تبدیل جبری

مساوی: $V(t)$ → R → $i(t)$

مثل: $F(t)$ → $1/K$ → $x(t) = I(t)$

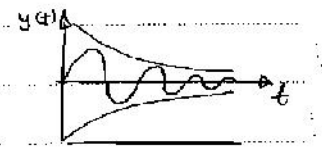
برای این سیستم ها ثابت معنا ندارد.

II) 2nd order system (Instrument)

$$G_2(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

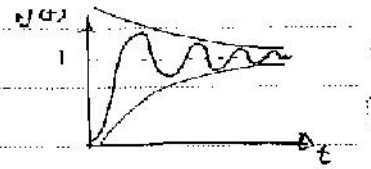
1) impulse resp.

$$u(t) = \delta(t) \rightarrow y(t) = \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cos(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}\, t + \phi)$$



2) step resp.

$$u(t) = 1(t) \rightarrow y(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \phi)$$



اینجا ممکن است مقدار 0.63 باعث شود بگوید هیچ نقطه‌ای را بلیغ . باید حواسمان باشد ، آن پس عالی

Subject:

Year. Month. Date.

است که سرعت عکس العمل سیستم را مشخص می‌کند.

اگر $e^{-\zeta\omega_n t}$ را با $e^{-t/\tau}$ برای t دلخواه از روی حداقل کنیم، به این نتیجه می‌رسیم:

برای سیستم رتبه ۲ : $\tau = \frac{1}{\zeta\omega_n}$

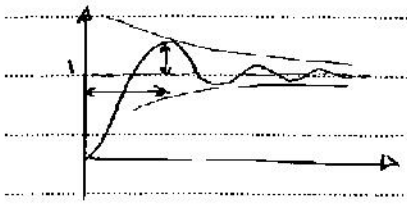
ζ را برای تنظیم overshoot، استفاده می‌کنیم و از ω_n برای تنظیم سرعت سیستم استفاده می‌کنیم

جلسه ۱۲ ۹۵،۱۲،۷ حل سیستم

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

پله $\frac{c}{s}$ $\quad y(t) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t}\left(\cos\omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\omega_d t\right)$

$$= 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\omega_d t + \varphi)$$



$$\varphi = \tan^{-1}\frac{\sqrt{1-\zeta}}{\zeta} \qquad \omega_d = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$$

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d}$$

$$\%OS = \frac{y_p - 1}{1} = y_p - 1 = e^{-\zeta\omega_n\frac{\pi}{\omega_d}} = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

در طراحی سیستم کنترلی، دو معیار مهم در طراحی سیستم، میزان فراجهش و همینطور زمان نشست t_s $\%OS$ هستند.

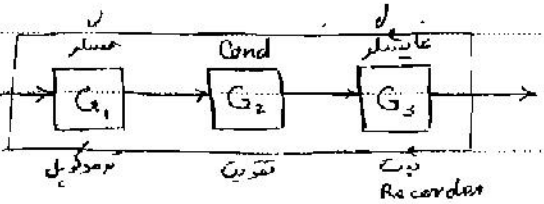
PAPCO

ثابت زمانی سیستم رتبه ۲ : $\tau = \frac{1}{\zeta \omega_n}$

settling time: $t_{s\,(\pm 5\%)} = 3\tau$ $\qquad$ $t_{s\,(\pm 2\%)} = 4\tau$

IV Higher order system:

اگر سیستم‌های ما (حداقل متشکل از سنسور، کاندیشنر و عاشق) رتبه بالا هستند.



$$G = \frac{k_1}{1+\tau_1 s}\,\frac{k_2}{1+\tau_2 s}\,\frac{k_3}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} = \frac{k_1 k_2 k_3}{s^4+\cdots+A}$$

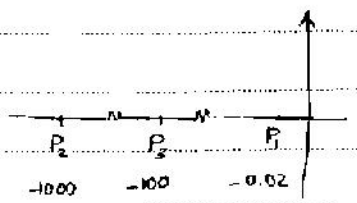
می‌خواهیم روند نزدیک شدن سیستم به حالت ماندگار را بررسی کنیم و مفهوم مثل ثابت زمانی را بیاوریم.

قطب غالب (حاکم) ← Dominant Poles ← سیستم کندتر (ثابت زمانی بالاتر، قطب کوچکتر)

مثلاً در سیستم بالا، اندازه‌ی ثابت زمان‌ها حدود روبرو خواهد بود: $\tau_1 = 50s \quad \tau_2 = 0.001s \quad \tau_3 = 0.01s$

$$y(t) = \sum_{i=1}^{3} A_i e^{-P_i t} = \underbrace{A_1 e^{-P_1 t}}_{\text{غالب}} + A_2 e^{-P_2 t} + A_3 e^{-P_3 t}$$

$t \to \infty$: 0 $\qquad$ $t \to \infty$: 0



بنابراین دلیل اینکه این سیستم، سیستم کندی است، همان تحویل کند است. پس

Subject:
Year. Month. Date. ( )

$\tau_{sys} \simeq \tau_1$ (the very biggest time constant)

- اگر ثابت زمان‌ها نزدیک بودند به هم، عملاً کار خاصی برای تقریب زدن نمی‌توانیم بکنیم.

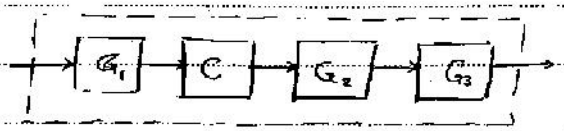
* جبران سازی سرعت سیستم:

سؤال این است، با سیستمی مواجه هستیم که خیلی کند است. راه‌های جبران کردن (سریع‌تر کردن) سیستم چیست؟

۱- شناسایی اجزا (یا همگی) سیستم و هوشمند کند (قطب حاکم) ← جراحی و جایگزینی بخش کند.

۲- بکارگیری یک جبران ساز مداربازی که صفرآن، قطب کند (حاکم) سیستم را حذف کند.

برای اینکه این روش جواب دهد، $G(s)$ باید در حالت استاتیکی کالیبره باشد. این به کمک چه gain ای انجام می‌شود؟



$$C(s) = \frac{1+\tau_1 s}{1+\tau_c s} \longrightarrow G(s) = \frac{k_1 k_2 k_3}{(1+\tau_c s)(1+\tau_2 s)(1+\tau_3 s)}$$

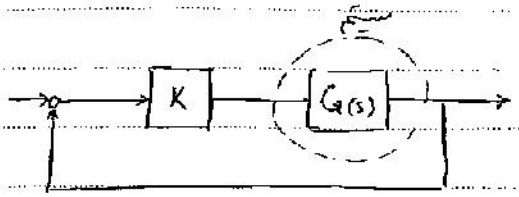
gain استاتیکی آن ۱ است و gain استاتیکی سیستم را تغییر نمی‌دهد.

- دقت کنید که pole-zero cancellation فقط برای قطب و صفر ناپایدار ممنوع است. اینجا کار درست کند.

- توجه کنید که حال سرمولوتل است و علت دقیق را نداریم و صفر جبران ساز، دقیقاً آن را حذف می‌کند. اما به هرحال تا اندازه‌ای جواب می‌دهد.

Papco

۳- جبران‌ساز مدار بسته طراحی میشه (ترکیب می‌شود) ... reliability این هم کم می‌شود



$G(s) = \frac{A}{1+\tau s}$ $\Rightarrow G_{cl}(s) = \frac{KA}{KA+1+\tau s} = \frac{KA}{1+KA} \cdot \frac{1}{1+\frac{\tau}{1+KA}s}$

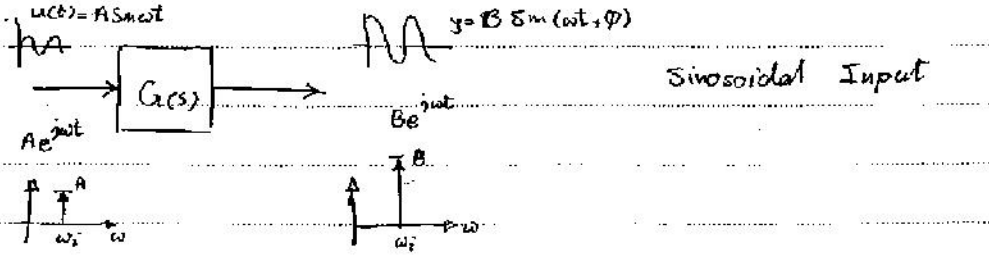
← ثابت زمانی جدید ← با تنظیم K ، ثابت زمان مطلوب حاصل می‌گردد.

برای تنظیم پاسخ استاتیکی هم می‌شود که بلوک gain دیگر در مسیر feed forward اضافه کرد.

✱ Dynamic Response

۱) رویکرد اول : Time Domain ... این را بررسی کردیم.

2) رویکرد دوم : Frequency Response



پول سیستم حل فرض کرده‌ایم ، فرکانس خروجی همان فرکانس ورودی خواهد بود.

$\dddot{y} + 2\ddot{y} + 3\dot{y} + y = u(t) = A\sin\omega_i t$

$\rightarrow e^{st} \Rightarrow B\sin\omega_i t$

Subject:

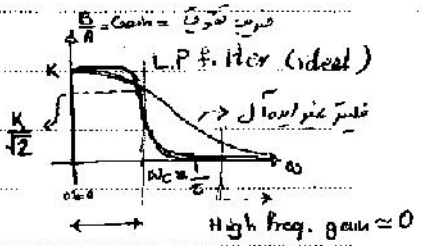
Year. Month. Date. ( )

- در عمل وقتی می‌خواهند سیستم خطی است یا نه، ورودی با اوتا فرکانس مختلف می‌دهند و از روی خروجی، در مورد خطی بودن سیستم قضاوت می‌کنند.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) \quad \Rightarrow \quad \frac{B}{A} = |G(j\omega)| \qquad \angle\varphi = \angle|G(j\omega)|$$

I) Zeroth order: $G(s) = K \longrightarrow |G(j\omega)| = K$ ✓ برخاستن سریع

II) First order: $G(s) = \frac{K}{1+\tau s} \Rightarrow \frac{B}{A} = \frac{K}{\sqrt{1+\tau^2\omega^2}}$



سیستم دینامیکی رسته ۱ واقعی، مثل یک فیلتر low pass غیرایده‌آل و واقعی عمل می‌کند.

- سؤال: ما حاضر نیستیم کند (فرکانس ω_c = فرکانس قطع) که معرف اعتبار خروجی سیستم (ابزار) برای اندازه‌گیری ورودی‌های نوسانی باشد.

قرارداد می‌کنیم فرار از نقطه‌ی $\omega_c = \frac{1}{\tau}$ اندازه‌گیری سیستم رسته ۱ ما معتبر نیست و می‌دانیم که تا این نقطه هم، سیستم ما می‌تواند 30٪ خطای دینامیکی داشته باشد.

لذا اذعان $\frac{K}{\sqrt{2}} \simeq 0.707\,K$ آمده است!

* فرکانس قطع فیلتر (سیستم = پاسور = ...) فرکانسی که در آن فرکانس دامنه خروجی $\frac{\sqrt{2}}{2}$ دامنه ورودی است.

$$Gain = \frac{B}{A} = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0.7$$

- اتساعاً" پهنای باند band width هم که می‌شود آن محدوده‌ی فرکانسی که سیستم عبور می‌دهد، می‌شود:

L.P. filter : $B.W. = (0 - \omega_c)$
↳ cut-off

اگر نسبت توان ورودی و خروجی را هم ببینیم:

$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{B}{A}\right)^2 = \frac{1}{2}$
↳ at cut off frequency

بهمین خاطر، عرض باند بالا را، عرض باند نیم توان (Half Power Band width) هم می‌گویند.

از طرفی:

$20 \log \frac{B}{A} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -3\ dB$

بهمین خاطر به آن نقطه‌ی، نقطه‌ی -3 dB drop هم می‌گویند.

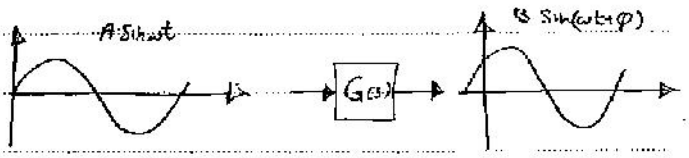
۹۰/۱۲/۸ - جلسه هشتم

● Dynamic Response

Dynamic Error ?

- System Frequency Response:

Harmonic Input



Pure tone : $Ae^{j\omega}$

Periodic : $\frac{B}{A}$

Subject :

Year . Month . Date . ( )

Non-Periodic

- Zero-order : realtime, fast, ...

- First-order: $G(s) = \frac{K}{1+\tau s} \Rightarrow |G(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1+\tau^2\omega^2}}$

$$\angle\varphi = \tan^{-1}(\tau\omega)$$

- رفتار فرکانسی :

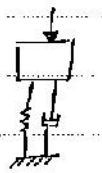
سیستم‌های واقعی نسبت به فیلتر پایین گذر (L.P) هستند چرا؟

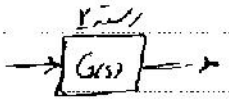
سیستم اندازه‌گیری (ابزار دقیق ≡ مبدل + سنسور)

تک فرکانس خاص را عبور داده و از آن به بعد داخلی خروجی به اندازه‌ی (30٪) افت می‌کند

که خطا زیاد بوده و مقدار خروجی دیگر معتبر نمی‌باشد

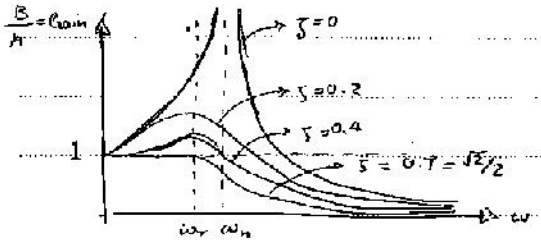
- 2nd order



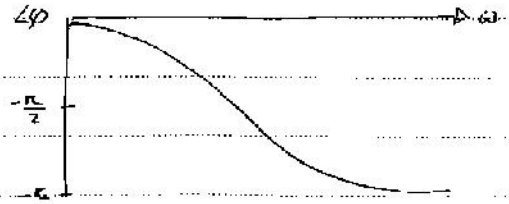


$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \longrightarrow |G(j\omega)| = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2-\omega^2)^2 + (2\zeta\omega_n)^2}}$$

$$\angle\varphi = \angle G(j\omega) = -\tan^{-1}\frac{2\zeta\omega\omega_n}{\omega_n^2 - \omega^2}$$



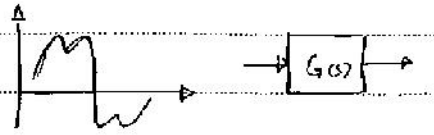
$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1-2\zeta^2}$$



$\omega_n \times BW$ \ ζ	0	$\frac{\sqrt{2}}{2}=0.7$	1
	1.55	1	0.6

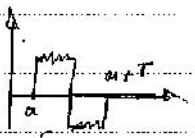
$$\omega_{cut-off} = \omega_n \left[1-2\zeta^2+\left(2-4\zeta^2+4\zeta^4\right)^{1/2}\right]^{1/2}$$

■ Higher order : $G(s) \longrightarrow G(j\omega) \longrightarrow \omega_{cut-off}$ ($\sqrt{2}/2$)



$A(B\sin\omega_1 t + B\sin\omega_2 t)$

اگر سیستم خطی باشد، superposition برقرار است.



سری فوریه

(تقسیم یک چرخه (فرکانس))

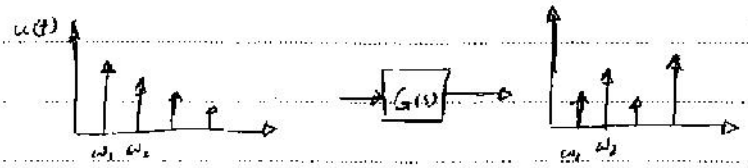
$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin\omega_n t + B_n \cos\omega_n t$$

$\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$ ← فرکانس اصلی یا پایین‌ترین فرکانس

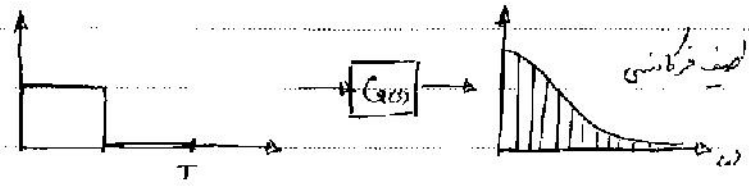
Subject :

Year . Month . Date . ( )

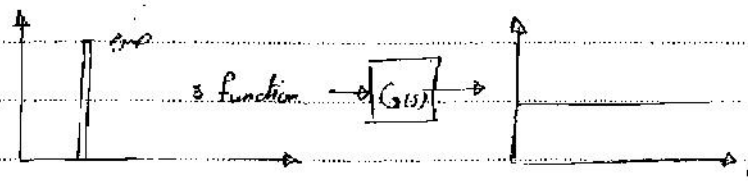
(ورودی پله واحد اول) ... $u(t) = A_1 \sin\omega_1 t + B_1 \cos\omega_1 t$ ... (تجزیه به توابع پله واحد اول)



خروجی دارای $\{A_n\}$ توزیع است.



(که پریودیک نباشد) $T \to \infty$



جلسه هشتم - ۹۵/۱۲/۱۴

* قابلیت اطمینان مشخصه‌ای است که کارآیی سیستم (عرضه) آن را بیان می‌کند.

Reliability

Q: (با چه احتمالی) آیا تا زمان معین t سیستم سالم باقی می‌ماند؟

یا ... سیستم در فاصله بین دو سرویس درست کار می‌کند؟

احتمال خرابی ← مکمل احتمال فوق

N_0 تعداد سالم در لحظه صفر

$n(t)$ t ... ...

$\frac{n(t)}{N_0} \doteq$ Reliability $= R(t)$

$\rightarrow R(0) = 1 \quad , R(\infty) = 0 \qquad F(t) = \frac{N_0 - n(t)}{N_0} \rightarrow F(t) + R(t) = 1$

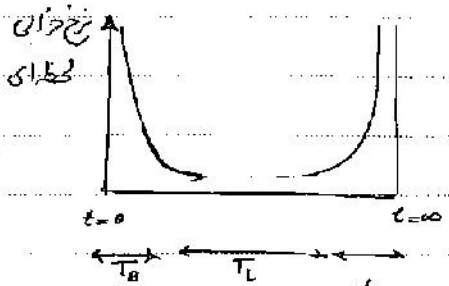
در کتب ما، failure بر این معنی است که دستگاه کاملاً خراب شده باشد و اصلاً کار نکند، بلکه بر این معنی است که عملکرد مطلوب نداشته باشد.

* نرخ خرابی (failure rate): $[n(t) - n(t+\Delta t)]/\Delta t$

$\frac{[n(t) - n(t+\Delta t)]/\Delta t}{n(t)} = \lambda(t)$ Instantaneous Failure Rate

نرخ خرابی لحظه‌ای

Subject:
Year. Month. Date.



شکل وان دار bath-tub

دوره خرابی اولیه early failure — دوره کار عادی normal working life — دوره فرسودگی wear-out failure

λ = constant

در دوره‌ی early failure اکثر اشتباهات به دلیل ناآشنایی کاربر با محصول است.

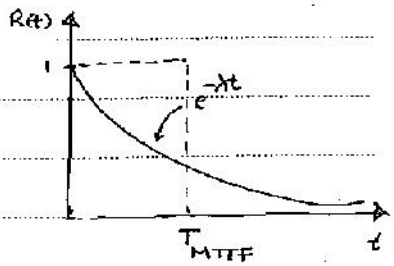
ما با قسمت اول کار داریم، پس از مدتی در دوره $\lambda(t) = constant$ است.

در همان تعریف $\lambda(t)$:

$$\Delta t \to 0 \Rightarrow \lambda = -\frac{dn}{dt}/n \Rightarrow \frac{dn}{n} = -\lambda(t)\,dt$$

$$\int_{n=N_0}^{n(t)} \frac{dn}{n} = \int_0^t -\lambda\,dt \Rightarrow \ln n(t)\Big|_{N_0}^{n(t)} = -\lambda t\Big|_0^t \Rightarrow n(t) = N_0 e^{-\lambda t}$$

$$\Rightarrow R(t) = \frac{n(t)}{N_0} = e^{-\lambda t}$$

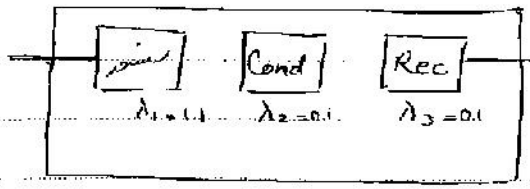


- عمر متوسط ← MTTF (mean time to failure)

$$T_{MTTF} = \int_0^\infty e^{-\lambda t} = \frac{1}{\lambda}$$

سطح زیر منحنی: زمان متوسط خرابی / سطح زیر مستطیل برابر با سطح زیر منحنی

RaPCO



- حالا بینیم قابلیت اطمینان یک سیستم را چگونه از روی اجزاء آن بدست آوریم!

۱) ترکیب سری: احتمال خرابی (سلامت) هر جزء مستقل و ضمناً کارکرد سالم سیستم منوط به سلامت هر جز به طور مستقل است.

$$R_{sys} = R_1 . R_2 . R_3 \dots R_n = e^{-\lambda_1 t} . e^{-\lambda_n t} = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n)t}$$

$$\lambda_{sys} = \lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n$$

$$T_{sys} = \frac{1}{\sum \lambda_i}$$

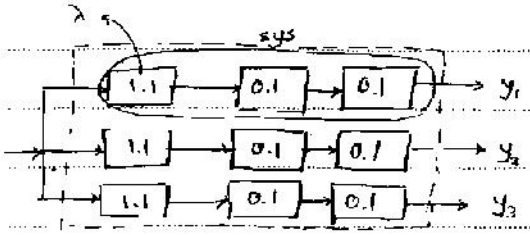
عمر سیستم همواره کمتر از عمر تک تک اجزاء آن خواهد بود.

در چنین حالتی، برای افزایش قابلیت اطمینان سیستم، یک راه این است که قابلیت اطمینان تک تک اجزاء را بالا ببریم. راه دیگر این است که در صورت امکان، ترکیب دیگری (مثلاً موازی) روی آوریم. مثلاً سه تا از این سری‌ها را موازی هم ببندیم.

۲) ترکیب موازی Redundancy

اجزاء موازی اضافی:
hot : دائماً در مدار
cold : standby

در ترکیب موازی کارکرد سالم کل سیستم با سلامت حتی یکی از اجزاء مستقل امکان پذیر است.



$$F_{\text{موازی}} = F_1 . F_2 \dots F_n$$

Subject:

Year. Month. Date.

برای یک سیستم $F_{sys} = 1 - R_{sys} = 1 - e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n)t}$

سری

موازی

$F_{total} = (F_{sys})^3$

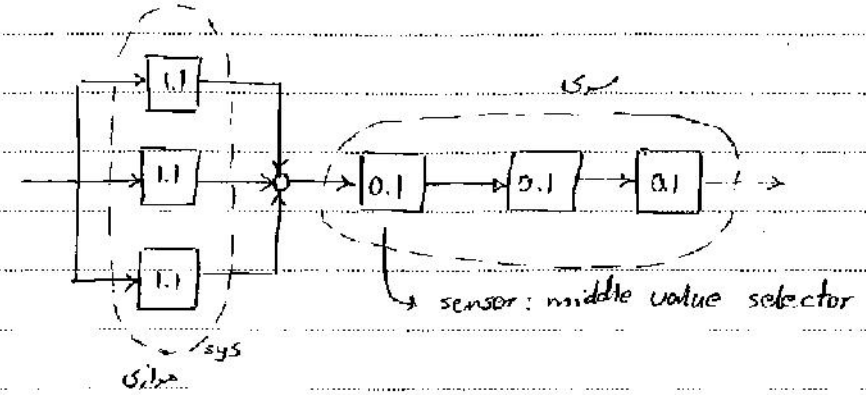
مثلاً با این عددهایی که داریم:

$t = 0.5$ سال $\rightarrow F_{sys} = 1 - e^{-1.3 \times 0.5} = 0.[illegible]478$

$\rightarrow F_{total} = (F_{sys})^3 = 0.109$

مثلاً در این مورد، می‌بینیم که وقتی ۳ تا سیستم را موازی بستیم، احتمال خرابی کمتر از $\frac{1}{10}$ هریک از آن‌ها شد.

- یک طرح دیگر آن است که فقط عضوی را که Failure اش زیاد است، به تعداد (تکراری) در سیستم قرار می‌دهیم. (پارالل کنیم) سیستم جدید با یک جزء اصلی سری است.



$R_{sys} = 1 - e^{-3.3 \times 0.5}$

$R_{total} = R_{sys} \times R_1 R_2 R_3 = R_{sys} \times e^{-(0.1+0.1+0.1)0.5}$

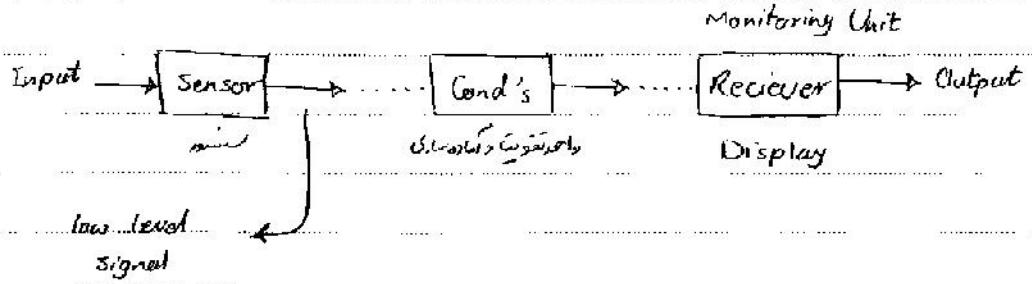
$\Rightarrow R_{کل} = 0.924 (0.951)^3 = 0.795$ $\Rightarrow F_{کل} = 1 - R_{کل} = 0.205$

✓ سیستم جدید دارای نرخ خرابی 0.205 خواهد شد.

* قابلیت دستکاری در سیستم‌های مکاترونیکی ← ارائه

۹۵/۱۲/۱۵ ← جلسه نهم

● نویز و تداخل (Noise & Interference)



(۱) بحث در بررسی شیوه‌های ارسال سیگنال و اطلاعات

- افت ولتاژ سیگنال low level سنسور به ... در فیزیکال ارتباط و دریافت کننده

pressure transducer ← خروجی افت ولتاژ است

pressure transmitter ← خروجی ... جریان ...

- برای انتقال اطلاعات مثلاً خروجی سنسورها، می‌توان ولتاژ یا جریان را به اطاق کنترل فرستاد. یا می‌توان سیگنال را از آنالوگ به دیجیتال تبدیل کرده، یک کد ماشینی را ارسال کرد.

✓ فضاهای نویز در { وسایل الکترونیکی / مسیرها (کابل‌ها و خطوط ارتباط) انتقال

۱- اثرات محیطی (تغییرات دما، فشار، رطوبت و ...) ← دریفت (drift)

Subject :

Year . Month . Date . ( )

۲- نویز دارن ولتاژ (هادی ، نیمه هادی)

۳- اثرات ناشی از اتصال زمین در مدارهای الکترونیکی

۴- تداخل خارجی داره از میدان های الکتریکی و مغناطیسی

۴ برای نویز دارن :

نویز دارن (داخلی) هادی الکتریکی Johnson noise

$\emptyset = 4RKT$ ← بر حسب (K)

(Ω) مقاومت ← Boltzman Constant $= 1.4 \times 10^{-23}$ J/K

$\left(\frac{W}{Hz}\right)$: $\frac{\text{وات}}{\text{هرتز}}$

$\Rightarrow W = 4RKT\,(f_2 - f_1)$

۵ مثال:

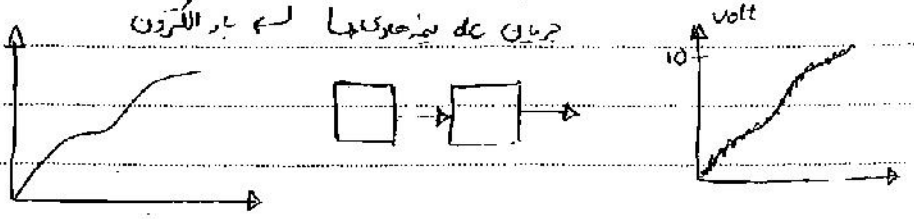
$R = 1\,M\Omega \quad , f_2 - f_1 = 10^6 \quad , T = 300\,K$

$V_{rms} = 4 \times 1 \times 10^6 \times K \times 300 = 130\ \mu Volt$

برای نیمه هادی

$\emptyset = 2q\,I_{dc} \quad \left(\frac{W}{Hz}\right)$

جریان dc نیمه هادی‌ها ← بار الکترون



PAPCO

SNR : Signal to Noise Ratio

$$= \frac{10}{0.1 \times 10^{-3}} = 10^5 \longrightarrow 20 \log 10^5 = 100\ db$$

خیلی خوب

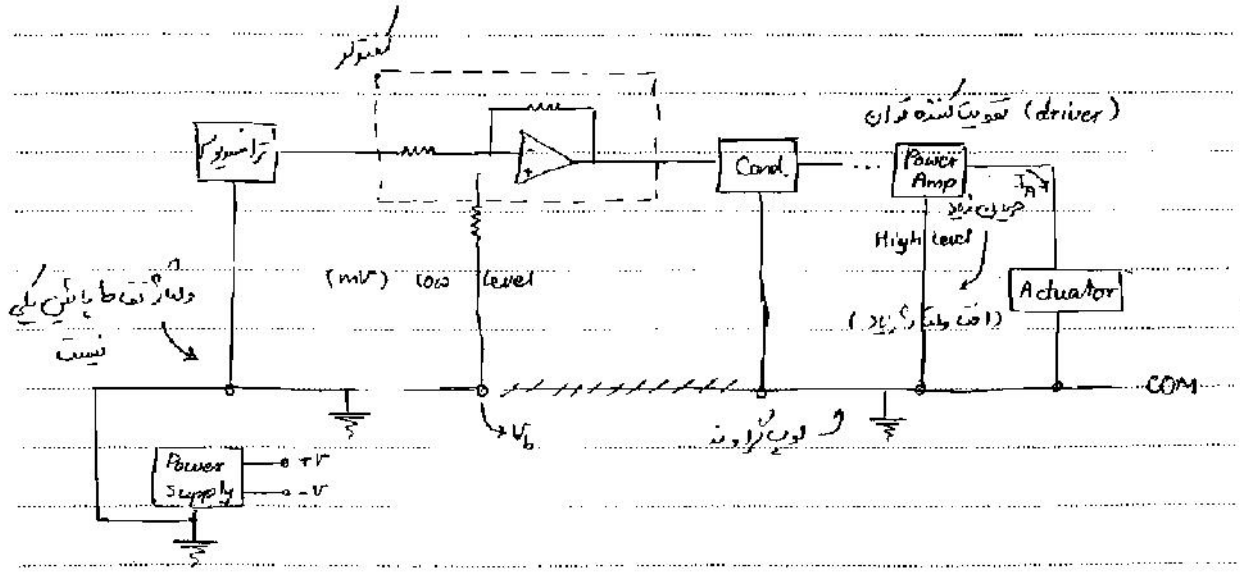
3 Grounding ۳. اثرات ناشی از اتصال زمین در مدارهای الکتریکی

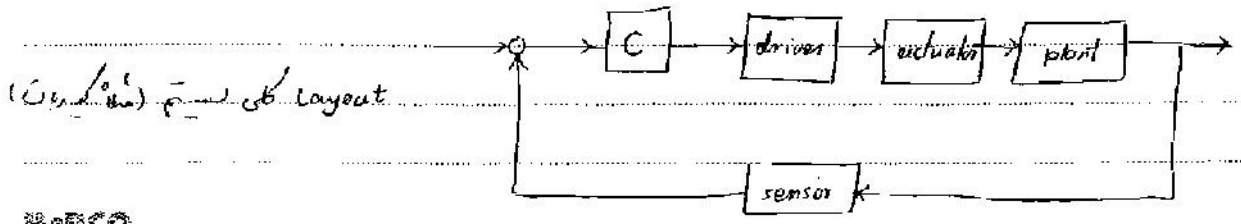
زمین earth

یکسی COM ← سیم صفر مرجع ولتاژها

Ground

(صفر باید در همه جا یکی باشد، در کنتور، عملگر و...)





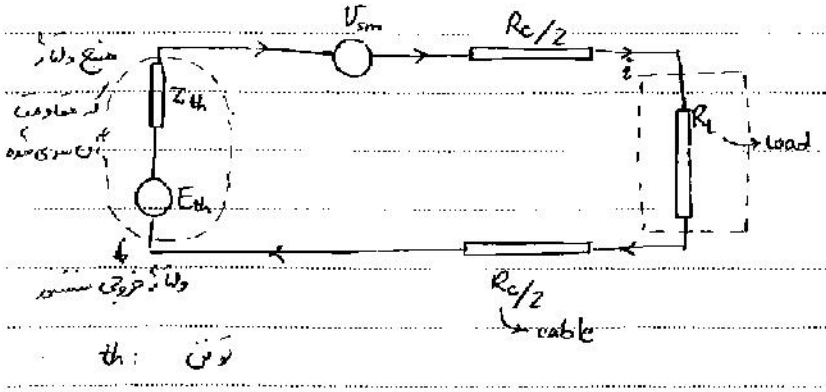
layout کلی سیستم (مثلاً ربات)

Subject:
Year. Month. Date.

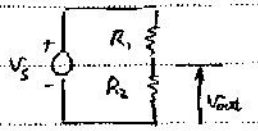
سیم COM جریان بالایی دارد، بنابراین افت ولتاژ زیادی دارد. بنابراین اگر سیم COM جریان بالایی عبور کند، افت ولتاژ وجود خواهد داشت. دو اینکه سیم هادی باشد و در نتیجه تداخل مثل V_6 دیگر صفر نخواهد بود.

حل مسئله: برای تست high level و low level ، COM های جداگانه‌ای از نقطه حل کنیم.

ارسال سیگنال به صورت ولتاژ یا جریان:



th: تونن



$$\begin{cases} i = \dfrac{E_{th} + V_{sm}}{Z_{th} + R_c + R_L} \\ V_L = \dfrac{Z_L}{Z_{th} + R_c + Z_L}(E_{th} + V_{sm}) \end{cases}$$

$$V_{out} = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

مقاومت بار معمولاً امپدانس بالایی دارد. معمولاً: $Z_L \gg R_c + Z_{th}$

بنابراین $\Rightarrow V_L \approx E_{th} + V_{sm}$

(ولتاژ القایی ناشی از نویز عملاً با ولتاژ خروجی سنسور جمع می‌شود!!)

PqPCO

جلسه دوم ← ۹۵/۱۲/۲۵

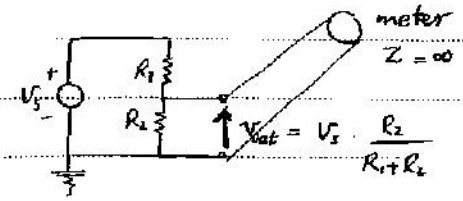
● یادآوری :

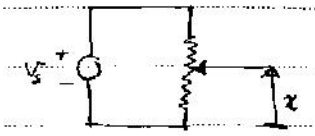
۱- مبانی مدار KVL ، KCL و مفهوم (معادل) توان توان

منبع ولتاژ و منبع جریان (ایده آل - غیر ایده آل)

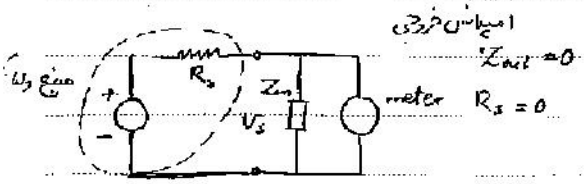
ولت متر (meter) ، آمپرمتر (ایده آل - غیر ایده آل)

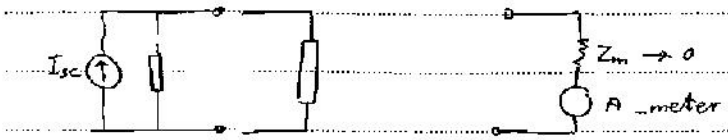
- تقسیم ولتاژ (تقسیم ولتاژ و جریان)





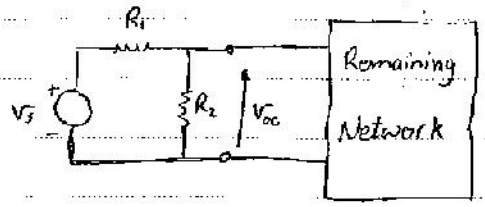
پتانسیومتر



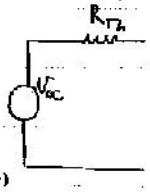


Subject:
Year. Month. Date. ( )

مثال: (تونن)



تونن ≡



(معادل تونن)

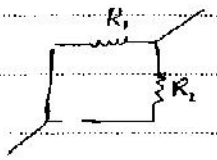
V_{oc} = ولتاژ مدار باز در ترمینال موردنظر شما

R_{th} = short ؟ مقاومت معادل دو ترمینال وقتی که همه ی منابع ولتاژ

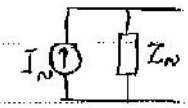
open ؟ جریان

$$V_{oc} = V_s \times \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$$



معادل نورتون:



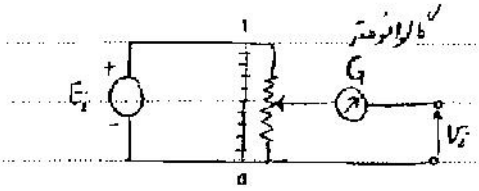
I_N = ؟

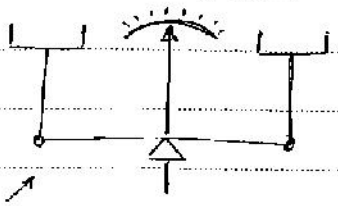
Z_N =

(نقل از کتاب Alciatore)

Analogue Devices and Signal Conditioning :

- مدارهای اندازه گیری
  - تقسیم ولتاژ
  - پل های اندازه گیری
    - پل های تعادلی
    - انحراف
- تقویت سیگنال
- تطبیق امپدانس
- فیلترهای آنالوگ

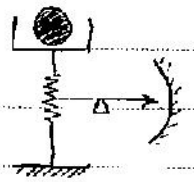




تعادلی

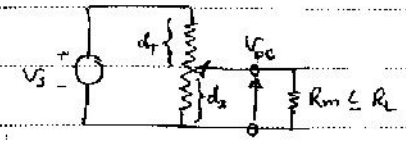
Balance Type

ترازو



Deflection Type

Loading Error ترانسدیوسر جابجایی



$R_m = \infty$ $\frac{d_x}{d_T} = x$: نسبت

R_x : مقاومت کسری از لغزنده جابجا شده است.

R_p مقاومت کل پتانسیومتر (R_T یا)

$\Rightarrow V_L = V_s \frac{R_x}{R_p} = V_s\, x$

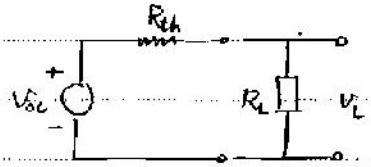
$R_L \neq \infty$ $V_L = ?$

Subject :

Year . Month . Date . ( )

$V_{oc} = V_s \, x$

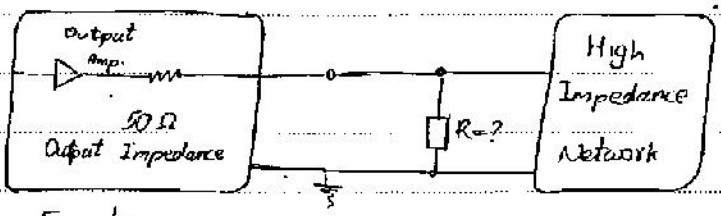
$R_{th} = R_p \frac{x(1-x)}{1}$



$$V_L = V_{oc} \cdot \frac{R_L}{R_{th} + R_L} = V_s \, x \, \frac{R_L/R_L}{\frac{R_L}{R_L} + \frac{R_p \, x(1-x)}{R_L}}$$

$$V_L = V_s \, x \, \frac{1}{1 + \frac{R_p}{R_L} x(1-x)}$$

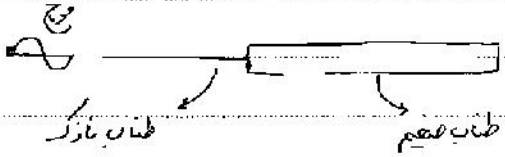
Impedance Matching تطبیق امپدانس

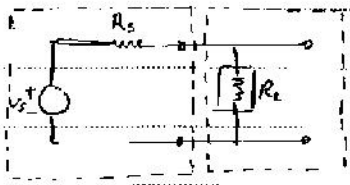


Function Generator

برای اینکه حداکثر توان به گیرنده منتقل شود، باید امپدانس گیرنده با فرستنده برابر باشد.

match





$R_L = ?$

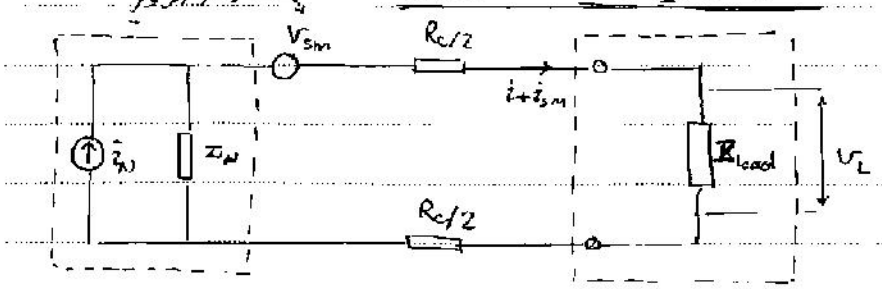
$$V_L = \frac{R_L}{R_L + R_s} V_s$$

$$P_L = \frac{V_L^2}{R_L} = \frac{R_L}{(R_L + R_s)^2} V_s^2 \rightarrow \frac{dP_L}{dR_L} = 0 \Rightarrow R_s = R_L$$

FaPCO

جلسه یازدهم - ۹۵/۱۲/۲۲

* باقیمانده از کانال نویز : کاهش اثر نویز در صورت استفاده جریان



(I) حالت قبل : $V_L = V_{TN} + V_{SM}$

(II) این حالت : جریان بار $i = i_N \times \frac{Z_N}{Z_N + R_c + Z_L}$ ، $i_{SM} = \frac{V_{SM}}{Z_N + R_c + Z_L}$

$V_L = i Z_L + i_{SM} Z_L$

$= i_N Z_L \frac{Z_N}{Z_N + R_c + Z_L} + V_{SM} \frac{Z_L}{Z_N + R_c + Z_L} \Rightarrow$

$V_L = i_N Z_L + \frac{Z_L}{Z_N} V_{SM}$ چون $Z_N \gg R_c + Z_L$

$Z_L \ll Z_N$

نتیجه ای که می‌توان گرفت : اثر نویز کم می‌شود (suppressed V_{SM} (noise effect))

پس ارسال بصورت جریان دو مزیت دارد :

۱) افت ها این جا مطرح نیست دیگر

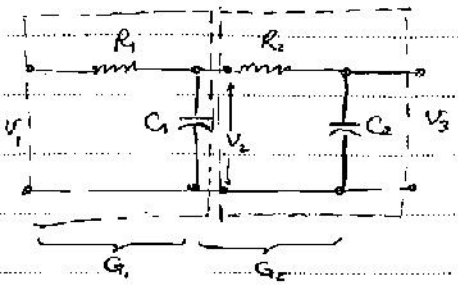
۲) آلودگی به نویز اثرش اینجا خیلی کمتر خواهد بود

Subject

Year Month Date

مسئله را به صورت دیجیتال (۰ و ۱) هم استفاده بدهیم، کپ نوز باید مسئله ایجاد نکند ولی مسئله missing data خواهیم داشت که بعداً به آن می‌پردازیم.

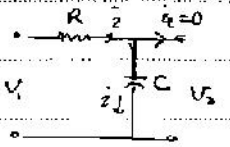
★ : Interstage Loading Error



$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{1+R_1C_1s}$$

$$\frac{V_3(s)}{V_2(s)} = \frac{1}{1+R_2C_2s}$$

$$\frac{V_3}{V_1} \times \frac{1}{(1+R_1C_1s)(1+R_2C_2s)} = \frac{1}{(R_1R_2C_1C_2)s^2+(R_1C_1+R_2C_2)s+1}$$



$$Ri + V_2 = V_1 \xrightarrow{d/dt} (RCD+1)V_2 = V_1$$

$$\Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1+RC_1s}$$

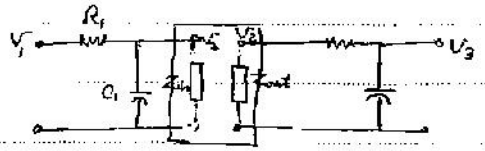
اما این معادله کربوشیم تا زمانی درست است که $i_2=0$ باشد، وگرنه اثر Loading طبقه بعدی هم باید لحاظ کنیم.

تابع کلی درست اون بالا، این:

$$\frac{V_{out}}{V_i} = \frac{1}{R_1C_1R_2C_2s^2+(R_1C_1+R_2C_2+R_1C_2)s+1}$$

PAGE

- برای حل این مشکل loading از یک buffer یا isolator (که یک مدار الکترونیکی است) استفاده می‌کنند که $Z_{in} \approx \infty$ و $V_{out} = V_2$ (یعنی $Gain = 1$) است. از آنجایی که V_{out} بدین خاطر load تغییر کند، پس $Z_{out} = 0$!



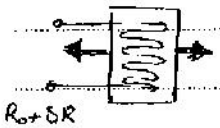
باخریک OPAmp ساده با gain یک است.

- سیستم‌های conditioning :

- آنالوگ (Analoge Device)

{ Balanced Type Bridges
{ Deflection Type Bridges

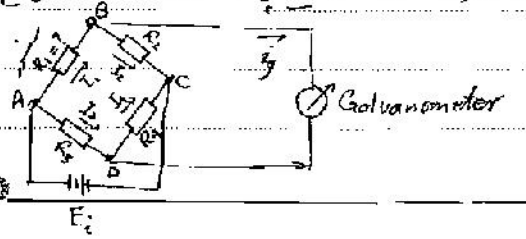
. Strain Guage ☺



$\frac{\delta l}{l} = \varepsilon \rightarrow \frac{\delta R}{R} =$ خروجی

$G =$

برای این‌که بی‌بریم به میزان تغییر مقاومت این نمونه، حتماً از یک پل ویتستون استفاده کنیم:



Subject:
Year. Month. Date. ( )

- وقتی پل متعادل باشد: $i_g = 0 \Rightarrow V_{BC} = 0 \Rightarrow V_B = V_C$

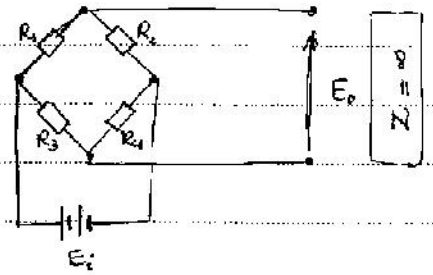
$$\left.\begin{aligned} I_1 R_1 - I_3 R_3 &= 0 \\ I_2 R_2 - I_4 R_4 &= 0 \\ I_1 &= I_2 \\ I_3 &= I_4 \end{aligned}\right\} \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \Rightarrow$$

R_1 مجهول است.

ما در ابتدا می‌آییم بازوهای پل را متعادل می‌کنیم. مثلاً به کمک strain gauge !

این روش با منبع تغذیه متناوب نمی‌رود و فقط وقتی است که منبع dc باشد.

- پس از اعمال ورودی ($R_1 + \delta R$) ، دیگر پل بالانس نیست . E_o را حساب می‌کنیم.



حالت بالانس: $V_B - V_C = E_o = E_i \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$

$$\Rightarrow \delta E_o = \frac{\delta R / R}{4 + 2\left(\frac{\delta R}{R}\right)} \times E_i$$

حالت حس کردن: $E_o + \delta E_o = \left(\frac{R_1 + \delta R}{R_1 + \delta R + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$

پس δE_o علاوه بر δR و E_i هم وابسته است ! E_i را از کجا می‌شود دقیق تعیین کرد

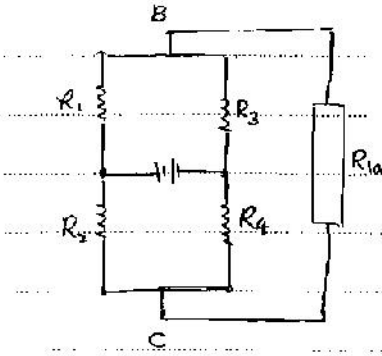
← در حد خیلی ولت است که باید تقویت شود. دقت عدد E_i هم در همین حد است. پس باید یک

regulated ... باشد باشیم که خطی تراشه تمام می‌شود.

* نکته جالب اینکه امپدانس meter خانگی ما را خوانده هم به عمل صفر نیست و meter حتی هم ایده‌آل نیست ... از نامبر باید استفاده کنیم.

مقاومت داخلی منبع تغذیه هم از عمل صفر نیست.

مقابل تو من این رو با بدست آوردن ... ایشون ... محاسبه کنید.

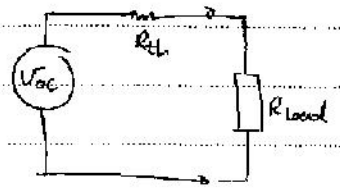


منبع ولتاژ ما را اتصال کوتاه و منبع جریان مدار باز

باشد حالا مقاومتی که دو ترمینال مورد نظر از شکل می‌بینند را حساب می‌کنیم.

حالا اینجا با اون چیکار؟

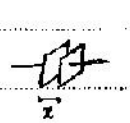
$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$



۹۱/۱/۱۹ ← جلسه دوازدهم

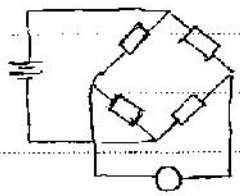
* پل‌های اندازه‌گیری:

ترانسدیوسر خازنی



$$C = \varepsilon_0 A / x$$

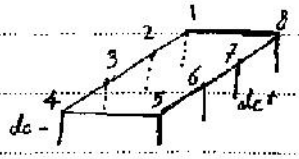
$$\Delta C \propto \frac{1}{\Delta x}$$



Subject:
Year. Month. Date.

اگر در پل مرجع مقاومت امپدانس داشته باشیم، پل را می‌توان در یک فرکانس خاص بالانس کرد، زیرا امپدانس خازن $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$ است.

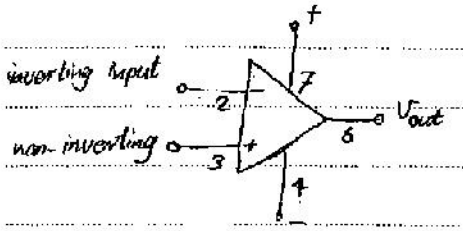
● تقویت کننده‌ها



OP_Amp 741

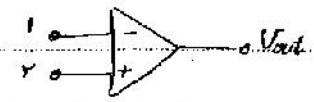
۱، ۵: برای تنظیم offset و انحراف ولتاژ خروجی

۸: برای توسعه IC not used



⊛ ایدئال تقویت کننده

۱) تفاضل ولتاژهای ورودی $(V_2 - V_1)$ را بهره $A \approx \infty$ تقویت می‌کند



$A > 10^5$

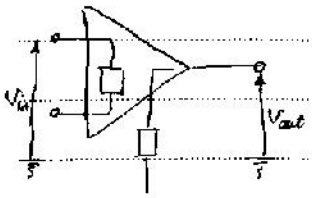
$V_o = A_{OL}(V_2 - V_1) \longrightarrow V_1 \simeq V_2$

مانع کم به اندازه ولتاژ تغذیه

۲) امپدانس ورودی بی‌نهایت است $Z_{in} = 2\,m\Omega \longleftarrow i_{in} \simeq 0$

۳) امپدانس خروجی صفر است. $Z_{out} = 75\,\Omega$

تقویت کننده‌ی ایدئال باید امپدانس ورودی بی‌نهایت و امپدانس خروجی صفر باشد تا رابط تقویت ولتاژ

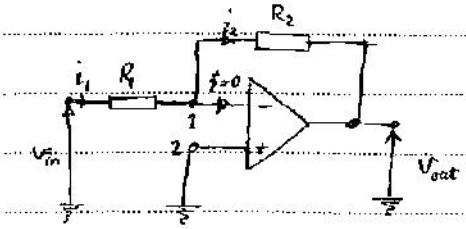


در اکثر جریان های تحلیل وجود میشود. برطرف میکنیم

$Z_{in} = 2\,M\Omega$

$Z_{out} = 75\ \Omega$

* تقویت کننده‌ی DC با بهره‌ی خود (وارون ساز)



$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

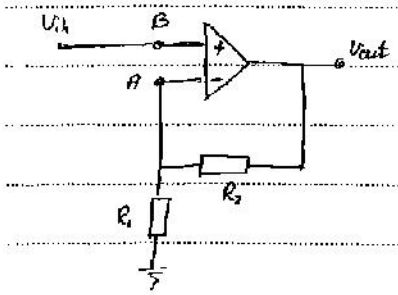
$V_1 \simeq V_2 = 0$ با استفاده از فرض اتصال Virtual ground

$i \simeq 0 \longrightarrow i_1 + i_2 \simeq 0$

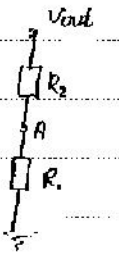
$$i_1 = -i_2 \longrightarrow \frac{V_{in} - \cancel{V_1}^{0}}{R_1} = \frac{\cancel{V_1}^{0} - V_{out}}{R_2} \longrightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

اگر بخواهیم وارون نشود، دو تا سوئیت سر هم میذاریم.

* تقویت کننده‌ی DC با بهره‌ی خود (غیر وارون ساز)



$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$



$$V_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$$

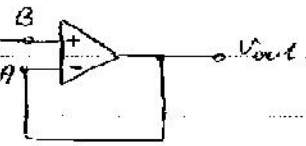
حالا رابطه‌ی بالا را برحسب V_{in} می‌نویسیم

چون: $V_A \simeq V_B \longrightarrow V_{in} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out}$

Subject

Year . Month . Date .

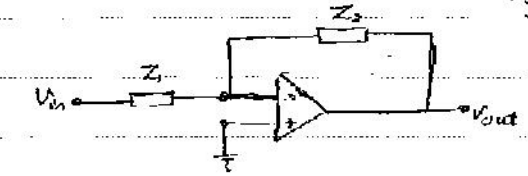
نکته: Let $R_2 = 0$ & $R_1 = \infty$ ⟶



⟶ $V_{in} = V_{out}$ (Voltage Follower)

Buffer

* اسلاید کلی:



نکته: $V_{out} = -\frac{Z_2}{Z_1} V_{in}$

$V_{out} = -\frac{Z_2}{Z_1} V_{in} \longrightarrow V_{out} = -\frac{1/C_D}{R_2} V_{in}$

* هشتق گیر: جای خازن و مقاومت را عوض می‌کنیم.

حل مشق گیر: تغییرات خروجی در برابر تغییرات ناگهانی ورودی بی‌نهایت خواهد شد.

HPF

در آپامپ‌ها، اگر اسلاید داشته باشی، در صورتی که ولتاژ ورودی صفر باشد و یک مقدار offset داشته باشد، خروجی مقدار چند ماینه اسلایس می‌شود در اینجا باید 0.5 برداشته شود.

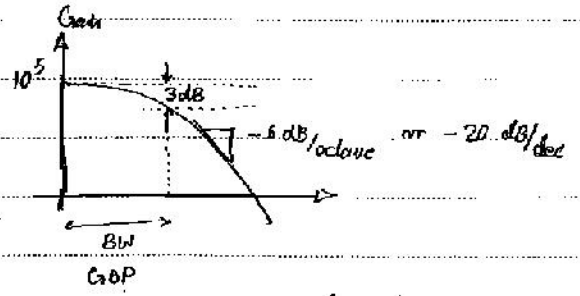
* خواص تقویت کننده (غیر ایده آل) عبارتند از

□ امپدانس خروجی غیر صفر برای دو روش های مساوی

□ CMRR (Common Mode Rejection Ratio)

$V_{out} = A(V_1 - V_2) + G V_{cm}$ (مود مشترک) $CMRR = \frac{A}{G} \sim 100\,dB$

برای داشتن مود مشترک کمتر، CMRR باید زیاد باشد.



بنابراین باید انتظار داشت در فرکانس های بالا، Gain در 10^5 دامنه داشته باشیم.

در data sheet برای IC، GBP که همان حاصلضرب بهره در پهنای باند است

Gain Bandwidth Product