TurboIEG.com

دوسية الزيود في :

مختبر علم القياس

Metrology lab

إعداد : سيف الزيود

اللجنة الأكاديمية لقسم الهندسة الصناعية

2023

مادة القياس

Q: what is the purpose of measuring devices?

ch1 - Measurement systems are used for many detailed purposes in a wide variety of Application area.

تستخدم أنظمة القياس للعديد من الأغراض التفصيلية في مجموعة متنوعة من مجالات التطبيق.

Q: define the measurement system?

- the term "measurement system" is meant to include all component in a chain of hardware and software that leads from the measured variable to processed data. → number and unit

Q: How do measuring devices show the mesured variable?

يقصد بمصطلح نظام القياس انه يشمل جميع المكونات في سلسلة من الأجهزة والبرامج التي تؤدي من المتغير المقاس إلى بيانات معالجة.

مثال: لو شركة بدي اعمل ((run a production line)) ← لازم اجيب الـ mesument فلازم انه بعين الإعتبار حتى الكميات اللي انا بقدر اقيسها بشكل اقدر اعمله controling ولازم منظومة القياس تكون compatible مع خط الإنتاج. → متوافقة

Information: the modern automobile uses as many as 40 or 50 sensor (measuring devices)

Q: what should be the relationship between the designer and measuring instruments?

- The designer must be aware of the instrument (ادوات) avaible for a various measurements and how they operate and interface (تفاعل) with other parts of the system.
- and aware in sensor that allow improvment.

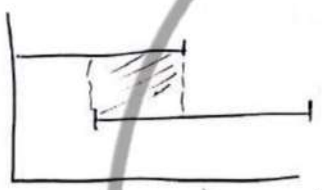
يجب على المصمم أن يكون على دراية بالأدوات المتاحة للقياسات المختلفة وكيفية عملها والتفاعل مع الأجزاء الأخرى بالنظام.

وعلى دراية بالحساسات (أجهزة الإستشعار) لأنها تسمح بالتطور.

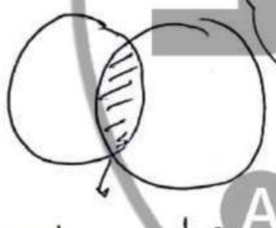
* Many engineered products are nowdays designed using the methods of concurrent engineering where design and manfacturing are intergrated, ~~nather~~ rather than being considered sequentially, as was often the case in the earlier time.

يتم في الوقت الحاضر توقيع العديد من المنتجات المصممة هندسياً باستخدام طريقة الهندسة المتزامنة بدلاً من النظر إليه بشكل متسلسل كما كانت الحالة غالباً في الأوقات السابقة .

① concurrent (متزامن)

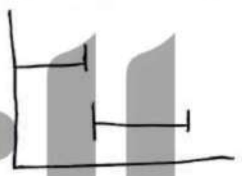


The best and fastest way

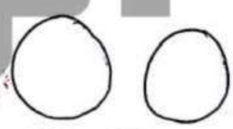


~~overla~~ overlap

② sequentially (متسلسل)



مثلاً : اذا احنا نجلس و صمم هيكل السيارة وبعدها نجلس الأجهزة تاع القياس . . .



gap

* the problems :
1) wast the time.
2) Lower quality due to a gap.

energy — الطاقة
raw matirial
laborers
→ finish products

عمليات التصنيع المختلفة الهدف منها تحويل

∴ التحسين المستمر يتطلب قياسات مستمرة ← قياس ال Quality
↓
to best product

← عمل تجارب بهدف تقييم الأخطاء
(Laportary testing)

- Both functionality and manufacturbility consideration often require the design process to include Laboratory testing of one kind or another.

(ويران)
تتطلب من عملية التصنيع أنه تحتوي
كلا من الوظيفة وقابلية التصنيع اختبارات معملية من نوع او آخر.

- when we examine actual production machinary and processes, we ofen find that these manufacturing tools are controlled by a so called feedback mechanism. In such a scheme some quality parameter of the part produced in measured with appropriate sensore.

عندما نفحص آليات وعمليات الإنتاج الفعلية غالباً نجد أدوات التصنيع محكومة بما يسمى بآلية التغذية الراجعة. بمثل هذا المخطط (بعض معطيات الجودة للجزء المنتج يتم قياسها بواسطة أجهزة استشعار مناسبة.

classification of Types of Measurement Applications.

1. Minotoring of process and operations.
2. control of process or operations.
3. experimental engineering analysis.

1) Minotoring of process and operation. refaire to the situation where the Mesuring device is being used to keep track of some quantity

eA) thermometer — مقاييس الحرارة
2] barometer — مقياس ضغط جوي
3] radars — جهاز الموجات الهوائية
4] anemometers — مقاييس سرعة الرياح

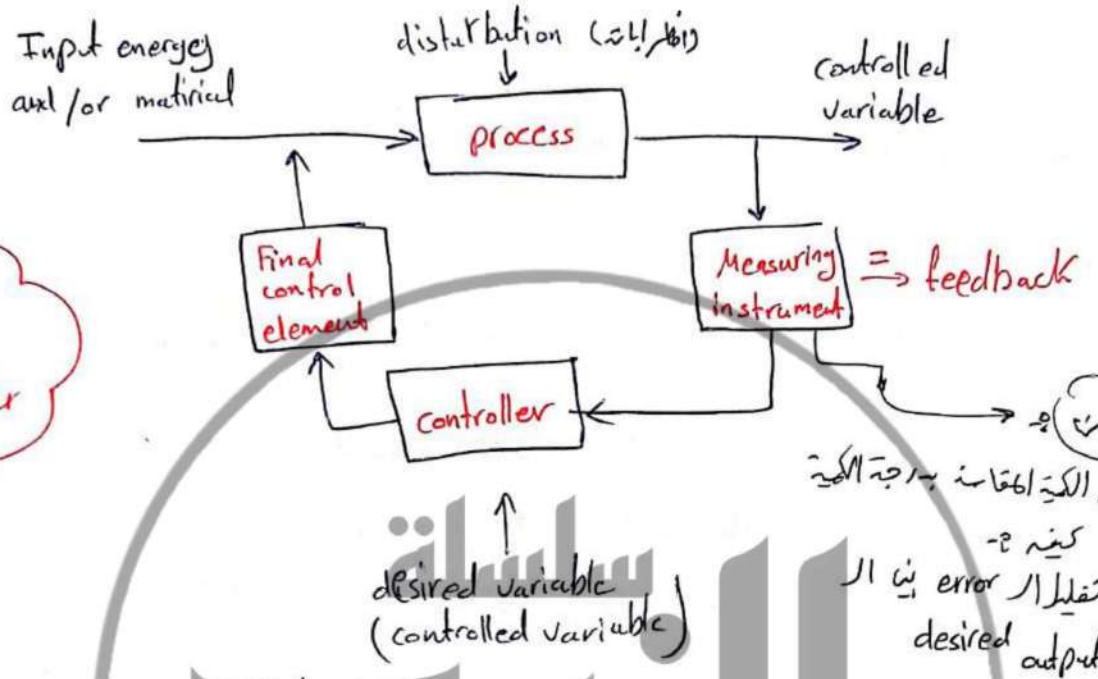
- (indicate the condition of the inviroment but do not serve any control function in the ordinary sense)

- تشير إلى المواقف التي تقوم بها أجهزة القياس بتتبع الكميات
- يشيرون لحالة البيئة لكن ليس لديهم أيه وظيفة تحكم.

Ex 1) speed control system in car. 2) Antilock braking system نظام الفرامل المانعة للإنغلاق
3) coolant temperture regulating system. تنظيم درجة حرارة سائل التبريد 4) air conditioning system. نظام تكييف الهواء
5) engine polution controls التحكم في تلوث المحرك

2 control of process and operation. This is usually refure to to an automatic feedback control system.

غالباً تكون الاجهزة التحكم الراجعة الأوتوماتيكية.



quality parameter

الهدف منه: انه المحافظة عال الكمية المقاسة بدرجة الكمية المرغوبة كيف؟ عن طريق تقليل ال error بين ال desired output وال input

* اهم اشي في اجهزة القياس وجود ال measuring (feedback) الي بعمل مقارنة بين ال desired output وال

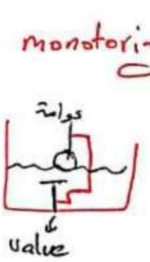
شرح الرسمة: اولا اشي بدخل ال input بعدها بتقيسها ال Measuring instrument وبعدها بتعطي

هاي الأجهزة النتيجة لل controller الي بقرر إذا يوقف العملية او يخليها تستمر (بيعطي امر لل Final control element وصوال بجي وبنفذه وبظل الموضوع يتكرر لحد ما أوصل للنتيجة المرغوبة

desired variable = controlled variable

الفرق بين ال monotoring وال controlling: 1) Mesring instrument (2) controller

قبل اخذنا بالكنترول



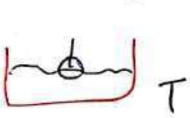
لو بدي اجي خزانه وكان عندي float (عوامة) هاي العوامة متكونة شاشبة مع Valve (Final control element)

العوامة صورة متكونة بلي sensor ل controller فإذا وصل المي للحد إلي بدي اياه فوري رح تبعث إشارة للcontroler والصورة هو بوضو العوامة الي رح يأمر ال (Final control element) الي هو Valve يوقف العملية.

- هنا صورته مع انه عندي جهاز قياس الي هو العوامة بس كمانه عندي controller الي بيعطي امر حسب نتيجة القياس فلو المي قليلة بالخزانة رح يفتح ال Valve ولو [illegible] الخزانة ممتلئة ماء رح يسكر ال Valve.

(4)

اما Monotoring مثلا زي كنه عندي عوامة رح تحسيني لوين الماء وصل بس مش شابكها مع ال Valve فمش controller هون (بوجد فقط اداة قياس)



hot-wire anemometer → monitiring or controler → If we used the gas valves

3) **experimental engineering anlysis :-** is the part of engineering design, development, and research that relies on laborbary testing of one kind or another to answer quesbions.

هو ذلك الجزء من التصميم الهندسي والتطوير والبحث الذي يعتمد على الإختبارات المعملية من نوع أو آخر للإجابة على الأسئلة.

ex: زي الي بكونو بالمختبر ويقدم الزمن اشيا لازم يدرسوه.

عمليات الصناعة المعقدة

experimental engineering analysis is divided into types :-

1) theoretical methods.	2) experimental methods.
general or restractive: 1) often give result that are general (عام) use rather than restractive application. تعطي نتائج للإستخدام العام بدلاً من نتائج المقيدة	1) often give result that apply only to the specific (محدد) system being tests. (restractive) in Technique such dimensional anlysis may allow some generlization احيانا بتسمح ببعض التعميم تعطي نتائج تطبقه على اختبار النظام المحدد.
simplifing assemption: 2) Invariably require the application of simplifying assumptions تبسيط الإفتراضات	2) No simplifing assumption necessory لا يلزم تبسيط الإفتراضات.
model and behavior: mathmatical model → The theoretically practed behavior is allways different from the real behaveior	actual system نظام حقيقي يبين ال True behavior
disadvantege: 3) In some cases, may lead to complicated mathmatical problems, احيانا يقودنا إلى مشاكل رياضية معقدة	3) Accurate (دقة) measurment necessory to give true picture. قياسات دقيقة توضح الصورة الحقيقية.

3) variable - minipulation element : By "manipulation" we mean specifically a change in numerical value according to some definite rule but a preservation of the physical nature of the variable.

* يغير قيمة ال variable فاما بزيدها أو يقللها مع المحافظة على نوع variable.

4) data - transmission element : transmit the data from one to another

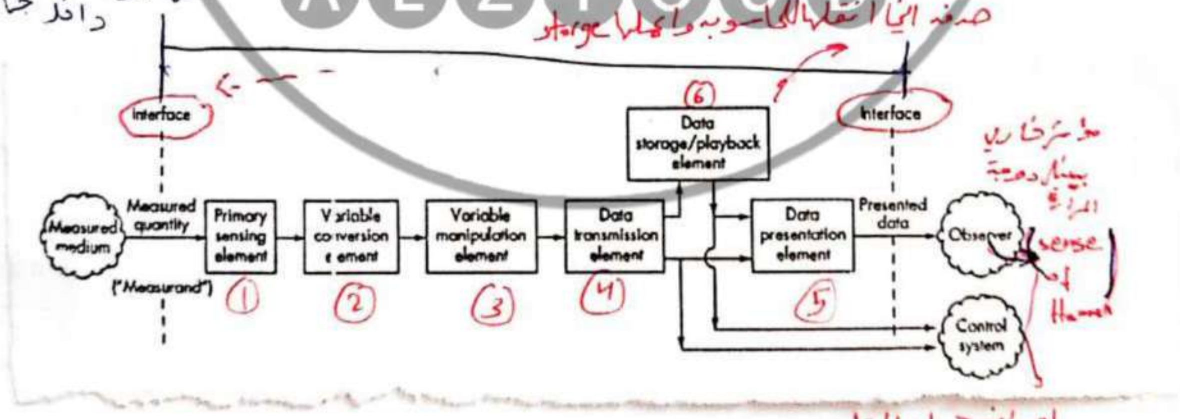
(* بنقل ال data)

5) data - presentation element : to be communicated to a human being for monitoring, control, or analysis purposes, it must be put into a form recognizable by one of a human sense. (translation)

* يعمل كمترجم من الآلة للإنسان (أو أدق لأحد حواس الإنسان)

((Functional element of an instrument or a measurement system :-))

المراحل التي تمر في جهاز القياس :-



اضافات جهاز القياس

block ← اشيا داخل جهاز القياس

الغيوم ← اشيا خارجية

اضافات عملية القياس :-

1) Measured Medium تكون مشكل بار

2) controller تكون control ← اي تبني التحكم فيه لانه فيه feedback و

3) Data storge (play back element)

most majority of instrument communicate with people through the visual sense.

اغلب الآلات تتواصل مع الإنسان عن طريق حاسة البصر

EX: digital voltmeter or printer

6) data storage/play back: we need functional can easily recreat the stored data upon command 1) the magnatic tape recorder/reproducer is classical example here

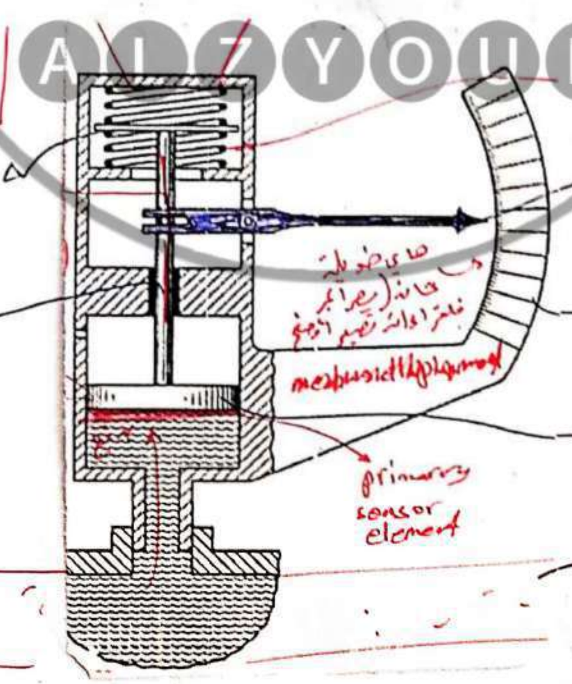
2) many recent instrument digitize the electric signals and store them in a computer like digital memory (RAM, hard drive, floppy disk, etc)

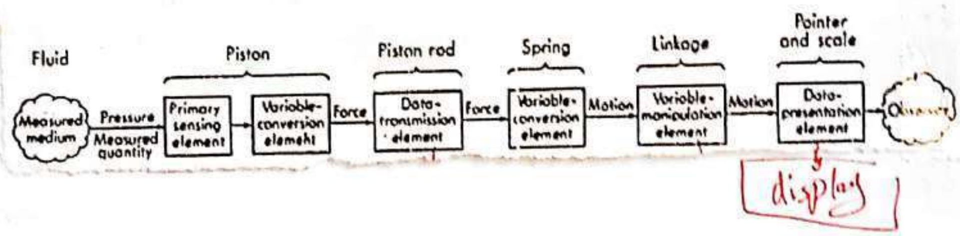
ملاحظات: الترتيب الي فوقه هو اشي possible مو ضروري لأنه الآلات في الحقيقة بتكون:

1) have a basic function in any number and combination
2) they not need appear in above order.
3) the physical component may serve several of the basic function.

pressure gage

input: pressure fluid
output: the scall of pressure fluid on pointer.



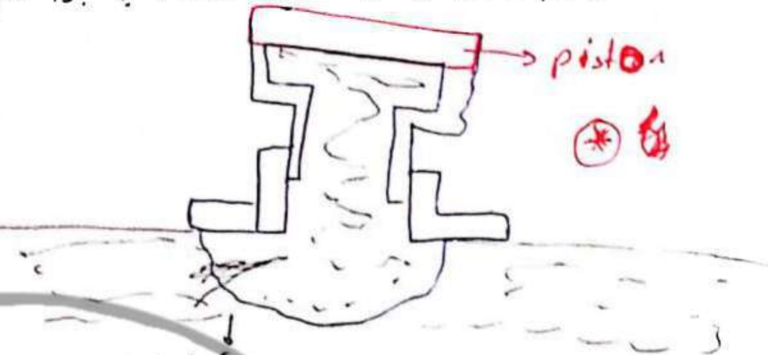


9

ركز بس صورة بشرح الجهاز و ((ليه الجهاز مهمه)) ← لأنه section من الوسط زي كانه قصوا الجهاز من النص عشانه يشوفوا اجزاءه الداخلية

① الجهاز بقيس ضغط السائل ← السائل هنا هو ال Measured medium

ولو تلاحظ رسمته عمية لاندا شي برا الجهاز



هنا الفكره هيك بكون فيه فتحة بالجهاز هنا يسمح للسائل بالإرتفاع للأعلى لحد ما يوصل لل piston وهو قرص دائري (فا اول ما بصير ضغط اعلى من piston)

بكون هون فتحة صغيرة

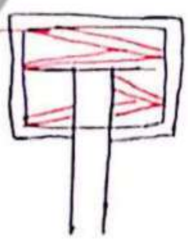
لذلك يعتبر primary sensing element فالطرف السفلي لل piston هو اول شي بيشعر بالضغط وهنا ضغط

الماء بيتحول من ضغط (hydraulic energy) ← (displacement) فيعتبر ايضاً Variable conversion element

mechanical variable ← mechanical variable

③ هاي الديافراغم diaphragm رح تنتقل بواسطة piston rod

ورح تضغط الزنبرك لذلك piston rod يعتبر data transmission element

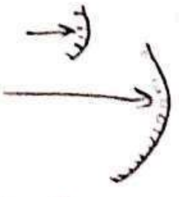


④ هون بيجي ال spring تأثر بضغط عليه من Piston rod

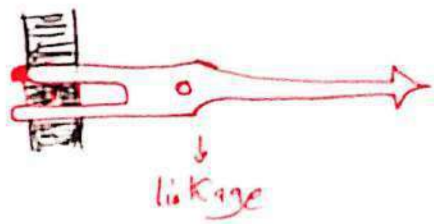
بس ال spring ما بظل شاد فرح يحول الطاقة من طاقة ضغط لطاقة وضعية

لذلك ال spring pressure ⟶ position energy

يعتبر هنا variable convertion element.



هنا هاد كل ما زاد طوله رح يكبر الي جنب الي بيقلبه



⑤ القراءة بتكون هون الها علاقة بانه يكبر القراءة او يصغرها

لذلك يعتبر Variable manipulation element

هسا صعوبة في فكرة انه دائماً بالكهربا فبالتالي يكبروا القراءة بستخدموا Amplifier

(*) الجهاز الي رح تشوفه عيني وتترجم لعيني القراءة فانهم كل ما زاد حجمه بتصير القراءة اسهل.

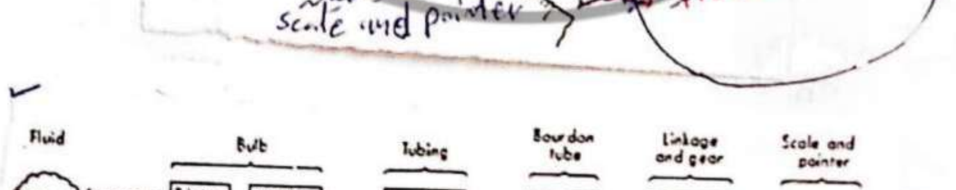
وهو pointer and scale ← لذلك يعتبر data presentation element

(*) عيني عدة كمان تعتبر observer وبرضو لو تنتبه بالرسمة حاطينها بغيمة عشان يقولك انها موجزه من الجهاز.

ضغط hydrolic = dislpasment = ضغط الspring = potintion energy

(Not) هاد مثال بؤكد انه اجهزه القياس مو كلها بنفس العناصر كعدد أو حتى وظيفة فممكن مثلاً عندي عنصرين Variable convertion element وما عندي Data storge وحتى الترتيب يتغير...

pressure thermometer



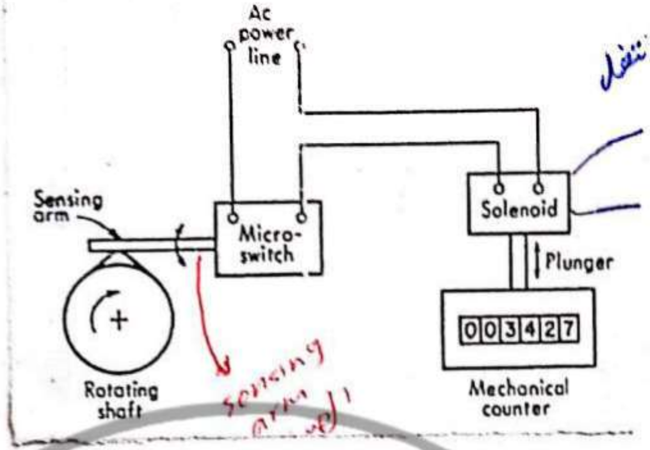
الخلاصة:

رح يتغير ع الجهاز الحرارة فالدائماً بتأثر ع ال Bulb فالي تحول الحرارة من حرارة ← ضغط بسبب thermal expantion / ال tubing

رح ينقل ال pressure / Bourdon tube ← رح يحول ال pressure ل displacement (بسبب التمدد) / فال Linkage وال gear ← تكبير القراءة

scale and pointer ← بترجم لعين الإنسان.

Digital revolution counter → جهاز بقيس عدد اللفات الي بعملها الـ rotation shaft



Microswitch
هو دارة كهربائية بتسكرها
بضربة الملتقط بال sensing arm
دبفتح لما يكون بدور بدونه
ما يضربه

Microswitch بيشغل الـ solenoid

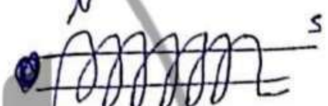
تنقل

sensing arm الـ

كل وحدة بتعبر عن لفة

داخل الـ solenoid (ملف لولبي) فيه زي كرة حديد

(ملف مغناطيسي بمر فيه تيار كهربائي بصير زي مغناطيس مغناطيسية)
(مغناطيس غير دائم)
temparary



راح تنجذب لما يوصلها تيار
وراح تفلت الكرة لما ينقطع

input → (Number of turns) Rotating shaft

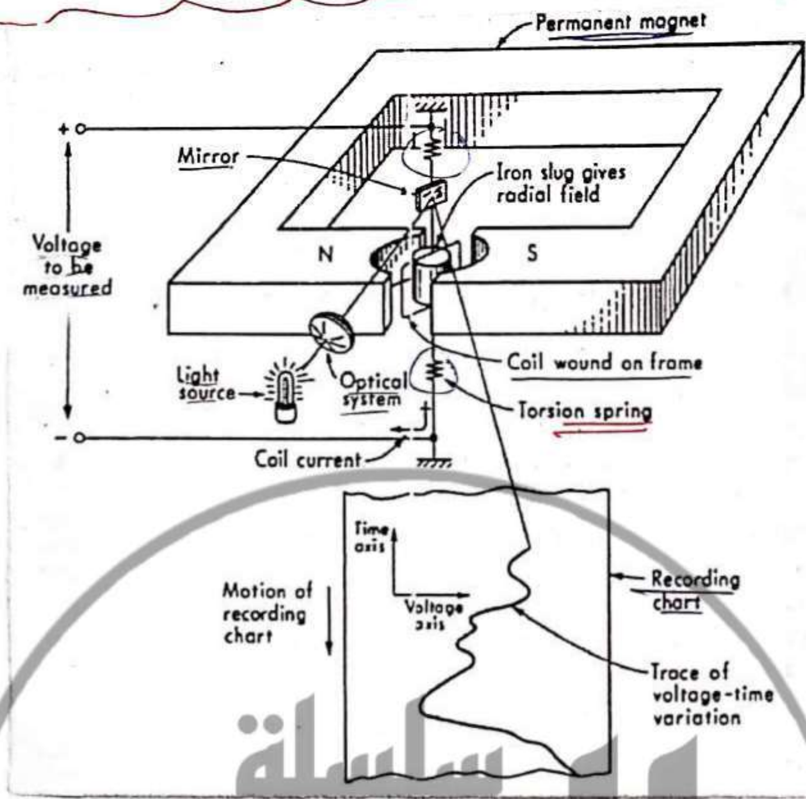
Rotating shaft → sensing arm → Micro switch → Solenoid → Plunger → Mechanical counter

- Rotating shaft → Measured Medium
- sensing arm → primary sensing element + Varable covarted element → (rotary displasment to linear displasment) حركة خطية
- Micro switch → Variable convartion element (mechanical → electrical)
- Solenoid → Variable convartion element (electrical → mechanical)
- Plunger → Data transmition element
- Mechanical counter → Variable convertion element (to rotary Motion) - Variable manipulation (rotary motion to decimalized rotary motion) and - data presentation

صار اول اشي كل مرة بتلف Rotating shaft بتضربه
بال sensing arm الي بتحول الطاقة من دائرية لخطية
فبتشغل Micro-switch الي بفتح الدارة فيوصل
تيار للـ solonoid الي بحول من طاقة كهربائية لميكانيكية
بجي الـ counter بحولها لطاقة دائرية ويصير القراءة ويظهرها للعين

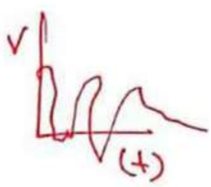
D' Arsonval galvanometer

Input → voltage
output → defliction
θ

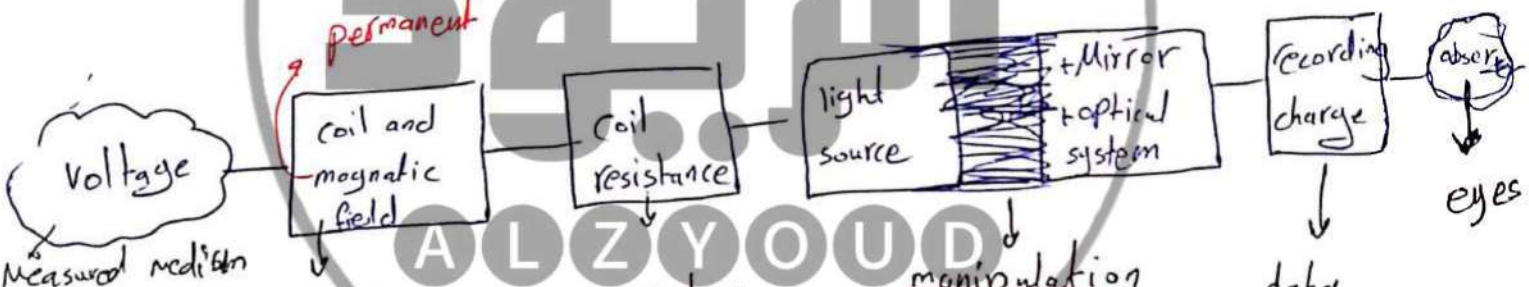


مغناطيس
دائم

الهدف من الجهاز
الاقي علاقة بين
الجهد والزمن



- Torsion spring
بعد ما نفلت الزنبرك يرجع لوضعه الطبيعي



لما ادخل جهد + مجال مغناطيسي = تيار
primary sensing element
+
convertion element
(V+Magnatic → currnt)

convertion element
(current → Torge)

manipulation element

data presentaion element
and Data storge

فكرة عمل الجهاز :-

في البداية وبسبب دخول الVoltage لمجال مغناطيسي من الملف يتولد تيار وبسبب مقاومة الملف يتحول لـ إلى Torge
هاي التورك رح تأثر (رح تسبب) defliction
θ

وصوله يكونوا رابطين الملف ب mirror Light source عشان تكبر قيمة ال θ ورح تظهر للعين

Recording chart بدل • الأجهزة تطورت فصاروا يشبكوه على الكمبيوتر بدل Recording chart

مصطلح ال active وال passive :

passive transducter : A component whose out put energy sapplied entirely or almost entirely by its input signal.

(تاخذ الطاقة من ال input أو من النظام نفسه)

active transducter :- has an auxiliary source of power supplying

(لازم يكون في مصدر خارجي مش ال input هو الي يمد النظام بالطاقة.

ex

1) pressure gage
مش اي مصدر خارجي للطاقة
كلاما بيحدث بسبب ضغط
(passive) - مثلا

2) prussure thermometer
برضو مش اي مصدر خارجي
كله بيحدث بسبب تغيرالحرارة input
(passive)

3) digital revolution
بلاحظ انه في مصدر للطاقة وهو مش input
والذي هو Ac power line (active)

4) D'arsonval galvanometer
(passive) هو: كلاشي بيصير وبتغير بسبب الجهد (input) ولا يوجد اي مصدر آخر

5) (op-Am) → active
لانه لازم مصدر طاقة ليشغل وتكبير الإشارة (V)

(ANALoG and DIGItal) ← بعض رح نأخذ

③ for analog signal the precise value of the quantity (voltage, Angle ...) carring the information is significant. However, digit signals are basically of a binary (on, off) nature ①, and variation in numerical Value are associated with changes in the logical state "true/false) ② of some combination of "switches" feeling variable

ال analog ← ادق وهي تحمل معلومات مهمة اما الرقمية فهي ذات طبيعة ثنائية (تشغيل/ايقاف) والاختلافات في القيمة العددية ترتبط في الحالة المنطقية (صواب/خطأ) لعدد المفاتيح.

analoge (speed motor)
(مسافة/حركة)

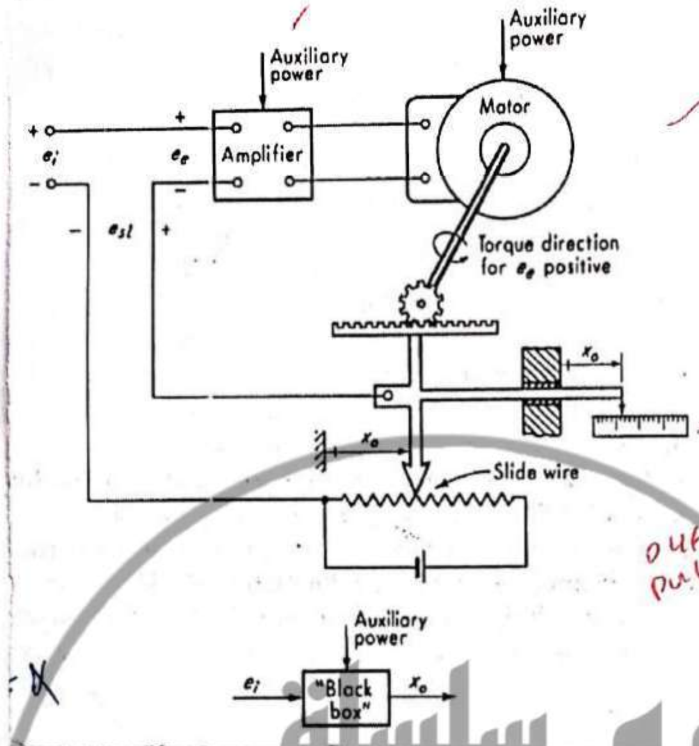
digital

| 1 | 7 | 1 | 1 | kg |

(Michanical counter)

it necessory to have both
- analoge to digital convert (at input to computer)
- digital to analog convert (at output " ")
that enable the computer to communicate with the outside word.

Amplifier (op-Am)



active ← يحتاج auxiliary energy

out put → الخرج في هذه المسافة عن طريق تغيير فرق الجهد

input → e_i

output → X_o

Instrument servomechanism → هدف التحكم بال X_o من خلال ال Voltage e_i

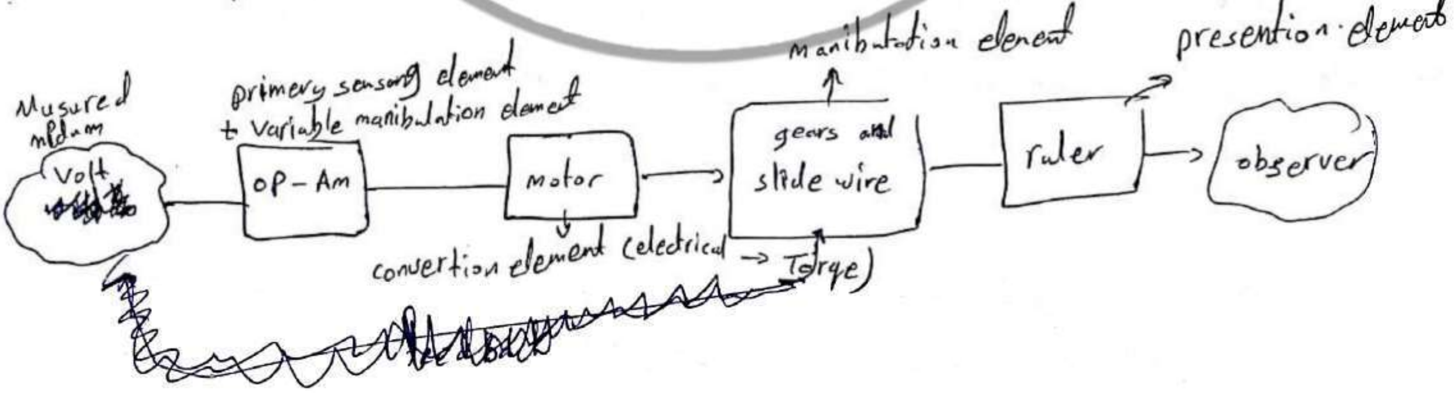
auxiliary power → active

كلما كانت $X_o = e_i$ (أو قريبه من بعض) يقل الـ feedback اشتغال

Amplifier (op-Am) → 1 volt

0.1 (Volt)

هو وظيفته يكبر قيمة الجهد

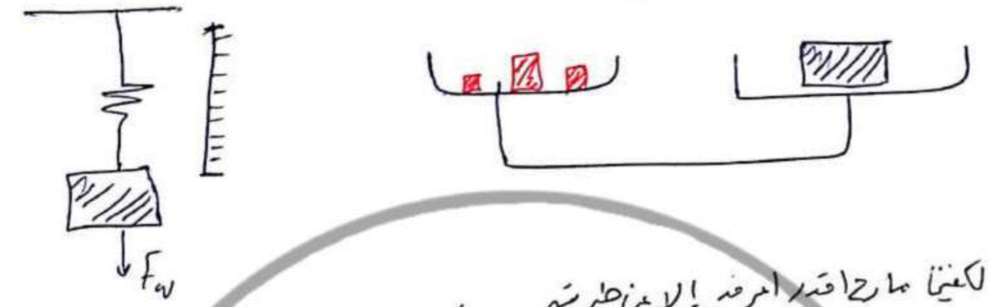


Null and deflection Methods

ال null هو جهاز يقيس عن طريق التصفير والأوزان اما ال deflection هو جهاز يقيس بسبب deflection معين في الجهاز .

deflection instrument　　　　　　Null instrument

ex



بقدر ما بصير في deflection في الزنبرك بعرف انا اديش وزن الجسم

في الميزان ذو الكفتين مارح اقدر اعرف إلا عن طريقة تصفير الميزان فبحط فيه اوزان لحد ما يتصفر وبعدها وزن الجسم = وزن الأوزان

deflictione Type device, the measurment quantity produces some physical effect that engender (يتولد) a similar but opposing effect in some part of the instrument.

(في اداة الإنحراف الكمية المقاسة تعرض بعض التأثير الفيزيائي (المادي) الذي يولد تأثيراً مشابهاً لكن متعاكس في جزء ما من الأداة .

a null-Type device attempts to maintain deflection at zero by suitable application of an effect opposing that generated by the measured quantity.

يحاول الجهاز من النوع الصفري انه يحافظ على (الانحراف) عند الصفر من خلال التطبيق المناسب للتأثير المعاكس الناتج عن الكمية .

لو نرجع قبل وصفنا الأجهزة :

1] pressure gage → deflection 2] pressure thermometer → deflection

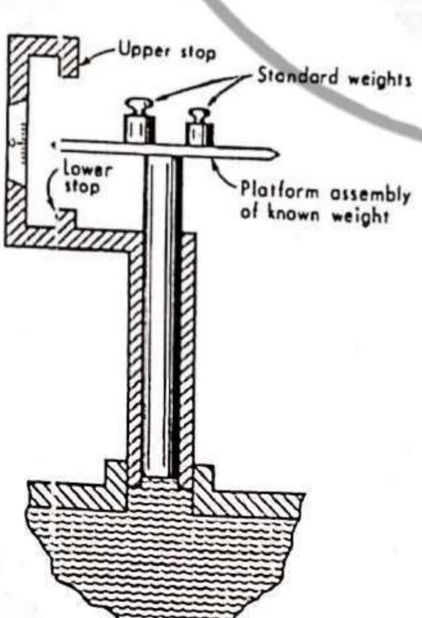
3] Digital revolution counter → deflection 4] D'Arsonval galvanometer → deflection

نلاحظ انه كلها كانت بسبب تغير جزء باني اوحادي (مش بسبب اوزانه او انا احط الجهاز)

عشانه يكون الـ null ففي اوزانه او مقاومات بضيفها عشانه اصفر الجهاز ومن الأوزانه أو المقاومات بعرف القياس

اما الـ deflection فهو تغير داخل الجهاز (مثل انضغاط او انفلات الزنبرك) الي بخليني الجهاز كاله يطلعلي القيمة تاع القياس

بالـ null لو كانه الجهاز كهربائي ← بصفره بالمقاومات (مقاومة تعادل عدة مقاومات)
ميكانيكي ← بصفره بالأوزانه.



Dead wight pressur gage

هاحدنه بظل احط اوزانه حتى يتصفر الـ upper stop

لما يتصفر بكونه طلعت F وضل اطبقه بالقانونه $P = \frac{F}{A}$

هاد بتخيل لو كل شوي بتغير الضغط بدي حد يظل فوق الجهاز وكل شوي يقعد يحسب لهيك الطريقة not practical

اما بنسبة للدقة فالـ null ← ادق (more accurate)

ليش ؟؟ لأنه انا لما استعمل الأوزانه نسبة الخطأ تكاد تكونه معدومة

اما لو اجي للـ deflection فالقصة زنبرك وفي علاقة [F–x graph] كانه تطلع K ومع شطر تقريبه ← نسبة الخطأ اعلى

الجهاز بيحسبلي F ← الأوزانه

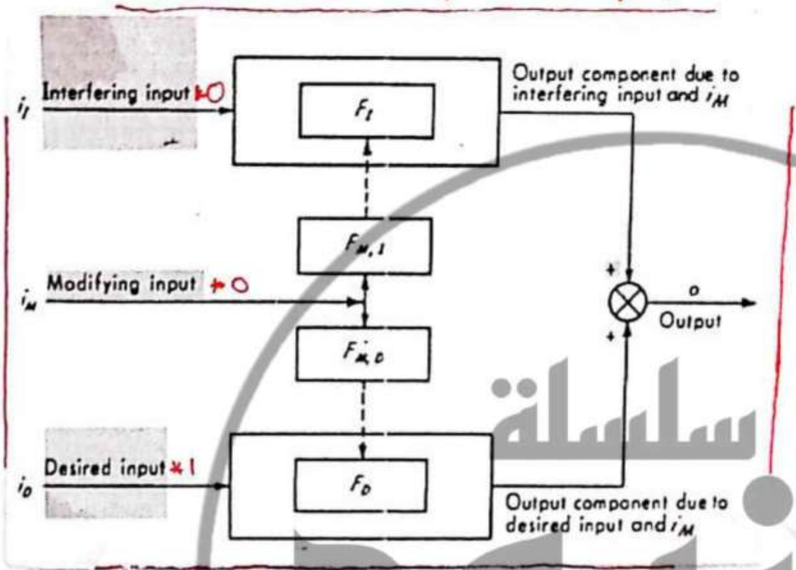
$$P = \frac{F}{A}$$

.: بستخدم اجهزة الـ null بعكس انه اجهزة الـ deflection عيارها صح .

Input quantities are classified in to three categories :-

1) Interfiring input 2) Modifing input 3) Desired input

Generalized (input - output) configration



1) disered ~~output~~ input

هو الأشي الي انا بدي اياه يطلع بدقة فبضبط كل الظروف وبحاول ما يصير اشي يخربه النتيجة (يعني بدي اياه يضرب بـ 1)

2) Interfiring input

بعمل تشويش ولكن بيتصرف كأنه (desired input)

هاد هو زي ما بعرف بحدث ظروف أثر على النتيجة (output) لانه لحاله ممكن يطلع (output)

فطبعاً انا بحاول اخليه برضه يضرب بـ 0

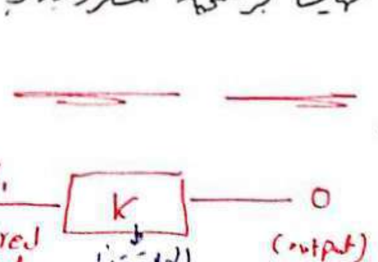
3) Modifing input

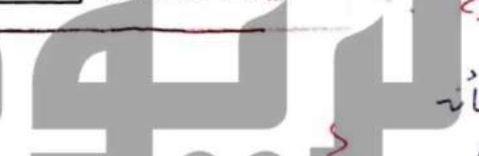
(رح يتصرف زي كأنه desired ~~output~~ input) الحرامي مزعج

هاد بخليني غير الـ output كاله حتى لو ما كانه فيه (desired input) لهيك زي كأنه input جديد غير معروف فيه

وطبعاً بحاول اخليه برضه مضروب بـ 0

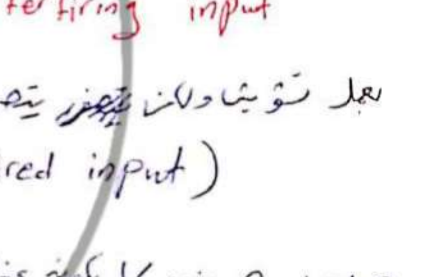
مثال انه بدي اعرف استطالة الزنبرك بسبب تأثير قوة





مثلاً لو صار على الزنبرك صوت رح تأثر بنتيجة K وراح تتغير الرسمة

interfiring ← صوت الصوت

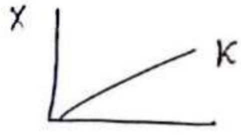


مثلاً لو صار على الزنبرك حرارة خلت تأثر (صوت الحرارة فيها تأثر بـ x) فما بدون الـ F فصارت زي كأنها input جديد

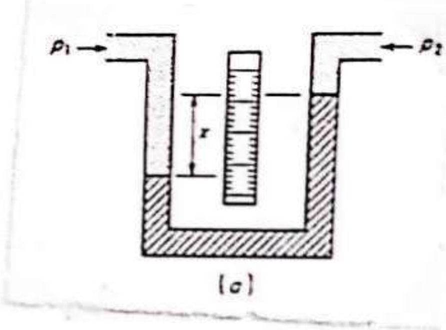
modifing ← صوت ...

Spurious input for manometer → مقياس للضغط

العلاقة رح تكون بين ال P وال X



ΔP → desired input



العلاقة بين ΔP وال X بتعتمد على g ، ρ

↓ التسارع الأرضي ↓ الكثافة

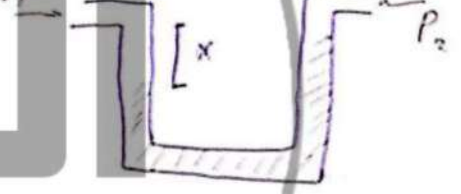
$\Delta P = \rho g \Delta H$

الضغط الجزئي P_1

$P_1 - P_2$

---

interfiring input



لما يصير فرق في الحرارة من 20 لـ 25 رح يتأثر الضغط

وما بتأثر K (العلاقة) بين الضغط وال X

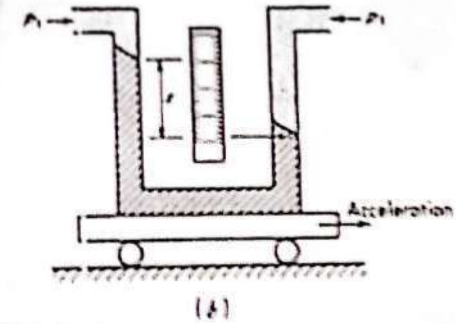
∴ الحرارة interfiring input

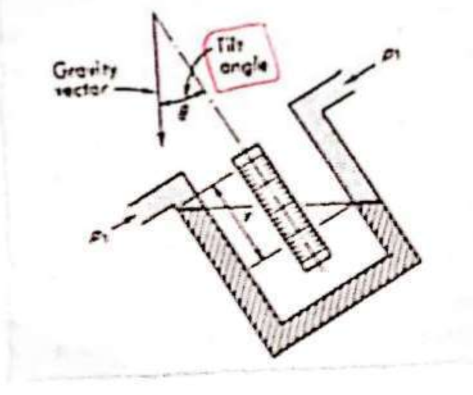
وموضوع الاختلاف بالتغير ال g رح تأثر بقيم K

∴ g → interfiring input

---

modifing input





الجهاز تحرك فجأة رح يتغير عندي X مع انه ما في ضغط

modifing input → acceleration [illegible] pressure

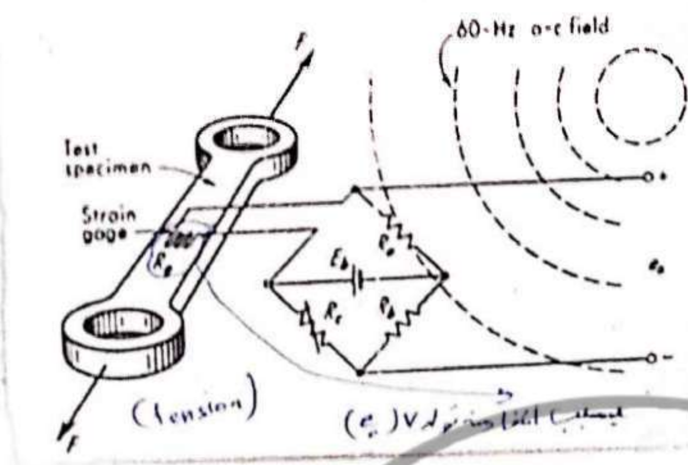
وعند لو صار عندي ميلان السائل

فبتغير الارتفاع X بدون ما في ال pressure

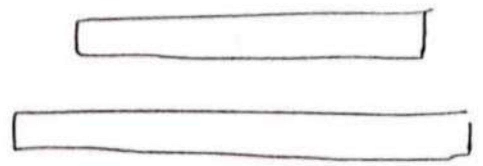
مقياس ال θ صار ميلان modifing input → tilt angle

(14)

Interfiring input for strain gage circuit



input → strain
output → Voltage



$\epsilon = \text{strain} = \dfrac{\Delta L}{L}$

* لو تغيرت الـ Temprature ← رح تتغير قيمة المقاومة (لذلك لو في force (desired input
تغير من الحرارة ← interfiring input

* لو ما كان في force وتغيرت الحرارة حسب الحرارة تغيرت المقاومات وتغير الـ V من الحرارة
صارت من طرف أثر على الـ output طلع output ← لأنه صارت input
← من الحرارة modifing

((Temprature also acts as modifing input since the gage factore is sensitive to temprature))

magnatic filed ← من خلال المجال يغير على الـ V (الـ output) لأن بدون
قيم المقاومات صحيح يطلع الـ V ← لذلك هو
interfiring input

the gag's resistance changes according to the relation

$$\Delta R_g = (GF)R_g\epsilon \qquad (2.1)$$

$\Delta R_g \triangleq$ change in gage resistance, Ω (2.2)
$GF \triangleq$ gage factor, dimensionless (2.3)
$R_g \triangleq$ gage resistance when unstrained, Ω (2.4)
$\epsilon \triangleq$ unit strain, cm/cm (2.5)

the voltage e_o is given by:-

$$e_o = -(GF)R_g\epsilon E_b \frac{R_a}{(R_g + R_a)^2}$$

Methods of correction for interfering and modinbify input.

1. The method of inherent insensitivity porposes the obviously sound design philosophy that the element of the instrument should inherently be sinsitive to only the desired input.

- تقرح طريقة عدم الحساسية المتأصلة فلسفة تصميم سليمة بشكل واضح مفادها أنه عناصر الأداة يجب أنه تكون بطبيعتها حساسة للمدخلات المرغوبة فقط.

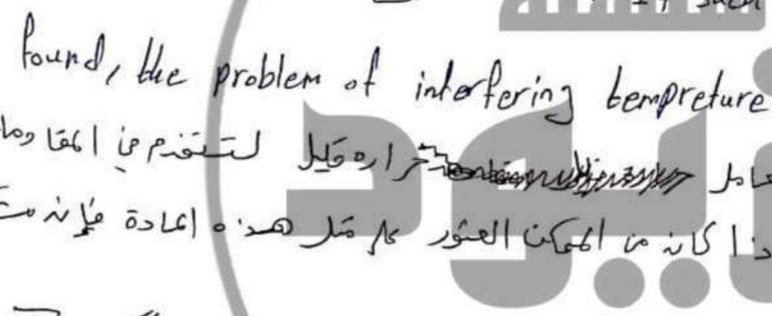
we might try to find some gage matirial that exhibts an extremly low temperature cofficient of resistance while retaining its sensitivity to strain. If such a matirial can be found, the problem of interfering tempreture inputs is at least partially solved.

حاولنا العثور على بعض المواد التي لها معامل حرارة قليل لتستخدم في المقاومة مع الإحتفاظ بحساسيتها للضغط. إذا كان من الممكن العثور على مثل هذه المادة فإنه مشكلة تدخل الحرارة يتم حلها جزئياً على الأقل.

ex) مواد معامل الحرارة تاعها قليل جدا

1) invar 2) Zerodur 3) Alloy Ni_span C

2. the method of hight-gain feedback



(a) Open-loop system

$X_o = (K_{m_o} \cdot K_{sp})\, e_i$

ما صرنا عنا open loop

وبال open loop فش feedback

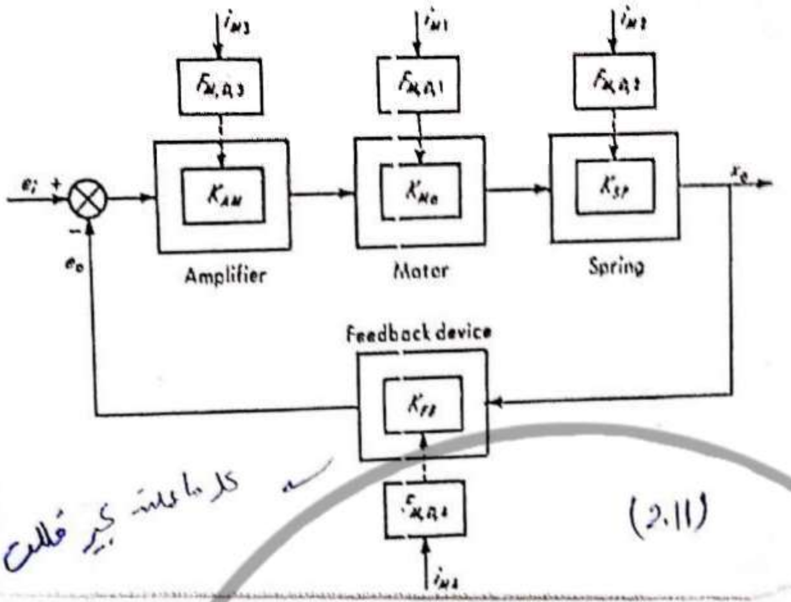
لو تجي ونلاحظ عندي e_i ← input

وعنا برضو مدخلات مرکبة ← i_{M_1}, i_{M_2}

i_{M_1} ← صفرنا اثرت على motor وبالتالي Torque والثانية i_{M2} اثرت على spring وبالاخير طلع

ناتج displacement (مؤثر عليه من عدة جهات) ← open loop (تتأثر كثير بال إدخالات)

فالنظرة هاي حلت المشكلة عن طريق Close loop system



هاي الفكرة هون حنا لعينا رجعنا الـ Feedpack وبنعمل مقارنة بين الـ input والـ desired output

[illegible]

لذلك هاي الـ Feedpack تقلل تأثير كل من الـ interferng والـ modentify ، closed loop system

interfirareg الـ تأثير

modify الـ

Use a feedpack to reduce effect of spurious inputs.

$$(e_i - e_o)K_{AM}K_{Mo}K_{SP} = (e_i - K_{FB}x_o)K_{AM}K_{Mo}K_{SP} = x_o \quad (2.8)$$

$$e_iK_{AM}K_{Mo}K_{SP} = (1 + K_{AM}K_{Mo}K_{SP}K_{FB})x_o \quad (2.9)$$

$$x_o = \frac{K_{AM}K_{Mo}K_{SP}}{1 + K_{AM}K_{Mo}K_{SP}K_{FB}}e_i \quad (2.10)$$

Suppose, now, that we design K_{AM} to be very large (a "high-gain" system), so that $K_{AM}K_{Mo}K_{SP}K_{FB} \gg 1$. Then

$$x_o \approx \frac{1}{K_{FB}}e_i \quad (2.11)$$

حينها انا حققتها

بيعتمد فقط على الـ FB (feedpack)

we know require only that K_{FB} stay constant (unaffected by i_{M4}) in order to maintain constant (input-output) calibration as shown in (2.11)

نحن الآن نطلب فقط ان تظل K_{FB} ثابتة غير متأثرة بـ i_{M4} من اجل الحفاظ على معايرة المدخلات والمخرجات.

مادة القياس جزء 2

تكملة ← method of correction for interfering and ~~modi~~ modifying input.

3 the method of calcated output correction

3.) The *method of calculated output corrections* requires one to measure or estimate the magnitudes of the interfering and/or modifying inputs and to know quantitatively how they affect the output. With this information, it is possible to calculate corrections which may be added to or subtracted from the indicated output so as to leave (ideally) only that component associated with the desired input. Thus, in the manometer of Fig. 2.10, the effects of temperature on both the calibrated scale's length and the density of mercury may be quite accurately computed if the

ex — temperature

هون ساسا لازم نعرف وتقيس الـ interfering input والـ modifing input ... شان نعرف اديه بأثروا على الـ output (لما نعرف اديش بأثروا على الـ output ممكن نضيف أو نطرح كمية معينة من الـ output) فتصير القيمة صحيحة

ex manometer — إذا الحرارة معروفة فيني اعرف اديه بتأثر على قيم القياس وكثافة الزئبق

فأثير الجهاز بعدله القيم.
↓
((by smart sensor))
((Micro computer))

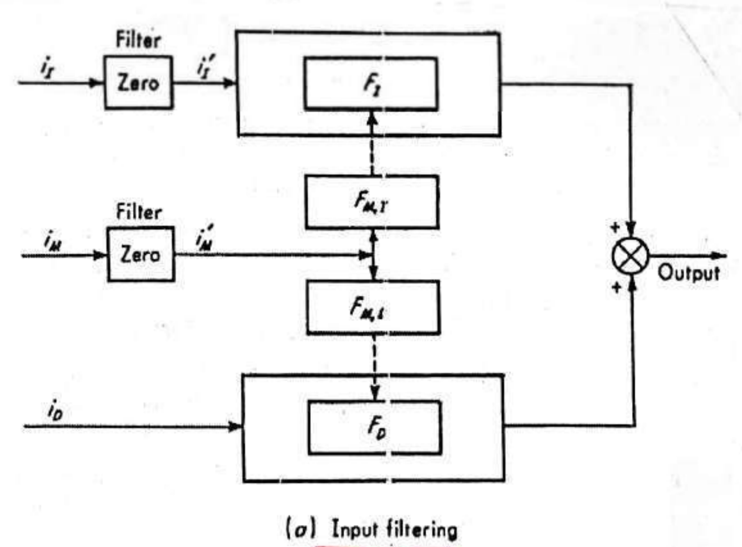
4 the method of signal filtring

) The *method of signal filtering* is based on the possibility of introducing certain elements ("filters") into the instrument which in some fashion block the spurious signals, so that their effects on the output are removed or reduced. The filter may be

طريقة الفلترة بتعتمد على انه نحجب مواد معينة (بنقدر ندخل عناصر معينة) ونحجب الإشارات الزائفة بحيث يتم إزالة أو تقليل تأثيرها على الـ output.

* general principle of filtering

1) اني نفلتر الـ input فنضربهم الـ interfering والـ modifify بـ 0 والـ desired بـ 1

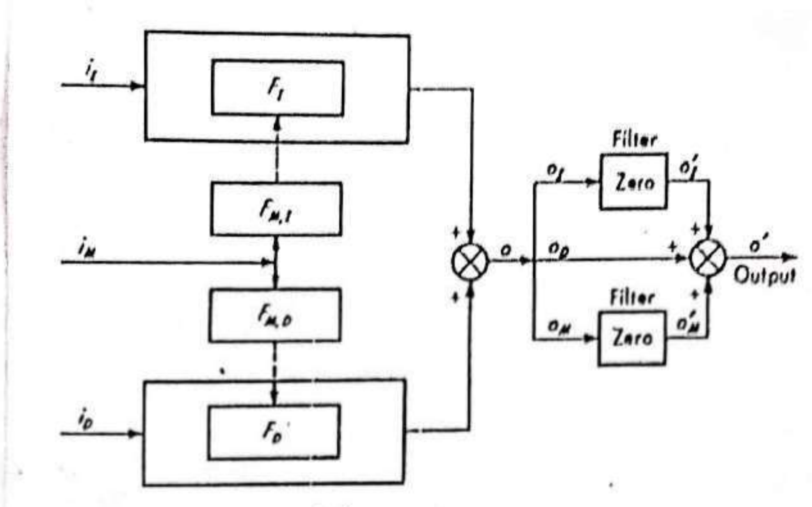


(a) Input filtering

2) output اي بفلتر ال

الأشياء الي بدي اياها × 0

الأشياء الي بديا اياها × 1



(b) Output filtering

- to block completely the passage of the signal : ideally ← انواع ال fiter
: selective

it must pass the desired component essentially unaltered while effectively suppressing all other. قمع

---

sampling of filtering

interfiring input → vibrating

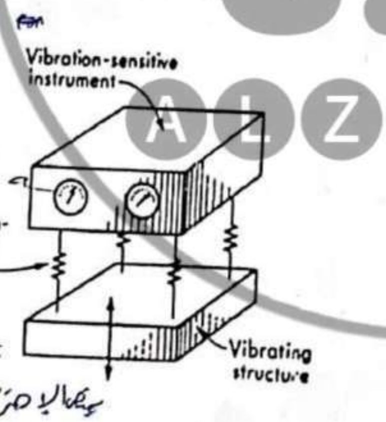
هاد الجهاز يوجد في أماكن فيها اهتزازات عالية مثل

aircraft and missling طائرات والصواريخ

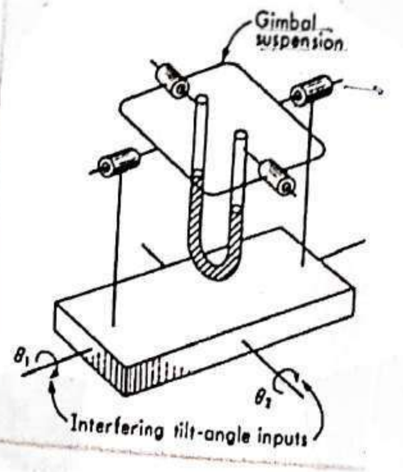
كيف نعمل filtering = (by use suitable spring mount)

The mass spring system is actually a mechanical filter which passes on the instrument only a negligible fraction (جزء ضئيل) of the motion of the vibration structure.

1



2



instrument → manometer (جهاز حساب ضغط)

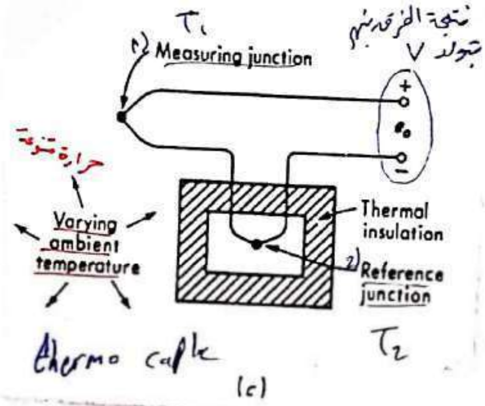
interfiring input → tilt-angle inputs

كيف نعمل filtiring ؟ (by gimbal-mounting scheme)

If The gimbal bearings are essentially frictionless . the rotation θ_1 and θ_2 can not be comunicated to the manometer. thus is always hangs Vartical.

هون عندي توعين من الحرارة بأثر على الدارة أو الوحدة

3



Measuring junction ← وحدي احافظ عليها

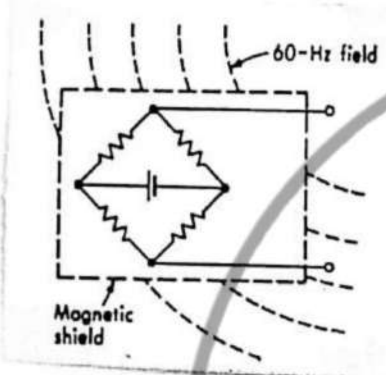
Reference junction ← بدي اخليها او الغيها فبحطها داخل مادة او صندوقة عازلة للحرارة (زي كمين بعزلها بعزل) هنا بتطلع بال output.

interfiring input → Refrance junction

كيف تخلصت منه → by thermal insulation.

ex Ice box

4



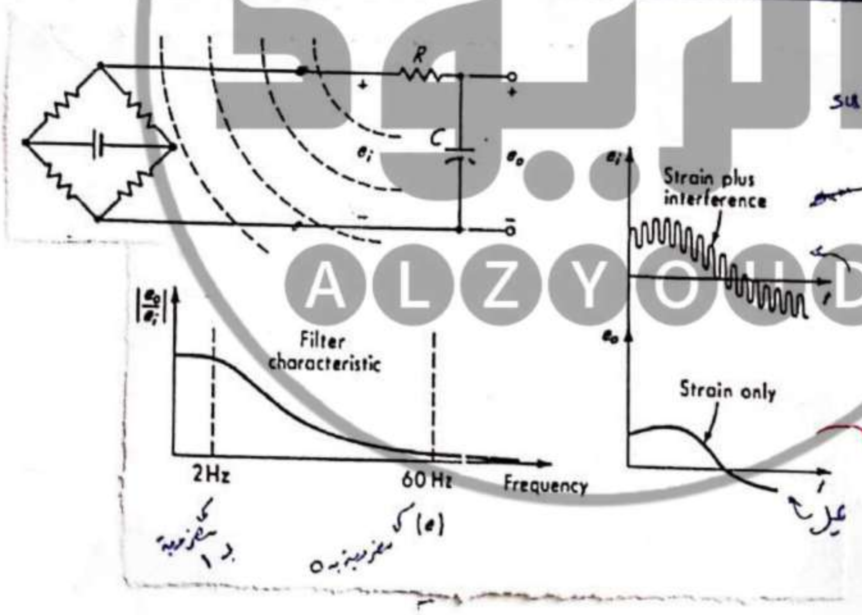
الدارة الكهربائية هون موضوعة داخل مكان فيه مجال مغناطيسي

interfiring input → 60-HZ feild

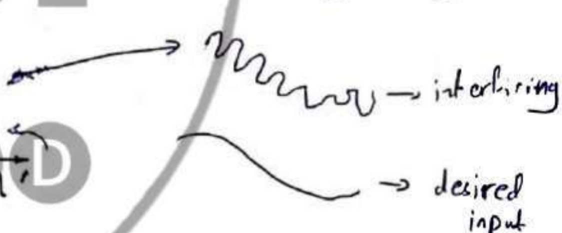
كيف تخلصت منه → by enclosing it in a metal box.

instrument → the strain-gage circute

5



هون عندي summation two signal



ما هون انا ركبت RC

صار عندي 1 singnal

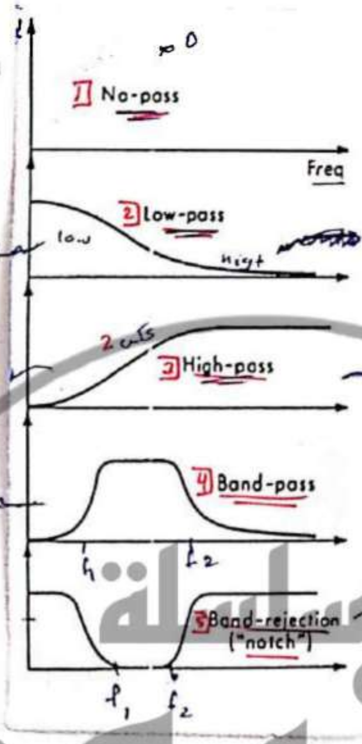
هون المجال المغناطيسي بأثر على القراءات.

interfiring input → 60-HZ

كيف تخلصت منه → RC (Risister و conductor بأيا صفت)

~~Ex method of opposing inputs~~

the Basic types of filter :-



1. No-pass: كل الترددات (frequency) ← معزولة بصفر
2. Low-pass: صرنا ال low frequency نجزبها بـ 1 ، وال high frequency نجزبها بـ 0
3. High-pass: صرنا ال low frequency نجزبها بـ 0 ، وال high frequency نجزبها بـ 1
4. Band-pass: نجيب فترة بين f_1 و f_2 ونجزبها بينهم بـ 1 والباقي بـ 0 ، مثل موجات الراديو بدنا ال Range الي بدي اياه ونجزبه بـ 1
5. Band-rejection: عكس النوع 4 موجد فترة بين f_1 و f_2 بدي اياها ونجزبها بـ 0

5 the method of opposing input

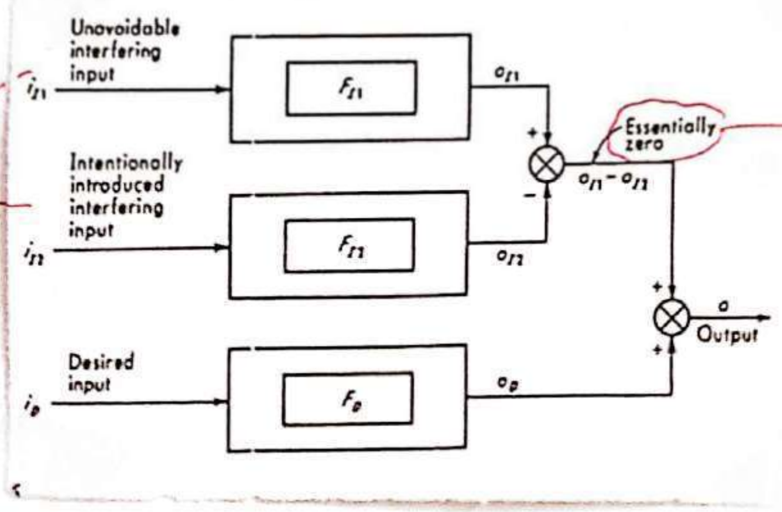
The *method of opposing inputs* consists of intentionally introducing into the instrument interfering and/or modifying inputs that tend to cancel the bad effects of the unavoidable spurious inputs.

شرح هاي ال method ← انه مثلاً انا عندي interfiring input بدي اتخلص منه بدخل input ثاني بساويه بالمقدار ويعاكسه بالاتجاه بصير مجموعهم = 0

interfiring input ← i_{I1}

اشي معاكس اله ← intentionally introduced interfering input

Essentially zero ← مجموعهم = صفر



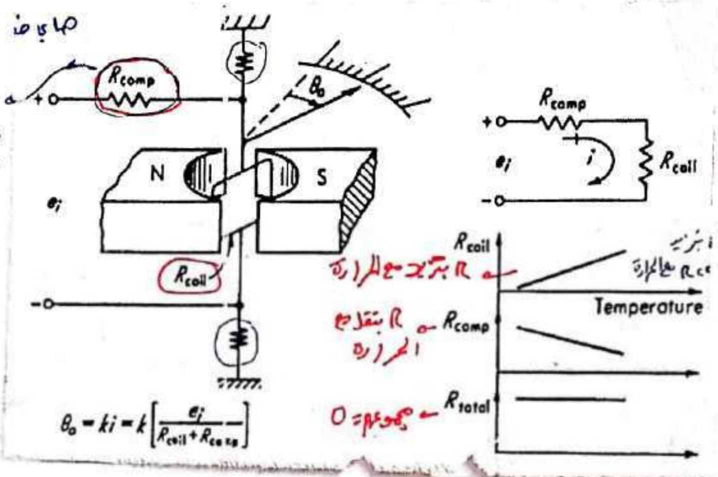
Vartical

ex

عليا

للـ

oppising



هسا احنا مرلينا هاد الجهاز

قبل galvanometer

مبدأ عمل الجهاز :-

الجهد بمر بـ field رح يعمل عندي current هاد الـ current رح يعمل Torqe ← رح يعمل θ deflection

← هون ضفنا مقاومة ثانية R_{comp} بتلغي الأول اللي بتأثر بالحرارة R_{coil}

عند زيادة درجة الحرارة R_{coil} (المقاومة هون حتزيد) ضفت انا مقاومة ثانية من مادة ثانية

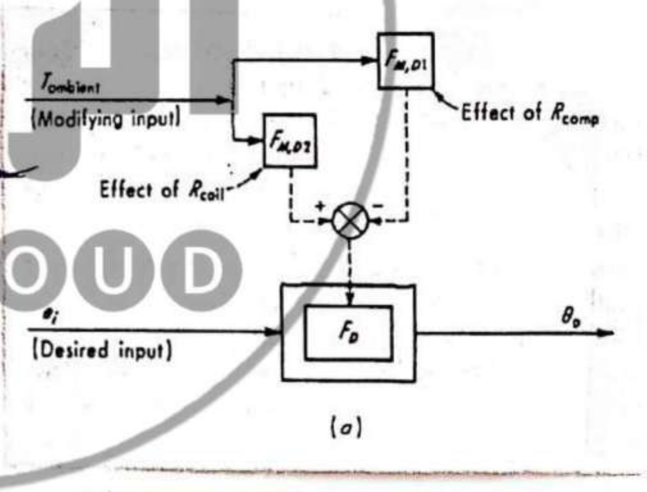
كل ما الحرارة بتزيد المقاومة راح تقل.

$R_{comp}\downarrow + R_{coil}\uparrow$ = ——— ((فبتلغي تأثير الحرارة بهاي الطريقة))

الرسمة هون بتوضح انه R_{comp} والـ R_{coil} كل واحد منهم الهو تأثير

$V = Ri$

$e_i = R_{coil} * i$



(a)

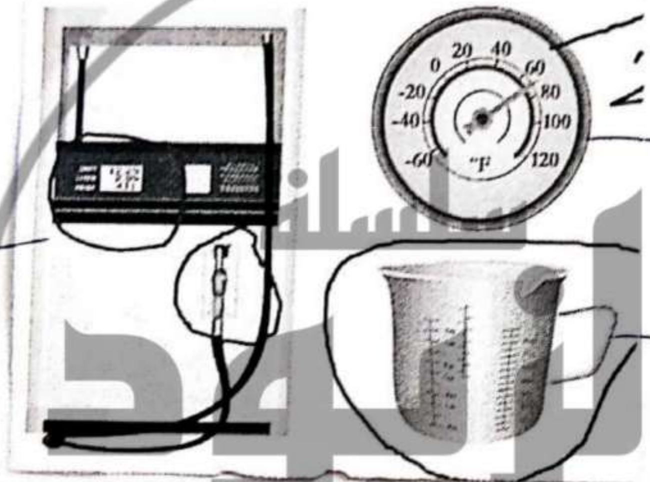
Ch1: Basic concept of Measurmend Methods

- ابتداءً أي قيمة بتم قياسها بجر دنا

15 ± 0.5 kg

- 15 → نتيجة التجربة
- 0.5 → ~~uncertan~~ uncertainly error (خطأ غير متوكد)
- kg → unit

* Comment devices that involve measurments *
(digital أو dialog (معتمد حسب))



- digital (القيمة رقمية جاهزة) (وواضحة)
- analog
- analog

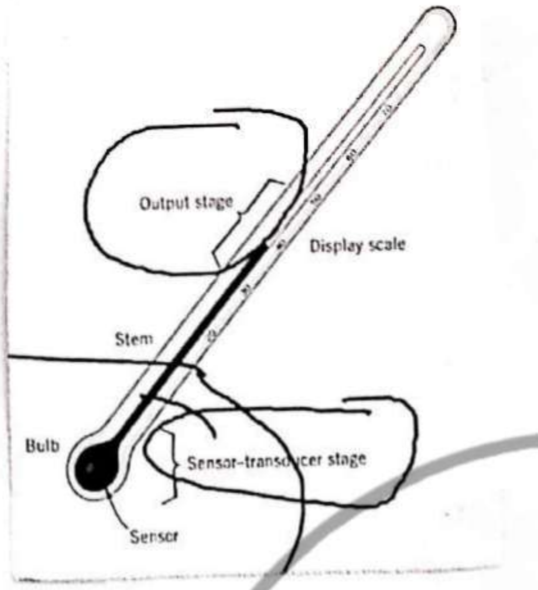
Ans A measurement is an act of assigning specific value to a physical variable. that physical variable is the measured variable. A measurment system is tool used for quantifing the measured variable.

هو فعل لتعيين قيمة محددة لمتغير مادي (هو المتغير المقاس) ونظام القياس هو أداة تستخدم لتقدير الكمية المقاسة.

Sensor and transducer

- Sensor ↓ هو حساس (يقوم فقط بالإستشعار)
- transducer → وظيفته يشعر ويحوله من شكل من اشكال الطاقة لآخر لذلك منهو شبيها ب conversion

bulb thermometer



component of bubble ?

1) sensor (الحرارة) رح يحس بالأثر المراد قياسه

bulb مقدمة

2) sensor– transducer stage

which may contain a sensor, transducer and even some signal condition element

bulb

3) signal condition

عم اشيا بتحكم في القراءات ويكبرها او يعطلها

اوضح (modifes)

4) output stage (bulb ال الأرقام اللي)

اشي بظهر عندي القراءات

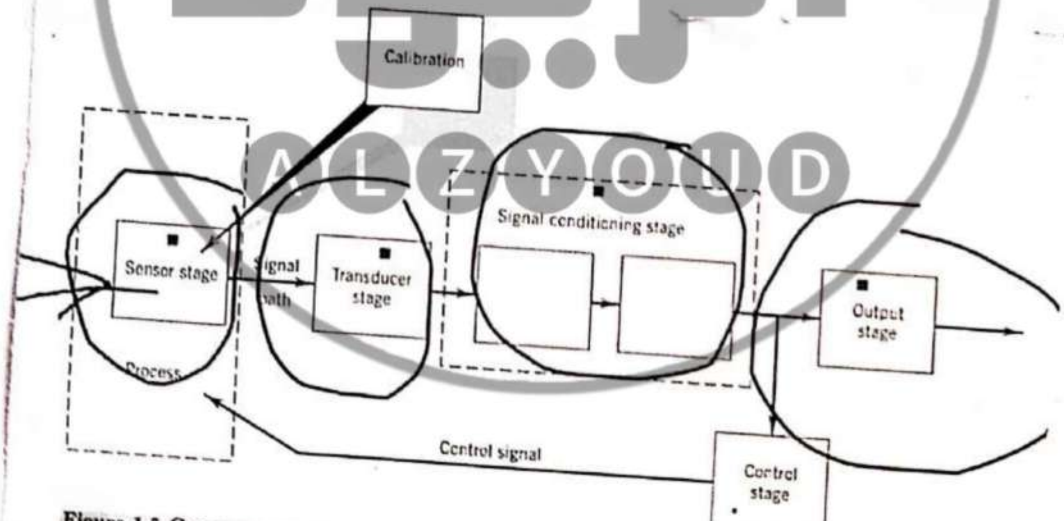


Figure 1.5 Components of a general measurement system.

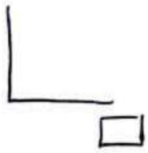
~~expesion~~ experimental test plan (خطة اختبار تجريبية)

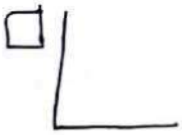
the test should be design and executed to answer the question

↙ (experimental engineering analysis تقريبا نفس مصطلح) #

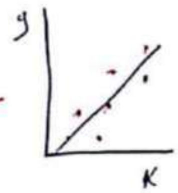
variable
3 Type

independent (x) | dependent (y) | extraneous variable





الناتجين عن ال
modifying و interfiring input



ليه عندي القيم بتغير؟ بسبب ال extraneous variable

صورنا عندي 3 اشخاص اجو بدهم يقيسو درجة الغليان بالفهرنهايت

1) → 212.5

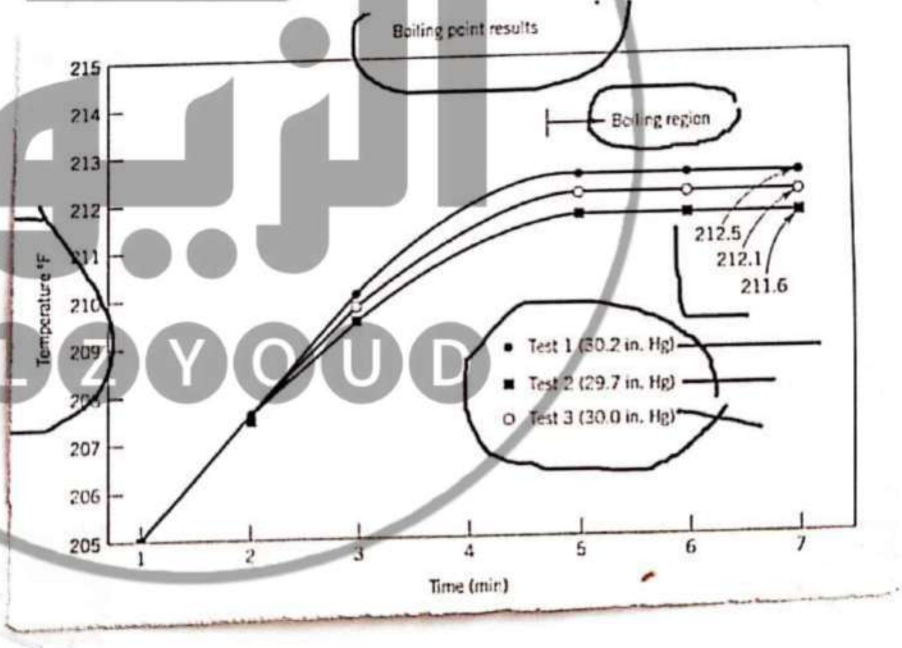
2) → 212.1

3) → 211.6

ما سبب الاختلاف؟

بسبب ال extraneous variable

والي هو هون الضغط الجوي



---

parameter define : a parameter as a functional grouping of variables.

* parameter that has an effect on the behavior of the · of the measured variable is called control parameter

هون بتلي الـ parameter هو وظيفة لمجموعة من الـ Variable

كمثال المروحة — rotational speed, diameter, flow

هدول له المجموعة فيني اعبر عنهم بـ Parameter

$C_1 = Q/nd^3$ → flow coefficient (paramete)

لويه تكعيب لأنه لحجم → المروحة بتضخ الهواء في 3D

Noise and Interference

هي نسبة خطأ محتملة

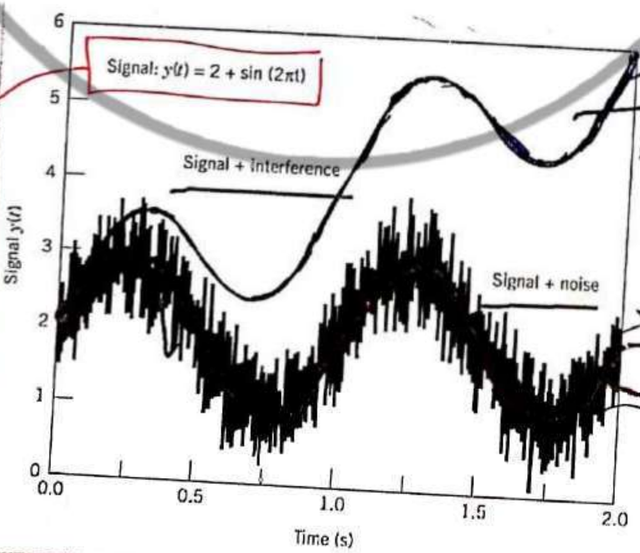
هسه 2 شو الفرق بينهم ها الـ noise 0.5 ± 0.01 ← يعني الجواب ممكن يطلع 0.49 / 0.51

انه بسيط اعلى واقل من القيمة الصحيحة

اما الـ Interference انه تطلع كل القيم في نسبة غلط ثابتة فيها

ex عند القياس شريط القياس بيعطي بدل 80 cm — 85 كل القياسات الي فوق الـ 80 رح تكون زايدة نسبة ثابتة والي هي 5cm

بندي هاي العلاقة



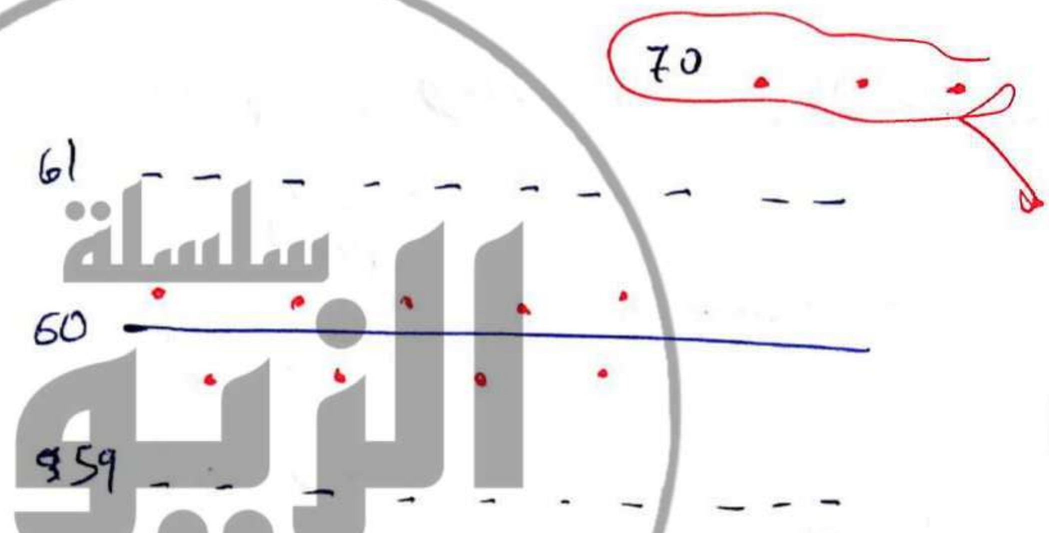
هاي هاد الخط هو الـ interference وبكون لكل قراءة الـ interference قيمة ثابتة

هاد الـ noise الي اعلى بشوي

الخط الي بالنص هو الجواب الصحيح

هاد العطا الـ noise الي اقل بشوي

* لكل قراءة في الـ noise في منها بشوي واقل منها بشوي.



بما انه فجأة ارتفعت

دائماً موجبة فهو

interferance

(systmic error)

Ch2:Static and Dynamic Characteristics Signals
إشارات الخصائص الثابتة والديناميكية

measurement system takes an input quantity and transforms it into observed or recorded , such as the movement of a pointer on a dial or the magnitude of a digital display .

يأخذ نظام القياس كمية إدخال ويحولها إلى ملحوظة أو مسجلة ، مثل حركة المؤشر على قرص أو حجم العرض الرقمي

characteristies of both the input and the resulting output signals The shape and form of a signal are often referred to as its waveform . The waveform contains information about the magnitude and amplitude , which indicate the size of the input quantity and the frequency , which indicates the way the signal changes in time . An understanding of waveforms is required for the selection of measurement systems and the interpretation of measured signals .

خصائص كل من إشارات الإدخال والإخراج الناتجة غالبًا ما يشار إلى شكل وشكل الإشارة على أنها شكل الموجة الخاص بها. يحتوي شكل الموجة على معلومات حول الحجم والسعة ، مما يشير إلى حجم كمية الإدخال والتردد ، مما يشير إلى الطريقة التي تتغير بها الإشارة بمرور الوقت. مطلوب فهم أشكال الموجة لاختيار أنظمة القياس وتفسير الإشارات المقاسة.

Two important tasks that engineers face in the measurement of physical variables are (1) selecting a measurement system and (2) interpreting the output from a measurement system .

مهمتان مهمتان يواجههما المهندسون في قياس المتغيرات الفيزيائية هما (1) اختيار نظام القياس و (2) تفسير الناتج من نظام القياس.

Classification of Waveforms:

1)Analog describes a signal that is continuous in time . Because physical variables tend to be continuous , an analog signal provides a ready representation of their time - dependent behavior .

يصف التناظرية إشارة مستمرة في الوقت المناسب. نظرًا لأن المتغيرات المادية تميل إلى أن تكون مستمرة ، فإن الإشارة التناظرية توفر تمثيلًا جاهزًا لسلوكها المعتمد على الوقت.

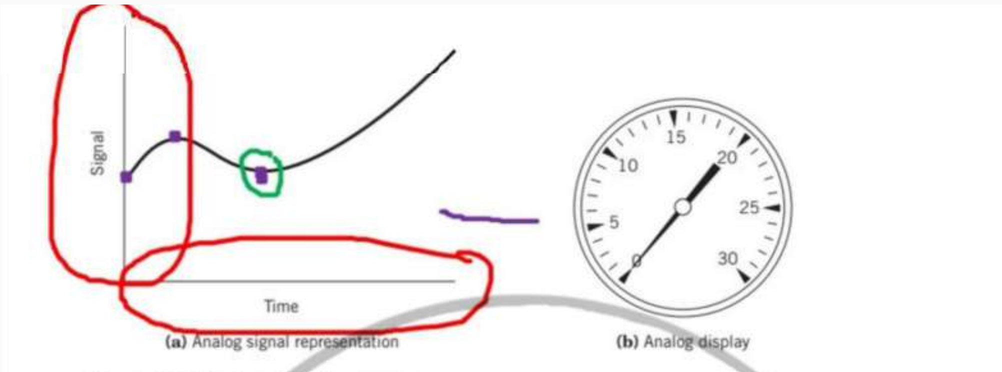


Figure 2.2 Analog signal concepts.

عبارة عن continuous waveform يعني بأي لحظة القراءة الي بشوفها عجهاز القياس بشوفها على ال waveform

Time➡continuous........ Signal ➡continuous

2)A discrete time signal usually results from the sampling of a continuous variable at repeated finite time intervals .

تنتج إشارة الوقت المنفصلة عادةً عن أخذ عينات من متغير مستمر في فترات زمنية محدودة متكررة.

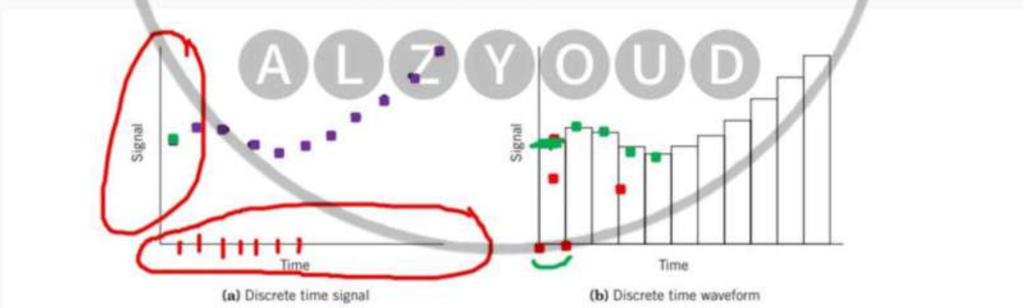


Figure 2.3 Discrete time signal concepts.

هون بتميز انه ال Time ما بكون continuous بكون على discrete

Time➡discrete........ Signal ➡continuous

3)Digital signals are particularly useful when data acquisition and processing are performed using a digital computer .

تكون الإشارات الرقمية مفيدة بشكل خاص عند الحصول على البيانات ومعالجتها باستخدام جهاز كمبيوتر رقمي.

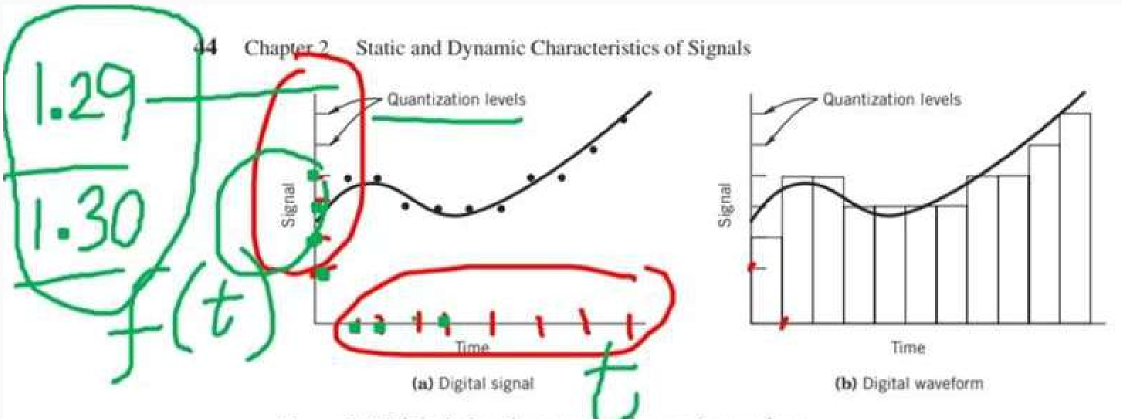


Figure 2.4 Digital signal representation and waveform.

لاحظ انه عبر عن ال signal ب y(t) وعبر عن time ب t

هون الثنين discrete(على فترات) ⬅ interval

Time➡discrete........ Signal ➡discrete

مثلاً بهاي الطريقة ممكن الاقي ال(1.30) signal والاقي 1.29) signal)وبدي signal بينهم مثلاً(1.28) فبقربلأنه هون ال signal discrete

مشكلة هاي الطريقة اني بعتبر signal فترات فما بيعطيني بدقة(Accuracy) ال diagonal

Sampling of an analog signal to produce a digital signal can be accomplished by using an analog - to - digital (A / D) converter , a solid - state device that converts an analog voltage signal to a binary number system representation

يمكن أخذ عينات من إشارة تناظرية لإنتاج إشارة رقمية باستخدام محول تناظري إلى رقمي (A / D) ، وهو جهاز الحالة الصلبة الذي يحول إشارة الجهد التناظرية إلى تمثيل نظام الأرقام الثنائية

Signal Waveforms أشكال موجية الإشارة

Table 2.1 Classification of Waveforms

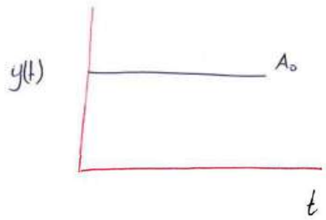
I Static	$y(t) = A_0$
II. Dynamic	
Periodic waveforms	
Simple periodic waveform	$y(t) = A_0 + C\sin(\omega t + \phi)$
Complex periodic waveform	$y(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n)$
Aperiodic waveforms	
Step[a]	$y(t) = A_0 U(t)$ $= A_0$ for $t > 0$
Ramp	$y(t) = A_0 t$ for $0 < t < t_f$
Pulse[b]	$y(t) = A_0 U(t) - A_0 U(t - t_1)$
III. Nondeterministic waveform	$y(t) \approx A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n)$

رح الاحظ وجود ثلث اشكال تنين منهم deterministic الي هما ال static وال dynamic
واخر نوع هو nondeterministic فأيش معناهم رح نتفصل تحت فيهم

I Static $y(t) = A_0$

A static signal does not vary with time
لا تتغير الإشارة الساكنة بمرور الوقت

$y(t)$ = ثابت



مثال عليها لو انا بغرفة وكانت الحرارة 25 وضلت 25 ⬅ static signal

II. Dynamic

Periodic waveforms

Simple periodic waveform	$y(t) = A_0 + C\sin(\omega t + \phi)$
Complex periodic waveform	$y(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n)$

Aperiodic waveforms

Step[a]	$y(t) = A_0 U(t)$ $= A_0$ for $t > 0$
Ramp	$y(t) = A_0 t$ for $0 < t < t_f$
Pulse[b]	$y(t) = A_0 U(t) - A_0 U(t - t_1)$

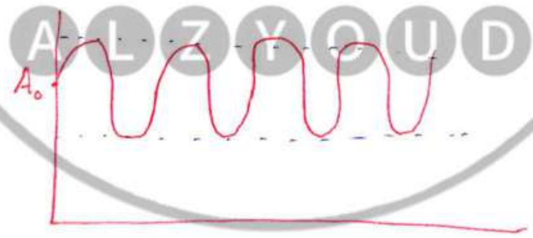
A dynamic signal is defined as a time - dependent signal

يتم تعريف الإشارة الديناميكية على أنها إشارة تعتمد على الوقت

رح نلاحظ انه ال dynamic نوعين periodic و aperiodic

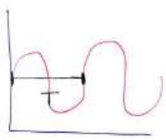
Simple periodic waveform $y(t) = A_0 + C\sin(\omega t + \phi)$

periodic $y(t) = A_0 + C\sin(\omega t + \phi)$



هسا هون ال w⬅الها علاقة بال frequency وكم بتتكرر (signal) القمة والقاع مع الوقت

ϕ الها دخل بنقطة البداية عن الصفر تحت الصفر او فوقه وكم تبعد عنه



اما ال T فهو الزمن المستغرق لقمة وقاع كاملين

ال periodic الها simple و complex والإختلاف بينهم

Simple⬅ الها تردد واحد Signal

Complex⬅ الها مجموعة من الترددات Signal

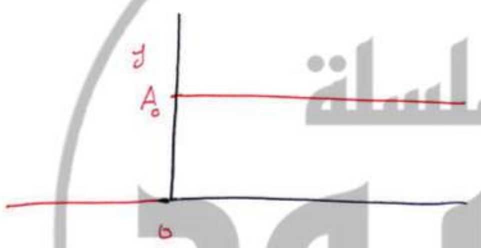
لو بتلاحظ ال periodic بتعمل عندي نمط متكرر اما ال Aperiodic ما بتعمل عندي نمط

Aperiodic waveforms

Step[a]	$y(t) = A_0 U(t)$ $= A_0$ for $t > 0$
Ramp	$y(t) = A_0 t$ for $0 < t < t_f$
Pulse[b]	$y(t) = A_0 U(t) - A_0 U(t - t_1)$

Step[a] $y(t) = A_0 U(t)$

step → $y(t) = A_0 * U(t)$ ↙ unit step function



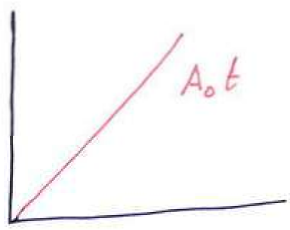
$$\rightarrow \begin{cases} A_0, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

القيمة تساوي صفر قبل الصفر بعد الصفر يساوي A.
مثال عليه لو حطيت ميزان حرارة بكاسة ثلج وبعدها شلته وحطيته بماء مغلي

Ramp $y(t) = A_0 t$ for $0 < t < t_f$

Ramp → integration زي صحاي
ال step function

(اذا ال step كاملاً طلع Ramp)

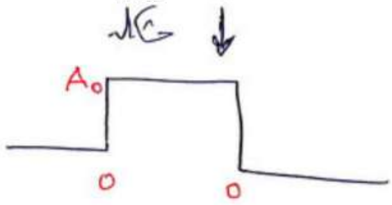


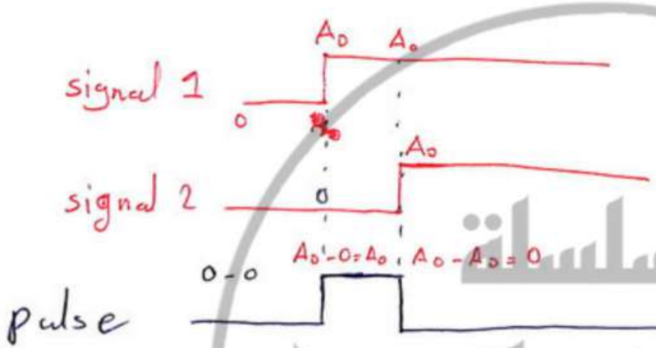
Pulse[b] $y(t) = A_0 U(t) - A_0 U(t - t_1)$

pulse → رح تلاحظ انه زي كأنه 2 signal من step input (step signal)

مطروحين من بعض فنتج عنهم ال pulse

بكونه صفر بعدها بصير A_0 وبعدها برجع صفر





كيف نتج ؟!

A simple periodic waveform contains only one frequency . A complex periodic waveform contains multiple frequencies and is represented as a superposition of multiple simple periodic waveforms . Aperiodic is the term used to describe deterministic signals that do not repeat at regular intervals , such as a step function .

يحتوي الشكل الموجي الدوري البسيط على تردد واحد فقط. يحتوي الشكل الموجي الدوري المعقد على ترددات متعددة ويتم تمثيله على أنه تراكب لأشكال موجية دورية متعددة بسيطة. Aperiodic هو المصطلح المستخدم لوصف الإشارات القطعية التي لا تتكرر على فترات منتظمة ، مثل دالة الخطوة.

كل الي قبل كانوا deterministic بس ايش يعني؟؟؟

A deterministic signal varies in time in a predictable manner , such as a sine wave , a step function , or a ramp function , as shown in Figure 2.5 .

تختلف الإشارة القطعية في الوقت بطريقة يمكن التنبؤ بها ، مثل موجة جيبية ، أو وظيفة خطوة ، أو وظيفة منحدر ، كما هو موضح في الشكل 2.5.

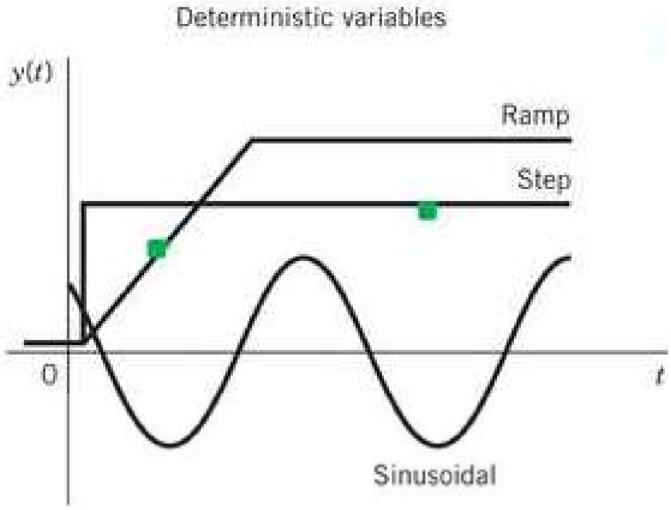


Figure 2.5 Examples of dynamic signals.

مثال عليها كل الي اخذناهم قبل
نجي لآخر نوع والي هو ال nondeterministic

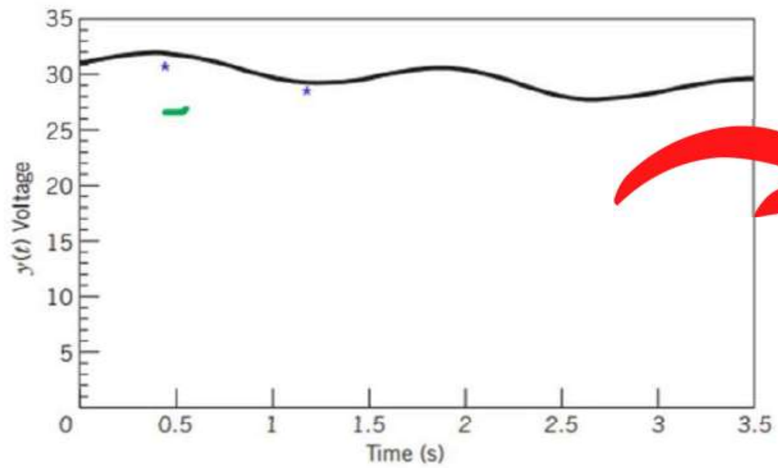
III. Nondeterministic waveform

$$y(t) \approx A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

the sumation of
the deterministic
signal
هي مجموع للإشارات

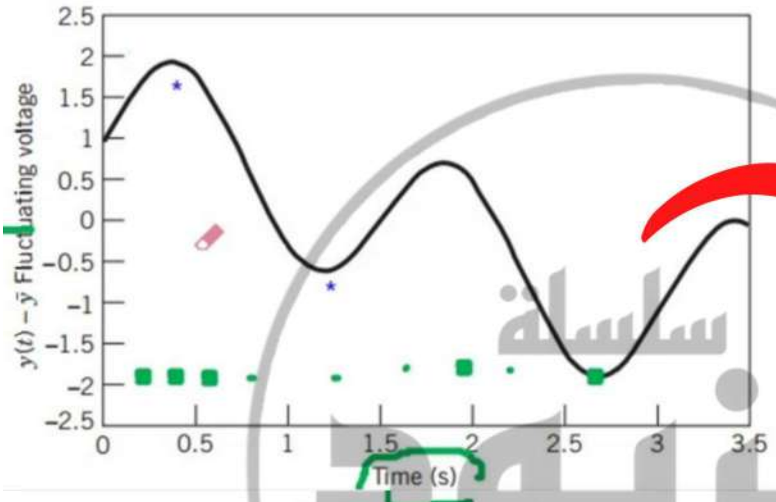
Also described in Figure 2.5 is a nondeterministic signal that has no discernible pattern of repetition . A nondeterministic signal cannot be prescribed before it occurs , although certain char acteristics of the signal may be known in advance .

موصوفة أيضًا في الشكل 2.5 هي إشارة غير حتمية ليس لها نمط تكرار واضح. لا يمكن وصف إشارة غير حتمية قبل حدوثها ، على الرغم من أن بعض الخصائص المميزة للإشارة قد تكون معروفة مسبقًا.



(a) Signal prior to subtracting DC offset

الأفرج تاعها من(32-28)
إذن30±2



(b) Fluctuating component of signal

لاحظ النجوم برسمتين

Figure 2.7 Effect of subtracting DC offset for a dynamic signal.

الأفرج تاعها من(2-0)
إذن0±2

شو اوجه التشابه بين الرسمتين ⬅ 1)انه ال time ببدا بصفر وبنتهي ب ٣.٥
انه الرسمتين طلعة ⬅نزلة ⬅طلعة ⬅نزلة

نرجع لهاي المعادلة من ال dynamic

Simple periodic waveform

$$y(t) = A_0 + C\sin(\omega t + \phi)$$

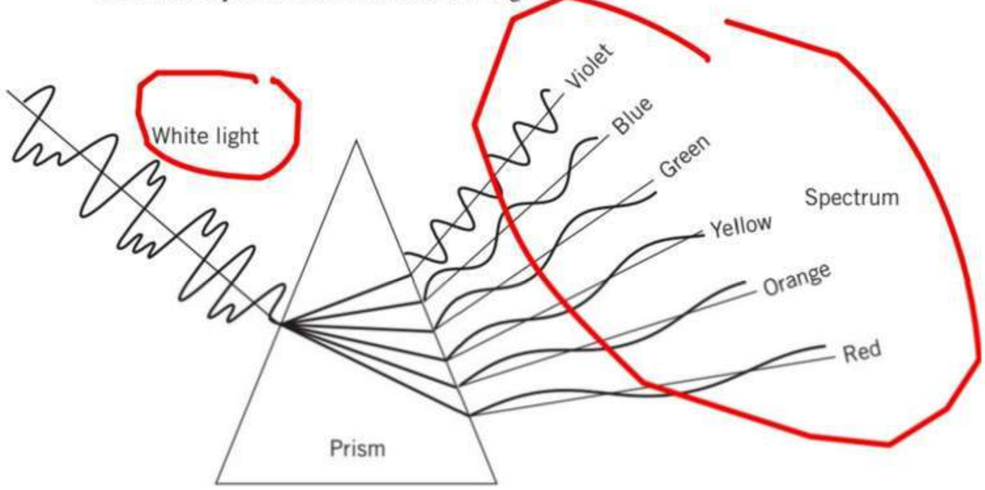
A_0 ⬇ Dc Constant

$C\sin(\omega t + \phi)$ ⬇ Periodic او variable او Ac

فهون الي صار انهم حولوا الرسمة الأولى لرسمة تانية
عن طريق انهم طرحو ال30
وغيروا ال scale فالرسمة كبرت وصارت اوضح

هسا الهدف من هاد الشابتر انه اي signal اقدر اعرف مكوناتها بزبط زي مثال المنشور وضوء الشمس

Static and Dynamic Characteristics of Signals



زي ضوء الشمس لما امرره داخل منشور رح يتحلل لعدة اطياف بترددات وطول موجي مختلفين

Figure 2.8 Separation of white light into its color spectrum . Color corresponds to frequency or wavelength ; light intensity corresponds to varying amplitudes .

الشكل 2.8 فصل الضوء الأبيض إلى طيف ألوانه. يتوافق اللون مع التردد أو الطول الموجي ؛ شدة الضوء تتوافق مع السعات المتغيرة.

SIGNAL AMPLITUDE AND FREQUENCY : The method of expressing such a complex signal as a series of sines and cosines is called Fourier analysis .

اتساع وتواتر الإشارة:تسمى طريقة التعبير عن مثل هذه الإشارة المعقدة كسلسلة من الجيب وجيب التمام بتحليل فوربيه.

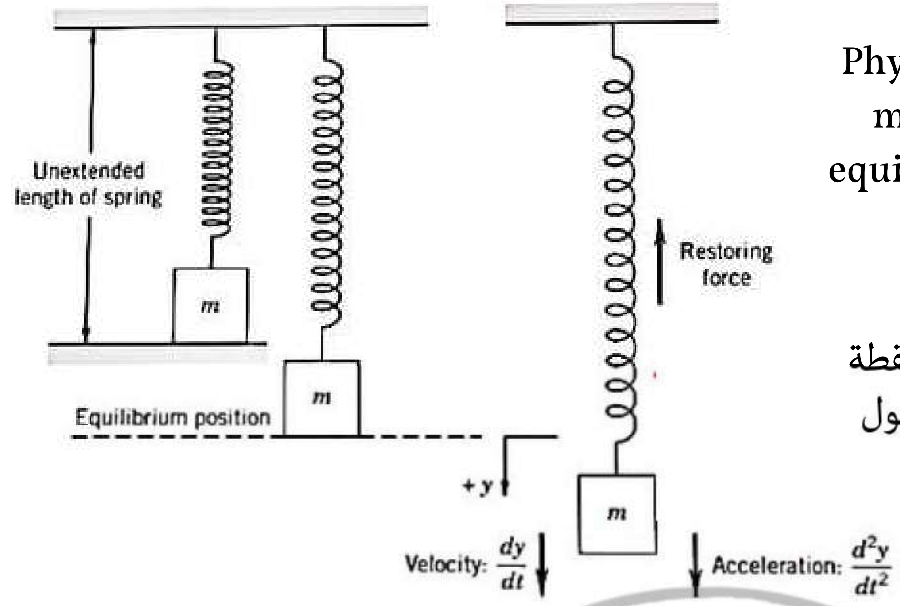


Figure 2.9 Spring-mass system.

Physically we know that if the mass is displaced from the equilibrium point and releed , it will osflate about the equilibrium point .

نعلم ماديًا أنه إذا تم إزاحة الكتلة من نقطة التوازن وتعود إليها ، فسوف تتأرجح حول نقطة التوازن.

هون انا عندي (string system (mechanical system لما اضغطه و اتركله مجال مشان يتحرك نتلاقي انه حيوصل لنقطة توازن وبعدها يصير يطلع وينزل الحركة تاعه هاي عبارك عن periodic motions

لو بدي اكتب معادلته التفاضلية :

$$m\frac{d^2y}{dt^2} + ky = 0$$

الهدف من هاي المعادلة اني اقدر احسب قيمة ال y

$$y = A\cos\omega t + B\sin\omega t$$

The sine and cosine terms can be combined If a phase angle is introduced such that

يمكن الجمع بين شرط الجيب وجيب التمام إذا تم إدخال زاوية المرحلة من هذا القبيل

ال A وال B بما انهم نفس ال frequency بقدر اختصرهم ب c

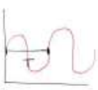
$$y = C\cos(\omega t - \phi)$$

او

$$y = C\sin(\omega t + \phi^*)$$

$$c = \sqrt{a^2 + b^2}$$ و تكون c ⬅AMPLITUDE مقدارها

وال w هي ال Anguler circuit frequancy ووحدتها rad/s وتقرأ أوميغا



وال T عرفناه قبل بأنه الزمن تاع دورة كاملة (قمة وقاع) ووحدته ال الثانية s

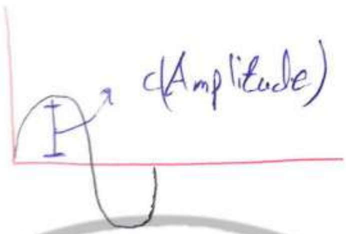
$$F = \frac{1}{T}$$

وال frequency⬅ f هي مقلوب ال T ووحدتها Hz

ال w ال Anguler circuit frequancy لها علاقك بال frequency كقانون

$W=2\pi F$

اما ال c والي هو ال amplitude الي هو السعة



ضل اخر اشي الي هو ال ϕ face angle ⬅اديه انا ببعد عن zero

The values of C, ϕ, and ϕ* are found from the following trigonometric identities:

$$A\cos\omega t + B\sin\omega t = \sqrt{A^2+B^2}\cos(\omega t - \phi)$$

$$A\cos\omega t + B\sin\omega t = \sqrt{A^2+B^2}\sin(\omega t + \phi^*)$$

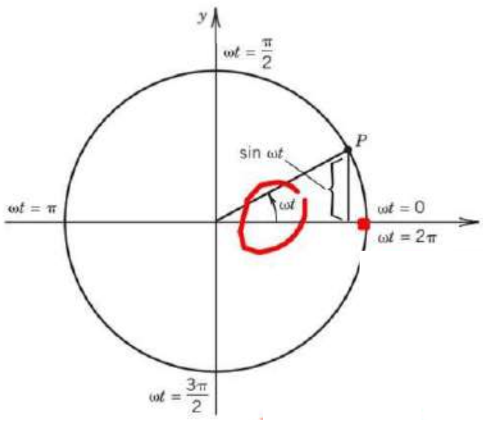
$$\phi = \tan^{-1}\frac{B}{A} \qquad \phi^* = \tan^{-1}\frac{A}{B} \qquad \phi^* = \frac{\pi}{2} - \phi$$

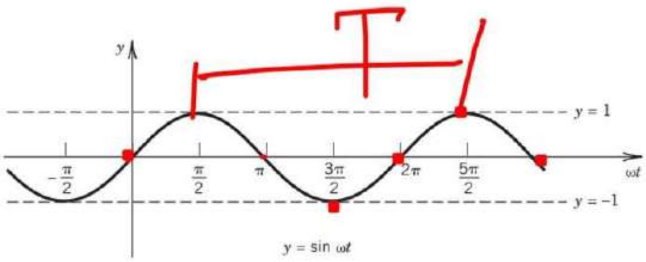
The fundamental concepts of frequency and amplitude can be understood through the observation and analysis of periodic motions .

يمكن فهم المفاهيم الأساسية للتردد والسعة من خلال مراقبة وتحليل الحركات الدورية.

هسا هون بحكيلي انه التعريفات هاي وصلتنا من الفيزيا

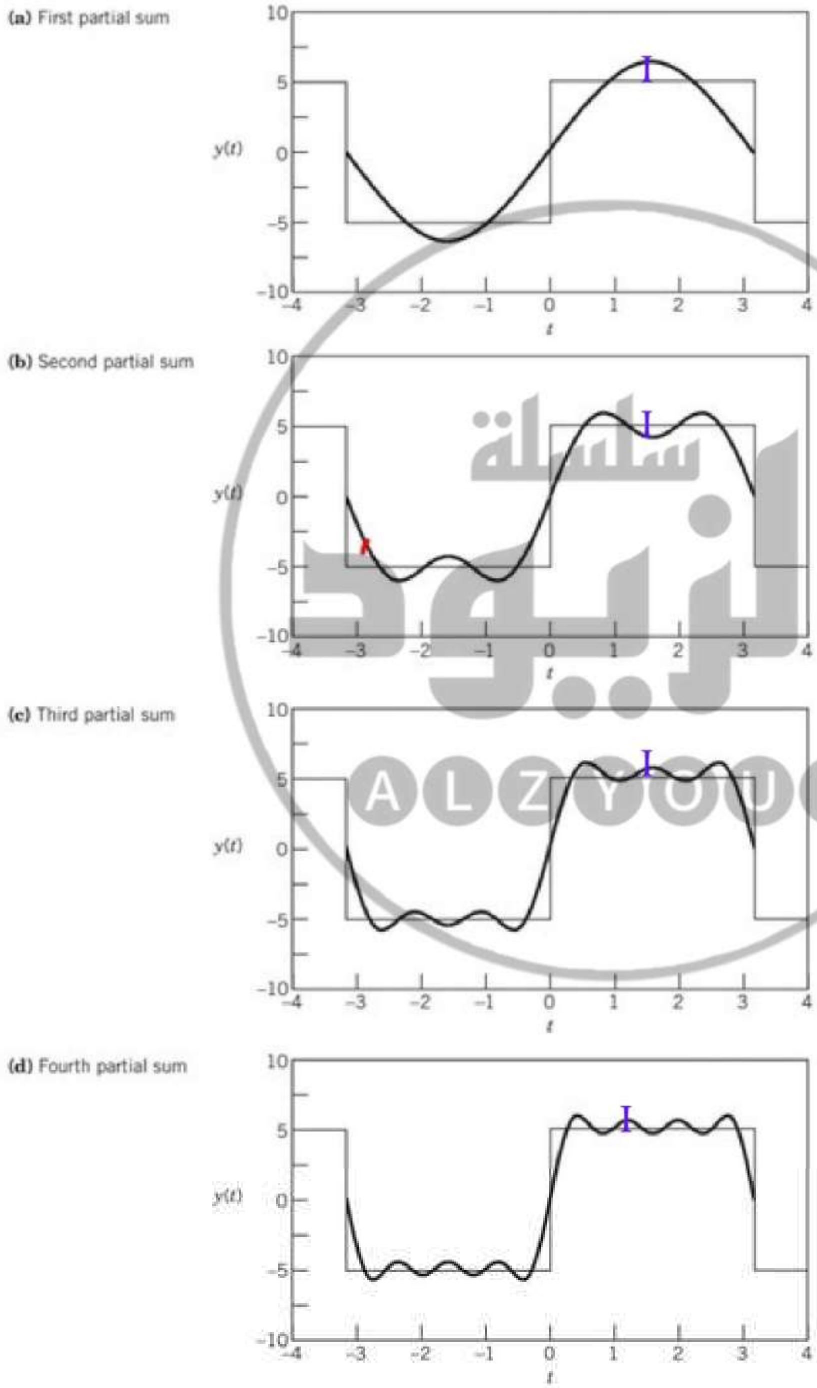
Static and Dynamic Characteristics of Signals





The size of the maximum and minimum displacements from the equilibrium position , or the value C , is the amplitude of the oscillation . The concepts of amplitude and frequency are essential for the description of time - dependent signals .

حجم الحد الأقصى والحد الأدنى من الإزاحة من موضع التوازن ، أو القيمة C ، هو سعة التذبذب. تعتبر مفاهيم الاتساع والتردد ضرورية لوصف الإشارات المعتمدة على الوقت.



الخط الملتوي هو عبارة عن analoge signal
اما خط المربعات هو pulses
فهون عندي approximation
ل Signal واحدة

هون صارت approximation
ل Two signal

هون صارت approximation
ل Three signal

هون صارت approximation
ل signal 4

Figure 2.15 First four partial sums of the Fourier series $(20/\pi)(\sin t + 1/3 \sin 3t + 1/5 \sin 5t + \cdots)$ in comparison with the exact waveform.

كل ما زادت ال signal في ال approximation بصير ال error يقل

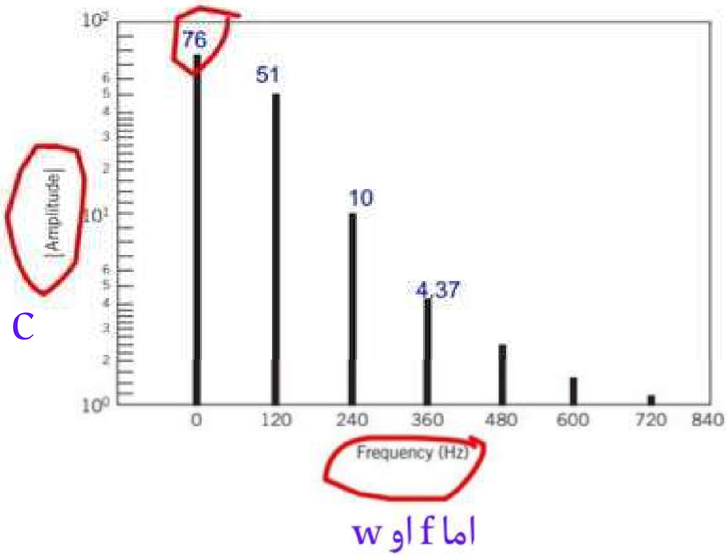


Figure 2.17 Frequency content of the function $y(t) = |120 \sin 20\pi t|$ displayed as an amplitude-frequency spectrum.

هون الرسمة بتوضح العلاقة بين ال frequency وال amplitued على حسب المعادلة الي تحت

The Fourier series for the function $|120 \sin 120\pi t|$ is

$$76.4 - 50.93 \cos 240\pi t - 10.10 \cos 480\pi t - 4.37 \cos 720\pi t \ldots$$

76 51 10 4

من المعادلة قدرت اطلع قيم ال amplitude على الترتيب 76,51,10,4

ودلتني عقيم ال 0,240,480,720 ⬅ frequency

Ch3:measurement system behavior

Each measurement system responds differently to different types of input signals and to the dynamic content within these signals . So a particular system may not be suitable for measuring certain signals or at least portions of some signals .
يستجيب كل نظام قياس بشكل مختلف لأنواع مختلفة من إشارات الإدخال والمحتوى الديناميكي داخل هذه الإشارات. لذلك قد لا يكون نظام معين مناسبًا لقياس إشارات معينة أو على الأقل أجزاء من بعض الإشارات.

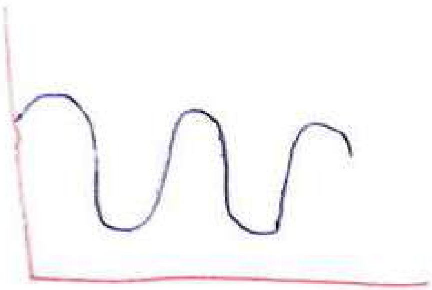
As pointed out in Chapter 2 , all input and output signals can be broadly classified as being static , dynamic , or some combination of the two . For a static signal , only the signal magnitude is needed to reconstruct the input signal based on the indicated output signal
كما هو موضح في الفصل 2 ، يمكن تصنيف جميع إشارات الإدخال والإخراج على نطاق واسع على أنها ثابتة أو ديناميكية أو مزيج من الاثنين. بالنسبة للإشارة الثابتة ، لا يلزم سوى حجم الإشارة لإعادة بناء إشارة الإدخال بناءً على إشارة الخرج المشار إليها

أخذنا في الشابتر الي قبل انواع ال signal وانواع ال input

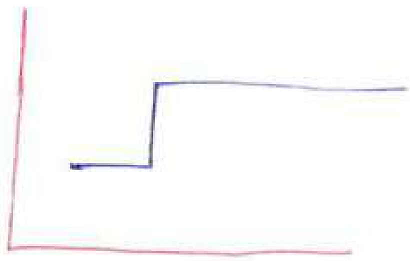
Vibration signals vary in amplitude and time , and thus are a dynamic input signal to the measuring instrument .
تختلف إشارات الاهتزاز في السعة والوقت ، وبالتالي فهي إشارة دخل ديناميكية لأداة القياس.

رح نركز بها الشابتر على نوعين من signal

Periodic
or
Sin input



Step
input



نتيجة عملية القياس رح تعتمد على شغلتين :

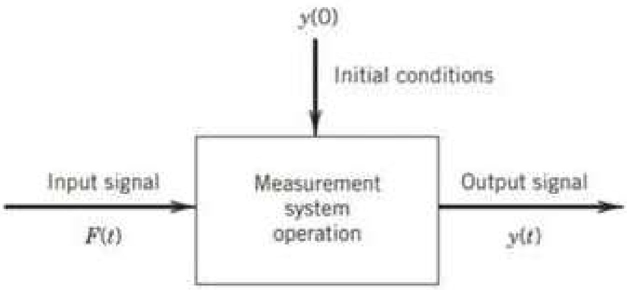


Figure 3.2 Measurement system operation on an input signal, $F(t)$, provides the output signal, $y(t)$.

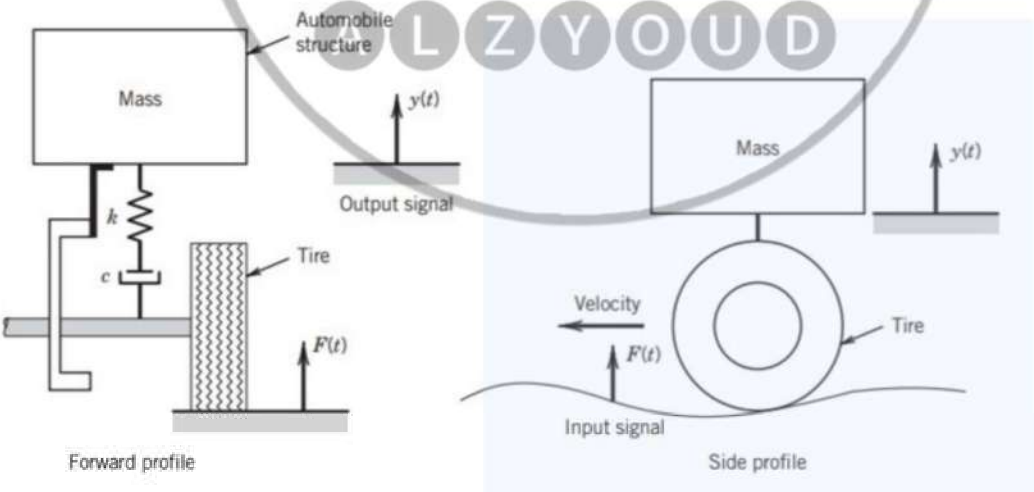
1) G1⬅الي هي ال input signal كمثال لو كانت periodic أو step
G2 ⬅هي مكونات نظام القياس وال measurement system operation

G results =G1*G2

Dynamic Measurements

Dynamic Measurements For dynamic signals , signal amplitude , frequency , and general waveform information is needed to reconstruct the input signal . Because dynamic signals vary with time , the measurement system must be able to respond fast enough to keep up with the input signal .

القياسات الديناميكية ضرورية للإشارات الديناميكية ، وسعة الإشارة ، والتردد ، ومعلومات شكل الموجة العامة لإعادة بناء إشارة الدخل. نظرًا لاختلاف الإشارات الديناميكية مع مرور الوقت ، يجب أن يكون نظام القياس قادرًا على الاستجابة بسرعة كافية لمواكبة إشارة الإدخال.



Automobile

Figure 3.1 Lumped parameter model of an automobile suspension showing input and output signals.

لنفرض نظام داخل سيارة ممكن تكون مرتاح او مش مرتاح حسب شغلتين y(t)⬆ وال displacement وهما اشيا بعتمدو على ال signal (الطريق)

كل ما تكون g(1) ثابتة رح تكون قيمة ال y(t) ثابة وتكون انت مرتاح اكثر
هسا حكينا ال signal مهمة لأنها هي الطريق وهي العامل الأول
العامل الثاني جهاز القياس الي هو هون ال automobile وال damper تاعها

فهون ممكن تكون الطريق سيئ والسيارة كويسة فما تحس بالطريق
وممكن السيارة(جهاز) كويسة والطريق سيئ فبرضو تحسش بالطريق(signal)

وممكنالسيارة قديمة والطريق مليان تعرجات
فهو جهاز القياس y(t) رح يعطيني انه عندي مشكلة بال G1والG2

هاد الموضوع هو موازي للموضوع تاع الكنترول الي اسمه transfer function

$$\frac{\text{Laplace output}}{\text{Laplace input}}$$

فال output بيعتمد على ال input

هسا رح نحاول نبدا نعمل model measurement system حسب ال G1والG2

Consider the following general model of a measurement system, which consists of an nth-order linear ordinary differential equation in terms of a general output signal, represented by variable y(t),and subject to a general input signal, represented by the forcing function, F():

ضع في اعتبارك النموذج العام التالي لنظام القياس ، والذي يتكون من معادلة تفاضلية خطية عادية من الدرجة التاسعة من حيث إشارة خرج عامة ، ممثلة بالمتغير y (t)، وتخضع لإشارة إدخال عامة ممثلة بوظيفة التأثير F ():

هسا بنكتب المعادلة التفاضلية للنظام وبنفرض انها linear system
وما رح نتعلم كيفية حلها لأنه حلها بده كورسات كاملة

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = F(t)$$

where

$$F(t) = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \cdots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \quad m \le n$$

هسا هون المعادلة التفاضلية تتكون من جهتين جهة ال input الي هي ال F(t) والجهة الثانية هي عبارة عن معاملات (a) مضروبين بال input الي هو y ومشتقاته

F(t)هي عبارة عن Sumation لكل ال Input
وكتبو الها معادلة تحت ولكن بالبحث تاعنا في هاد الكورس وجدوا انه فش داعي لكل هدول الا للحد الأخير

هون لاحظ انه المعادلات التفاضلية كلها بال t domain لو بدي احولها لل s domain لازم اخذلها لابلاس

a., a1, an... b. ➡Physical Parameters (خصائص منظومة القياس)

Comparing this to the general form for a second-order equation ($n = 2$; $m = 1$) from Equation 3.1,

$$a^2 \frac{d^2y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

3.3 SPECIAL CASES OF THE GENERAL SYSTEM MODEL

Zero-Order Systems

لما اخذ بس ال اول حد من ال input بهاي الحالة بكون zero order system

The simplest model of a measurement systems and one used with static signals is the zero - order system model . This is represented by the zero - order differential equation :

أبسط نموذج لأنظمة القياس وآخر يستخدم مع الإشارات الثابتة هو نموذج النظام الصفري. يتم تمثيل ذلك بالمعادلة التفاضلية ذات الترتيب الصفري:

$$a_0 y = F(t) \rightarrow a_0 y = b_0 x \rightarrow y = \left(\frac{b_0}{a_0}\right) x \rightarrow y = K x$$

هاد الأشي بذكرني بأشي مهم لما اقسم المعادلة على a.

Static sensitivity → $y(t) = KF(t)$

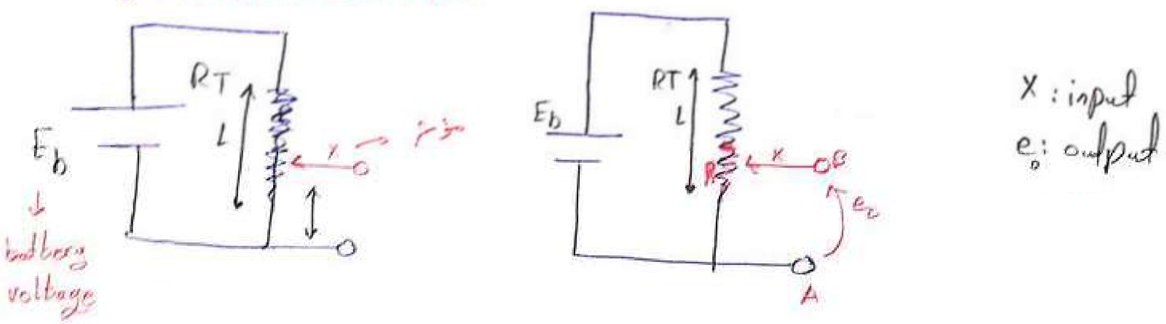
K is called the static sensitivity or steady gain of the system .

يسمى K بالحساسية الساكنة أو الكسب الثابت للنظام.

The static sensitivity is found from the static calibration of the measurement system . It is the slope of the calibration curve , K=dy/dx

تم العثور على الحساسية الساكنة من المعايرة الثابتة لنظام القياس. إنه منحدر منحنى المعايرة

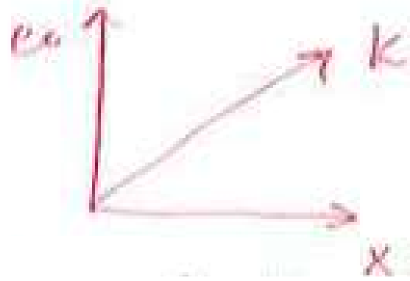
Example:Potinsiometer



ال e. ⬅ هو لو شبكت الدارة بفولتميتر عشان اقيس فرق الجهد بين النقطة A والنقطة B وهون بلاقي علاقة بينهم

$$e_0 = \frac{X}{L} \cdot E_b$$

لو فكرت ارسم العلاقة بين ال input وال output رح تكون العلاقة(linear)



وال zero order system بظهرلي سيطرة كاملة فأي تغير في ال input بتبعه تغير في ال output

لو سئلني عن قيمة ال K هون كيف بوجدها

Output Input

$$e_0 = \frac{X}{L} \cdot E_b$$

ولو سألني عن static sensitivity

$$e_0 = \frac{E_b}{L} X$$

$$e_0 = K X$$

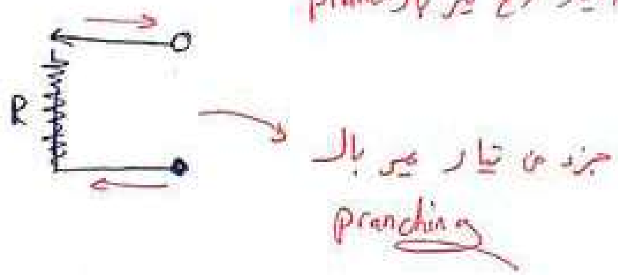
$$K = \frac{E_b}{L}$$

هسا في هاد المثال النظام perfect او ideal لكن هل فعلا في الحقيقة يوجد نظام ideal؟
الجواب طبعا لا هون افرضنا كثير افتراضات لطلع ideal منها

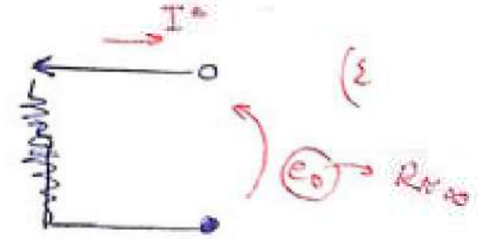
1) أول اشي افترضنا ← $E_b \equiv R_{Total} \equiv L$

2) R رح توخذ جزء من ال R الكلية ← $(R/R_T).E_b$

وبهاي الحالة فرضنا ال تيار الي مر في ال E_b نفسه بمر بال R ولكن هاد خطأ لانه في جزء من التيار رح يمر بال branch



٣) فهاد معناه انه جزء من الـ power رح يفوت ع الـ voltmeter وهاد الأشي
رح يمنع تكون العلاقة linear (100/100)% مية بالمية
زي كأني انا فرضتها one loop لكن ؟ بالحقيقة 2 loop



٤) الأشي الي ممكن يقرب النظام من perfect وتكون العلاقة linear
انه تكون التيار كثير صغير و انها تكون مقاومة الجهاز
القياس ∞ (عالية جداً)
↓
كل ما نطبق هاد الشرط بتكون العلاقة ideal
→ (يعني علاقة خطية بينهم !!)

٥) بالكهربا اخذنا انه في عنا Electric elements

Resistance — capasiter — inductor

وبهاد المثال انا فرضته انه (resistor) هاد العنصر Resister (100/100) وما فيه لا
capasitor ولا inductor لو كانت برضو

هاد الأشيا مو موجودة رح يظل العلاقة zero
ممكن يتغير الـ first أو second
(نوع النظام)

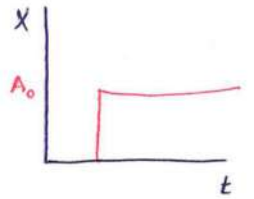
٦) وافترضنا ايضاً انه اشي حر صحيح صغير وما بنهمل احتكاكه واهملنا الوزن
تاني واهملنا السرعة وانه ممكن يتغير من سرعة X

الهدف من كل هاد انه نفهم انه ما في ideal system مية بالمية فعشان هيك بحاول عقدر الإمكان اقل ممن كل الأخطاء الي ممكن تبعد النظام عن ال ideal وما يكون ال input بيعطي output صحيح
Ideal systemيعني نظام بدون اخطاء والمؤثر الوحيد على ال output هو ال input

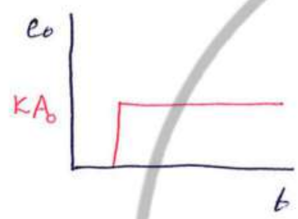
لفهم فكرة السيطرة تا ع ال zero-order

لو كانت ال input بأشكال كيف يكون ال output

input →

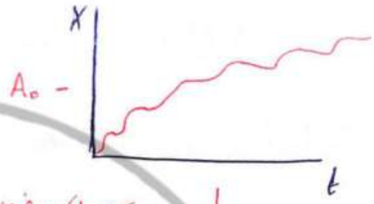


output →

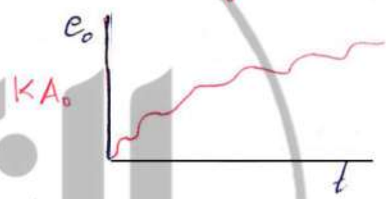


وظيفة zero system انه بيوخذ ال input وبضربه بال K

لو كانت شكل ال input متغير كيف حيكون شكل ال output



نفس الشكل ولكن مضروب ب K



اسئلة على رسمات ال zero-order

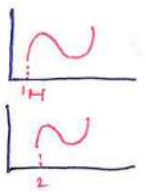
هل هاد ideal instrument؟ ✓ ideal yes

هل هاد Dynamic response؟ ✓ perfect
(لانه ال input بأثر دايركت بال output)

هل يوجد time lag /phase shift بين ال input وال output؟ X
هل يوجد وقت بين ال input وال output حتى يتأثروا ببعض
كمثال لتقريب الفكرة الدكتور لما يدا أ ضرب جاره بعد فترة ــ فيه Time lag

ملاحظة distortion؟ X
(هل تغير الشكل قبل لما بعد)

كثير حاكو عن ال time Lag / time phase :



نفس الاشي بس قبل
كانت بتبدا من زمن 1
وبعد بدت من زمن 2
مقدار تغير Time lage

perfect system
باتفاق دكتور في الحقيقة هل ال perfect system ممكن انه تكون موجود؟

Fortunately, many measurement systems can be modeled by zero-, first-, or second-order linear. ordinary differential equations. More complex systems can usually be simplified to these lower orders. Our intention here is to attempt to understand how systems behave and how such response is closely related to the design features of a measurement system; it is not to simulate the exact system behavior. The exact input-output relationship is found from calibration. But modeling guides us in choosing specific instruments and measuring methods by predicting system response to signals, and in determining the type, range, and specifics of calibration.

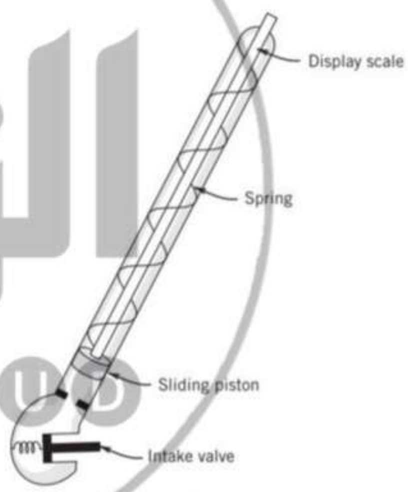
لحسن الحظ ، يمكن نمذجة العديد من أنظمة القياس باستخدام خطي من الدرجة الصفرية أو الأولى أو الثانية. المعادلات التفاضلية العادية . يمكن عادةً تبسيط الأنظمة الأكثر تعقيدًا لهذه الطلبات الأقل. هدفنا هنا هو محاولة فهم كيفية تصرف الأنظمة وكيف ترتبط هذه الاستجابة ارتباطًا وثيقًا بميزات تصميم نظام القياس ؛ ليس لمحاكاة سلوك النظام بالضبط. تم العثور على العلاقة الدقيقة بين الإدخال والإخراج من المعايرة. لكن النمذجة ترشدنا في اختيار أدوات وطرق قياس محددة من خلال التنبؤ باستجابة النظام للإشارات ، وفي تحديد نوع ونطاق وخصائص المعايرة.

Example 3.2

مثال على النظام الصفري

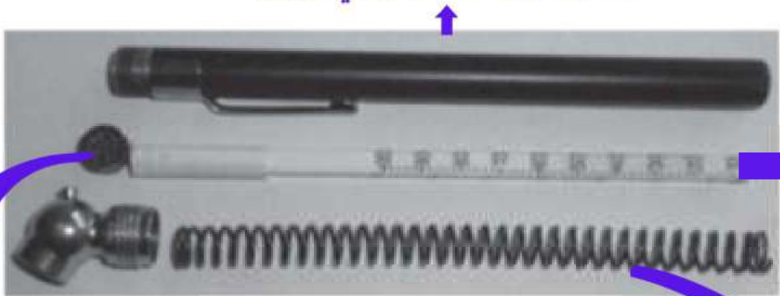
Figure 3.4 Lumped parameter model of pressure gauge

Pencil style pressure gauge



(a) Pencil-style pressure gauge

الأسود هو الغلاف الخارجي للجهاز


(c) Photograph of the components within a pencil-type pressure gauge

Display scale
هون عليه زي تدرج بيعطي قيمة ال pressure

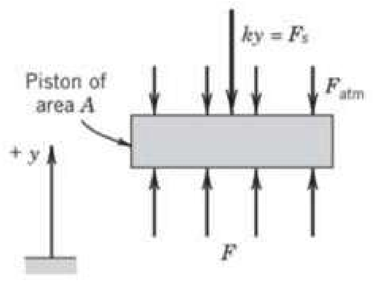
هاي الجلدة السوداء هي عبارة عن piston بالداخل

هون زي زنبرك بداخل الجهاز

لاحظ انه هاد ال peston عليه قوتين الأولى هو ال pressure تاع ال atmosphere

والثاني هو الf تاع الزنبرك

والقوتين متساويتان لأنه النظام متوازن



(b) Free-body diagram

A pencil - type pressure gauge commonly used to measure tire pressure can be modeled at static equilibrium by considering the force balance on the gauge sensor , a piston that slides up and down a cylinder piston

يمكن نمذجة مقياس ضغط من نوع القلم الرصاص يستخدم عادة لقياس ضغط الإطارات عند توازن ثابت من خلال مراعاة توازن القوة على مستشعر القياس ، وهو مكبس ينزلق لأعلى ولأسفل مكبس أسطوانة

$$\Sigma F = 0, \text{ gives}$$

$$ky = F - F_{atm}$$

$$Ky=p^*A$$

الي هي الضغط المؤثر عالمساحة Aفي p هي القوة تاع الزنبرك ومساوية لل Ky

Pressure is simply the force acting inward over the piston surface area , Dividing through by area provides the zero - order response equation between output isplacement and input pressure and gives

الضغط هو ببساطة القوة المؤثرة للداخل على مساحة سطح المكبس ، وتقسيمها حسب المنطقة يوفر معادلة الاستجابة ذات الترتيب الصفري بين وضع الإخراج وضغط الإدخال ويعطي

$$y = (A/k)(p - p_{atm})$$

The exact static input - output relationship is found through calibration of the gauge . Because elements such as piston inertia and frictional dissipation were not considered , this model would not be appropriate for studying the dynamic response of the gauge .

تم العثور على علاقة الإدخال والإخراج الثابتة الدقيقة من خلال معايرة المقياس. نظرًا لعدم مراعاة عناصر مثل القصور الذاتي للمكبس والتبديد الاحتكاكي ، فلن يكون هذا النموذج مناسبًا لدراسة الاستجابة الديناميكية للمقياس.

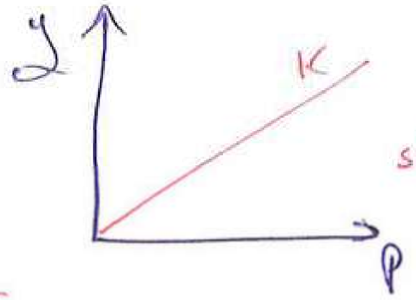
لو بدي ارسم العلاقة بينهم

$$Ky = p * A$$

$$K = \frac{k}{A}$$

y: output

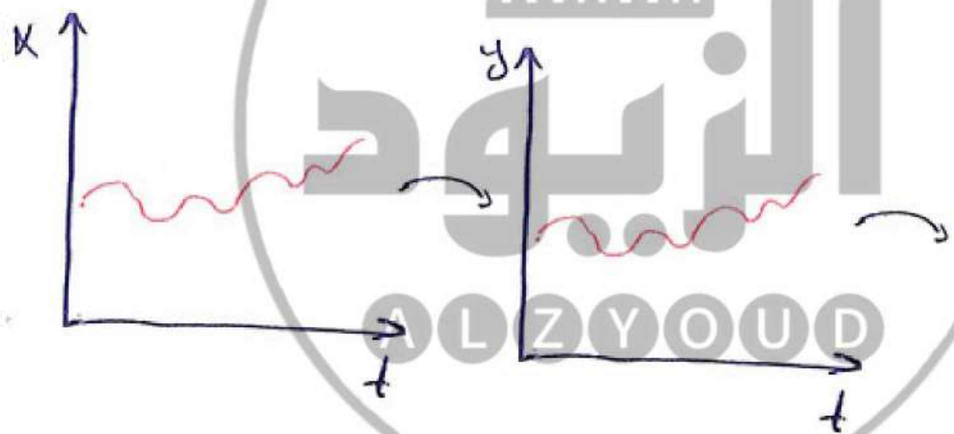
p: input



static sensitivity

static calibration curve

وبرضواي تغير بقيمة ال x بتغير بقيمة ال t



لو بتلاحظ نفس ال wave form

FirsOrder Systems

Measurement systems that contain storage elements do not respond instantanecusly to changes in input.

أنظمة القياس التي تحتوي على عناصر تخزين لا تستجيب بشكل فوري للتغييرات في المدخلات.

first order system

$$a_1 \dot{y} + a_0 y = F(t)$$

هاد الحد زائد عن ال zero-order

هسا اي معادلة احنا بنحاول نبسطها بحيث تبقا ال y لحالها
زي ممثلا ال zero-order قسمناها على a. وهيك بعمل هون

$$a_1 \dot{y} + a_0 y = F(t)$$

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

τ: Time constant $= a_1 / a_0$

K: static sensitivity

may be modeled using a first-order differential equation of the form

$$a_1\dot{y} + a_0 y = F(t)$$

with $\dot{y} = dy/dt$. Dividing through by a_0 gives

$$\tau y + y = KF(t)$$

The parameter T is called the time constant of the system.

تسمى المعلمة T ثابت الوقت للنظام.

تمام بس هسا شو الفائدة من ال time constant ال time constant بتعبرلي عن ال
Speed of system responds

لو ال Time constant ← قليل ← system response تكون سريع

← كبير ← system response تكون بطيء

هسا زي بدنا نحاول نحل المعادلة التفاضلية هاي تاع ال first order وحناخذ حالتين
عشان اشوف لو تغير f(t) الي هو ال input كيف حيصير y(t)

Step Function Input

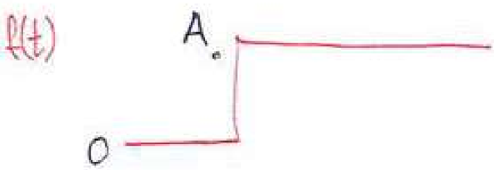
The step function, $AU(t)$, is defined as

where A is the amplitude of the step function
حيث A هي سعة دالة الخطوة

$$AU(t) = 0 \quad t \leq 0^-$$
$$AU(t) = A \quad t \geq 0^+$$

a sudden change in the input signal from a constant value of one magnitude to a constant value of some other magnitude

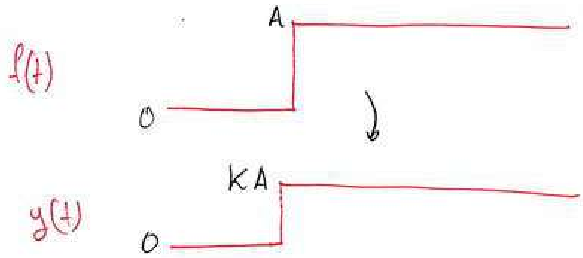
تغيير مفاجئ في إشارة الدخل من قيمة ثابتة مقدارها إلى قيمة ثابتة لبعض المقدار الآخر



كمثال عليه لما انقل الميزان تاع
الحرارة من كوب مثلج لكوب بغلي
هاد شكله العام قبل ما اشوف
استجابته بال FirsOrder

$$\begin{cases} t = A, & t > 0 \\ t = 0, & t < 0 \end{cases}$$

تمام هسا قبل ما اسوف استجابته بال first order بتذكر كيف استجاب عندي بال Zero-order.



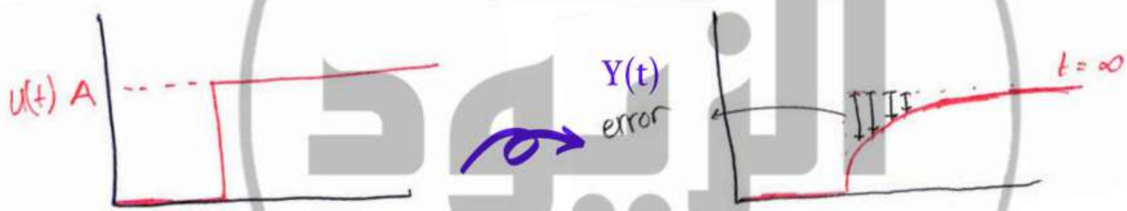
رح يضل نفس الشكل وبس ينضرب ب k

طبعاً بالواقع ما عندي system بيرفكت مية بالمية يعطيني zero-order
إلا ما يكون عندي time constant لحد ما يستجيب ال system

↓

تمام هسا كيف بستجيب ال first order بال step function
لاحظوا علماء الرياضيات انه بال step function الكيرف رح يختلف عندي
بال output عن ال input

F(t)



ولاحظوا كمان انه صح رح يتغير بس رح
يثبت عند الأنفنتي او عند رقم كبير
ويصير بشبه ال zero-order

تمام هسا لاقوا شكل الاقتران وبعدها حاولوا يحلوا المعادلة عشان يقدرو يعرفو y(t)

$F(y) = A\,u(t)$

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

$$y(t) = KA + (y_0 - KA)\,e^{-\frac{t}{\tau}}$$

KA → steady response → بعد زمن طويل ال System رح يتصرف زي ال Zero-order

$(y_0 - KA)\,e^{-\frac{t}{\tau}}$ → Transient response → بعد فترة عشان ال System يتصرف زي ال Zero-order والـ output تتبع ال input

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

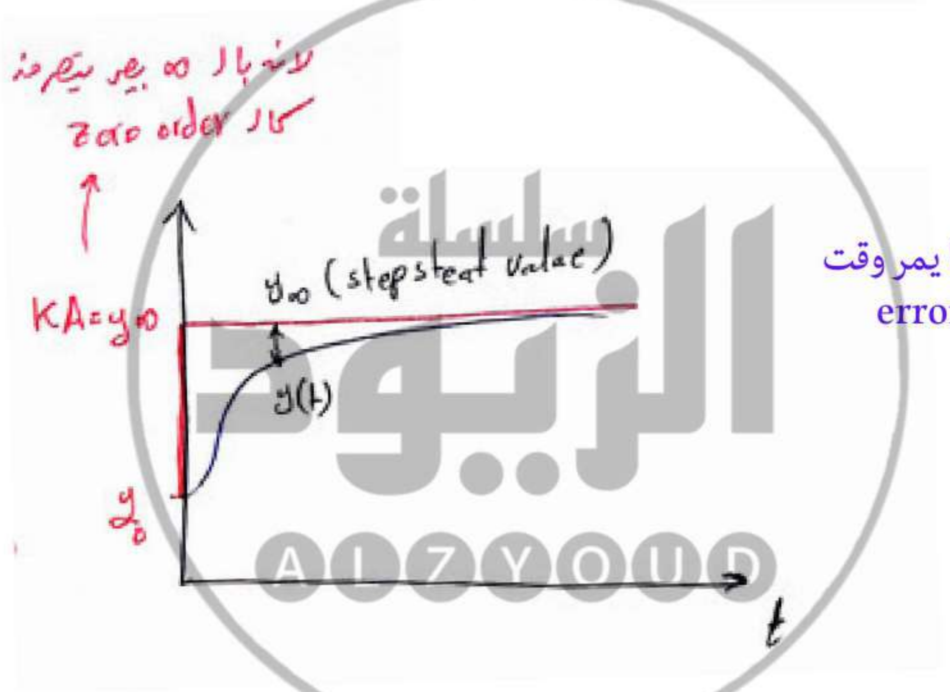
with an arbitrary initial condition denoted by, $y(0) = y_0$. Solving for $t \geq 0^+$ yields

$$\underbrace{y(t)}_{\text{Time response}} = \underbrace{KA}_{\text{Steady response}} + \underbrace{(y_0 - KA)e^{-t/\tau}}_{\text{Transient response}}$$

The solution of the differential equation, T, is the time response (or simply the response) of the system.

حل المعادلة التفاضلية ، T ، هو استجابة للوقت (أو ببساطة استجابة) للنظام.

كتوضيح لفكرة ال error



لاحظ بأنه كل ما يمر وقت
رح يقل ال error

Suppose we rewrite the response Equation 3.5 in the form

$$\Gamma(t) = \frac{y(t) - y_\infty}{y_0 - y_\infty} = e^{-t/\tau}$$

The term $\Gamma(t)$ is called the *error fraction* of the output signal. Equation 3.6 is

توضيح لفكرة ال time constant

Y_∞ =ka

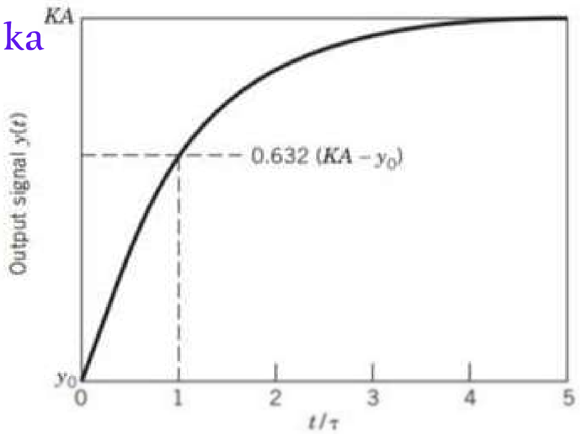


Figure 3.6 First-order system time response to a step function input: the time response, y(t).

لاحظ انه بال x axis عندي t على تاو
فمثلا عند الزمن ١ بتكون t=تاو

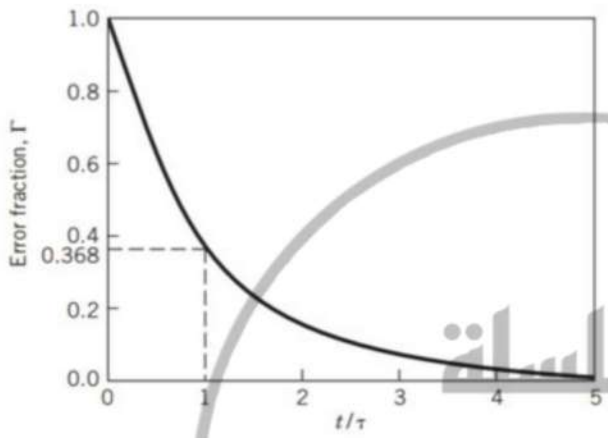
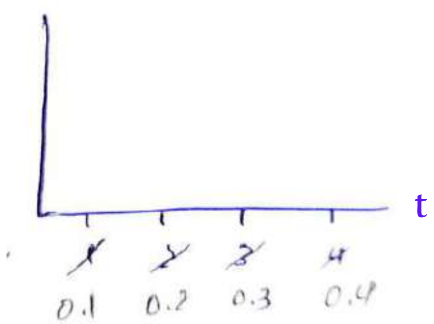


Figure 3.7 First-order system time response to a step function input: the error fraction, Γ.

بعد مرور واحد second من time response في الرسمة الأولى رح يكون 0.632 إذن ال errot كيف بحسبه
ه المكملة فبحكي 1 - 0.632 =0.368
الطاهو في الرسمة الثانية

حكينا قبل انه التاو بتعتمد عجهاز القياس طي لو الرسمة ال x axis بال t
مش t على تاو وحكالي انه التاو تاع الجهاز=0.1



لاحظ انه ال a axis هو t بشطب القيم وبرجع بعبيهم حسب تاو
لهي االكتاب مختصر القصة وفوراً حاطتها t على تاو

Table 3.1 First-Order System Response and Error Fraction

t/τ	% Response	Γ	% Error
0	0.0	1.0	100.0
1	63.2	0.368	36.8
2	86.5	0.135	13.5
2.3	90.0	0.100	10.0
3	95.0	0.050	5.0
5	99.3	0.007	0.7
∞	100.0	0.0	0.0

ـ بـ ٥ وقتها كانت الـ Response صفر
والـ error 1 ← (1 - 0) =1

ـ بـ ١ وقتها كانت الـ Response 63.2
والـ error (1 - 63.2) = 0.368

ممكن !

plot is equivalent to the transformation

$$\ln \Gamma = 2.3 \log \Gamma = -(1/\tau)t \quad (3.7)$$

which is of the linear form, $Y = mX + B$ (where $Y = \ln \Gamma$, $m = -(1/\tau)$, $X = t$, and $B = 0$ here). A linear curve fit through the data will provide a good estimate of the slope, m, of the resulting plot. From Equation 3.7, we see that $m = -1/\tau$, which yields the estimate for τ.

ال تاو بتعتمد عجهاز وكلما كانت قليلة ال response بكون اسرع

الزمن 2.3 هو مهم النا لأنه بتكون درجة الاستجابه عنده 90 بالمية وال error فقط 10 بالمية وهو حفظ

The time required for a system to respood to a value that is 90% of the step inpat, Yo-Yo, is important and is called the rise time of the system.

يعد الوقت اللازم لاستعادة النظام لقيمة 90٪ من الخطوة الداخلية، Yo-Yo، أمرًا مهمًا ويسمى وقت صعود النظام.

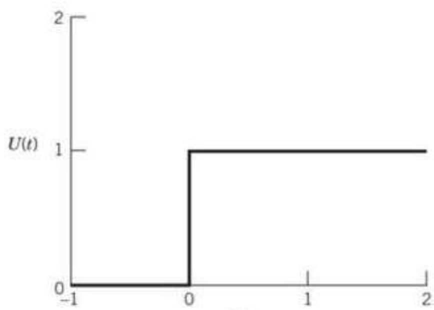
ممكن يسئلني بها الطريقة

$\tau_{90\%} = 2.3\tau$ ممكن لو سألني

$\tau_{95\%} = 3\tau$

$\tau_{Response} = \tau$ → تاو

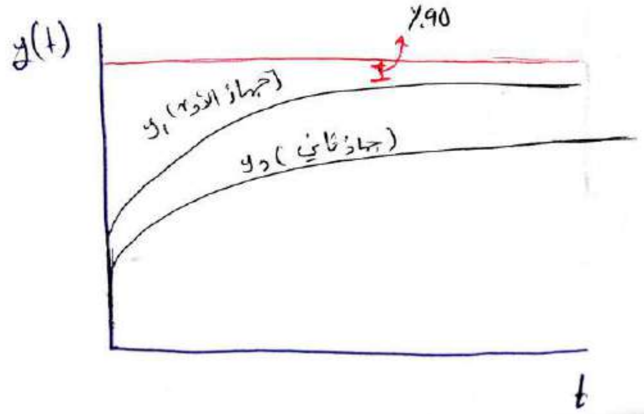
Chapter 3 Measurement System Behavior



معلومة للمراجعة: رسمة ال step function

Figure 3.5 The unit step function, $U(t)$.

example :

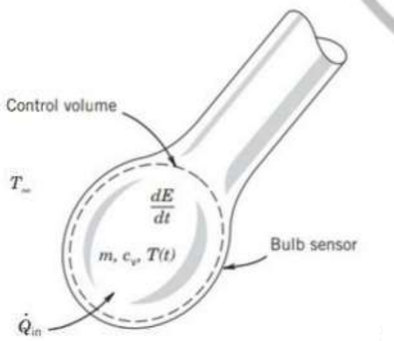


افرض عندي جهازين وهي رسماتهم
فبدي اقارن بينهم
او االشي بحدد نوع ال measurement وال input
من رسمة ال output
فم االسمة انا عاوف انها FirsOrder measurement
وال input هو step inpat

السؤال هنا مين من الجهازين Response تاعه اسرع ؟
لأنه رح يوصل لل 90 بالمية بوقت اسرع
السؤال الثاني مين الأكبر τ_1 ولا τ_2 ؟
$\tau_1 < \tau_2$
لأنه y_1 اسرع إذن التاو تاعه قليل

كمثال على ال first order instrument
ميزان الحرارة لأنه رح يوخذ وقته ليقيس الحرارة ميوخذ Time constant ــه (إذن غالباً first order)
(thermometer)

Examples



عملية انتقال الحرارة من ال measured Medium
للسائل الداخلي بتحتاج وقت معين (time constant)
فهي اكيد مهي zero-order
وغالبا هي FirsOrder
لما تقيس درجة حرارتك الميزان بده وقت ليعطي انه ٣٧

Figure 3.9 Lumped parameter model of thermometer and its energy balance (Ex. 3.3).

Suppose a bulb thermometer originally indicating 20 C is suddenly exposed to a fluid temperature of 37 C. Develop a model that simulates the thermometer output response.

لنفترض أن ترمومتر لمبة يشير في الأصل إلى أن 20 درجة مئوية قد تعرضت فجأة لدرجة حرارة مائع تبلغ 37 درجة مئوية. طور نموذجًا يحاكي استجابة خرج مقياس الحرارة.

where

m = mass of liquid within thermometer

c_v = specific heat of liquid within thermometer

h = convection heat transfer coefficient between bulb and environment

A_s = thermometer surface area

The term hA_s controls the rate at which energy can be transferred between a fluid and a body; it is analogous to electrical conductance. By comparison with Equation 3.3, $a_0 = hA_s$, $a_1 = mc_v$, and $b_0 = hA_s$. Rewriting for $t \geq 0^+$ and simplifying yields

$$\frac{mc_v}{hA_s}\frac{dT(t)}{dt} + T(t) = T_\infty$$

From Equation 3.4, this implies that the time constant and static sensitivity are

$$\tau = \frac{mc_v}{hA_s} \quad K = \frac{hA_s}{hA_s} = 1$$

Direct comparison with Equation 3.5 yields this thermometer response:

$$T(t) = T_\infty + [T(0) - T_\infty]e^{-t/\tau}$$
$$= 37 - 17e^{-t/\tau} \ [^\circ C]$$

$$\tau = \frac{mc_v}{hA_s}$$

من قانون ال التاو بعرف العوامل الي بتعتمد عليها
ال هي الm(mass) وال
cv(conductivity) وال heat
h(treatment)

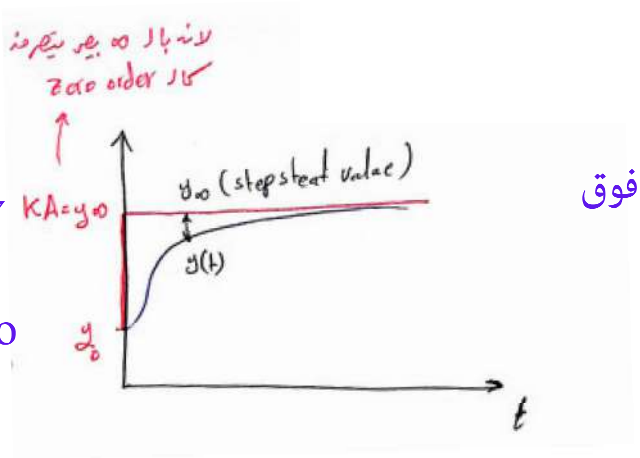
$$K = \frac{hA_s}{hA_s} = 1$$

اما اسمها ال
Static sensitivity
او steady state
لأنها بتربط ال input بال output

Also, it is significant that we found that the response of the temperature measurement system in this case depends on the environmental conditions of the measurement that control h, because the magnitude ofh affects the magnitude of T

أيضًا ، من المهم أننا وجدنا أن استجابة نظام قياس درجة الحرارة في هذه الحالة تعتمد على الظروف البيئية للقياس الذي يتحكم في h ، لأن حجم h يؤثر على حجم تاو.

تكرار للي فوق بأنه النظام بيعتمد ععوامل تاو ومنها h



هون انتقلت من 20 ل 37

المعادلة تاع الرسمة هى حل المعادلة الي فوق

$$T(t) = T_\infty + [T(0) - T_\infty]e^{-t/\tau}$$
$$= 37 - 17e^{-t/\tau} \; [^\circ C]$$

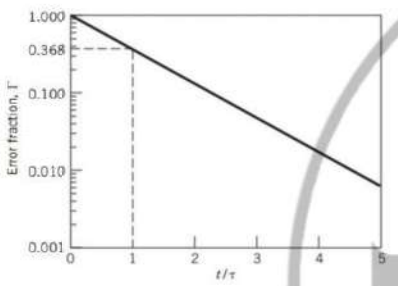


Figure 3.8 The error fraction played on semilog coordinates.

الشكل 3.8 جزء الخطأ الذي تم تشغيله على الإحداثيات شبه اللوغاريتمية.

خلصنا من الحالة الأولى لل FirsOrder وهي لما يكون ال step input ⬅ input

may be modeled using a first-order differential equation of the form

$$a_1\dot{y} + a_0 y = F(t)$$

with $\dot{y} = dy/dt$. Dividing through by a_0 gives

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

بمعنى كنا نعوض بدل ال step input ⬅ f(t)

هسا بدنا ننتقل للحالة الثانة الي بدل ال f(t)) ⬅ بعوض simple periodic function input

وبشوف لو كانت ال f(t) شكلها sin او cos كيف بكون شكل ال y(t))

امثلة مخططين بس الدكتور ما شرح عنهم

Example 3.4

For the thermometer in Example 3.3 subjected to a step change in input, calculate the 90% rise time in terms of t/τ.

KNOWN Same as Example 3.3

ASSUMPTIONS Same as Example 3.3

FIND 90% response time in terms of t/τ

SOLUTION The percent response of the system is given by $(1-\Gamma)\times 100$ with the error fraction, Γ, defined by Equation 3.6. From Equation 3.5, we note that at $t=\tau$, the thermometer will indicate $T(t)=30.75°C$, which represents only 63.2% of the step change from 20° to 37°C. The 90% rise time represents the time required for Γ to drop to a value of 0.10. Then

$$\Gamma = 0.10 = e^{-t/\tau}$$

or $t/\tau = 2.3$.

COMMENT In general, a time equivalent to 2.3τ is required to achieve 90% of the applied step input for a first-order system.

Example 3.5

A particular thermometer is subjected to a step change, such as in Example 3.3, in an experimental exercise to determine its time constant. The temperature data are recorded with time and presented in Figure 3.10. Determine the time constant for this thermometer. In the experiment, the heat transfer coefficient, h, is estimated to be 6 W/m²-°C from engineering handbook correlations.

KNOWN Data of Figure 3.10

$h = 6\ \mathrm{W/m^2\text{-}°C}$

ASSUMPTIONS First-order behavior using the model of Example 3.3, constant properties

FIND τ

SOLUTION According to Equation 3.7, the time constant should be the negative reciprocal of the slope of a line drawn through the data of Figure 3.10. Aside from the first few data points, the data appear to follow a linear trend, indicating a nearly first-order behavior and validating our model assumption. The data is fit to the first-order equation[2]

$$2.3 \log \Gamma = (-0.194)t + 0.00064$$

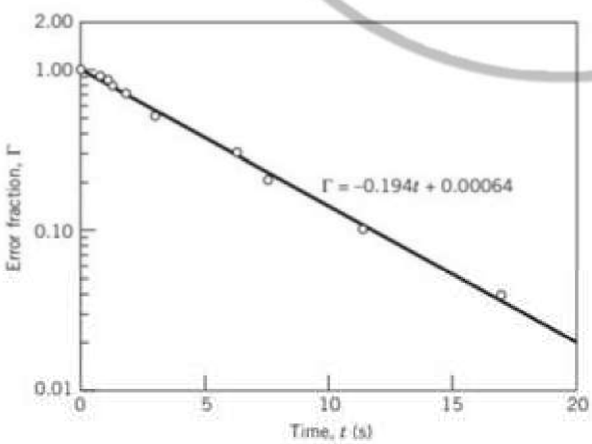


Figure 3.10 Temperature–time history of Example 3.5.

With $m = -0.194 = -1/\tau$, the time constant is calculated as $\tau = 5.15$ seconds.

COMMENT If the experimental data were to deviate significantly from first-order behavior, this would be a clue that either our assumptions do not fit the real-problem physics or that the test conduct has control or execution problems.

may be modeled using a first-order differential equation of the form

$$a_1\dot{y} + a_0 y = F(t)$$

with $\dot{y} = dy/dt$. Dividing through by a_0 gives

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

بمعنى كنا نعوض بدل ال step input ⬅ f(t)

هسا بدنا ننتقل للحالة الثانة الي بدل ال f(t) ⬅بعوض simple periodic function input

وبشوف لو كانت ال f(t) شكلها sin او cos كيف بكون شكل ال y(t)

measuring system to which an input of the form of a simple periodic function, $F(t) = A \sin \omega t$, is applied for $t \geq 0^+$:

هون ال f(t). هي مدخلات ال periodic

$$F(t) = A \sin \omega t$$

$f(t) = A \sin \omega t$
Amplitude — frequancy
angular frequancy
circular frequancy
(rad/s)

عوضها في معادلة ال first order

$$\tau\dot{y} + y = KA \sin \omega t$$

حل المعادلة التفاضلية الي فوق

this differential equation yields the measurement system output signal, that is, the time response to the applied input, $y(t)$:

$$y(t) = Ce^{-t/\tau} + \frac{KA}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \tan^{-1}\omega\tau) \qquad (3.8)$$

where the value for C depends on the initial conditions.

حل المعادلة هاي periodic ← sin

$\tau\dot{y} + y = KA \sin \omega t$

حل

$y(t) = Ce^{-t/\tau} + \frac{KA}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \tan^{-1}\omega t)$

Transient responce
بعد فترة من الزمن
رح يقترب من الصفر
0%

ما ضرورع يكون الinput

الي بيهتم فيه هو
steady state ال
response

هسا فوق حكينا انه A sin(wt) هو ال input فمن وين اجا كل الباقي

$\frac{K}{\sqrt{1+\tau^2\omega^2}}$ → احتمرنا هاد
الفا كنتور
(factor)

$(-\tan^{-1}\omega t)$ → كمان ضفنا هاد

بسمه ϕ فاي

الرقم الي رح يطلع
scaling of Amplitude
(A)

عرفنا ال periodic واخذنا مدخلاته وعوضناه بال FirsOrder هسا اكيد رح يخطرلك طب كيف حتصير رسمة ال output لل FirsOrder

نفس الرسمة ولكن زي ما كنه ضربتها ف K
ولكن رح يكون في gab بين ال input
وال output

هاي هي رسمة ال periodic

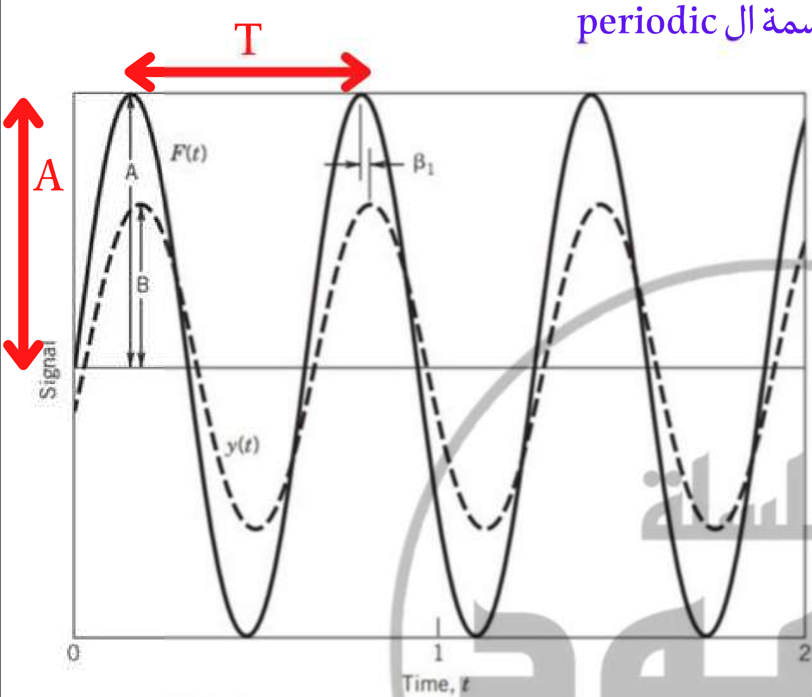


Figure 3.11 Relationship between a sinusoidal input and output: amplitude, frequency, and time delay.

هسا نتفق عأشي الخط المتصل هو ال inputs

$$F(t) = A \sin \omega t$$

والمنقط هو ال output

$$y(t) = Ce^{-t/\tau} + \frac{KA}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \tan^{-1}\omega\tau)$$

لو حبيت ابسطها بأنه اشيل ال factors

$$y(t) = \underset{\text{output Amplitude}}{\underline{\underline{B}}} \sin(\omega t + \phi)$$

$\beta_1 = \frac{\phi}{\omega}$

لو دحلل الرسمة وشو عمل ال periodic بال FirsOrder؟

١) اعطانيه نفس شكل ال input بس عمله scaling فصارت فال Response اقل من ال input ← $A > B$

٢) صار بين ال output (B) زي gab فصار الشكل متطور (β_1 ← تقاس بوحدة الزمن)

٣) لاحظ انه البداية في ال input مش نفس بداية الرسمة في ال output

$T = \frac{1}{f}$ (sec)

(Circuler Frequency) $\omega = 2\pi f$ (rad/s)

$f = \frac{\omega}{2\pi}$ (Hz)

applied is known as the frequency response of the system. The frequency affects the magnitude of amplitude B and also can bring about a time delay. This time delay, β_1, is seen in the phase shift, $\Phi(\omega)$, of the steady response. For a phase shift given in radians, the time delay in units of time is

$$\beta_1 = \frac{\Phi}{\omega}$$

that is, we can write

$$\sin(\omega t + \Phi) = \sin\left[\omega\left(t + \frac{\Phi}{\omega}\right)\right] = \sin[\omega(t + \beta_1)]$$

First order and Zero order

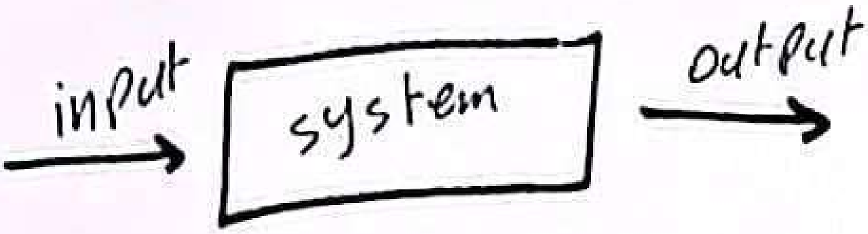
- Signal types and what's difference between them ? (Page 1+4+5+6)
- Types of differential equations and measurement operations (page 2)
- output depends on (page 3 + 5)
- Two types of input (page 4)
- Each measurement system responds differently to (page 4)
- Definition of zero order system (page 8)
- Potinsiometer (8+9+11)
- Reasons for not having an ideal system (9+10)
- Properties and questions of Zero order system (12)
- Advantages and disadvantages of Zero order system (14+15)
- Bandwidth of Zero order (16)
- Modeling guide us / the exact relationship (17)
- Pencil style pressure gage (17+18+19)

First order system

- First order (20 and so on)
- Time constant (21) / first order system (20 – and so on)
- Step input (24)
- Properties of Time constant 24-30
- Friction error and time / response and t 26-30
- Thermometer 31-32+34
- Properties of first order (33)

Second order

Ch3: Measurement system behavior



*Two Types for signal:

① static: not vary with time

② dynamic: vary with time

dynamic	static
. amplitud	. magnitude
. frequency	
. general waveform information	

تفاضلية من درجة n

* General model:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + \cdots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

a_n, b_m → constant (physical parameters)

y: output

X: input

$m \leq n$

general form second order

$n = 2$, $m = 1$

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 X$$

* zero order:

$$a_0 y = b_0 X$$

y: output, X: input

* first order:

$$a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_0 X$$

* second order:

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 X$$

* output of a measurment system:

depent on: 1 Type of system

2 system respons.

تفاضلية من درجة n

* General model:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y =$$

$$b_m \frac{d^m x}{dt^m} + \cdots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

a_n, b_m → constant (physical parameters)

y: output

x: input

$m \leq n$

general form second order

$n = 2$, $m = 1$

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x$$

Ch3:measurement system behavior

mention

explain

Each measurement system responds differently to different types of input signals and to the dynamic content within these signals. So a particular system may not be suitable for measuring certain signals or at least portions of some signals.

يستجيب كل نظام قياس بشكل مختلف لأنواع مختلفة من إشارات الإدخال والمحتوى الديناميكي داخل هذه الإشارات. لذلك قد لا يكون نظام معين مناسبًا لقياس إشارات معينة أو على الأقل أجزاء من بعض الإشارات.

mention

As pointed out in Chapter 2, all input and output signals can be broadly classified as being static, dynamic, or some combination of the two. For a static signal, only the signal magnitude is needed to reconstruct the input signal based on the indicated output signal

كما هو موضح في الفصل 2 ، يمكن تصنيف جميع إشارات الإدخال والإخراج على نطاق واسع على أنها ثابتة أو ديناميكية أو مزيج من الاثنين. بالنسبة للإشارة الثابتة ، لا يلزم سوى حجم الإشارة لإعادة بناء إشارة الإدخال بناءً على إشارة الخرج المشار إليها

أخذنا في الشابتر الي قبل انواع ال signal وانواع ال input

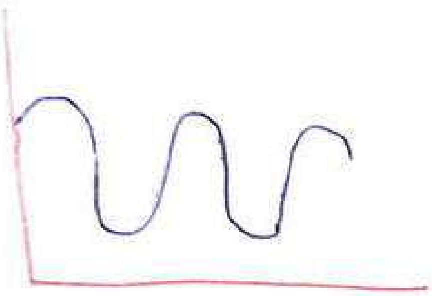
Vibration signals vary in amplitude and time, and thus are a dynamic input signal to the measuring instrument.

تختلف إشارات الاهتزاز في السعة والوقت ، وبالتالي فهي إشارة دخل ديناميكية لأداة القياس.

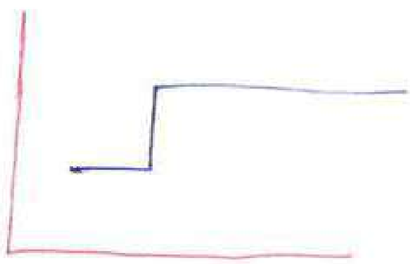
2 types of input

رح نركز بها الشابتر على نوعين من signal

Periodic
or
Sin input



Step
input



question نتيجة عملية القياس رح تعتمد على شغلتين :
Output

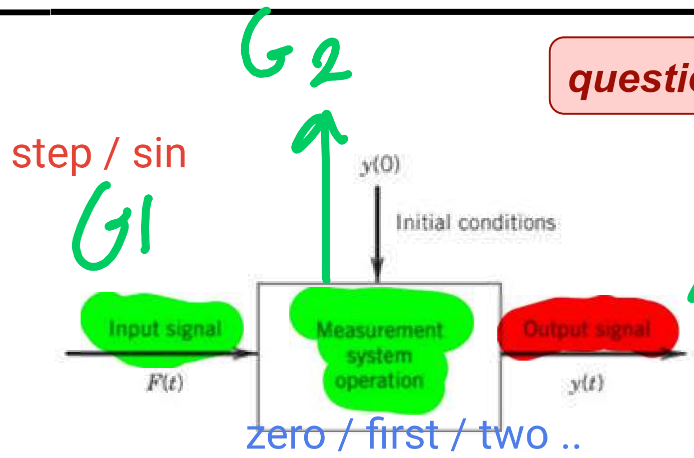


Figure 3.2 Measurement system operation on an input signal, $F(t)$, provides the output signal, $y(t)$.

1) G1 ⬅ الي هي ال input signal كمثال لو كانت periodic أو step

G2 ⬅ هي مكونات نظام القياس وال measurement system operation

G results = G1*G2

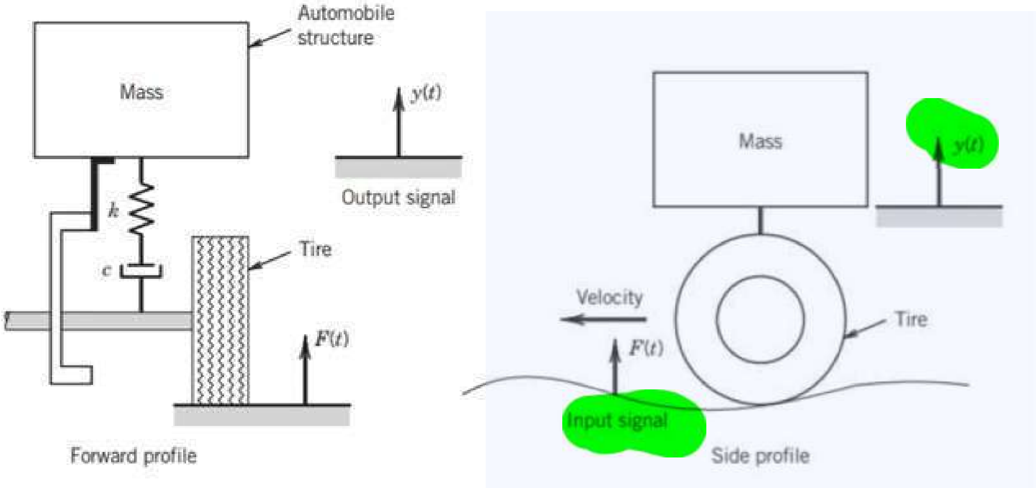
mention

explain

Dynamic Measurements

Dynamic Measurements For dynamic signals, signal amplitude, frequency, and general waveform information is needed to reconstruct the input signal. Because dynamic signals vary with time, the measurement system must be able to respond fast enough to keep up with the input signal.

القياسات الديناميكية ضرورية للإشارات الديناميكية ، وسعة الإشارة ، والتردد ، ومعلومات شكل الموجة العامة لإعادة بناء إشارة الدخل. نظرًا لاختلاف الإشارات الديناميكية مع مرور الوقت ، يجب أن يكون نظام القياس قادرًا على الاستجابة بسرعة كافية لمواكبة إشارة الإدخال.



Automobile

Figure 3.1 Lumped parameter model of an automobile suspension showing input and output signals.

لنفرض نظام داخل سيارة ممكن تكون مرتاح او مش مرتاح حسب شغلتين (y(t ⬆ وال displacement وهما اشيا بعتمدو على ال signal (الطريق)

كل ما تكون (g(1 ثابتة رح تكون قيمة ال (y(t ثابة وتكون انت مرتاح اكثر
هسا حكينا ال signal مهمة لأنها هي الطريق وهي العامل الأول
العامل الثاني جهاز القياس الي هو ال automobile وال damper تاعها

For a static signal , only the signal magnitude is needed to reconstruct the input signal based on the indicated output sig

Dynamic Measurements For dynamic signals , signal amplitude , frequency , and general waveform information is needed to recoı the input signal . Because
dynamic signals vary with time , the measurement system must l respond fast enough to keep up with the input signal .

* zero order

$a_0 y = b_0 X \quad \div a_0$

$y = \frac{b_0}{a_0} X$ → K

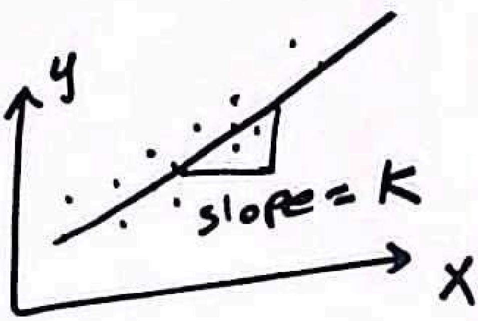
$y = K X$

K → static constant / static sensitivity / steady state gain

• K → static calibration experiment

K → slope of calibration curve

$K = \frac{dy}{dx}$



فهون ممكن تكون الطريق سيئ والسيارة كويسة فما تحس بالطريق
وممكن السيارة(جهاز) كويسة والطريق سيئ فبرضو تحسش بالطريق(signal)

وممكنالسيارة قديمة والطريق مليان تعرجات
فهو ججهاز القياس y(t) رح يعطيني انه عندي مشكلة بال G1وال G2

هاد الموضوع هو موازي للموضوع تاع الكنترول الي اسمه transfer function

$$\frac{\text{Laplace output}}{\text{Laplace input}}$$

فال output بيعتمد على ال input

انواع ال measurement systems

هسا رح نحاول نبدا نعمل model measurement system حسب ال G1وال G2

Consider the following general model of a measurement system, which consists of an nth-order linear ordinary differential equation in terms of a general output signal, represented by variable y(t),and subject to a general input signal, represented by the forcing function, F():

ضع في اعتبارك النموذج العام التالي لنظام القياس ، والذي يتكون من معادلة تفاضلية خطية عادية من الدرجة التاسعة من حيث إشارة خرج عامة ، ممثلة بالمتغير y (t)، وتخضع لإشارة إدخال عامة ممثلة بوظيفة التأثير F ():

هسا بنكتب المعادلة التفاضلية للنظام وبنفرض انها linear system
وما رح نتعلم كيفية حلها لأنه حلها بده كورسات كاملة

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = F(t)$$

where

$F(t) = bx$

$$F(t) = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \cdots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \quad m \leq n$$

هسا هون المعادلة التفاضلية تتكون من جهتين جهة ال input الي هي ال F(t) والجهة الثانية هي عبارة عن معاملات (a) مضروبين بال input الي هو y ومشتقاته

F(t) هي عبارة عن Sumation لكل ال Input
وكتبو الها معادلة تحت ولكن بالبحث تاعنا في هاد الكورس وجدوا انه فش داعي لكل هدول الا للحد الأخير

هون لاحظ انه المعادلات التفاضلية كلها بال t domain لو بدي احولها ل s domain لازم اخذلها لابلاس

a., a1, an... b. ➡Physical Parameters (خصائص منظومة القياس)

Comparing this to the general form for a second-order equation ($n = 2$; $m = 1$) from Equation 3.1,

$$a^2\frac{d^2y}{dt^2} + a_1\frac{dy}{dt} + a_0y = b_1\frac{dx}{dt} + b_0x$$

3.3 SPECIAL CASES OF THE GENERAL SYSTEM MODEL

Zero-Order Systems — *definition*

zero order system لما اخد بس ال اول حد من ال input بهاي الحالة بكون

The simplest model of a measurement systems and one used with static signals is the zero - order system model . This is represented by the zero - order differential equation :

أبسط نموذج لأنظمة القياس وآخر يستخدم مع الإشارات الثابتة هو نموذج النظام الصفري. يتم تمثيل ذلك بالمعادلة التفاضلية ذات الترتيب الصفري:

important

$$a_0y = F(t)$$

$$a_0 y = b_0 x$$

$$y = \left(\frac{b_0}{a_0}\right) x$$

هاد الأشي بذكرني بأشي مهم لما اقسم المعادلة على a.

$$y = K X$$

Static sensitivity → $y(t) = KF(t)$

K is called the static sensitivity or steady gain of the system .

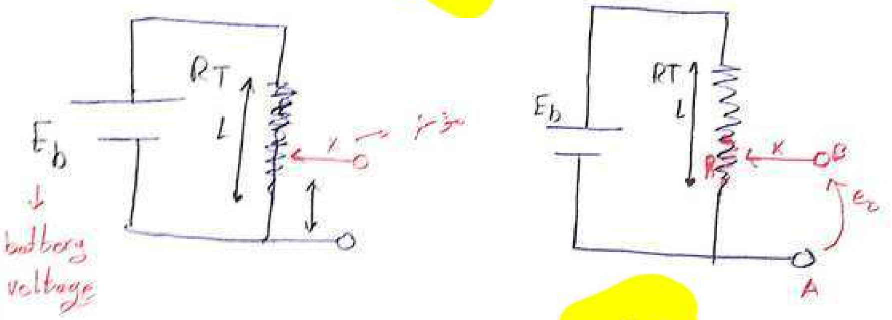
يسمى K بالحساسية الساكنة أو الكسب الثابت للنظام.

The static sensitivity is found from the static calibration of the measurement system . It is the slope of the calibration curve , K=dy/dx

تم العثور على الحساسية الساكنة من المعايرة الثابتة لنظام القياس. إنه منحدر منحنى المعايرة

example :

Example: Potinsiometer

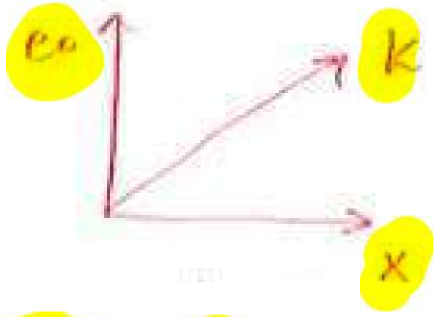


x : input
e_o : output

ال e. ⬅ هو لو شبكت الدارة بفولتميتر عشان اقيس فرق الجهد بين النقطة A والنقطة B وهون بلاقي علاقة بينهم

$$e_o = \frac{X}{L} \cdot E_b$$

لو فكرت ارسم العلاقة بين ال input وال output رح تكون العلاقة(linear)



وال zero order system بظهرلي سيطرة كاملة فأي تغير في ال input بتبعه تغير في ال output

لو سئلني عن قيمة ال K هون كيف بوجدها

Output Input

$$e_o = \frac{X}{L} \cdot E_b$$

static sensitivity وسئلني عن

important

$$e_o = \left(\frac{E_b}{L}\right) X$$

$$e_o = K\ X \qquad K = \frac{E_b}{L}$$

zero order (pointsmeter) is perfect or ideal

question

هسا في هاد المثال النظام perfect او ideal لكن هل فعلا في الحقيقة يوجد نظام ideal؟
الجواب طبعا لا هون افرضنا كثير افتراضات لطلع ideal منها

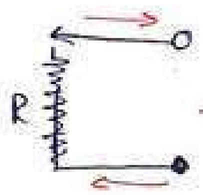
explain

1) اولا اشي افترضنا ← $E_b = R_{Total} = L$

2) R رح توخذ جزء من ال R الكلية ← $(R/R_T) \cdot E_b$

صحيح في الحالة فرضنا ال تيار الي بمر في ال E_b نفسه بمر بال R ولكن هاد غلط

لانه في جزء من التيار رح يمر بال pranch



جزء من تيار يمر بال pranching

٣) فيهاد معناه انه جزء من ال power ما بيوصل ال voltmeter وهاد الأخير

لا يمنع تكون العلاقة linear (100/100) مية بالمية

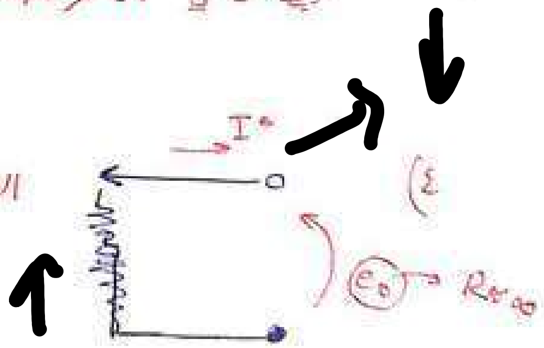
زي كأني انا فرضتها one loop لكن هي بالحقيقة 2 loop

perfect and ideal

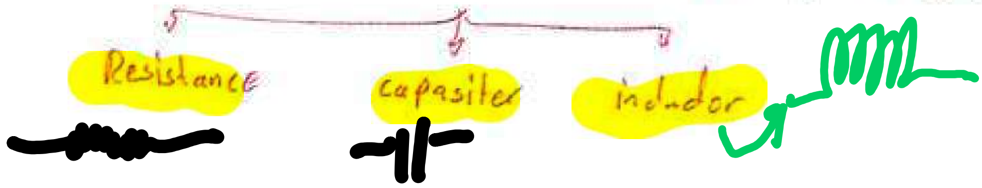
٤) الأشي اللي ممكن يقرب النظام من perfect وتكون العلاقة linear

انه تأخذ التيار بحيز صغير و انها تكون مقاومة الجهاز القياس ∞ (عالية جداً)

كل ما انطبقت هاد الشروط بتكون العلاقة ideal (يعني علاقة خطية بينهم)



٥) بالكهربا اخذنا انه في عنا Electric elements



فبهاد المعمل افترضنا انه هاد المقاوم Resister (100/100) وما فيه لا capasitor ولا inductor لو كانت برضو

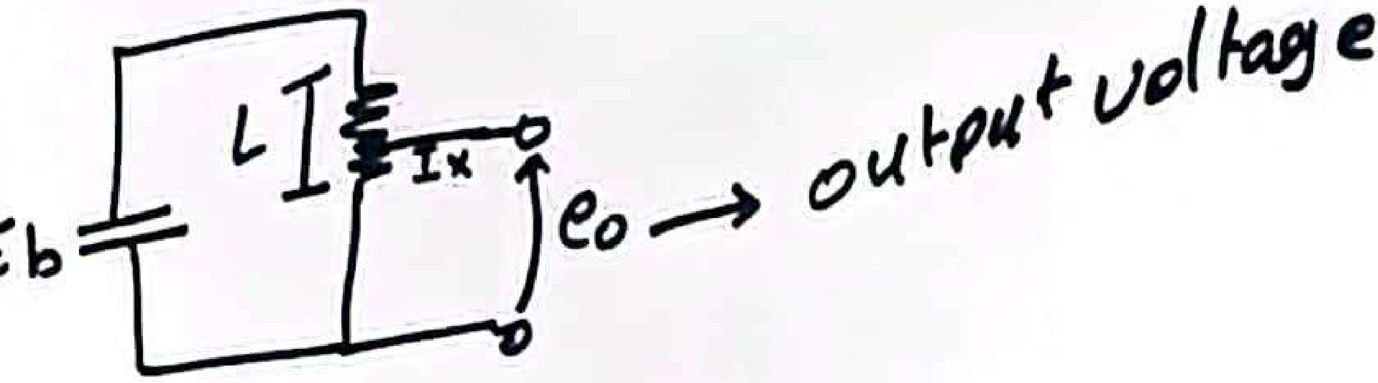
ما الأشيا موجودة رح يبطل العلاقة zero

ممكن يتغير لـ first أو second (نوع النظام)

٦) وافترضنا ايضاً انه اعد حجمه صغير ما بجلنا احتكاك وأهملنا الوزنة

تاع ما اهملنا السرعة ولانه ممكن يغير من سرعة X

* Example : po... measuring displacement



$$\frac{e_o}{x_i} = \frac{E_b}{L}$$

$$e_o = \frac{E_b}{L} x_i$$

$$e_o = K X$$

K → static sensitivety

X → input

Potinsiometer

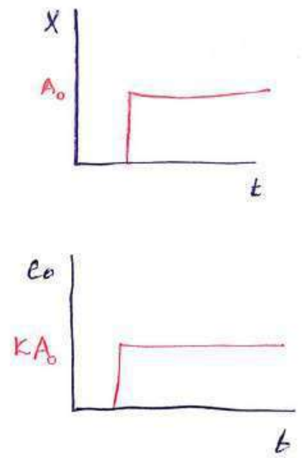
الهدف من كل هاد انه نفهم انه ما في ideal system مية بالمية فعشان هيك بحاول عقدر الإمكان اقل ممن كل الأخطاء الي ممكن تبعد النظام عن ال ideal وما يكون ال input بيعطي output صحيح
Ideal system يعني نظام بدون اخطاء والمؤثر الوحيد على ال output هو ال input

لفهم فكرة السيطرة تا ع ال zero-order

important

لوكانه ال input إشكاله كيف بكونه ال output

input →

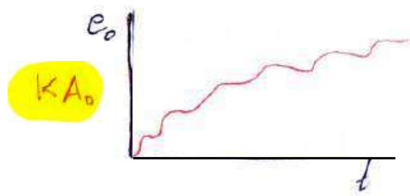


output →

هو طبيعة zero system انه بيوخد ال input ويضربه بال K

لوكانه شكل ال input متغير كيف حيكونه شكل ال output

نفس الشكل ولكن مضروبة بـ K



اسئلة على رسمات ال zero-order

هل هاد ideal instrument ? ideal ✓ yes ✓

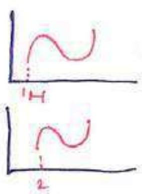
هل هاد Dynamic response ? perfect ✓
(لانه ال input بأثر دايركت بال output)

هل يوجد time lag / phase shift بين ال input وال output ? ✗ ✗
هل يوجد وقت بين ال input وال output حتى يتأثروا

كمثال لتقريب الفكرة الدكتور لما يأخذه بعض بجاوبه بعد فترة ـه فيه Time lag

ملحقة distortion ? ✗ ✗
(هل تغير الشكل قبل وبعد)

كثير حاكي عن ال Time lag / time phase :

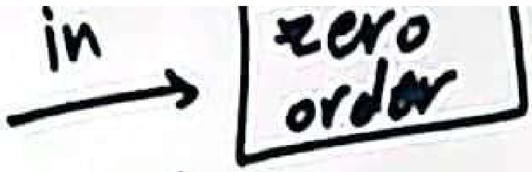


نفس الإشي بس مقبل
كانت بتبدأ من زمن 1
وبعد بدت من زمن 2
مضمن Time lage

perfect system هل ال perfect بالحقيقة يمكن انه يكون موجود؟

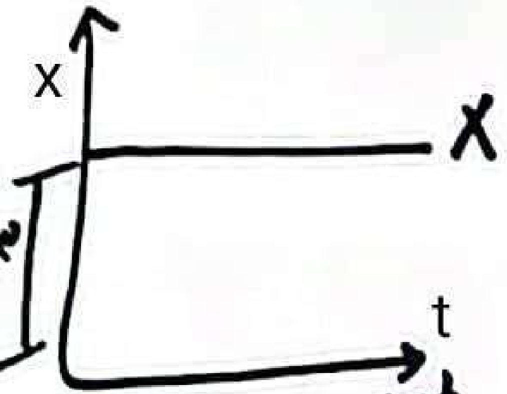
idea نظام بدون اخطاء

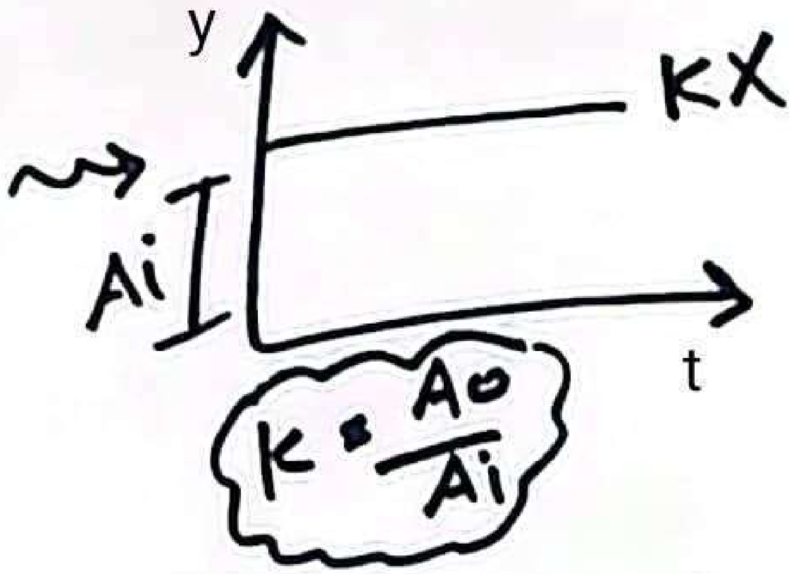
perfec نظام بتأثر فيه ال input بال Out



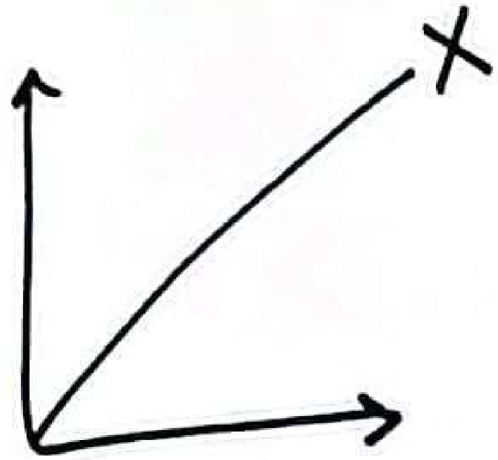
input signal

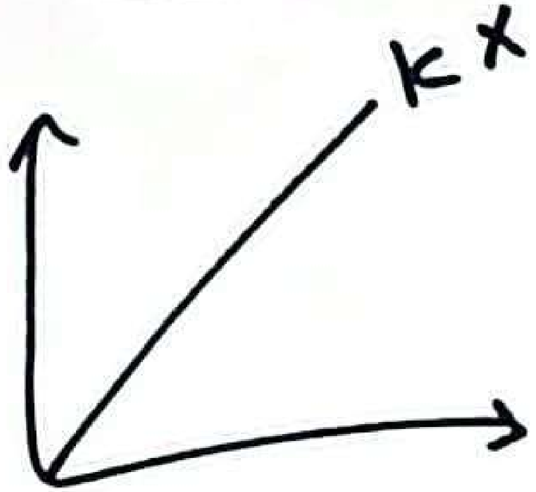
out put signa



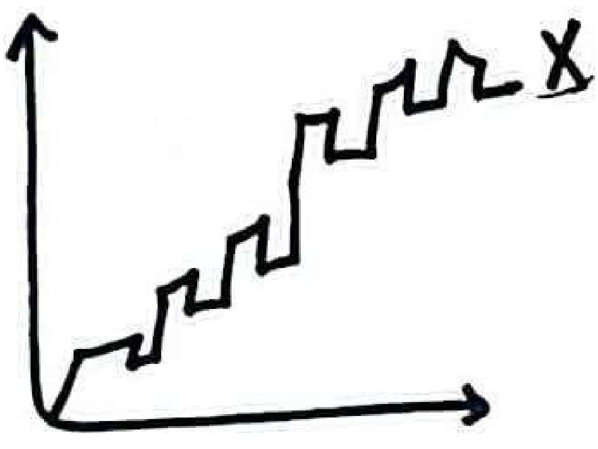


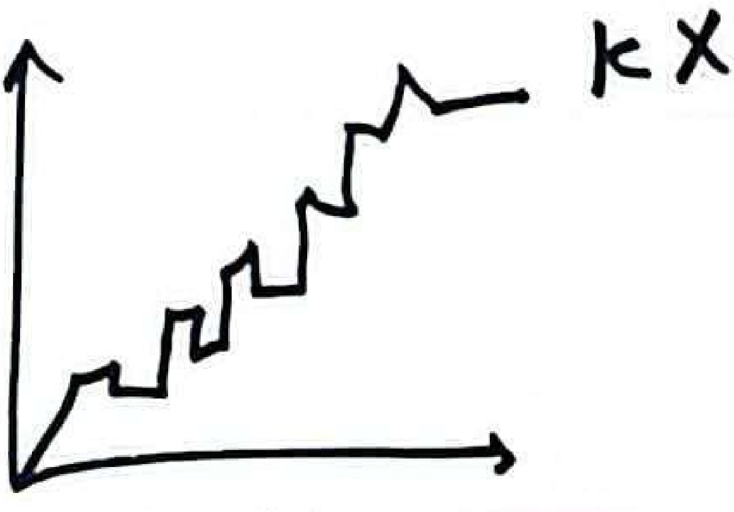
static input
step input





dynamic input





advantages z-o

1. ideal system
2. dynamic response perfect
3. there is no time lag in signal
4. there's no phase shift
5. output like input B = kA
6. تكبير او تصغير الاشارة ما بأثر
7. infinite bandwidth and constant M Ratio

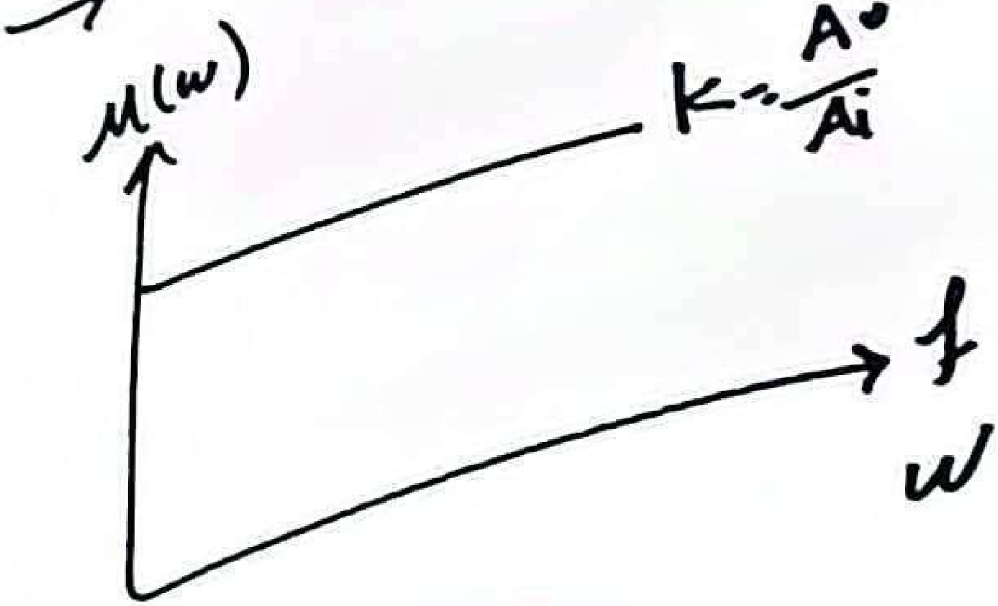
disadvantages for this system :

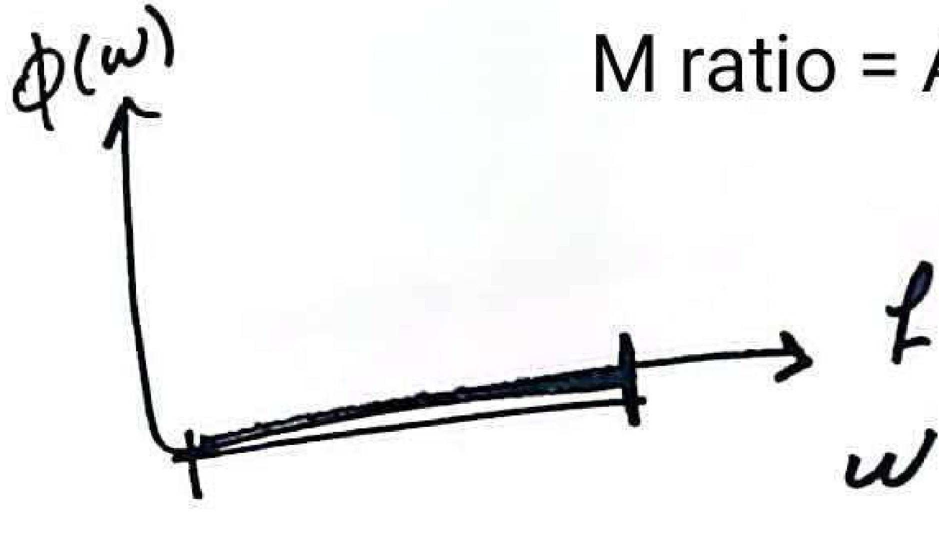
1. resistance isn't pure
2. friction and internal energy or force is almost zero
3. E. need a high energy to exit the system

Mratio = Ai

band width = 20 log M

→





M ratio = A./Ai

modeling guide us :

Fortunately, many measurement systems can be modeled by zero-, first-, or second-order linear. ordinary differential equations. More complex systems can usually be simplified to these lower orders. Our intention here is to attempt to understand how systems behave and how such response is closely related to the design features of a measurement system; it is not to simulate the exact system behavior. The exact input-output relationship is found from calibration. But modeling guides us in choosing specific instruments and measuring methods by predicting system response to signals, and in determining the type, range, and specifics of calibration.

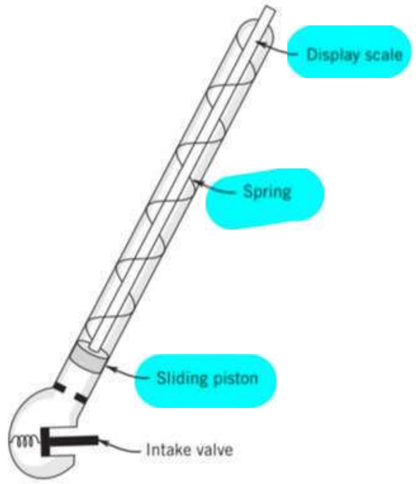
لحسن الحظ ، يمكن نمذجة العديد من أنظمة القياس باستخدام خطي من الدرجة الصفرية أو الأولى أو الثانية. المعادلات التفاضلية العادية . يمكن عادةً تبسيط الأنظمة الأكثر تعقيدًا لهذه الطلبات الأقل. هدفنا هنا هو محاولة فهم كيفية تصرف الأنظمة وكيف ترتبط هذه الاستجابة ارتباطًا وثيقًا بميزات تصميم نظام القياس ؛ ليس لمحاكاة سلوك النظام بالضبط. تم العثور على العلاقة الدقيقة بين الإدخال والإخراج من المعايرة. لكن النمذجة ترشدنا في اختيار أدوات وطرق قياس محددة من خلال التنبؤ باستجابة النظام للإشارات ، وفي تحديد نوع ونطاق وخصائص المعايرة.

Example 3.2 مثال على النظام الصفري

Figure 3.4 Lumped parameter model of pressure gauge

example :

Pencil style pressure gauge



(a) Pencil-style pressure gauge

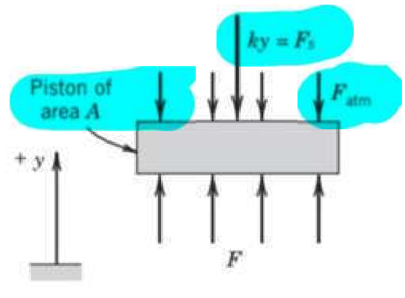
الأسود هو الغلاف الخارجي للجهاز

(c) Photograph of the components within a pencil-type pressure gauge

Display scale هون عليه زي تدرج بيعطي قيمة ال pressure

هاي الجلدة السوداء هي عبارة عن piston بالداخل

هون زي زنبرك بداخل الجهاز



(b) Free-body diagram

لاحظ انه هاد ال peston عليه قوتين الأولى هو ال pressure تاع ال atmosphere

والثاني هو ال f تاع الزنبرك

والقوتين متساويتان لأنه النظام متوازن

use in

A pencil - type pressure gauge commonly used to measure tire pressure can be modeled at static equilibrium by considering the force balance on the gauge sensor, a piston that slides up and down a cylinder piston

يمكن نمذجة مقياس ضغط من نوع القلم الرصاص يستخدم عادة لقياس ضغط الإطارات عند توازن ثابت من خلال مراعاة توازن القوة على مستشعر القياس ، وهو مكبس ينزلق لأعلى ولأسفل مكبس أسطوانة

important

$$\Sigma F = 0, \text{ gives}$$

$$ky = F - F_{atm}$$

$$Ky = p * A$$

الي هي الضغط المؤثر عالمساحة Aفي p هي القوة تاع الزنبرك ومساوية لل Ky

Pressure is simply the force acting inward over the piston surface area, Dividing through by area provides the zero - order response equation between output isplacement and input pressure and gives

الضغط هو ببساطة القوة المؤثرة للداخل على مساحة سطح المكبس ، وتقسيمها حسب المنطقة يوفر معادلة الاستجابة ذات الترتيب الصفري بين وضع الإخراج وضغط الإدخال ويعطي

$$y = (A/k)(p - p_{atm})$$

لماذا هذا المودل مش مناسب للديناميك ؟

The exact static input - output relationship is found through calibration of the gauge. Because elements such as piston inertia and frictional dissipation were not considered, this model would not be appropriate for studying the dynamic response of the gauge.

explain

تم العثور على علاقة الإدخال والإخراج الثابتة الدقيقة من خلال معايرة المقياس. نظرًا لعدم مراعاة عناصر مثل القصور الذاتي للمكبس والتبديد الاحتكاكي ، فلن يكون هذا النموذج مناسبًا لدراسة الاستجابة الديناميكية للمقياس.

Example 3.2: Pencil type Pressure.

$$\Sigma F = 0$$

$$Ky = F - F_{atm}$$

$$P = \frac{F}{A}$$ → piston

$$y = (A/k)(P - P_{atm})$$

↑ from calibration for gague

just for

static response of the gague

not suitable for dynamic

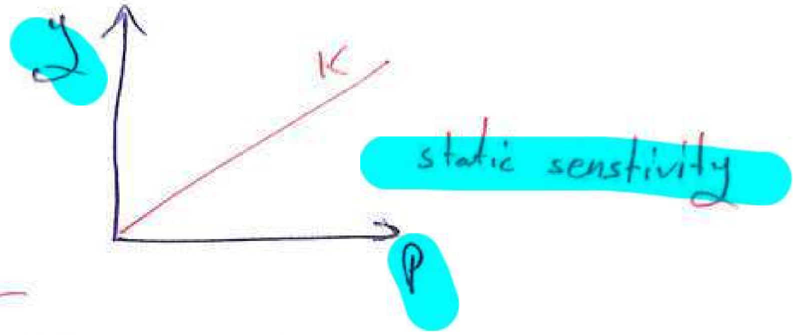
لو بدي ارسم العلاقة بينهم

$$Ky = p^* A$$

$$K = \frac{k}{A}$$

y: output

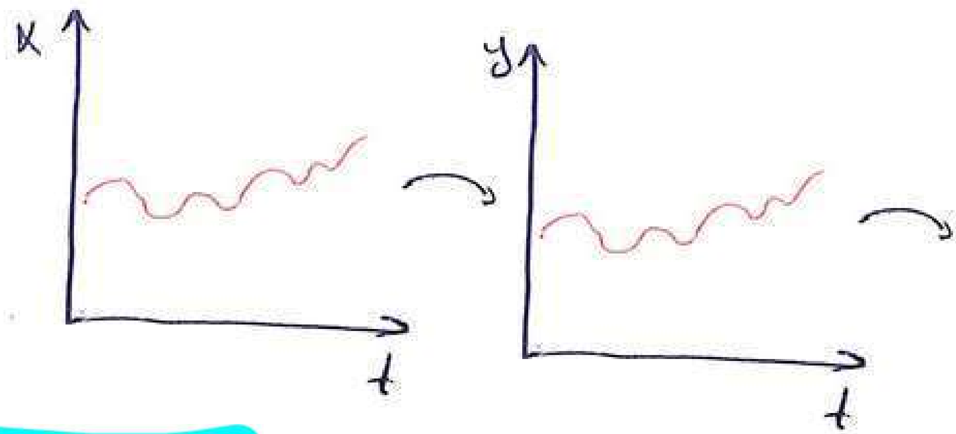
p: input



static calibration curve

وبرضو اي تغير بقيمة ال x بتغير بقيمة ال t

important



لو بتلاحظ نفس ال

wave form

FirsOrder Systems

Measurement systems that contain storage elements do not respond instantanecusly to changes in input.

أنظمة القياس التي تحتوي على عناصر تخزين لا تستجيب بشكل فوري للتغييرات في المدخلات.

first order system

$$a_1 \dot{y} + a_0 y = f(t)$$

هاد الحد زائد عن ال zero-order

هسا اي معادلة احنا بنحاول نبسطها بحيث تبقا ال y لحالها

زي ممثلا ال zero-order قسمناها على a. وهيك بعمل هون

$$a_1 \dot{y} + a_0 y = f(t)$$

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

τ: Time constant $= a_1 / a_0$

K: static sensitivity

may be modeled using a first-order differential equation of the form

$$a_1\dot{y} + a_0 y = F(t)$$

important

with $\dot{y} = dy/dt$. Dividing through by a_0 gives

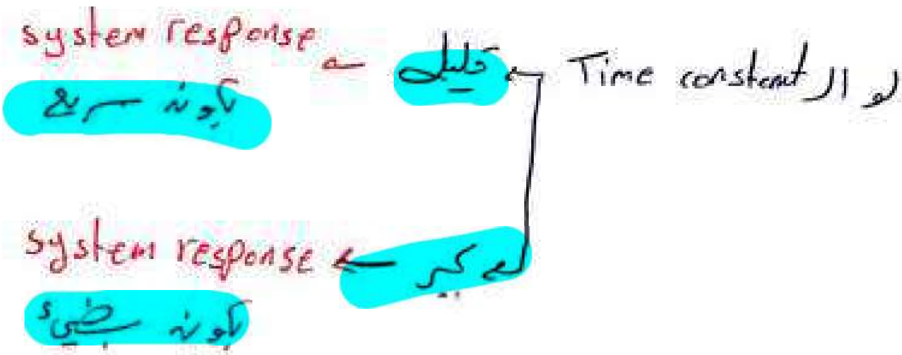
$$\tau y + y = KF(t)$$

The parameter T is called the time constant of the system.

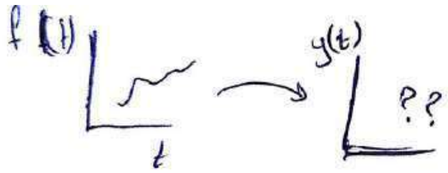
تسمى المعلمة T ثابت الوقت للنظام.

تمام بس هسا شو الفائدة من ال time constant ال time constant بتعبرلي عن ال

Speed of system responds



هسا زي بدنا نحاول نحل المعادلة التفاضلية هاي تاع ال first order وحناخذ حالتين عشان اشوف لو تغير f(t) الي هو ال input كيف حيصير y(t)



Step Function Input

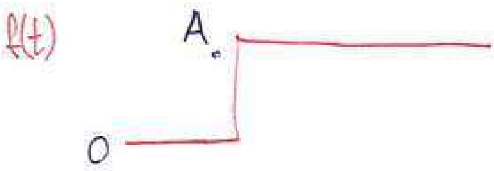
The step function, $AU(t)$, is defined as

where A is the amplitude of the step function
حيث A هي سعة دالة الخطوة

$$AU(t) = 0 \quad t \le 0^-$$
$$AU(t) = A \quad t \ge 0^+$$

a sudden change in the input signal from a constant value of one magnitude to a constant value of some other magnitude

تغيير مفاجئ في إشارة الدخل من قيمة ثابتة مقدارها إلى قيمة ثابتة لبعض المقدار الآخر

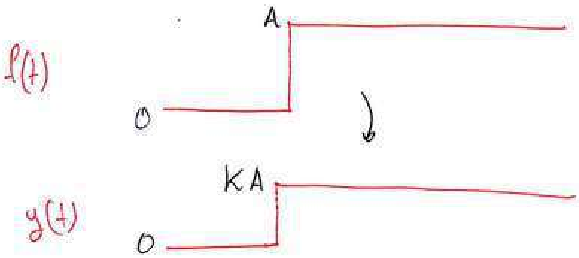


كمثال عليه لما انقل الميزان تاع الحرارة من كوب مثلج لكوب بغلي هاد شكله العام قبل ما اشوف استجابته بال FirsOrder

important

$$\begin{cases} t = A, & t > 0 \\ t = 0, & t < 0 \end{cases}$$

تمام هسا قبل ما اسوف استجابته بال first order بتذكر كيف استجاب عندي بال Zero-order.

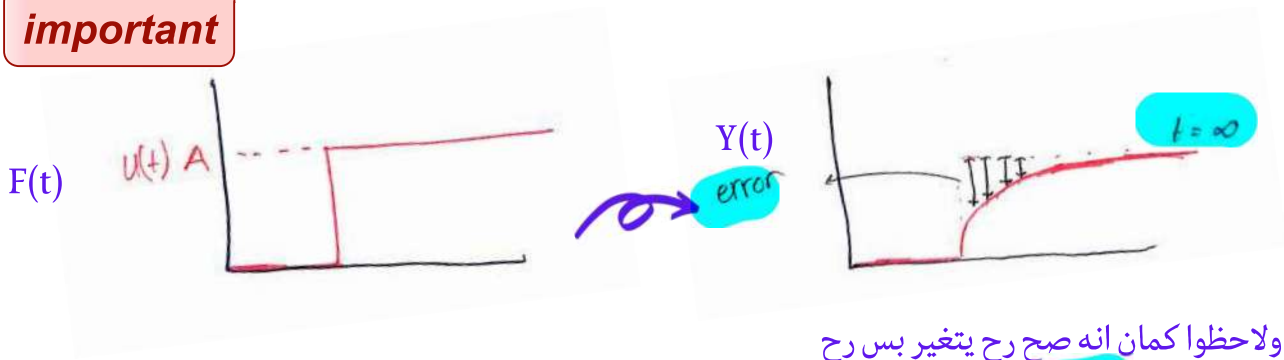


رح يضل نفس الشكل وبس ينضرب ب k

طبعاً بالواقع ما عندي system بيرفكت مية بالمية يعطيني zero-order
إلا ما يكون عندي time constant لحد ما يستجيب ال system

تمام هسا كيف بستجيب ال first order بال step function
لاحظوا علماء الرياضيات انه بال step function الكيرف رح يختلف عندي
بال output عن ال input

important



ولاحظوا كمان انه صح رح يتغير بس رح
يثبت عند الأنفنتي او عند رقم كبير
ويصير بشبه ال zero-order

تمام هسا لاقوا شكل الاقتران وبعدها حاولوا يحلوا المعادلة عشان يقدرو يعرفوا y(t)

$$y(t) = KA + (y_0 - KA)e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$F(y) = A\,u(t)$

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

steady response → بعد زمن طويل ال System رح يتصرف زي ال Zero-order

Transient response → بعد فترة عشان ال System يتصرف زي ال Zero-order وال output تتبع ال input

$$\tau\dot{y} + y = KAU(t) = KF(t)$$ الأساسية

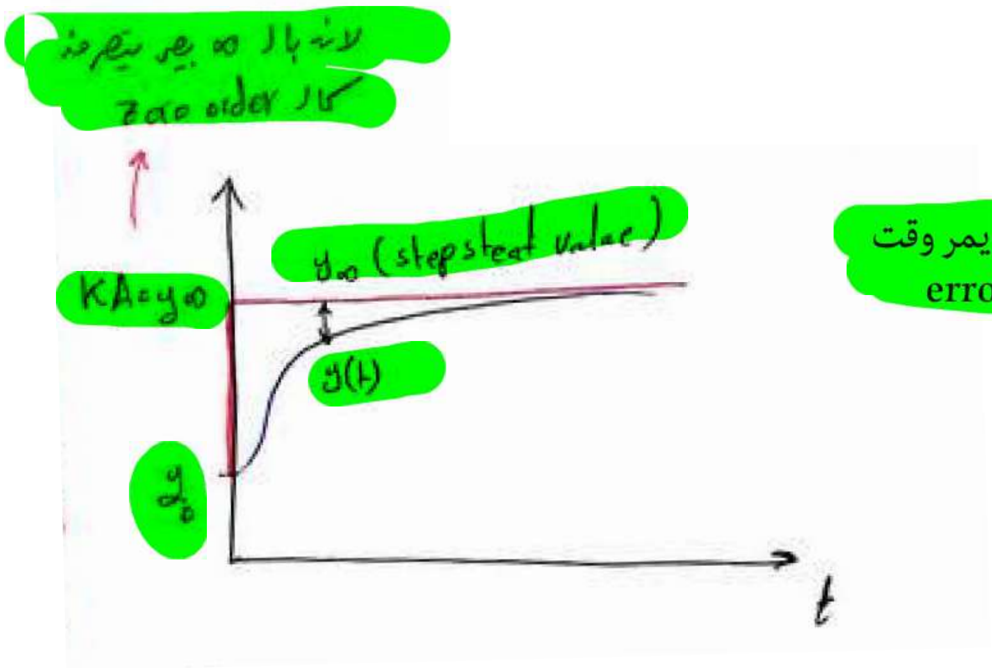
with an arbitrary initial condition denoted by, $y(0) = y_0$. Solving for $t \geq 0^+$ yields

$$\underbrace{y(t)}_{\text{Time response}} = \underbrace{KA}_{\text{Steady response}} + \underbrace{(y_0 - KA)e^{-t/\tau}}_{\text{Transient response}}$$

The solution of the differential equation, T, is the time response (or simply the response) of the system.

حل المعادلة التفاضلية ، T ، هو استجابة للوقت (أو ببساطة استجابة) للنظام.

كتوضيح لفكرة ال error



لاحظ بأنه كل ما يمر وقت
رح يقل ال error

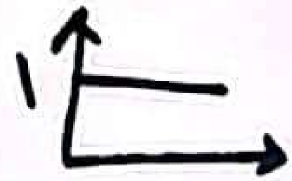
Suppose we rewrite the response Equation 3.5 in the form

$$\Gamma(t) = \frac{y(t) - y_\infty}{y_0 - y_\infty} = e^{-t/\tau}$$

The term $\Gamma(t)$ is called the *error fraction* of the output signal. Equation 3.6 is

$\rightarrow x(t) = A\,u(t)$

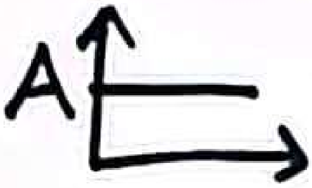
$$u(t) = \begin{cases} 0, & t<0 \\ 1, & t>0 \end{cases}$$



$\rightarrow \tau \dot{y} + y = k\,x$

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

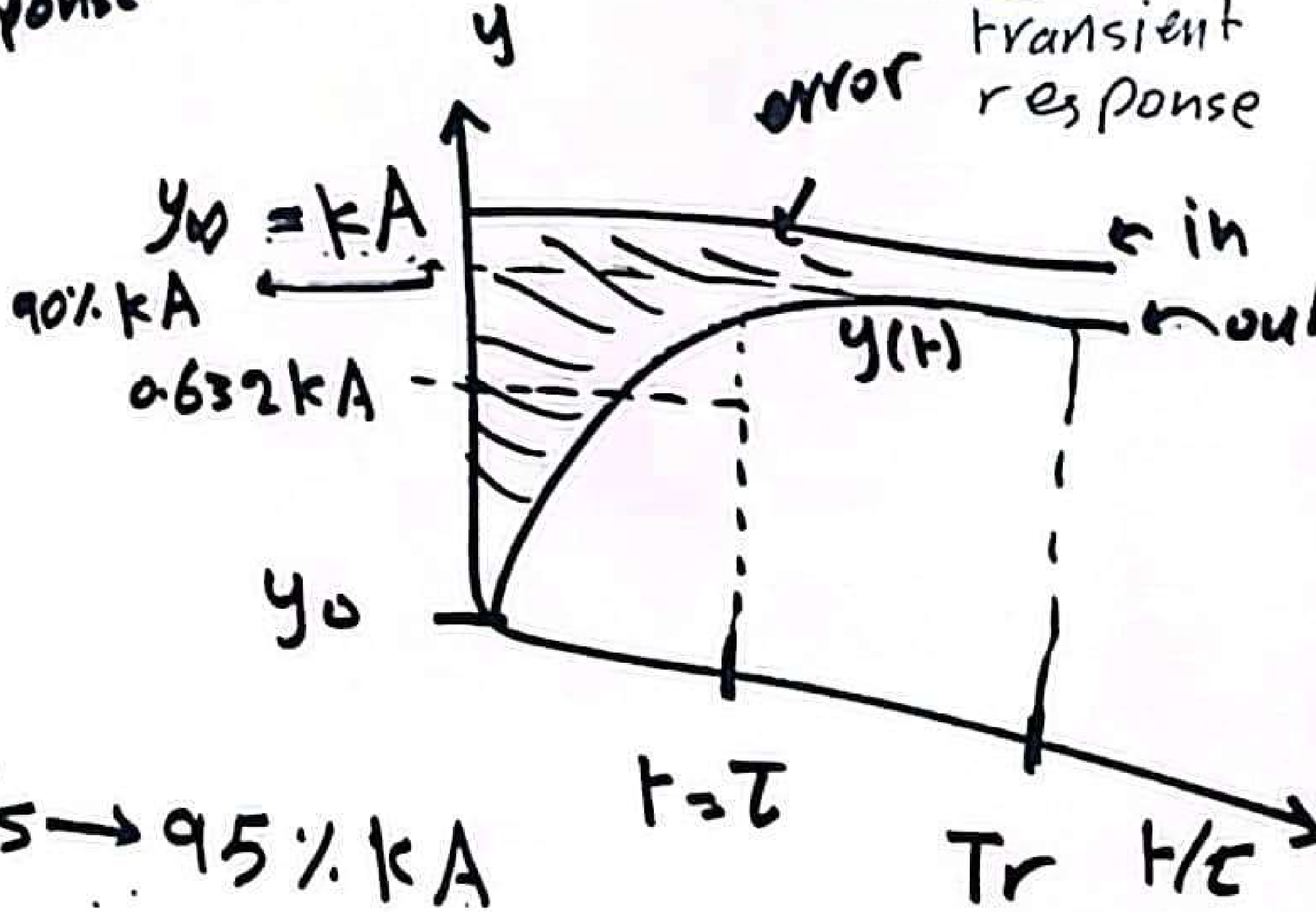
$$A u(t) = \begin{cases} 0, & t<0 \\ A, & t>0 \end{cases}$$



---

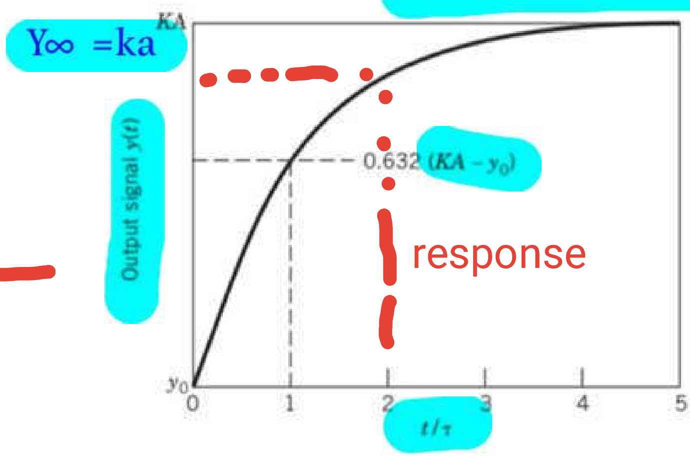
output / time response

$$\rightarrow y(t) = \underbrace{kA}_{\text{steady response}} + \underbrace{(y_0 - kA)\, e^{-t/\tau}}_{\text{transient response}}$$



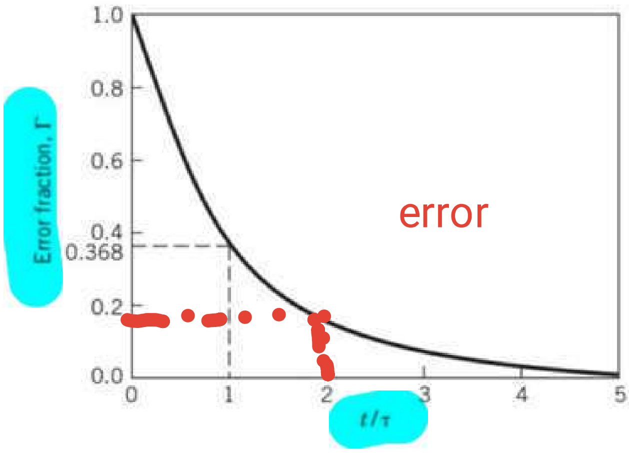
$T_s \rightarrow 95\%\ kA$

توضيح لفكرة ال time constant



لاحظ انه بال x axis عندي t على تاو
فمثلا عند الزمن ١ بتكون t=تاو

Figure 3.6 First-order system time response to a step function input: the time response, $y(t)$.



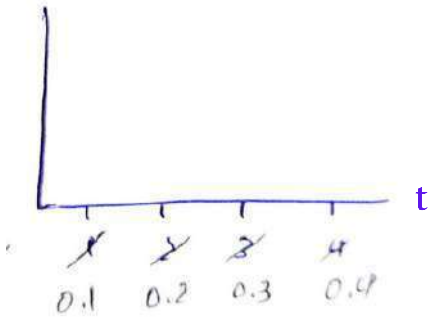
1- graph of (y(t) - t/taw) = error friction

Figure 3.7 First-order system time response to a step function input: the error fraction, Γ.

Note :

بعد مرور واحد second من time response في الرسمة الأولى رح يكون 0.632 إذن ال
errot كيف بحسبه
ه االمكملة فبحكي 1 - 0.632 =0.368
الطاهو في الرسمة الثانية

حكينا قبل انه التاو بتعتمد عجهاز القياس طي لو الرسمة ال x axis بال t
مش t على تاو وحكالي انه التاو تاع الجهاز=0.1



لاحظ انه ال a axis هو t بشطب القيم وبرجع بعبيهم حسب تاو
لهي االكتاب مختصر القصة وفوراً حاطتها t على تاو

Table 3.1 First-Order System Response and Error Fraction

t/τ	% Response	Γ	% Error
0	0.0	1.0	100.0
1	63.2	0.368	36.8
2	86.5	0.135	13.5
2.3	90.0	0.100	10.0
3	95.0	0.050	5.0
5	99.3	0.007	0.7
∞	100.0	0.0	0.0

ـ بـ 0 وقتها كانت الـ Response صفر
والـ error 1 ← (0 - 1) = 1

ـ بـ 1 وقتها كانت الـ Response 63.2
والـ error (1 - 63.2) = 0.368

وهكذا

plot is equivalent to the transformation

$$\ln \Gamma = 2.3 \log \Gamma = -(1/\tau)t \quad (3.7)$$

which is of the linear form, $Y = mX + B$ (where $Y = \ln \Gamma$, $m = -(1/\tau)$, $X = t$, and $B = 0$ here). A linear curve fit through the data will provide a good estimate of the slope, m, of the resulting plot. From Equation 3.7, we see that $m = -1/\tau$, which yields the estimate for τ.

ال تاو بتعتمد عجهاز وكلما كانت قليلة ال response بكون اسرع

الزمن 2.3 هو مهم النا لأنه بتكون درجة الاستجابه عنده 90 بالمية وال error فقط 10 بالمية وهو حفظ

The time required for a system to respood to a value that is 90% of the step inpat, Yo-Yo, is important and is called the rise time of the system.

يعد الوقت اللازم لاستعادة النظام لقيمة 90٪ من الخطوة الداخلية ، Yo-Yo ، أمرًا مهمًا ويسمى وقت صعود النظام.

ممكن يسئلني بها الطريقة

$\tau_{90\%} = 2.3\tau$ هيك لو سألني

$\tau_{as\%} = 3\tau$

$\tau_{Response} = \tau \rightarrow$ تاو

Chapter 3 Measurement System Behavior

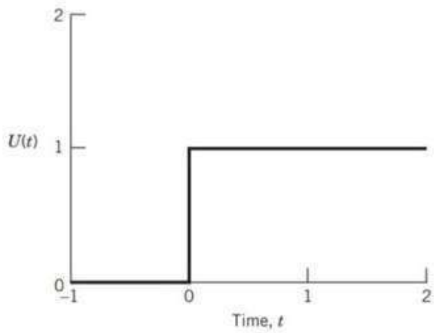


Figure 3.5 The unit step function, $U(t)$.

معلومة للمراجعة :رسمة ال step function

⇝ fraction ...

$$\Gamma(t) = \frac{y(t) - y_\infty}{y_0 - y_\infty} = e^{...}$$

Tr → rise time [90%] KA

Ts → settling time [95%] KA

75%, 25%, 60% → response time

90% KA ⇝ error = 10%

$$\frac{10}{100} = e^{-t/\tau} \rightarrow t/\tau = 2.3$$

$$\boxed{t = 2.3\,\tau}$$

95% KA → error = 5%

$$\frac{5}{100} = e^{-t/\tau}$$

63.2%

error = 36.8%

$$\frac{36.8}{100} = e^{-t/\tau}$$

⇝ fraction

$$\Gamma(t) = \frac{y(t) - y_\infty}{y_0 - y_\infty} = e$$

T_r → rise time [90%] KA

T_s → settling time [95%] KA

75%, 25%, 60% → response time

90% kA → error = 10%

$\frac{10}{100} = e^{-t/\tau} \rightarrow t/\tau = 2.3$

$t = 2.3\tau$

95% kA → error = 5%

$\frac{5}{100} = e^{-t/\tau}$

$\frac{t}{\tau} = 3$

$t = 3\tau$

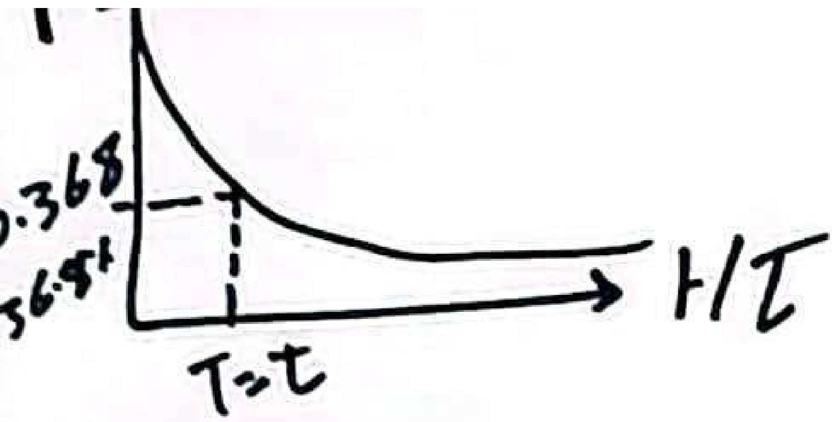
63.2%

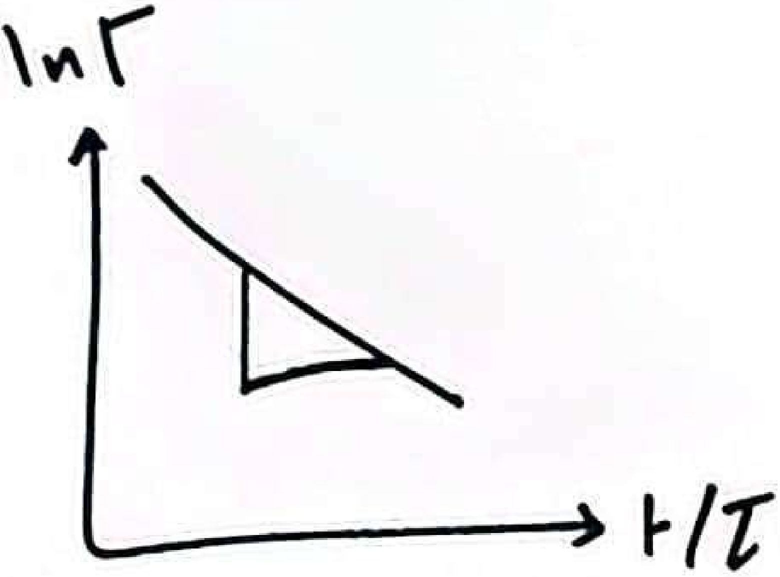
error = 36.8%

$\frac{36.8}{100} = e^{-t/\tau}$

$\frac{t}{\tau} = 1$

$t = \tau$





slope $= \frac{-1}{\tau}$

$$T(t) = T_\infty + (T_0 - T_\infty)e^{-t/\tau}$$

$$y(t) = y_\infty + (y_0 - y_\infty)e^{-t/\tau}$$

* First order :-

$$a_1 \dot{y} + a_0 y = b_0 X \quad \div a_0$$

$$\frac{a_1}{a_0} \dot{y} + y = \frac{b_0}{a_0} X$$

$\frac{a_1}{a_0} \rightarrow \tau$ $\qquad \frac{b_0}{a_0} \rightarrow K$

$\tau \downarrow$ speed $\uparrow$ better

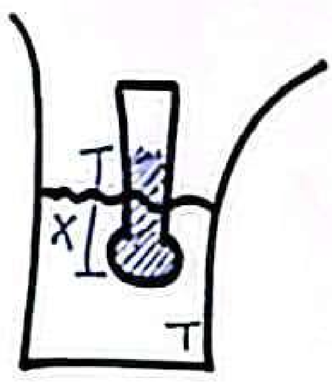
$$\tau \dot{y} + y = K X$$

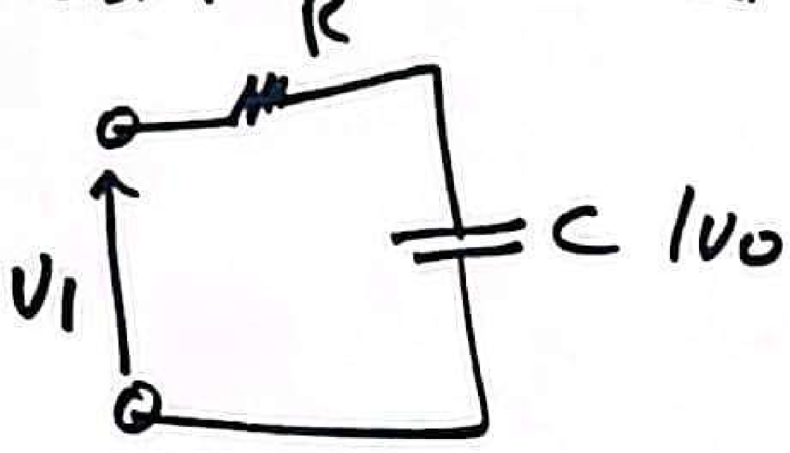
τ: Time constant (s) (speed of respons)

$K \rightarrow$ static sensitivity. from calibration static

---

* Thermometer :-

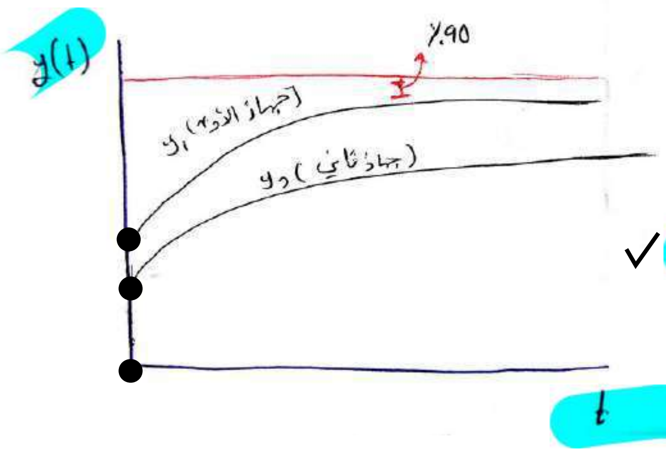




$$\tau = RC$$

example :

no error (zero)



question

افرض عندي جهازين وهي رسماتهم
فبدي اقارن بينهم
او اشي بحدد نوع ال measurement وال input
من رسمة ال output
فم السمة انا عاوف انها FirsOrder measurement ✓
وال input هو step inpat ✓

السؤال يا ترى مين الجهازين
Response تاعه اسرع ؟
لأنه بيوصل لل 90 بالمية بوقت اسرع

السؤال الثاني يا ترى τ_1 ولا τ_2 ؟

$\tau_1 < \tau_2$

لأنه y_1 اسرع إذن التاو تاعه قليل

مثال على ال First order instrument
ميزان الحرارة لأنه بده وقت ليقيس
الحرارة فيوجد Time constant إذن غالبا First order
(thermometer)

Examples

example :

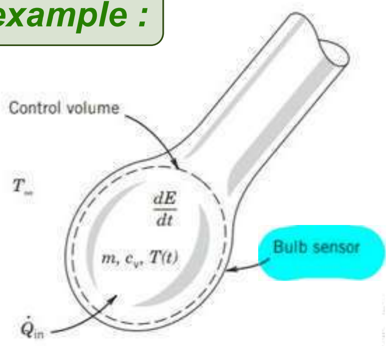


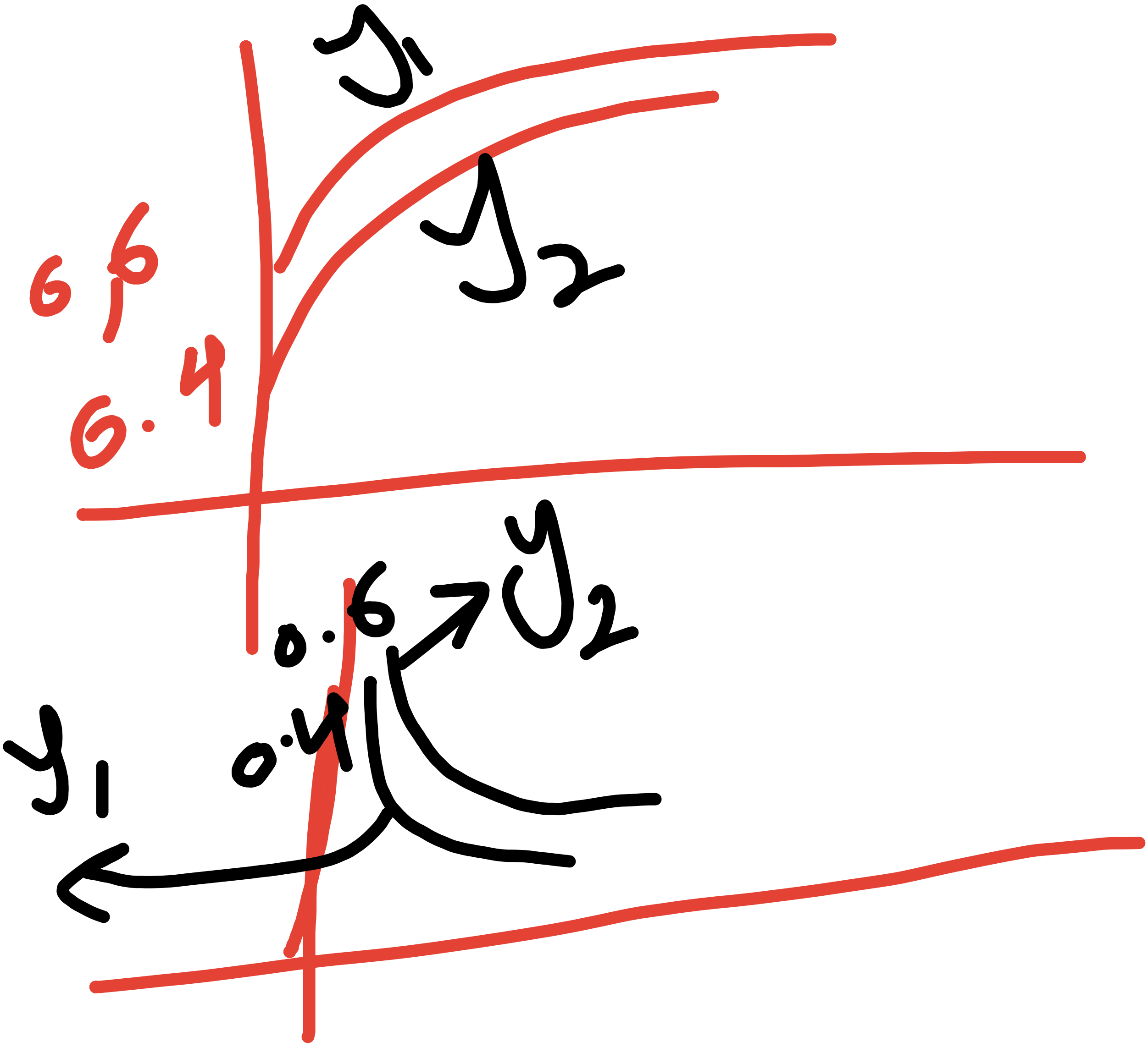
Figure 3.9 Lumped parameter model of thermometer and its energy balance (Ex. 3.3).

عملية انتقال الحرارة من ال measured Medium
للسائل الداخلي بتحتاج وقت معين (time constant)
فهي اكيد مهي zero-order
وغالبا هي FirsOrder
لما تقيس درجة حرارتك الميزان بده وقت ليعطي انه ٣٧

question

Suppose a bulb thermometer originally indicating 20 C is suddenly exposed to a fluid temperature of 37 C. Develop a model that simulates the thermometer output response.

لنفترض أن ترمومتر لمبة يشير في الأصل إلى أن 20 درجة مئوية قد تعرضت فجأة لدرجة حرارة مائع تبلغ 37 درجة مئوية. طور نموذجًا يحاكي استجابة خرج مقياس الحرارة.



one first order

اسئلة على رسمات ال zero-order

هل هاد ideal instrument ؟ yes ideal ✓ ✗

هل هاد Dynamic response ؟ ✓ perfect ✗
(لانه ال input بأثر دايركت بال output)

هل يوجد time lag / phase shift
بين ال input وال output ؟ ✗ ✓✓

هل يوجد وقت بين ال input وال output متتاليا نشوفها بعض

كمثال لتقريب الفكرة الدكتور حكاليا لما اضغط بجاوبه
Time lag ← بعد فترة ســ ه فيه

هل فيه distortion ؟ ✗ ✓✓
((هل تغير الشكل قبل ولا بعد))

where

m = mass of liquid within thermometer
c_v = specific heat of liquid within thermometer
h = convection heat transfer coefficient between bulb and environment
A_s = thermometer surface area

The term hA_s controls the rate at which energy can be transferred between a fluid and a body; it is analogous to electrical conductance. By comparison with Equation 3.3, $a_0 = hA_s$, $a_1 = mc_v$, and $b_0 = hA_s$. Rewriting for $t \geq 0^+$ and simplifying yields

$$\frac{mc_v}{hA_s}\frac{dT(t)}{dt} + T(t) = T_\infty$$

From Equation 3.4, this implies that the time constant and static sensitivity are

$$\tau = \frac{mc_v}{hA_s} \qquad K = \frac{hA_s}{hA_s} = 1$$

Direct comparison with Equation 3.5 yields this thermometer response:

$$T(t) = T_\infty + [T(0) - T_\infty]e^{-t/\tau}$$
$$= 37 - 17e^{-t/\tau}\ [^\circ C]$$

mention

$$\tau = \frac{mc_v}{hA_s}$$

من قانون ال التاو بعرف العوامل الي بتعتمد عليها
ال وهي ال (mass(m وال (conductivity (cv وال heat
(treatment (h

$$K = \frac{hA_s}{hA_s} = 1$$

اما اسمها ال
Static sensitivity
او steady state
لأنها بتربط ال input بال output

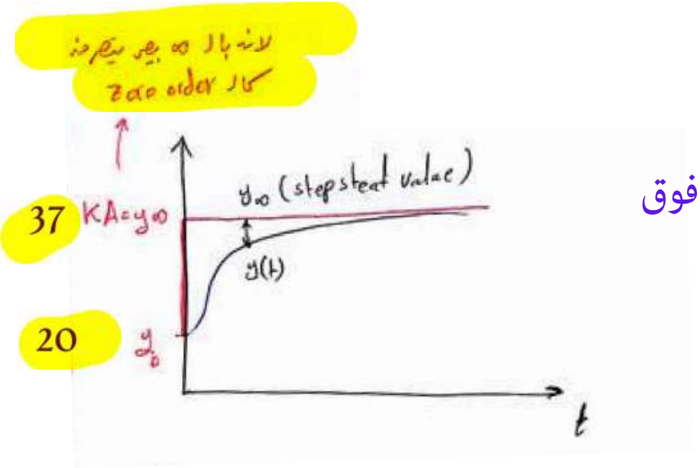
السؤال عن الجهاز الاول في حالة step و first order

Also, it is significant that we found that the response of the temperature measurement system in this case depends on the environmental conditions of the measurement that control h, because the magnitude of h affects the magnitude of T

explain

أيضًا ، من المهم أننا وجدنا أن استجابة نظام قياس درجة الحرارة في هذه الحالة تعتمد على الظروف البيئية للقياس الذي يتحكم في h ، لأن حجم h يؤثر على حجم تاو.

تكرار للي فوق بأنه النظام بيعتمد عوامل تاو ومنها h



هون انتقلت من 20 ل 37

المعادلة تاع الرسمة هى حل المعادلة الي فوق

$$T(t) = T_\infty + [T(0) - T_\infty]e^{-t/\tau}$$
$$= 37 - 17e^{-t/\tau}\ [^\circ C]$$

$$f(t) = 20 + 17u(t)$$

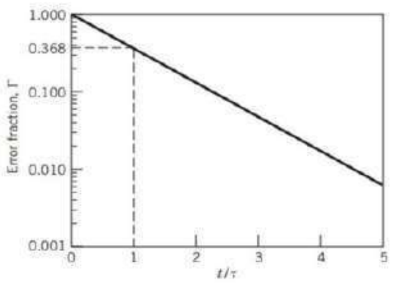


Figure 3.8 The error fraction played on semilog coordinates.

الشكل 3.8 جزء الخطأ الذي تم تشغيله على الإحداثيات شبه اللوغاريتمية.

خلصنا من الحالة الأولى لل FirsOrder وهي لما يكون ال step input ⬅ input

may be modeled using a first-order differential equation of the form

$$a_1\dot{y} + a_0 y = F(t)$$

with $\dot{y} = dy/dt$. Dividing through by a_0 gives

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

بمعنى كنا نعوض بدل ال step input ⬅ f(t)

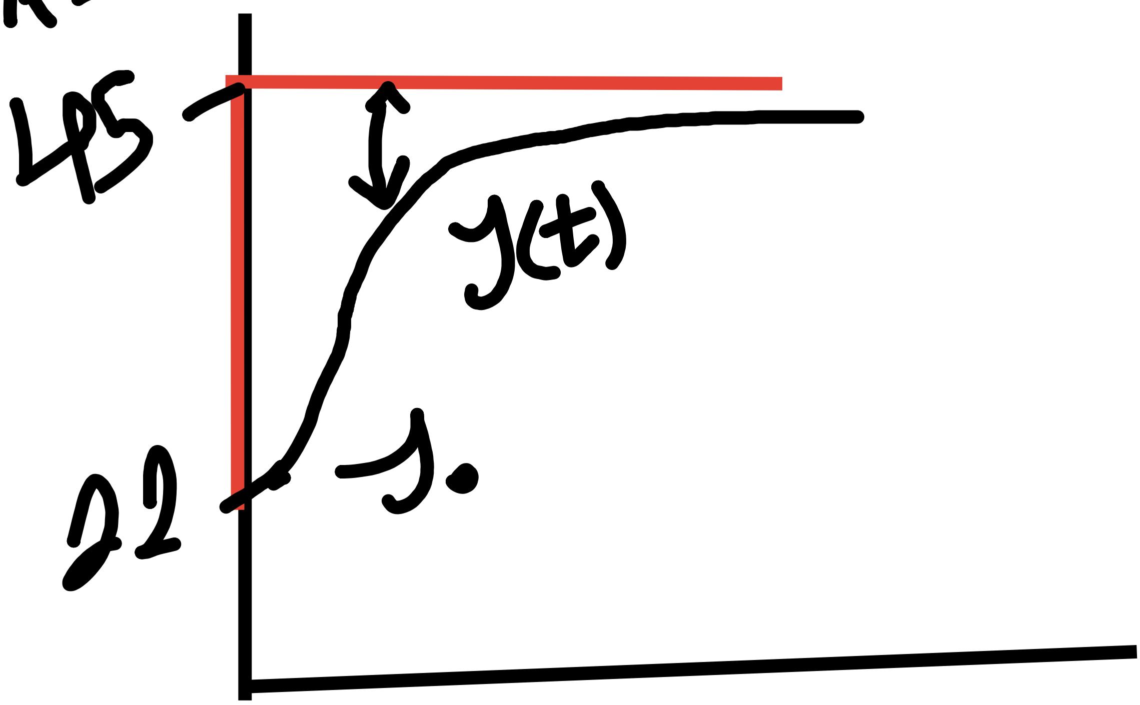
هسا بدنا ننتقل للحالة الثانة الي بدل ال f(t) ⬅ بعوض simple periodic function input

وبشوف لو كانت ال f(t) شكلها sin او cos كيف بكون شكل ال y(t)

output

Suppose a bulb thermometer originally indicating 22 C i
suddenly exposed to a fluid temperature of 45 C. Develo
model that simulates the thermometer output response

KA = ??



$$T(t) = t_\infty + (t - t_\infty) \times e^{-t/\tau}$$

(KA)

$$T(t) = 45 - 23e^{-t/\tau}$$

امثلة مخططين بس الدكتور ما شرح عنهم

Example 3.4

For the thermometer in Example 3.3 subjected to a step change in input, calculate the 90% rise time in terms of t/τ.

KNOWN Same as Example 3.3

ASSUMPTIONS Same as Example 3.3

FIND 90% response time in terms of t/τ

SOLUTION The percent response of the system is given by $(1-\Gamma)\times 100$ with the error fraction, Γ, defined by Equation 3.6. From Equation 3.5, we note that at $t=\tau$, the thermometer will indicate $T(t) = 30.75°C$, which represents only 63.2% of the step change from 20° to 37°C. The 90% rise time represents the time required for Γ to drop to a value of 0.10. Then

$$\Gamma = 0.10 = e^{-t/\tau}$$

or $t/\tau = 2.3$.

COMMENT In general, a time equivalent to 2.3τ is required to achieve 90% of the applied step input for a first-order system.

Example 3.5

A particular thermometer is subjected to a step change, such as in Example 3.3, in an experimental exercise to determine its time constant. The temperature data are recorded with time and presented in Figure 3.10. Determine the time constant for this thermometer. In the experiment, the heat transfer coefficient, h, is estimated to be 6 W/m^2-°C from engineering handbook correlations.

KNOWN Data of Figure 3.10

$h = 6\ \text{W/m}^2\text{-°C}$

ASSUMPTIONS First-order behavior using the model of Example 3.3, constant properties

FIND τ

SOLUTION According to Equation 3.7, the time constant should be the negative reciprocal of the slope of a line drawn through the data of Figure 3.10. Aside from the first few data points, the data appear to follow a linear trend, indicating a nearly first-order behavior and validating our model assumption. The data is fit to the first-order equation[2]

$$2.3 \log \Gamma = (-0.194)t + 0.00064$$

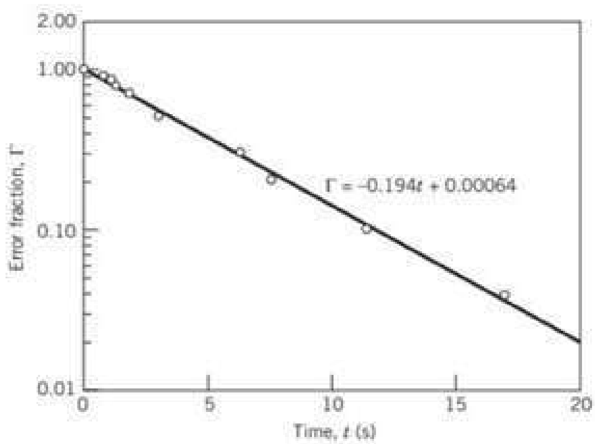


Figure 3.10 Temperature–time history of Example 3.5.

With $m = -0.194 = -1/\tau$, the time constant is calculated as $\tau = 5.15$ seconds.

COMMENT If the experimental data were to deviate significantly from first-order behavior, this would be a clue that either our assumptions do not fit the real-problem physics or that the test conduct has control or execution problems.

may be modeled using a first-order differential equation of the form

$$a_1\dot{y} + a_0 y = F(t)$$

with $\dot{y} = dy/dt$. Dividing through by a_0 gives

$$\tau\dot{y} + y = KF(t)$$ الأساسية

بمعنى كنا نعوض بدل ال step input ⬅ f(t)

هسا بدنا ننتقل للحالة الثانة الي بدل ال f(t) ⬅ بعوض simple periodic function input

وبشوف لو كانت ال f(t) شكلها sin او cos كيف بكون شكل ال y(t)

measuring system to which an input of the form of a simple periodic function, $F(t) = A \sin \omega t$, is applied for $t \geq 0^+$:

input in sin (periodic)

هون ال f(t). هي مدخلات ال periodic

$$F(t) = A \sin \omega t$$

$f(t) = A \sin \omega t$

A → Amplitude

ω → frequency → angular frequency, circular frequency (rad/s)

عوضها في معادلة ال first order

$$\tau\dot{y} + y = KA \sin \omega t$$

حل المعادلة التفاضلية الي فوق

this differential equation yields the measurement system output signal, that is, the time response to the applied input, $y(t)$:

$$y(t) = Ce^{-t/\tau} + \frac{KA}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \tan^{-1} \omega\tau) \tag{3.8}$$

where the value for C depends on the initial conditions.

حل المعادلة هاي periodic ← sin

$\tau\dot{y} + y = KA \sin \omega t$

حل

$y(t) = Ce^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{K A}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \tan^{-1} \omega t)$

هاد هو يكون ال input

$Ce^{-t/\tau}$ → Transiend responce — بعد فترة من الزمن رح يقترب من الصفر 0%

$\frac{KA}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \tan^{-1}\omega t)$ → الي بهتم فيه هو steady state ال response

هسا فوق حكينا انه A sin(wt) هو ال input فمن وين اجا كل الباقي

$\frac{K}{\sqrt{1+\tau^2\omega^2}}$ → احتسمنا هاد الفاكتور (factor) الرقم الي رح يعمل scaling of Ampitude (A)

$(-\tan^{-1}\omega t)$ → عبارة عن هاد بسميه ϕ فاي

عرفنا ال periodic واخذنا مدخلاته وعوضناه بال FirsOrder هسا اكيد رح يخطرلك طب كيف حتصير

رسمة ال output لل FirsOrder

important

نفس الرسمة ولكن زي كنه ضربتها ف K
ولكن رح يكونه في gab بين ال input
وال output

هاي هي رسمة ال periodic

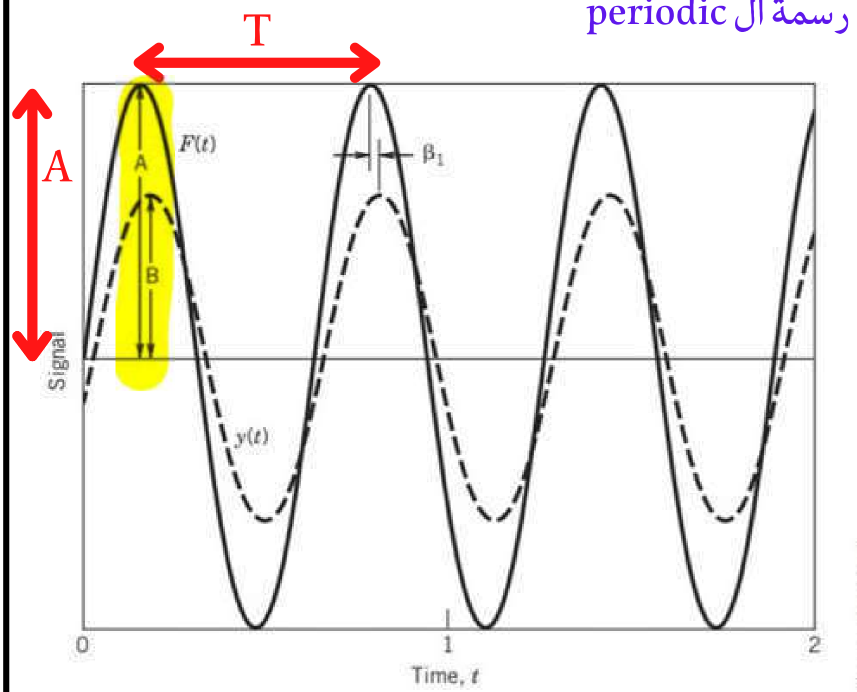


Figure 3.11 Relationship between a sinusoidal input and output: amplitude, frequency, and time delay.

هسا نتفق عأشي الخط المتصل هو ال inputs

$$F(t) = A \sin \omega t$$

والمنقط هو ال output

$$y(t) = Ce^{-t/\tau} + \frac{KA}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \tan^{-1} \omega\tau)$$

لو حبيت ابسطها بأنه اشيل ال factors

$$y(t) = B \sin(\omega t + \phi)$$

output Amplitude (B) $B_1 = \frac{\phi}{\omega}$

لو دحلل الرسمة وشو عمل ال periodic بال FirsOrder؟

explain

١) اعطانيه نفس شكل ال input بس عمله scaling فصارت ال Response اقل من ال input بـ A > B

٢) صار بين ال output (B) زي gab فصار الشكل متقطع (B_1 ـ تقاسها بوحدة الزمن)

٣) لاحظ انه المبداية في ال input مش نفس بداية الرسمة في ال output

important

$T = \frac{1}{f}$ (sec)

(circuler frequency) $\omega = 2\pi f$ (rad/s)

$f = \frac{\omega}{2\pi}$ (Hz)

applied is known as the frequency response of the system. The frequency affects the magnitude of amplitude B and also can bring about a time delay. This time delay, β_1, is seen in the phase shift, $\Phi(\omega)$, of the steady response. For a phase shift given in radians, the time delay in units of time is

$$\beta_1 = \frac{\Phi}{\omega}$$

that is, we can write

$$\sin(\omega t + \Phi) = \sin\left[\omega\left(t + \frac{\Phi}{\omega}\right)\right] = \sin[\omega(t + \beta_1)]$$

* Periodic Input

$\tau \dot{y} + y = kx$

$x = A \sin(\omega t)$

$\tau \dot{y} + y = kA \sin(\omega t)$

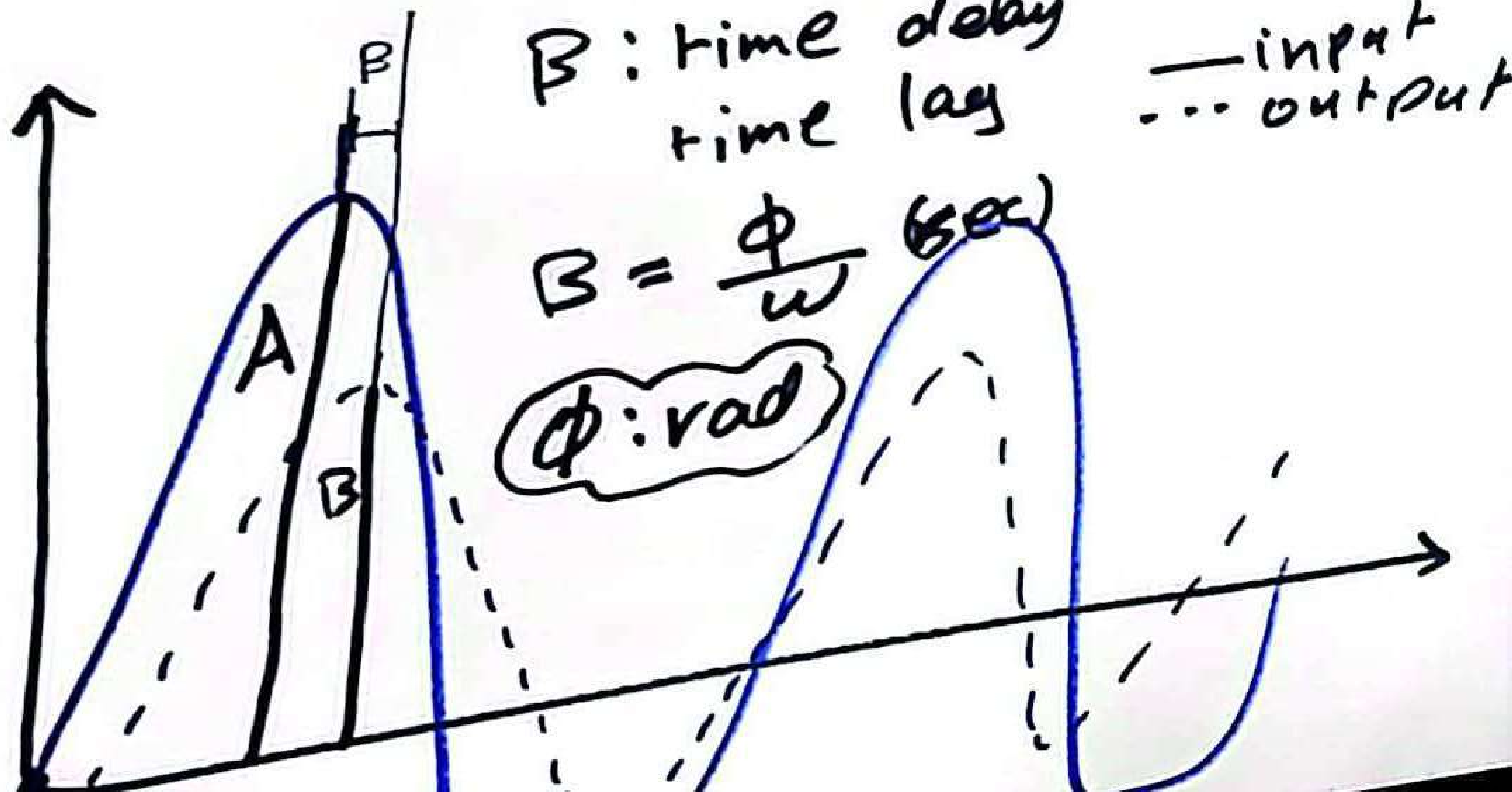
time response

$$* \; y(t) = C e^{-t/\tau} + \left[\frac{kA}{(1+\omega^2\tau^2)^{1/2}} * \sin(\omega t - \tan^{-1}\omega\tau) \right]$$

C: depends on the initial conditions

$Ce^{-t/\tau}$: Transient response

Bracketed term: steady state response


β : time delay
time lag
β = Φ/ω (sec)
Φ : rad
— input
... output
A
β
β

Equation 3.8 can be rewritten in a general form:

$$y(t) = Ce^{-t/\tau} + B(\omega)\sin[\omega t + \Phi]$$
$$B(\omega) = \frac{KA}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (3.9)$$
$$\Phi(\omega) = -\tan^{-1}(\omega\tau)$$

where $B(\omega)$ represents the amplitude of the steady response and the angle $\Phi(\omega)$ represents the *phase shift*. A relative illustration between the input signal and the system output response is given in

هسا هدول ال ٣ معادلات مهمين

$y(t)$ → Time responce

$\sqrt{1+(\omega\tau)^2}$ → بتحدد العلاقة بين ال input وال output

$B(\omega)$ → Amplitud of output

$\Phi(\omega)$ → phase shaft

ω: input frequancy (input العتمد على ال الجهاز و سريع)

τ: Time constant

بتعتمد على جهاز القياس و سرعته

فالنسبة بين ال A وال B

$\sqrt{1+(\omega\tau)^2}$

مقلوبة →

$$\frac{B \text{ output}}{kA \text{ input}} = M = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}$$

M ↓ magnitude

لاحظ انه كل ما كانت $(\omega\tau)^2$ اكبر بتكون M قريب من الصفر

We define a magnitude ratio, $M(\omega)$, as the ratio of the output signal amplitude to the input signal amplitude, $M(\omega) = B/KA$. For a first-order system subjected to a simple periodic input, the magnitude ratio is

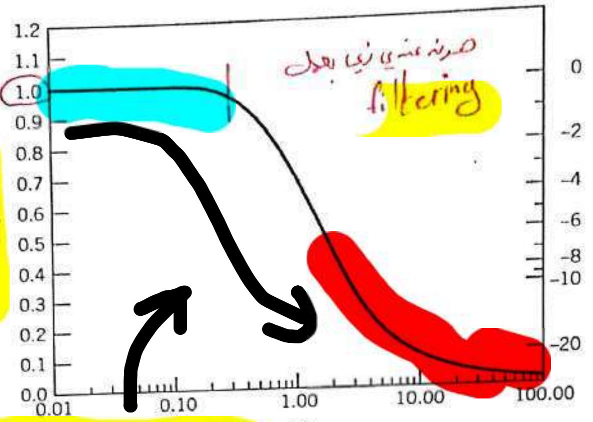
$$M(\omega) = \frac{B}{KA} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (3.10)$$

magnitude

لما احكي عن frequancy response

→ $B_1 = \frac{\Phi}{\omega}$

→ $M(\omega) = \frac{B}{KA} = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}$

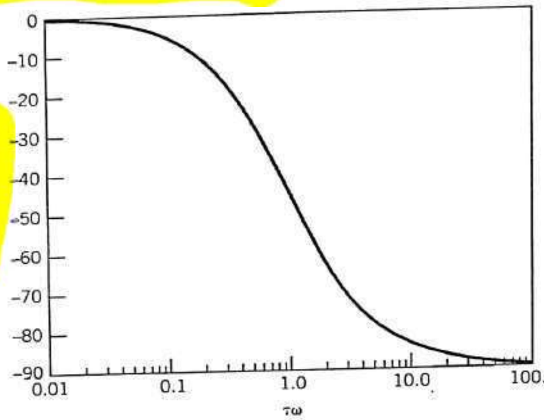


نوع الرسمة :-
* first order instrument
* perodic input

Figure 3.12 First-order system frequency response: magnitude ratio.

كلما زاد الوقت الـ Response يقل ٪٥ ←

τ: Time input
w: Input frequency



عكس رسمة ال step في ال 1st order

Figure 3.13 First-order system frequency response: phase shift.

④ وحكينا عن ال Responce frequency ممتاز لو عندي AωM وبدي احسب output ← $M = \frac{B}{KA}$

↳ $B = MKA$

④ كيف انه filtering يعني زي كنه جزء مضروب ب ١ وجزء مضروب ب ٥

يعني لو نشرح لوضيف ان الناس ناس استيعابهم بطيء * ٥ ← اخراجهم

وناس استيعابهم سريع * ١ ← اول الرسمة

شرح رسمة ال phase shift

* كلما قلت ال τω بكون ال phase shift قليل

طردية

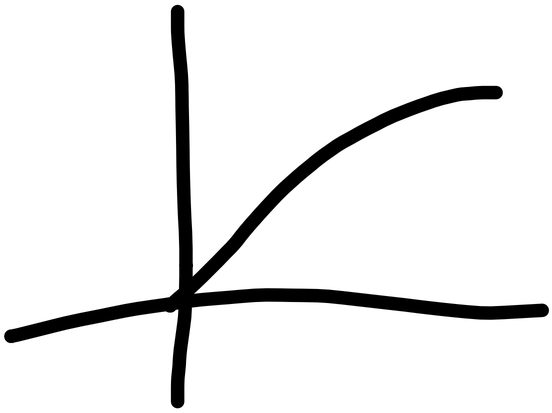
* كلما زادت ال τω بكون ال phase shift كبير

[اي موجة القمة تاعها قبل القمة تاعي
اي تحتها فيني بينهم Φ

(احنا بالكنترول بنركز على M اكثر من Φ عادةً بكون التخلف بين ال input وال output قليل)

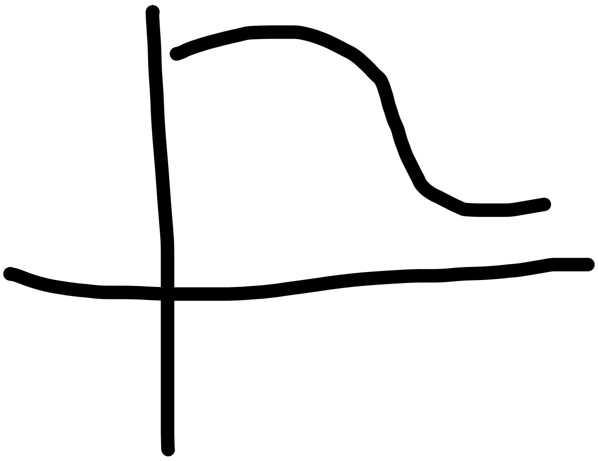
step

يكون في البداية ال response
صفر ويبلش بصير زي الزيرو ، يعني
يلبش يصير واحد ، في البداية ال
response صفر والخطأ 1



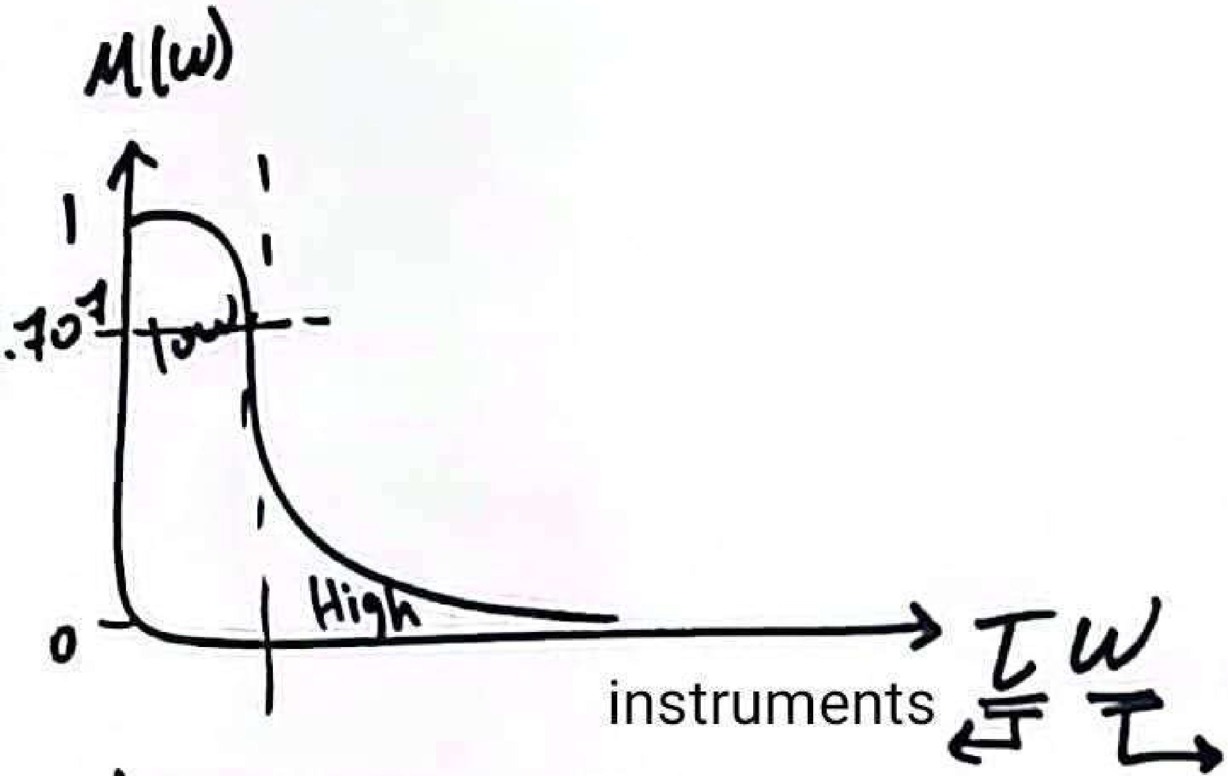
sin

ال response يقل مع مرور الوقت
ويكون الخطأ في البداية صفر وفي
النهاية يصير واحد



- $M(\omega) \rightarrow$ magnitude
- $\phi(\omega) \rightarrow$ phase shift

① $M(\omega) = \dfrac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} = \dfrac{B}{kA}$



dynamic error :-

$\delta(\omega) = M(\omega) - 1$ just in periodic

* Freq ...

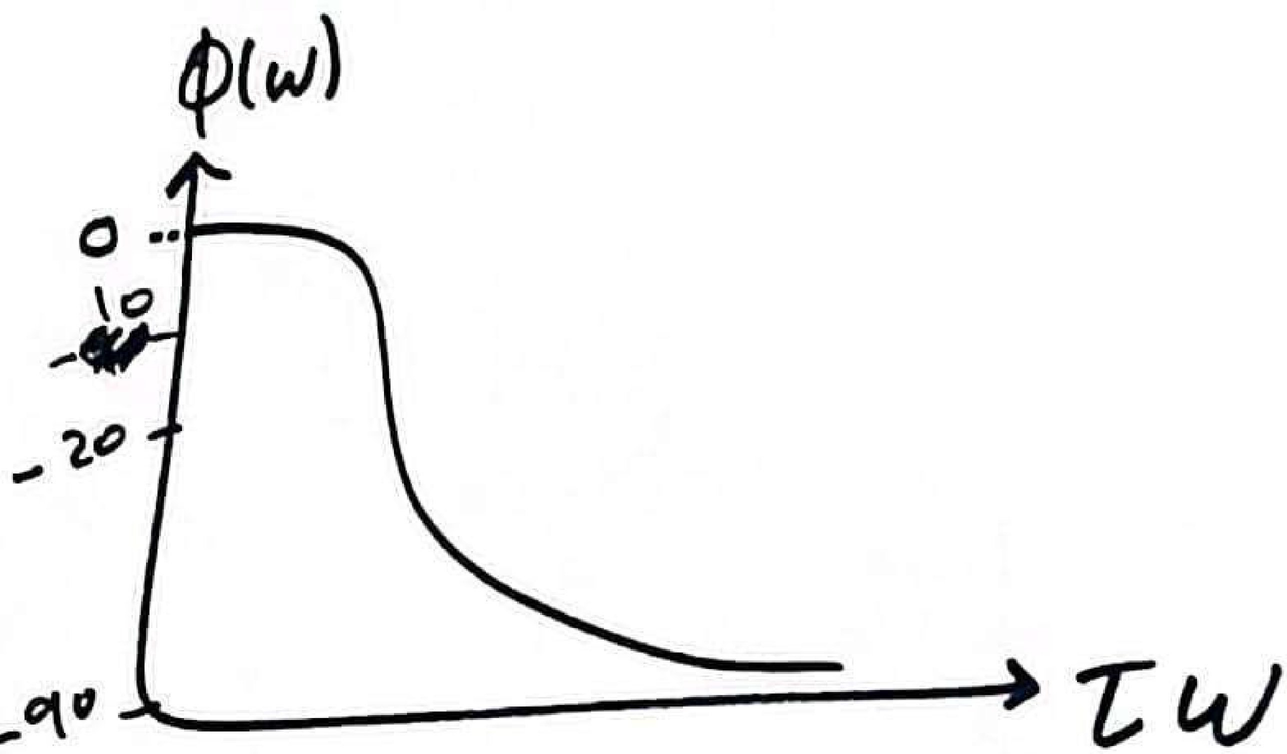
$0.707 \le M(w) \le 1$

$-3 \le dB \le 0$

$dB = 20 \log M$

② phase shift :

$\phi(w) = -\tan^{-1}(\tau w)$



قبل هاي بصفحتين || (3.9, 3.10) بس ||

the Dynamic error, $\delta(\omega)$, of the system is defined as

$$\delta(\omega) = M(\omega) - 1$$

For a first-order system, we define a *frequency bandwidth* as the frequency band over which $M(\omega) \geq 0.707$; in terms of the decibel (plotted in Figure 3.12) defined as

$$dB = 20 \log M(\omega) \qquad (3.11)$$

this is the band of frequencies within which $M(\omega)$ remains above -3 dB.

ex of 1st order

RC filter كهربا

liquide thermometer, اجهزة الحرارة ← thermal

ال first order system كله كان عليه

Second-order System

important

معادلتها:

$$a_2\ddot{y} + a_1\dot{y} + a_0 y = b_0 X$$

صار لازم نكتبها y لحالها (نقسم على a_0)

$$\frac{a_2}{a_0}\ddot{y} + \frac{a_1}{a_0}\dot{y} + \frac{a_0}{a_0} y = \frac{b_0}{a_0} \cdot X$$

$\frac{b_0}{a_0}$ → k, X → input (f(t))

لو كانت اول حدين مو موجودات المعادلة بتصير static calibration curve

pencil style pressure gage

كيف نميز بين ال first و second

first بانها نفس الشكل ال frequency

بس ال second زي شوي

لاحظ انه في ال first order ال Peak ضلت ثابتة

بال B دايماً اقل من M طول ال وصل 100%

B و A هذا هي العلاقة تاع M

Zero order: دالمعادلة ما فيها X

$$y = (k) X$$

k: static sensetivity, X: input f(t)

first order

$$(\tau)\dot{y} + y = (k)X$$

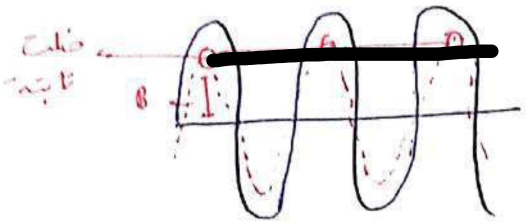
τ: Time constant, k: static sensitivity

second order

$$\frac{1}{\omega_n^2}\ddot{y} + \frac{2\zeta}{\omega_n}\dot{y} + y = (k)X$$

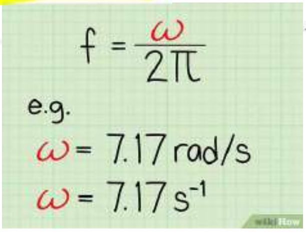
ζ: damping ratio; ω_n: Natural frequency (rad/s); k: static sensetivity

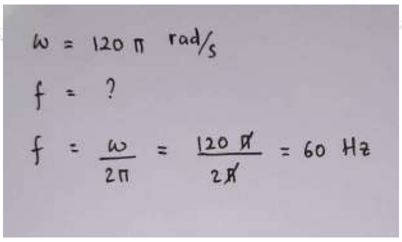
هام خواص 1st order



The functions $M(\omega)$ and $\Phi(\omega)$ represent the frequency response of the measurement system to periodic inputs. These equations and universal curves provide guidance in selecting measurement systems and system components.

response behavior. We can predict the dynamic behavior if the time constant and static sensitivity of the system and the range of input frequencies are all known.





Example 3.6

A temperature sensor is to be selected to measure temperature within a reaction vessel. It is suspected that the temperature will behave as a simple periodic waveform with a frequency somewhere between 1 and 5 Hz. Sensors of several sizes are available, each with a known time constant. Based on time constant, select a suitable sensor, assuming that a dynamic error of ±2% is acceptable.

KNOWN $1 \le f \le 5$ Hz

$|\delta(\omega)| \le 0.02$

first order

ASSUMPTIONS First-order system

$F(t) = A \sin \omega t$

FIND Time constant, τ

SOLUTION With $|\delta(\omega)| \le 0.02$, we would set the magnitude ratio between $0.98 \le M \le 1.02$. From Figure 3.12, we see that first-order systems never exceed $M = 1$. So the constraint becomes $0.98 \le M \le 1$. Then,

$$0.98 \le M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \le 1$$

From Figure 3.12, this constraint is maintained over the range $0 \le \omega\tau \le 0.2$. We can also see in this figure that for a system of fixed time constant, the smallest value of $M(\omega)$ will occur at the largest frequency. So with $\omega = 2\pi f = 2\pi(5)$ rad/s and solving for $M(\omega) = 0.98$ yields, $\tau \le 6.4$ ms. Accordingly, a sensor having a time constant of 6.4 ms or less will work.

قسمه على w

Problems

First order :- step input

$$* \ \tau \dot{y} + y = K \underline{\underline{F(t)}}$$

input

1 = rix J

← fraction error

$$* \ \Gamma(t) = \frac{y_t - y_\infty}{y_0 - y_\infty} = e^{-t/\tau}$$

$$* \ T = T_\infty + (T_0 - T_\infty) e^{-t/\tau}$$

---

for periodic:

$$* \ \tau \dot{y} + y = KA \sin \omega t$$

"rad"

$$* \ \phi(\omega) = -\tan^{-1}(\omega\tau)$$

phase shift

$$* \ M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$

* Mag *

---

dynamic error:

$$* \ \delta(\omega) = M(\omega) - 1$$

Time lag:

$$\beta = \frac{\phi}{\omega}$$

$$M(\omega) = \frac{B}{KA}$$

3.2

75% / 90% / 95%

$\downarrow$ Tr $\downarrow$ Ts

السؤال عن t

90% input → (10%) error

$$\Gamma = e^{-t/\tau}$$

(a) $0.4\dot{T} + T = 4u(t)$

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

$\tau = 0.4$ // $K = 4$

(90%) $\frac{10}{100} = e^{-t/0.4} \rightarrow t = 0.921s$

(75%) $\frac{25}{100} = e^{-t/0.4} \rightarrow t = 0.5545s$

(Ts 95%) $\frac{5}{100} = e^{-t/0.4} \rightarrow t = 1.198$

3.3

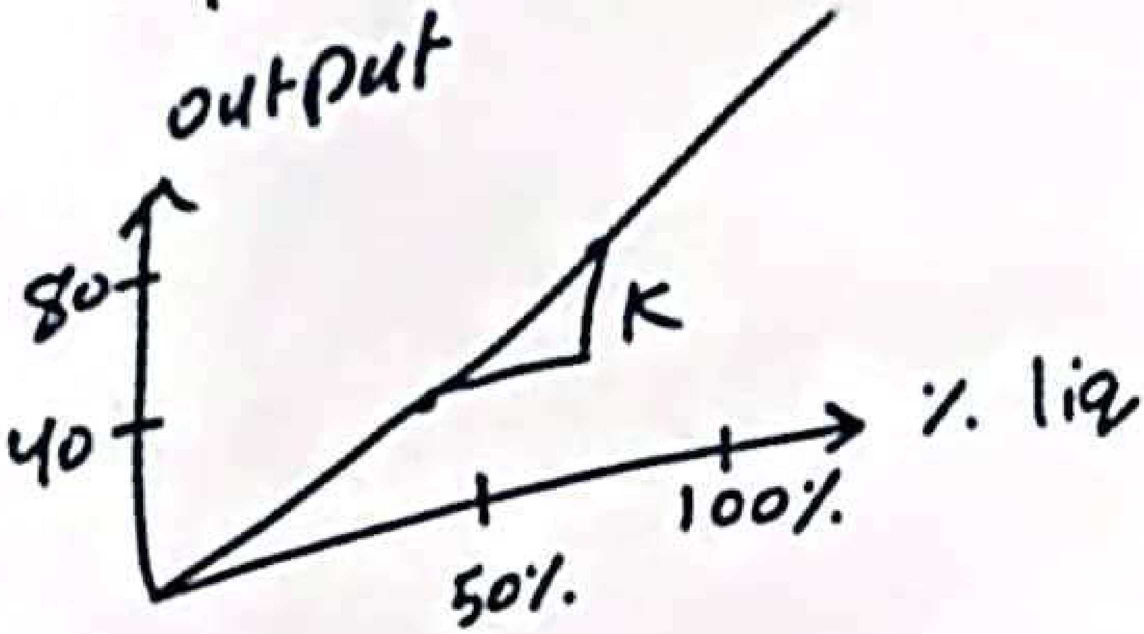
100% liq → 80 unit

0% liq → 0 unit

50% liq / 50% vapor → 40 unit

يطلب السؤال k

K = ??



$$K = \frac{dy}{dx} = \frac{80-40}{100-50}$$

$= 0.8$ unit / % liq

⇝ K↑ , beteer

يطلب السؤال t

① $5\dot{y} + 5y = u(t) \quad \div 5$

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

$\rightarrow \dot{y} + y = \frac{1}{5}\,u(t)$

$\tau = 1 \quad / \quad k = \frac{1}{5}$

$T_{95\%}$

$T_{90\%}$

$T_{75\%}$

$T_{75\%} \xrightarrow{\Gamma} 25\%$

$\frac{25}{100} = e^{-t/1} \rightarrow t = 1.3863\,s$

$T_{90\%} \xrightarrow{\Gamma} 10\%$

$\frac{10}{100} = e^{-t/1} \longrightarrow t = 2.3026\,s$

$T_{95\%} \xrightarrow{\Gamma} 5\%$

$\frac{5}{100} = e^{-t/\tau} \longrightarrow t = 2.9957\,s$

3.4

$$0.5\dot{y} + y = F(t)$$

75 output

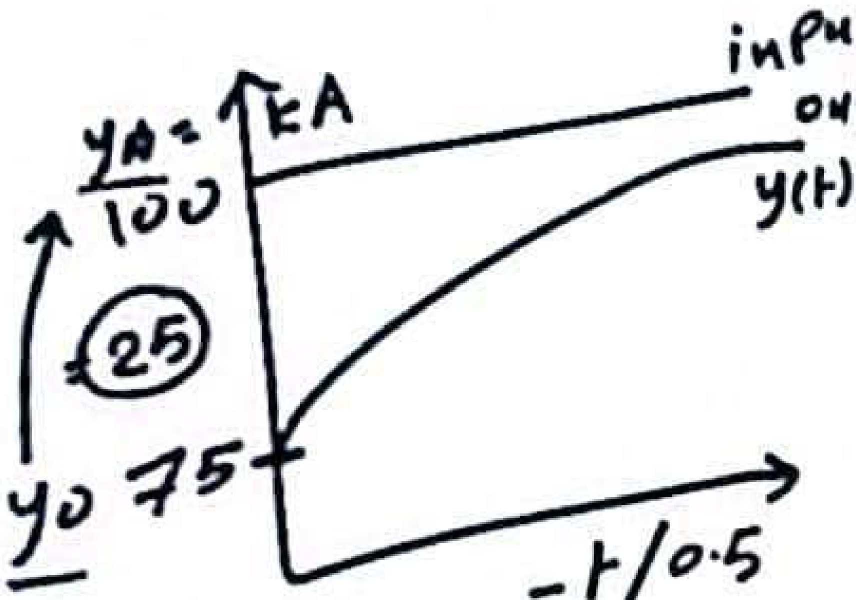
$\tau = 0.5$

100 input

$k = 1$

$$y(t) = kA + (y_0 - kA)e^{-t/\tau}$$

relationship of output and input
يطلب السؤال



$$y(t) = 100 + (75 - 100)e^{-t/0.5}$$

$$F(t) = 75 + 25u(t)$$

3.9) $\delta(\omega) = ?$

periodic
first order

$f = 2Hz$

$\tau = 0.7s$

السؤال طالب dynamic error

$$\delta(\omega) = M(\omega) - 1$$

من قانون f

$$M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + 0.7^2 \times 4\pi^2}}$$

$\omega = 2\pi f$

$\omega = 4\pi$ rad/s

$$M(\omega) = 0.11295$$

$$\delta(\omega) = 1 - 0.11295$$

$$= 0.88705$$

$$\delta = 89\%$$

3.11 first order

$\tau = 2$

$\delta = \pm 2\%$

$\delta = M(\omega) - 1$

$\frac{\pm 0.2}{100} = M(\omega) - 1$

$M(\omega) = 1 \mp 0.02$

$0.98 \le M(\omega) \le 1.02$

$M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\tau^2 \omega_{max}^2}}$

$0.98 = \frac{1}{\sqrt{1+2^2 \times \omega_{max}^2}}$

$\omega_{max} = 0.101529$ rad/s

$\omega = 2\pi f \rightarrow f = 0.01616$ Hz

B = ??

$\omega_{max} \rightarrow M_{min}$

$\omega_{min} \rightarrow M_{max}$

Fmax = ??

السؤال طالب ماكسمم f

$M(\omega) = 1$

$\frac{1}{\sqrt{1+2^2 \omega^2}} = 1$

$\omega_{min} = 0$

$f_{min} = 0$

$$B = \frac{\phi(w)}{w} = \frac{-0.2}{0.101529} = \ominus 1.975$$

↓ time lag

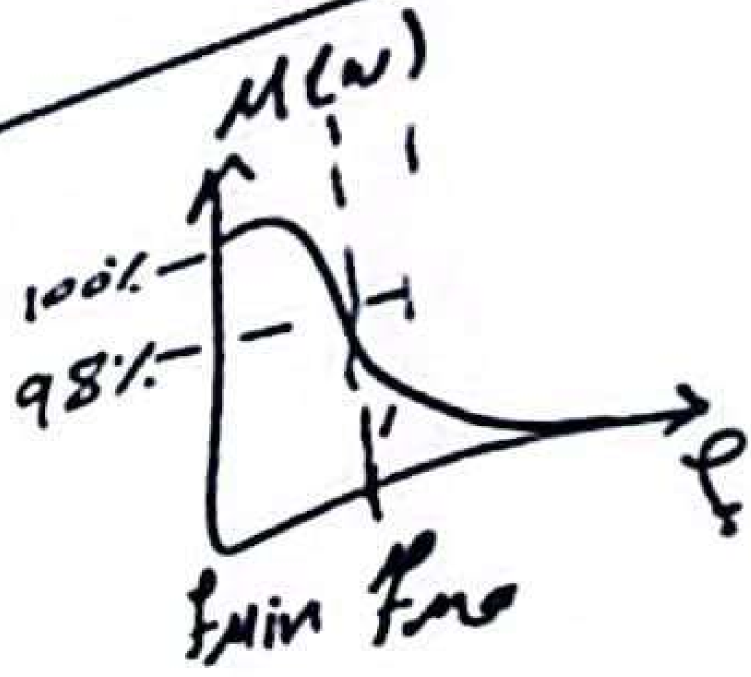
$$\phi(w) = \ldots = -\tan^{-1}(2 \times 0.10\ldots$$

$$\phi = \ominus 0.2 \text{ rad}$$

الفرع ب طالب time lag

$f_{MAX} = 0.0616$

$f_{Min} = 0$



$$\varnothing(w) = -\tan^{-1}(2 w J)$$

3.13

$\tau = 0.15$

$T(t) = 115 + 12 \sin 2t \ c^{o}$

$K = 5mV/c^{o}$ $\quad \delta = ?$

$T(0) = 115 c^{o}$ $\quad B = ?$

$\boxed{w = 2}$

$\delta = 1 - M(w)$

$M(w) = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2 w^2}}$

$= \frac{1}{\sqrt{1 + 0.15^2 \times 2^2}}$

$= 0.957826$

$= 1 - 0.957826$

$= 0.042174$

$= 4.2174\%$

$\delta = 4.2174\%$

$\phi = -\tan^{-1}(\tau w)$

$= -0.2915$

$B = \frac{\phi}{w}$

$= \frac{-0.2915}{2}$

$= -0.14575$

$= 0.14575$ lag

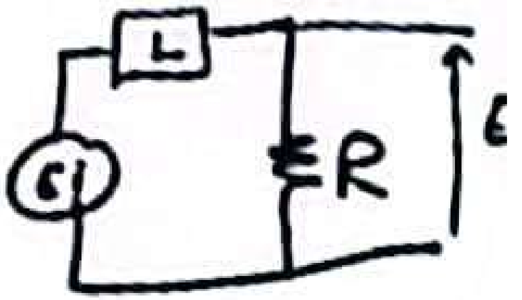
dynamic error and phase lag طالب

3

3.15

$R = 1 \times 10^6 \Omega$

$f = 1000\ Hz$



$M(w) = 50\ \%$

$L = ??$

$\tau = L/R$

$$M(w) = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2 w^2}}$$

$w = 2\pi f$
$= 2000\pi$ rad/s

$$\frac{50}{100} = \frac{1}{\sqrt{1 + \tau^2 \times (2000\pi)^2}}$$

$\tau = 0.00276$

$\tau = \frac{L}{R} \rightarrow 0.00276 = \frac{L}{1 \times 10^6}$

$L = 276\ Hz$

$$L\frac{dI}{dt} + RI = E(t)$$

$\div R$ $\quad L\dot{I} + RI = E(t) \leftarrow$

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

$$\boxed{\frac{L}{R}}\dot{I} + I = \frac{1}{R}E(t)$$

$$\tau = \frac{L}{R} \Leftarrow$$

second order

second order

second order

e.g of 2nd order devices

second order لا نرجع

1- 2-

system. (Examples of second-order instruments include accelerometers and pressure transducers (including microphones and loudspeakers).)

In general, a second-order measurement system subjected to an arbitrary input, $F(t)$, can be described by an equation of the form

$$a_2\ddot{y} + a_1\dot{y} + a_0 y = F(t) \tag{3.12}$$

where a_0, a_1, and a_2 are physical parameters used to describe the system and $\ddot{y} = d^2y/dt^2$. This equation can be rewritten as

$$\frac{1}{\omega_n^2}\ddot{y} + \frac{2\zeta}{\omega_n}\dot{y} + y = KF(t) \tag{3.13}$$

where

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \text{(natural frequency of the system)}$$

$$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} = \text{(damping ratio of the system)}$$

قبل ب صفحتين

لما اجو بدهم يحلوا المعادلة وجدوا انه حل المعادلة بعتمد على قيمة ال zeta (ζ)

و ال zeta ζ الها ثلاث حالات.

$0 \le \zeta < 1$ (underdamped system solution)

$$y_h(t) = Ce^{-\zeta\omega_n t}\sin\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\,t + \Theta\right) \tag{3.14a}$$

$\zeta = 1$ (critically damped system solution)

$$y_h(t) = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 t e^{\lambda_2 t} \tag{3.14b}$$

$\zeta > 1$ (overdamped system solution)

$$y_h(t) = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} \tag{3.14c}$$

The homogeneous solution determines the transient response of a system. (The damping ratio, ζ, is a measure of system damping, a property of a system that enables it to dissipate energy internally.)

مرة ثانية نفس زي بال first order فيو جد حليت للمعادلة (2 input

f(t) → step input

f(t) → simple perodic function input

⊕ second-order -sys...

→ Example: [Microphones and loud speakers]

include → accelerometers and pressure transducers.

$$* \; a_2 \ddot{y} + a_1 \dot{y} + a_0 y = b_0 X$$

$$\frac{1}{w_n^2} \ddot{y} + \frac{2\zeta}{w_n} \dot{y} + 1 y = K \; f(x)$$

↳ Natural frequency [rad/s]

$$w_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$$

ζ → damping ratio

$$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$$

→ critical damping coff

$$cc = 2\sqrt{a_0 a_2}$$

$$\zeta = \frac{a_1}{cc}$$

((Step input Function))

Step Function Input

Again, the step function input is applied to determine the general behavior and speed at which the system will respond to a change in input. The response of a second-order measurement system to a step function input is found from the solution of Equation 3.13, with $F(t) = AU(t)$, to be

under damping system

$$y(t) = KA - KAe^{-\zeta\omega_n t}\left[\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\left(\omega_n t\sqrt{1-\zeta^2}\right) + \cos\left(\omega_n t\sqrt{1-\zeta^2}\right)\right] \quad 0 \le \zeta < 1 \quad (3.15a)$$

under dampe

critical Damping system

$$y(t) = KA - KA(1+\omega_n t)e^{-\omega_n t} \quad \zeta = 1 \quad (3.15b)$$

over Damped system

$$y(t) = KA - KA\left[\frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2-1}}{2\sqrt{\zeta^2-1}}e^{\left(-\zeta+\sqrt{\zeta^2-1}\right)\omega_n t} + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2-1}}{2\sqrt{\zeta^2-1}}e^{\left(-\zeta-\sqrt{\zeta^2-1}\right)\omega_n t}\right] \quad \zeta > 1 \quad (3.15c)$$

where we set the initial conditions, $y(0) = \dot{y}(0) = 0$ for convenience.

Equations 3.15a–c are plotted in Figure 3.14 for several values of ζ. The interesting feature is the transient response. For under-damped systems, the transient response is oscillatory about the steady value and occurs with a period

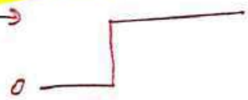
$$T_d = \frac{2\pi}{\omega_d} = \frac{1}{f_d} \quad (3.16)$$

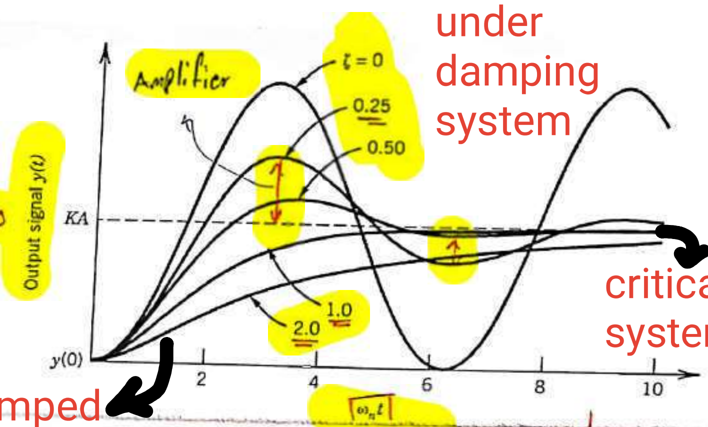
raining frequency

$$\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (3.17)$$

where ω_d is called the *ringing frequency*. In instruments, this oscillatory behavior is called "ringing." The ringing phenomenon and the associated ringing frequency are properties of the measurement system and are independent of the input signal. It is the free oscillation frequency of a system displaced from its equilibrium.

رسمة الـ step input





لاحظ الحالات الثلاثة لا ع داخل الرسمة

ما هي رسمة الـ Response للـ second order في حالة كان الـ input من step function دارسة توضح حالات الـ ٣ الثلاثة .

لاحظ كلما زدنا الـ (zeta) ع حوجير !؟

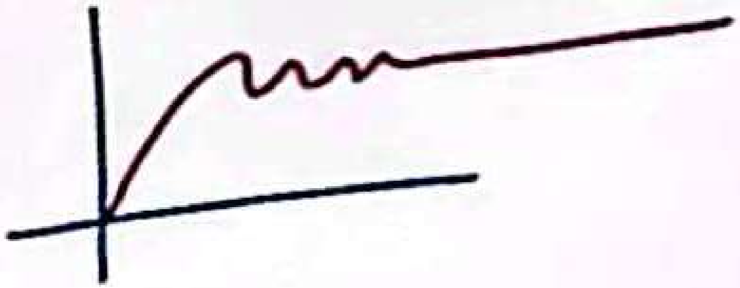
1) كلما زدنا الـ damping في الـ system بنلاحظ كمية output اقل

2) الـ Amplifier مع الزمن بيقل لذلك تنظر الهزة الجرم من القاع وهكذا .

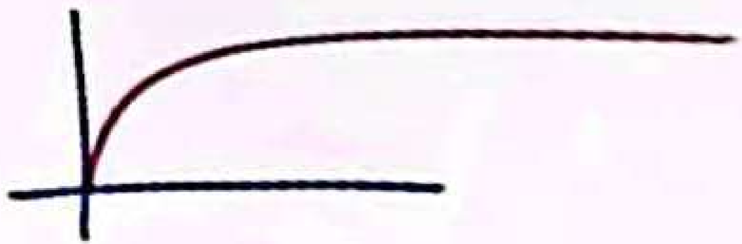
كما لاحظ: second order system ← k ← (zeta) Z=0 ما في damping دقيقة الـ Amplitud بتضل صدى ثابتة .

⊛ Possible values for ζ :-

① $0 \le \zeta \le 1$ [under damped system]

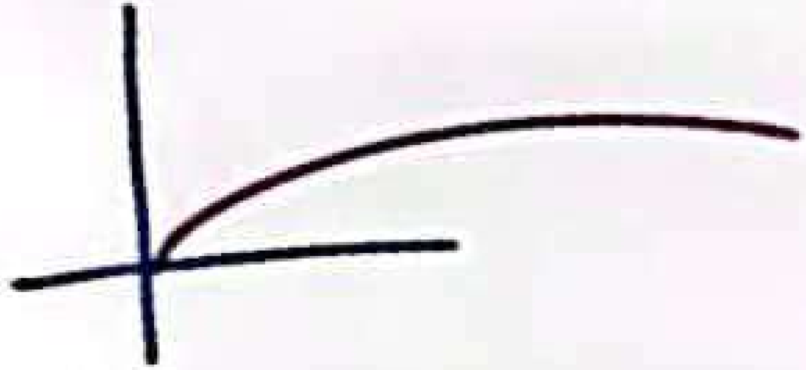


② $\zeta = 1$ [critically damping system]

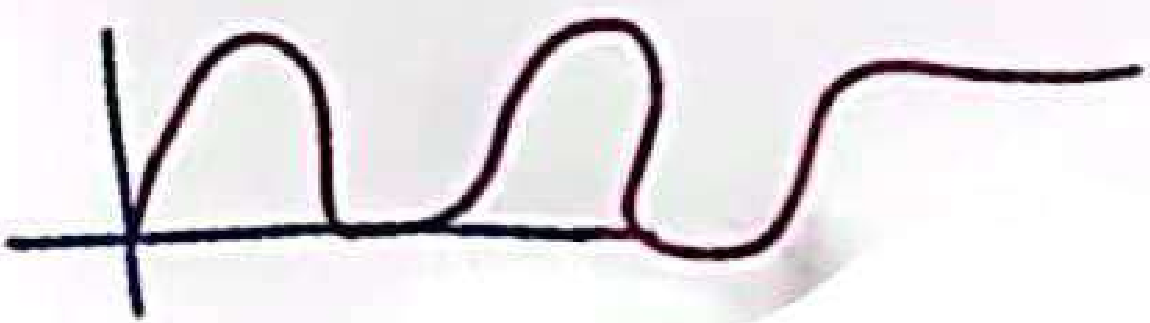


③ $\zeta > 1$ [over damped system]

③ $\xi > 1$ [over damped system]



④ $\xi = 0$ [undamped system]



① $0 \le \zeta \le 1$

$$y(t) = KA - KAe^{-\zeta w_n t}\left[\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} * \sin(w_n t\sqrt{1-\zeta^2}) + \cos(w_n t\sqrt{1-\zeta^2})\right]$$

(sin cos + طويلة)

② $\zeta = 1$

$$y(t) = KA - KA(1 - w_n t)e^{-w_n t}$$

(sin cos قصيرة + فش)

③ $\zeta > 1$

(sin cos طويلة + فش)

$$y(t) = KA - KA\left[\frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2-1}}{2\sqrt{\zeta^2-1}} e^{(-\zeta + \sqrt{\zeta^2-1})w_n t} + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2-1}}{2\sqrt{\zeta^2-1}} e^{(-\zeta - \sqrt{\zeta^2-1})w_n t}\right]$$

+

* ξ → ① is a measure of system damping.

② Property of system that enable it to dissipate eneargy internally.

→ step Function input:

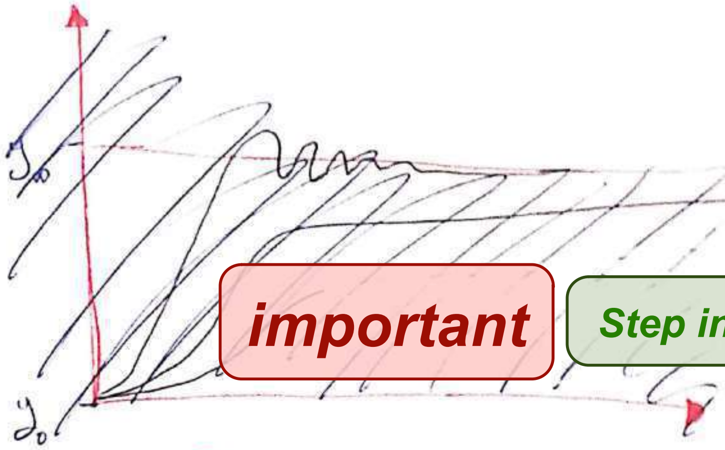
determine the general behavior and speed when respond to change input

$$\Rightarrow F(t) = A\,u(t)$$

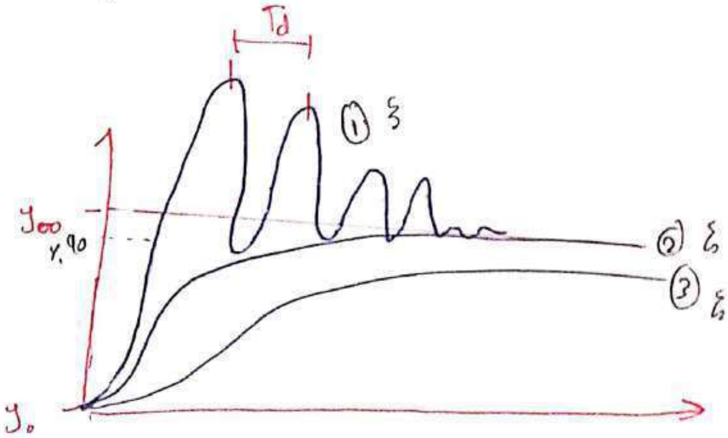
→ For under dam ed system

① transient response is oscillatroy about steady value ② and occurs with a period

Oscillation



important | **Step input in 2nd order**



1) اي منهم under damp
وأيا critically damp
وأيا over damp

① → under damp
② → critically damp
③ → over damp

2) بين منهم الـ Response ثابت سرع ؟ لأنو بيوصل لل ٪90 أول

under damp > critically damp > over damp

مشكلة الـ under damping

سبب مشكلة الـ under damp ← انه بعمل oscillations

مشكلة الـ critical damping

مشكلة الـ critically damp ← انه ما في oscillations ولكنه بياخذ وقت طويل حتى يصل Responce

(انا بتخايل بزر كوبين)

3) كم الـ zeta ξ لكل واحدة؟ الأولى ← ξ < 1 الثانية ξ = 1 الثالثة ξ > 1

هاي كتير معادلات الهم علاقة بالـ oscillations

ω_d , f_d : ringing frequency

$$\omega_d = \omega_n\sqrt{1-\xi^2}$$

كلما الـ ξ زاد ω_d

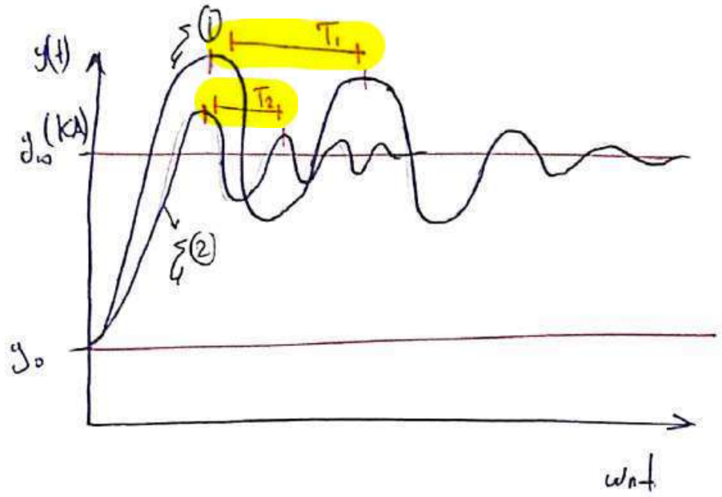
$$T_d = \frac{2\pi}{\omega_d} = \frac{1}{f_d}$$

the rise time is the time required to first achieve 90% of $(KA - y_0)$.

rise time or settling

[illegible] Figure 3.14. With this in mind, the time required for a measurement system's oscillations to settle to within ±10% of the steady value, KA, is defined as its *settling time*.

Ex



لما ال $zeta = 0$

ringing frequency = natural frequency

$f = \omega_n$

1) هنا البر ζ① و ζ② ← ζ② ← اكبر لأن oscillation اكبر

2) مين اكبر f_1 ولا f_2

BUT $T = \frac{1}{f}$

T_1 اكبر من T_2 ف f_2 اكبر من f_1

f2 > f1 because t1 > t2

T_1 اكبر ← f_1 اصغر

T_2 اصغر ← f_2 اكبر

ملاحظات

...ues rise and settling times. Example 3.8 describes such a test. Typically, measurement systems suitable for dynamic signal measurements have specifications that include 90% rise time and settling time. *Adjust Second Order Parameters.vi* explores system values and response.

Example 3.7

Determine the physical parameters that affect the natural frequency and damping ratio of the accelerometer of Example 3.1.

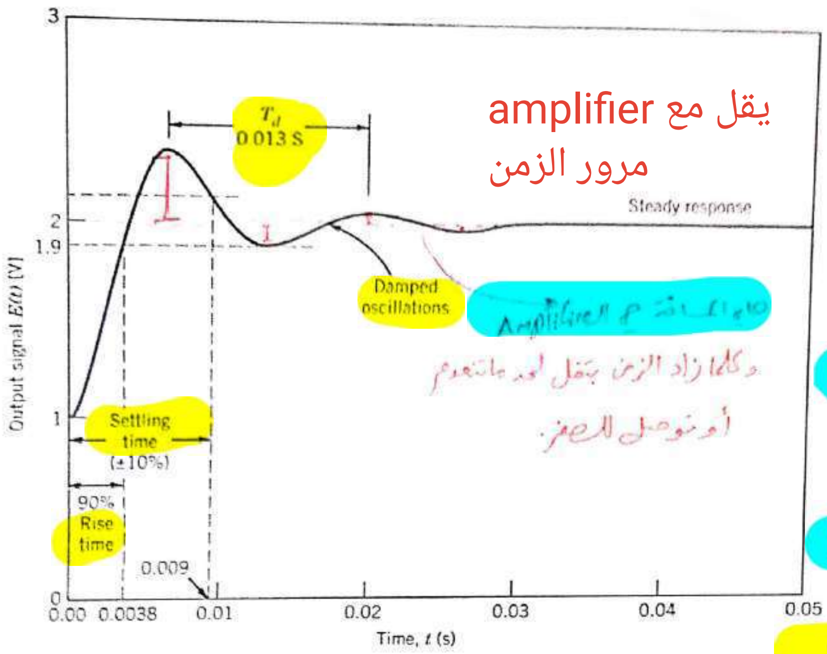
KNOWN Accelerometer shown in Figure 3.3

ASSUMPTIONS Second-order system as modeled in Example 3.1

FIND ω_n, ζ

من خلال القوانين فوق

هاي رسمة ال under



second order System ((step input))

$0 < \zeta < 1$

rise Time

Figure 3.15 Pressure transducer time response to a step input for Example 3.8.

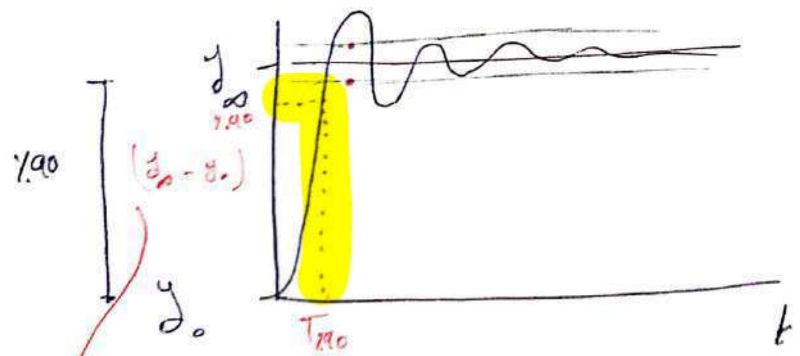
SOLUTION A comparison between the governing equation for the accelerometer in Example 3.1 and Equation 3.13 gives

q: frictional damping , spring stiffness , parameter

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \qquad \zeta = \frac{c}{2\sqrt{km}}$$

Accordingly, the physical parameters of mass, spring stiffness, and frictional damping control the natural frequency and damping ratio of this measurement system.

important



$y_\infty \rightarrow$ y infinity / y steady state

$y_0 \rightarrow$ y zero / y initial

Rise time

%10 = error

settling time

$\pm 5\% =$

$\pm 10\%$

$\circledast$ $T_d = \frac{2\pi}{w_d} = \frac{1}{f_d}$

↳ period of ringing

← w_d: Ringing freq

$\circledast$ $w_d = w_n \sqrt{1 - \xi^2}$

w_n: natural frequency; ξ: damping ratio

$f = \frac{1}{T_d}$

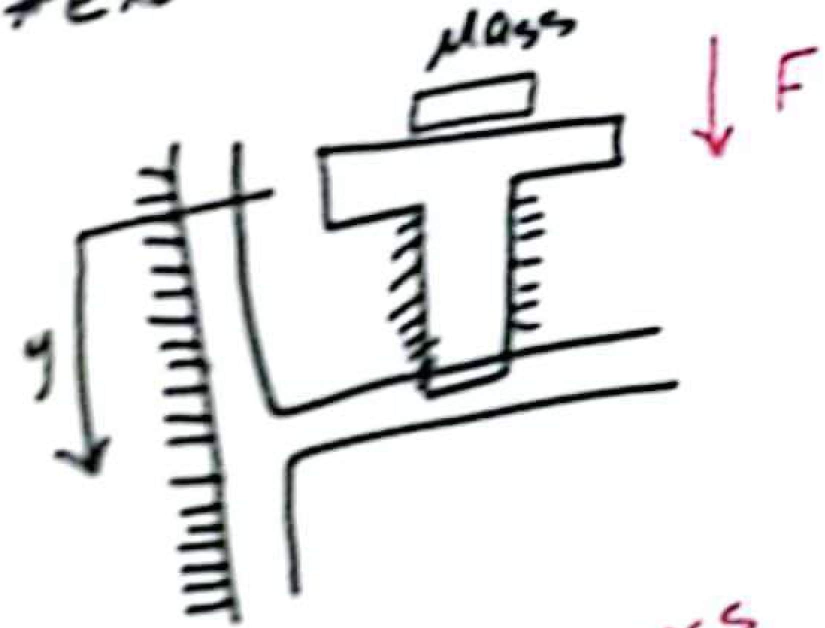
→ Ringing frequency : ringing phenomeno and associated ringing frequency are properties of the measurement syste and are independent of input signal

→ It's free oscillation freq for system display from its equilibrium.

→ Transient is controlled by ξ, w_n

→ Time constant in 2nd define → $\tau = \frac{1}{\xi w_n}$

*Example: Force



input → mass

output → displacement

$$m\ddot{y} + c\dot{y} + K_s y = F(t)$$

$$\frac{m}{k_s}\ddot{y} + \frac{c}{k_s}\dot{y} + y = \frac{F(t)}{k_s}$$

$$\rightarrow K = \frac{1}{k_s}$$

$$w_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \sqrt{\frac{k_s}{m}}$$

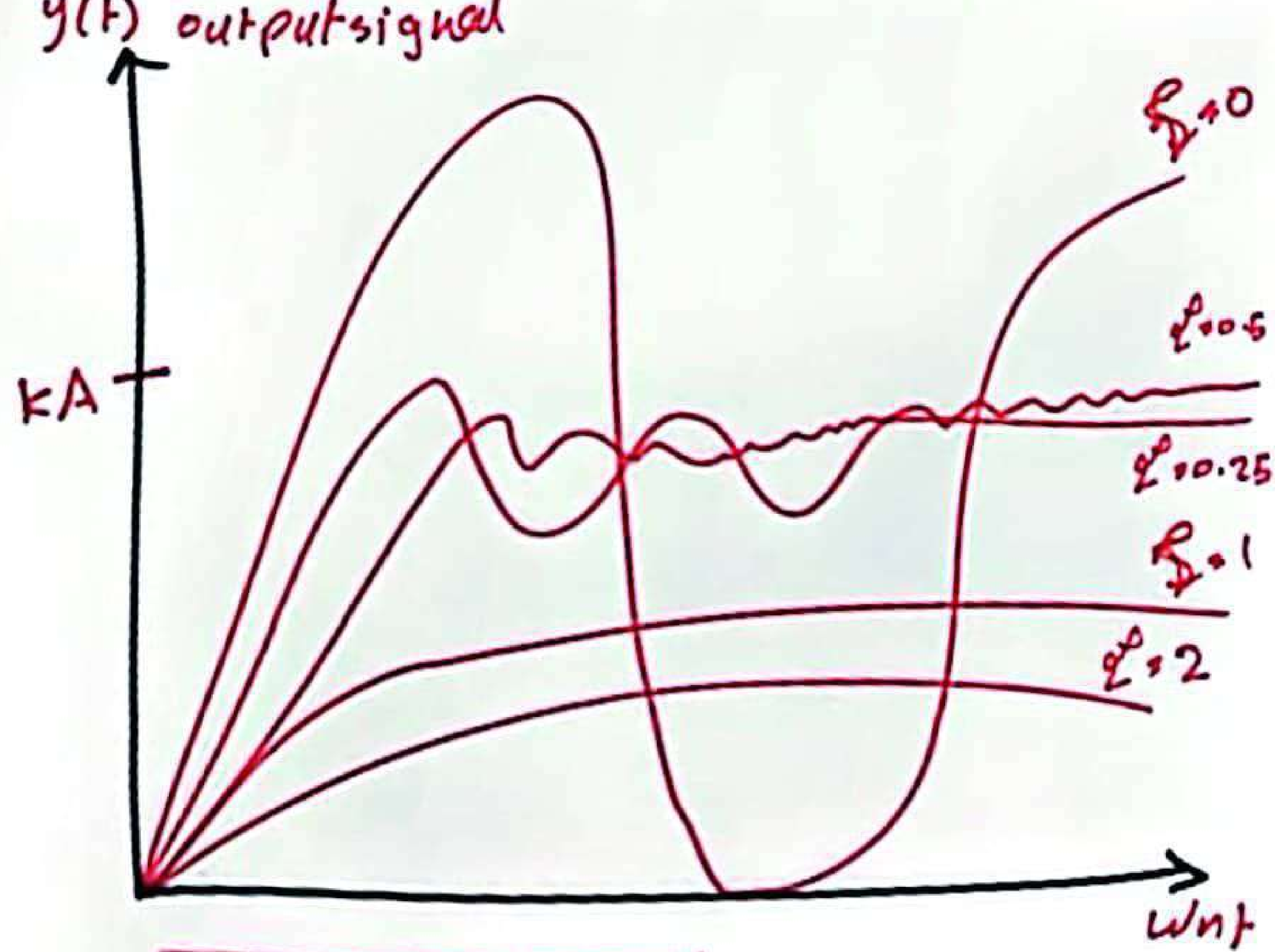
$$\zeta = \frac{\frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}}{cc}$$

$$cc = 2\sqrt{1 * \frac{m}{k_a}}$$

$$= 2\sqrt{\frac{m}{k_a}}$$

$$\boxed{\zeta = \frac{\frac{c}{k_a}}{2\sqrt{\frac{m}{k_a}}}}$$

* 2nd order time response to step input:-



$$F(t) = A \cdot u(t)$$

→ rise time : time to reach 90% of input

→ settling time : time required for mesuram system's oscillation to sittling with ±10% of steady value [KA]

→ Typical $\xi = 0.6 - 0.8$

* increase ξ
- reduce oscillation
- system response becomes slower

* increas ω_n
- system response becomes better (Fast)

* decreasing ξ
- Rise time is reduced

(13) Time respons

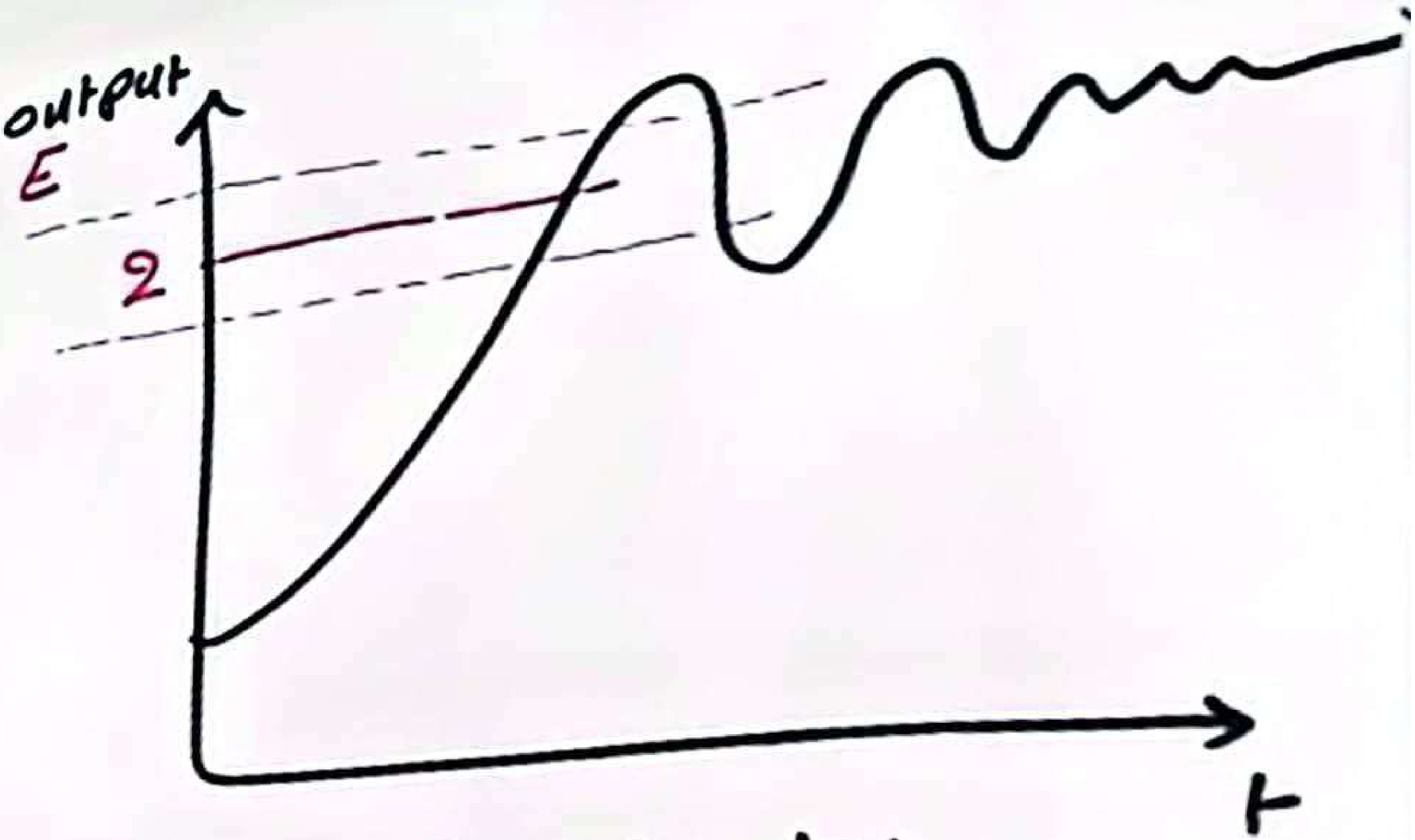
$y(t)$ = transient response + steady state

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi / \ln(y_1/y_2))^2}} \quad \therefore \quad y_1 = (y_{max})_1 - y_0, \quad y_2 = (y_{max})_2 - y_0$$

Example:-

$2 + 10\% = 2.1$

$2 - 10\% = 1.9$



$P_0 = 1atm \longrightarrow E_0 = kp(0) = 1U$

$P_\infty = 2atm \longrightarrow E_\infty = kp(\infty) = 2U$

$K = 1U/atm$

rise time and settling المطاليب هي

$\text{steady} = E_\infty$

KA

$P_0 = 1\,atm \longrightarrow E_0 = kp(0) = 1V$

$P_\infty = 2\,atm \longrightarrow E_\infty = kp(\infty) = \underline{2V}$

$K = 1\,V/atm$

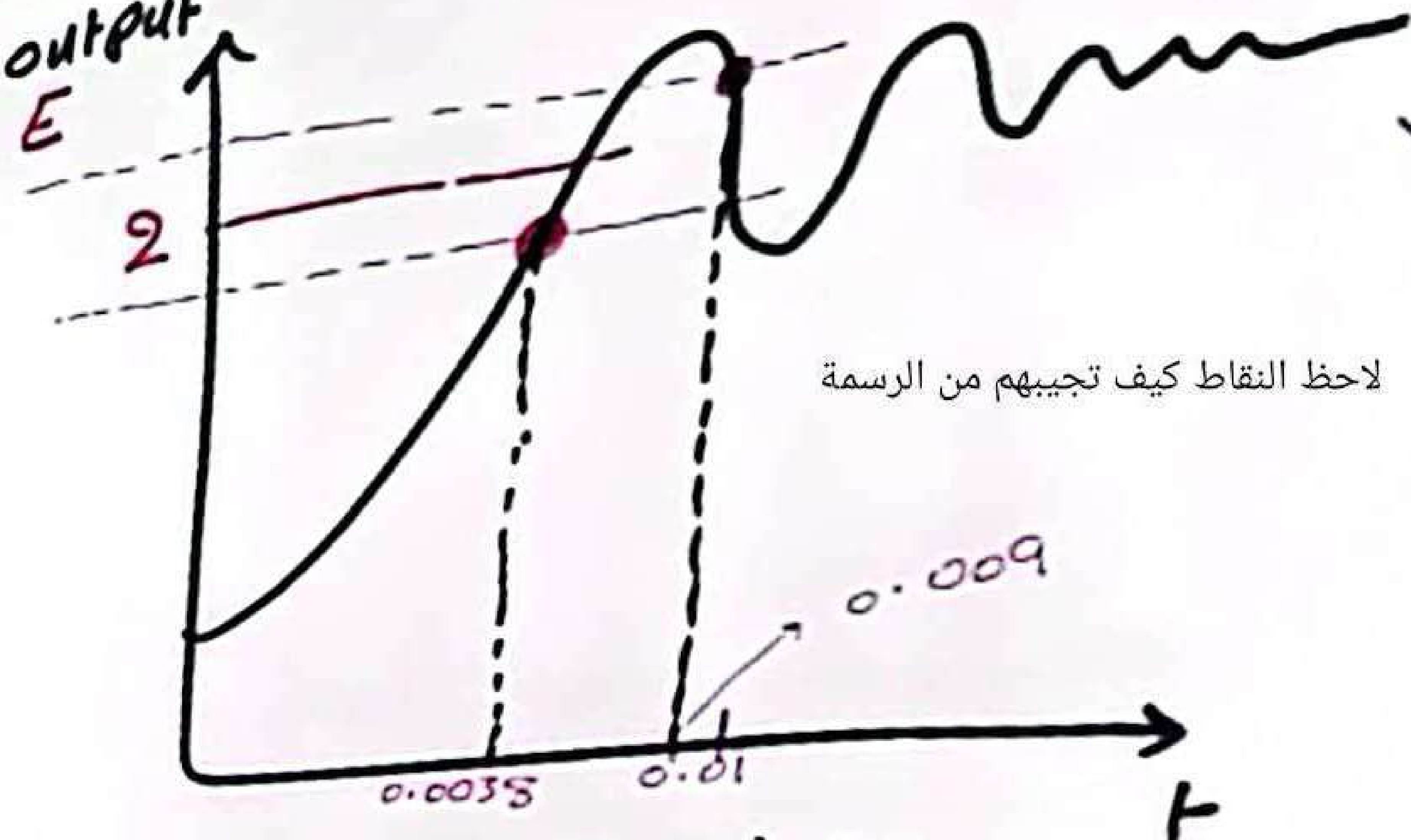
steady = E_∞

$1.9 \leq E(t) \leq 2.1$

- rise time $\rightarrow T_r = 4 \times 10^{-3}\,s = \boxed{4\,ms}$
- settling time $\rightarrow T_s = \boxed{9\,ms}$

KA + ERROR = settling time

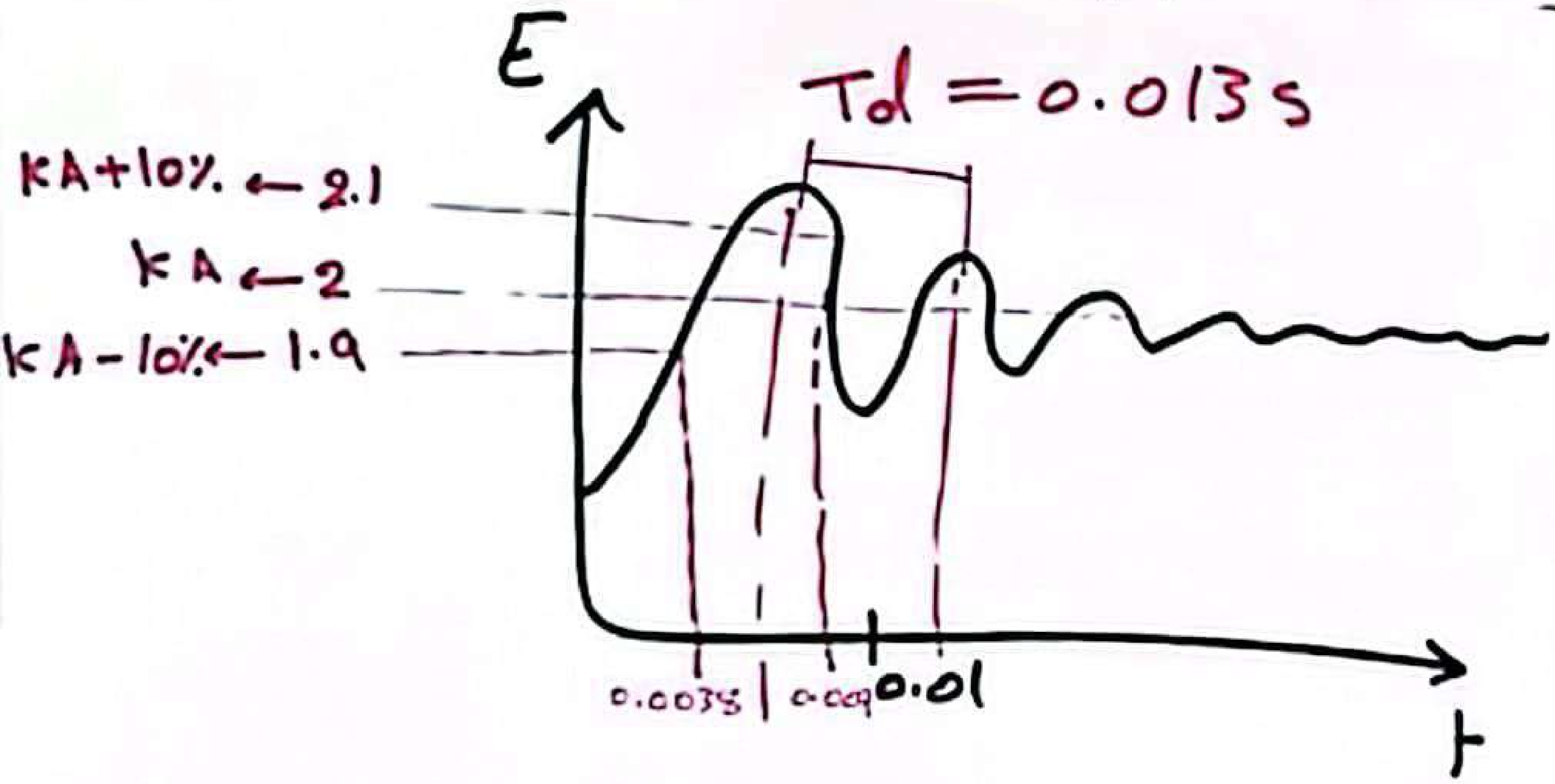
KA - Error = rise time



لاحظ النقاط كيف تجيبهم من الرسمة

$\rightarrow E_0 = Kp(0) = 1U$

$\rightarrow E_\infty = Kp(\infty) = \underline{2U}$



→ wd

المطلب الثالث هو حساب

wd / raining frequency

$$T_d = \frac{2\pi}{w_d}$$

$$0.013 = \frac{2\pi}{w_d}$$

$$\boxed{w_d = 483 \text{ rad/s}}$$

* simple Periodic function Input:

→ response of periodic input

y(t) = transient response + steady resp

↗ Time respons

→ response 2nd for periodic In

$$F(t) = A\sin\omega t$$

$$y(t) = y_h + \frac{KA\sin[\omega t + \phi(\omega)]}{[(1-(\omega/\omega_n)^2]^2 + [(2\zeta\omega/\omega n)^2]^{1/2}}$$

time response/ response

→ frequency - phase shift ⊛

$$\phi(\omega) = \tan^{-1}\left(\frac{-2\zeta\omega/\omega n}{1-(\omega/\omega n)^2}\right)$$

⊛ frequency response

→ magnitude ratio ⊛

$$\mu(\omega) = \frac{B(\omega)}{KA} = \frac{1}{([1-(\omega/\omega n)^2]^2 + [2\zeta\omega/\omega n]^2)^{1/2}}$$

Example 3.8

The curve shown in Figure 3.15 is the recorded voltage output signal of a diaphragm pressure transducer subjected to a step change in input. From a static calibration, the pressure–voltage relationship was found to be linear over the range 1 atmosphere (atm) to 4 atm with a static sensitivity of 1 V/atm. For the step test, the initial pressure was atmospheric pressure, p_a, and the final pressure was $2p_a$. Estimate the rise time, the settling time, and the ringing frequency of this measurement system.

KNOWN $p(0) = 1$ atm

$p_\infty = 2$ atm

$K = 1$ V/atm

ASSUMPTIONS Second-order system behavior

FIND Rise and settling times; ω_d

SOLUTION The ringing behavior of the system noted on the trace supports the assumption that the transducer can be described as having a second-order behavior. From the given information,

$$E(0) = Kp(0) = 1\text{ V}$$

$$E_\infty = Kp_\infty = 2\text{ V}$$

so that the step change observed on the trace should appear as a magnitude of 1 V. The 90% rise time occurs when the output first achieves a value of 1.9 V. The 90% settling time will occurs when the output settles between $1.9 < E(t) < 2.1$ V. From Figure 3.15 the rise occurs in about 4 ms and the settling time is about 9 ms. The period of the ringing behavior, T_d, is judged to be about 13 ms for an $\omega_d \approx 485$ rad/s.

ما حل
ولكن
في كلام
مخطط

Simple perodic function Input

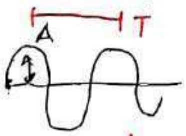
رح نرجع لنفس هاي حالة ال second order system

$$\frac{1}{\omega_n^2}\ddot{y} + \frac{2\xi}{\omega_n}\dot{y} + y = k\,f(t)$$

هلأ هاي المرة بعوض بدل ال f(t) معادلة perodic ← $A \sin \omega t$ — Amplitude ; ω → input frequency

$T = \frac{1}{f}$

$\omega = 2\pi f$



صرنا ال output صعب يوخذ شكل ال input رح يوخذ الشكل الي فوقه

① صرنا كمان رح ارجع اقيس ال Magnitude من الأشياء المهمة صرنا:

1) Response time

output Amplitud — B , ϕ — phase shift

$M(\omega) = \frac{B(\omega)}{KA}$

function بعتمد على ال frequency

مقدار ثابت static sensitivity

Amplitud of input

Simple Periodic Function Input

The response of a second-order system to a simple periodic function input of the form $F(t) = A \sin \omega t$ is given by

الحل تاع لمافوق Periodic in second

$$y(t) = y_h + \frac{KA\sin[\omega t + \Phi(\omega)]}{\left\{\left[1 - (\omega/\omega_n)^2\right]^2 + [2\zeta\omega/\omega_n]^2\right\}^{1/2}} \tag{3.19}$$

with frequency-dependent phase shift

$$\Phi(\omega) = \tan^{-1}\left(-\frac{2\zeta\omega/\omega_n}{1 - (\omega/\omega_n)^2}\right) \tag{3.20}$$

The exact form for y_h is found from Equations 3.14a–c and depends on the value of ζ. The steady response, the second term on the right side, has the general form

$$y_{steady}(t) = y(t \to \infty) = B(\omega)\sin[\omega t + \Phi(\omega)] \tag{3.21}$$

with amplitude $B(\omega)$. Comparing Equations 3.19 and 3.21 shows that the amplitude of the steady response of a second-order system subjected to a sinusoidal input is also dependent on ω. So the amplitude of the output signal is frequency dependent. In general, we can define the magnitude ratio, $M(\omega)$, for a second-order system as

مهم

$$M(\omega) = \frac{B(\omega)}{KA} = \frac{1}{\left\{\left[1 - (\omega/\omega_n)^2\right]^2 + [2\zeta\omega/\omega_n]^2\right\}^{1/2}} \tag{3.22}$$

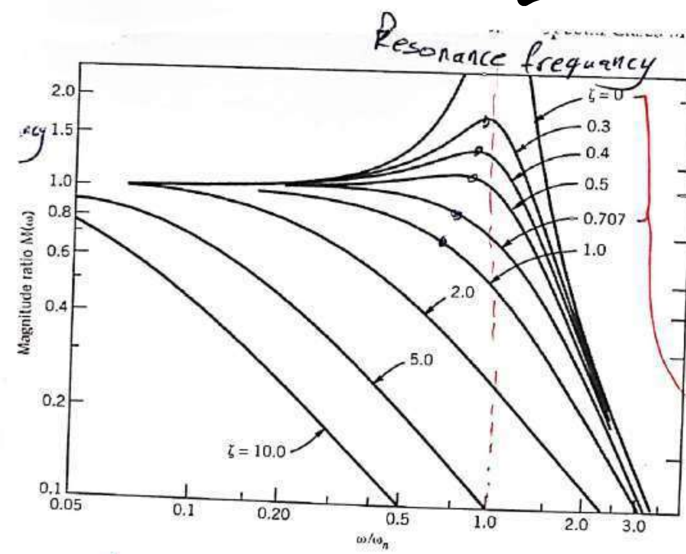


Figure 3.16 Second-order system frequency response: magnitude ratio.

(*) منطقة الرنين
عالمية فيها
استخدمها الأدي
قيمة من قيم (Zeta) ζ
(*) لاحظ منحنى الأقل قيمة
$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$
منحنى أقل من نقيقود M = 1
يعني Response Time % 100

(*) عند الـ Resonance Frequency
ـ بلاحظ أنه الـ M عالية
فمثلاً لو أخذنا ζ = 0
M ≈ تقترب من ∞

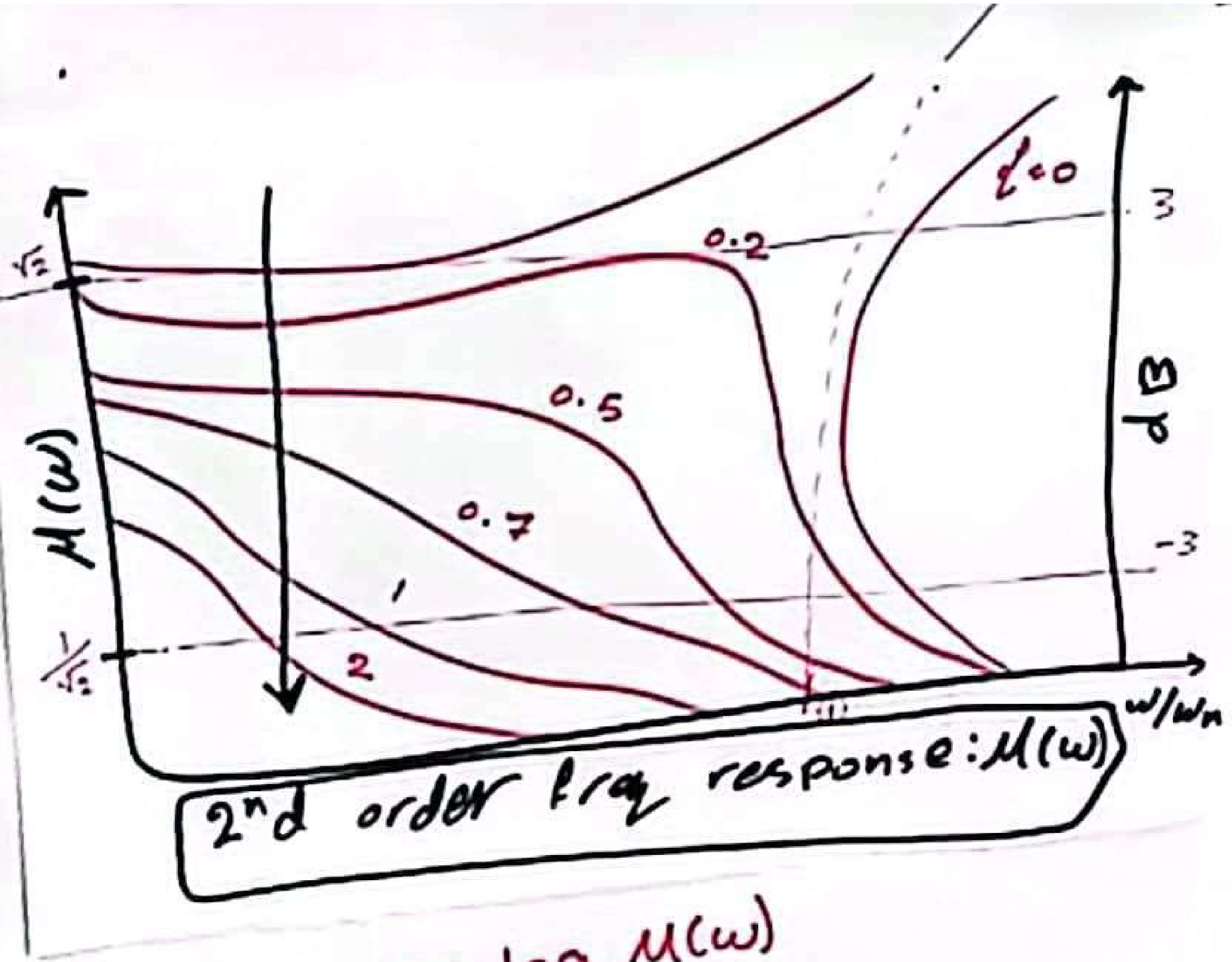
تغيير حاط الحكي
natural frequency للجهاز
الي هو ω_n تردد جهاز القياس
تردد الطبيعي
بيعتمد Physical parameter
لهاد الجهاز تاع القياس
فلو حكينا عن displacement Tradacer

بيعتمد على Mass وكمان لو في زنبرك
elasticity
راح يعتمد على
elasticity
لهادا الزنبرك

Input Frequency : ω

reasonance Frequence

* لو كانت $\zeta = 0$ إذا كانت w و ال w_n متساوية ← $\frac{w}{w_n} = 1$ قيمة ال magnitude في هذه الحالة حتكون عالية جداً يعني قيمة ال output الناتج من عملية القياس عالية جداً طبعاً هاذا الحكي ممكن يؤدي انه جهاز القياس ما يقدر يتحمل الإشارة هاي وممكن يصير انه يتدمر الجهاز أو يخربه



dB → 20 log M(ω)

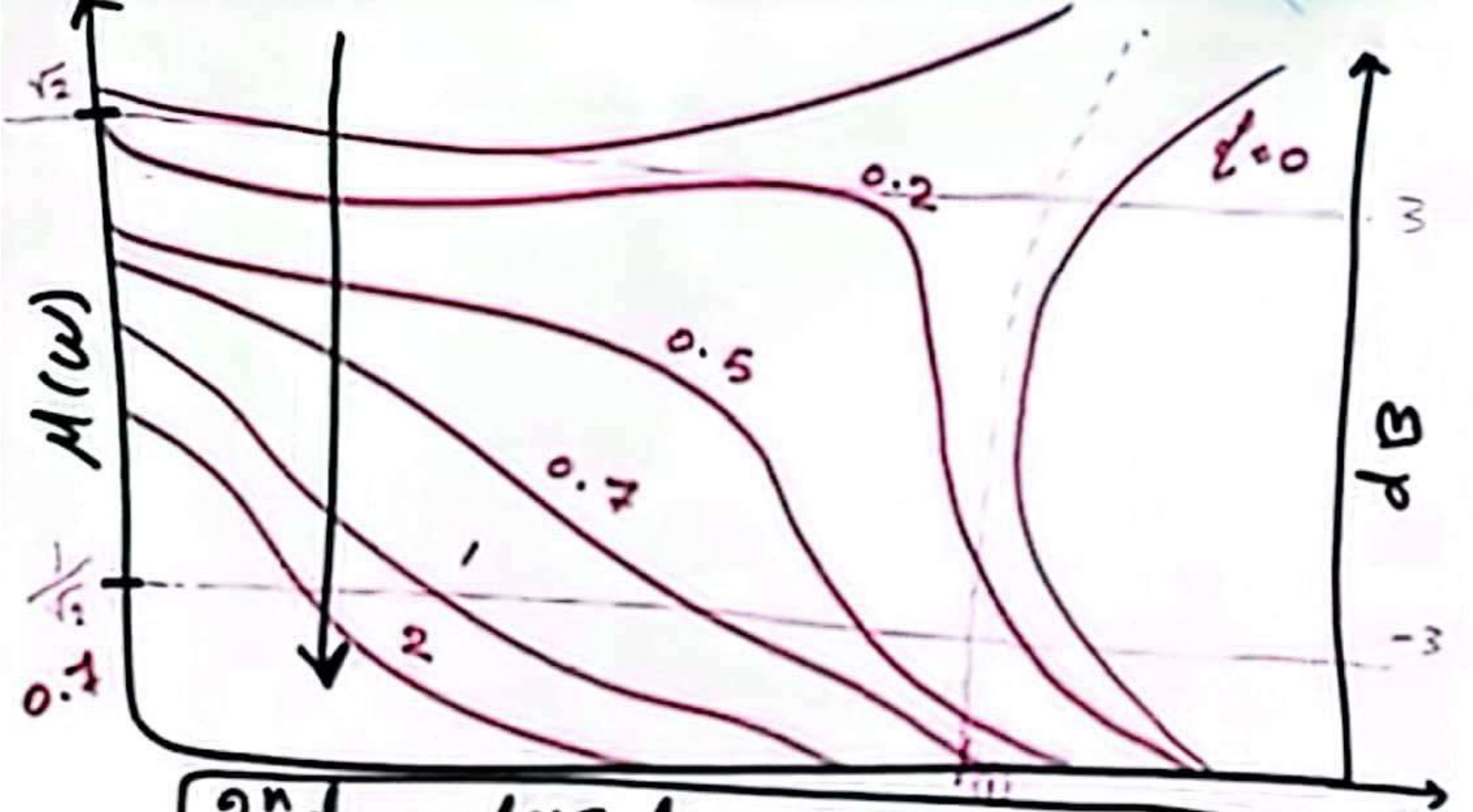
بتزيد ζ وبتقل M وبتقل الرنين
كلما نزلنا لتحت

كلما طلعنا لفوق وزادت ال M بتقل ال zeta

الافضل دائما اكون ما بين -3 و 3 الاحسن اكون فوق منطقة

filter band

وتحت ال resonance

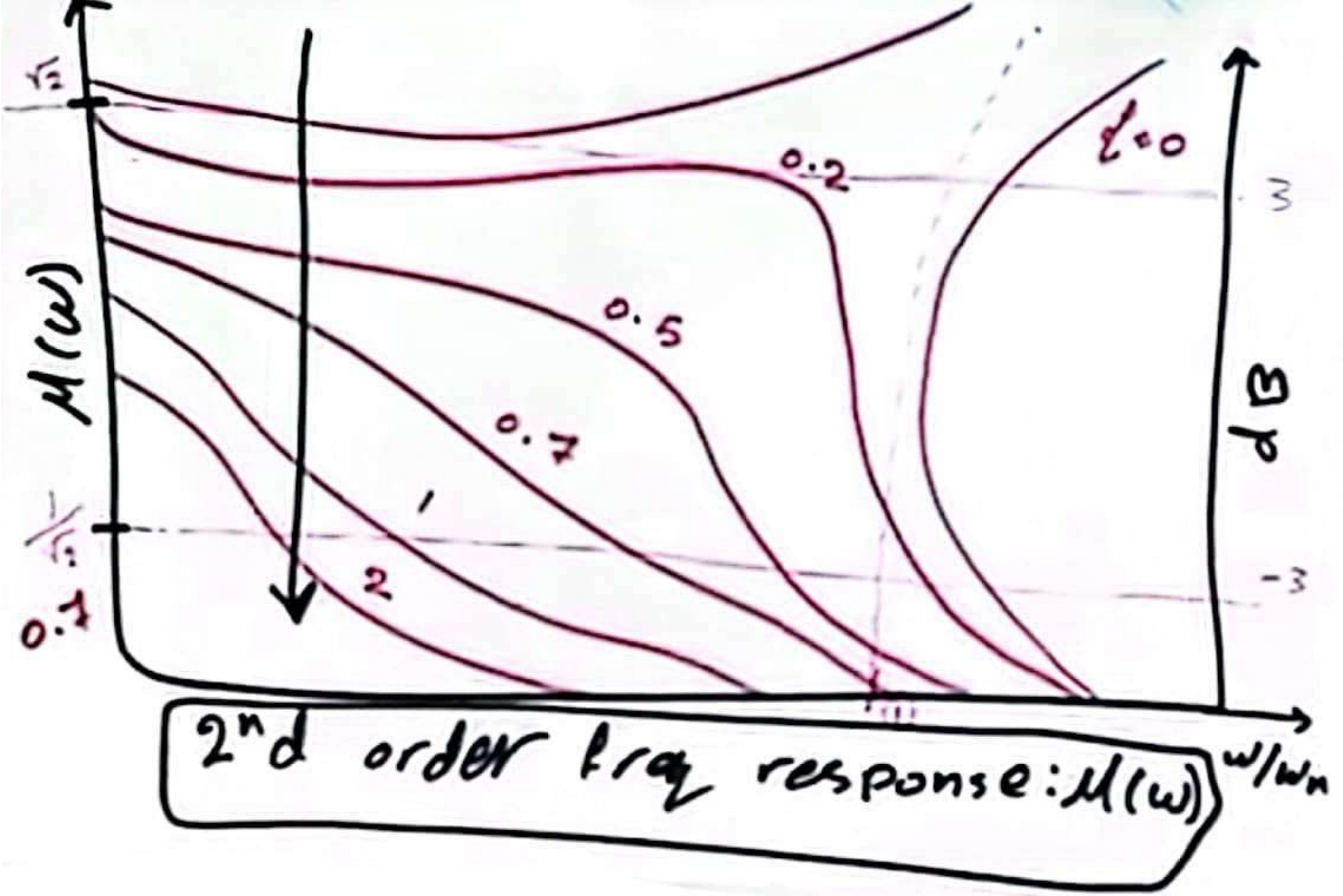


2nd order freq response: M(ω)

$dB \rightarrow 20 \log M(\omega)$

عند قيمة M مقدارها 0.7 وفوق بطلع هذا ال resonance وبكون ال Output اصغر من input

Resonance → input > output

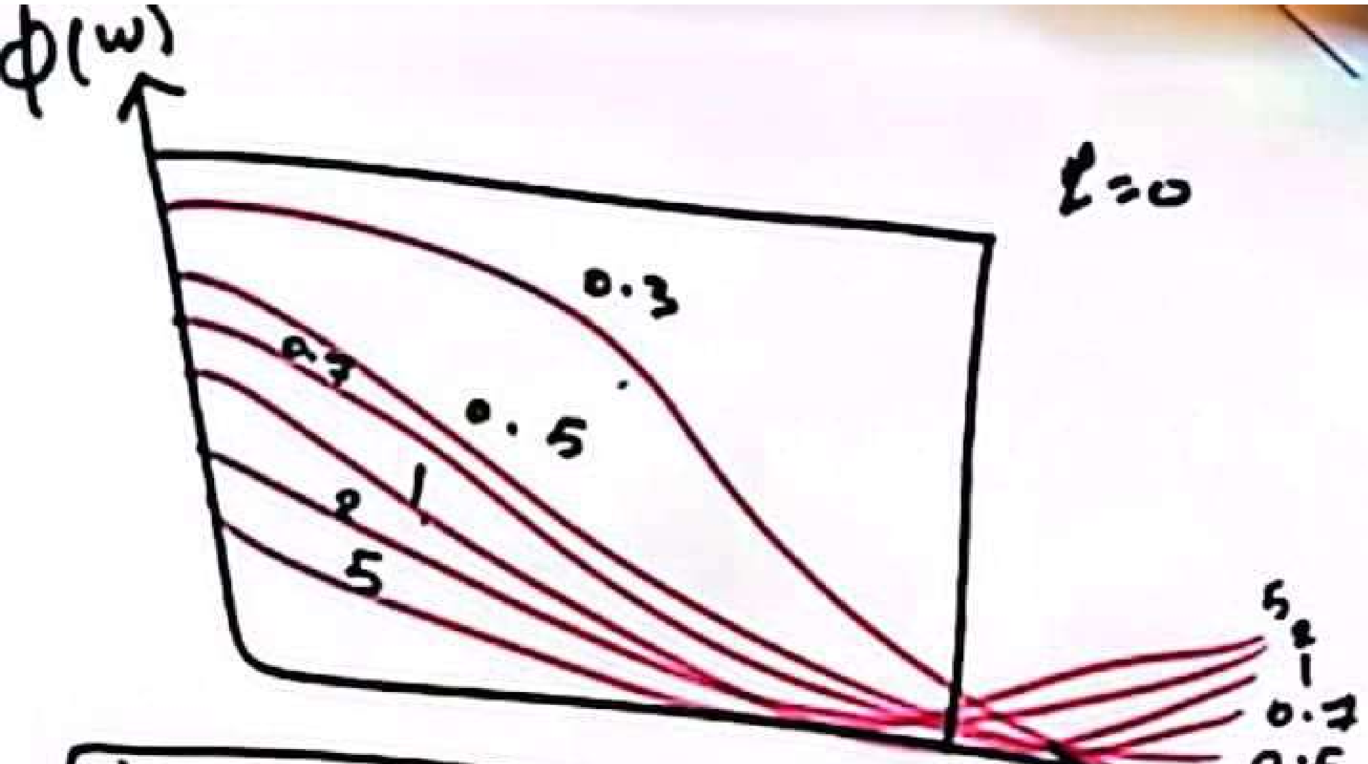


اعلى قيمة في ال magnitude هي √2 واقل قيمة هي 0.7
واعلى قيمة نون dB هي 3 واقل قيمة هي -3 لهيك الرسمة تتقسم لثلاثة مناطق

→ أكبر من 3 ⟶ resonence band

→ بين 3 و -3 ⟶ Transmission band

→ أقل من -3 ⟶ Filter band.



Phase shift : φw

→ Resonace freq in **under damped**

هون لو zeta لو اكبر من 0.7 رح يكون فش ريزونس ف في رينج معي لازم التزم فيه :

$$w_R = w_n\sqrt{1-2\zeta^2}$$

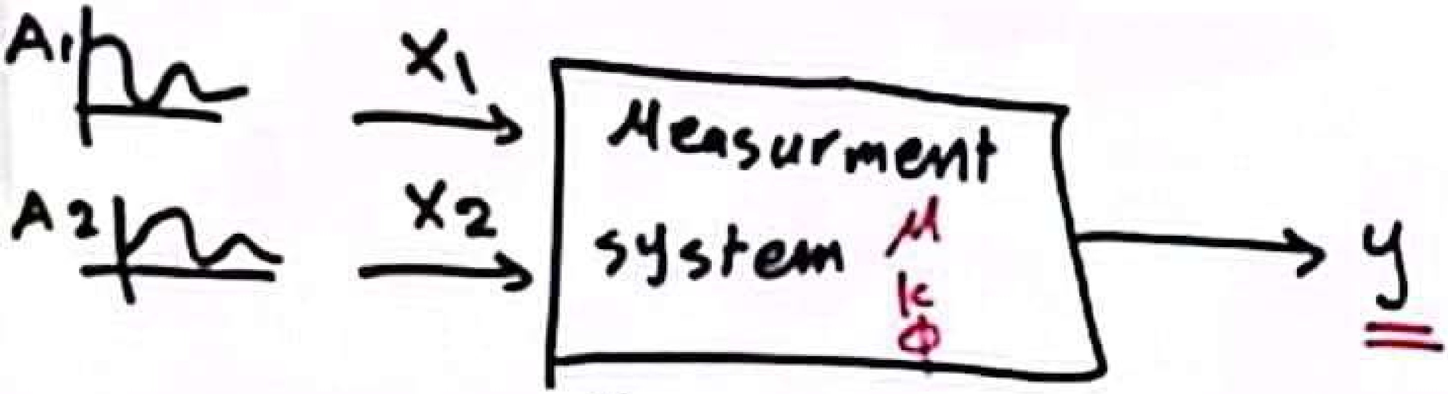
$0 < \zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$ (0.7)

when $\zeta = 0$ ∴ $w_R = w_n$

لا يجوز وضع ترددات في منطقة فيها frequency

→ frequencies within the resonance band is undesirable and damaging the sensors.

multiple Function Inputs:-



$$y = y_1 + y_2$$

→ Amplitude (B) $= \mu(\omega) \cdot K \cdot A_1 + \mu(\omega) \cdot K \cdot A_2$
output ↲

⊗ Coupled system:-

$$k_{eq} = K_1 * K_2$$

$$\mu(\omega)_{eq} = \mu_1(\omega) * \mu_2(\omega)$$

$$\phi(\omega)_{eq} = \phi_1(\omega) + \phi_2(\omega)$$

→ Amplitude (B) $= \mu_{eq} \cdot k_{eq} \cdot A$
output ↲

problems

Example :- 3.12

$2^{nd} \longrightarrow k = 1 \quad // \ \zeta = 2 \quad // \ \omega_n = 628 \ rad/s$

$F(t) = 5 + 10 \sin 25t + 20 \sin 400t$

$y(t) = ??$

المعادلة المعطاة هنا هي معادلة ال input لقيمة معينة وهاي طريقة تحويلها

① $y(t) = k\, e(t)$

$y(t) = 5k + 10k \sin 25t + 20k \sin 400t$

② $M(\omega) \rightarrow$ اضرب معاملات ال sin ب

③ $\phi(\omega)$ أزيدها قيمة داخل sin قيمة

$M(25) =$

$$\mu(25) = \frac{1}{\left[\left(1-(25/628)^2\right)^2 + \left(\frac{2*2*25}{628}\right)^2\right]^{1/2}}$$

$$\mu(25) = 0.989 \approx \boxed{0.99}$$

$$\mu(400) = \frac{1}{\sqrt{\left(1-(400/628)^2\right)^2 + \left(\frac{2*2*400}{628}\right)^2}}$$

$$\mu(400) = 0.382 \approx 0.39$$

$$\phi(25) = -9.1^\circ$$

$$\phi(400) = -77^\circ$$

$$y(t) = 5\underline{k} + 10k \sin 25t + 20k \sin \underline{400t}$$

$$M(25) = 0.99 \qquad \phi(25) = -9.1$$

$$M(400) = 0.39 \qquad \phi(400) = -77$$

$$y(t) = 5 + (10*1*0.99)\sin[25t + -9.1]$$
$$+ (20*1*0.39) * \sin[400t + -77]$$

$$\boxed{y(t) = 5 + 9.9\sin(25t - 9.1) + 7.8\sin(400t - 77)}$$

Resonance band :

هاي منطقة موجودة فقط في ال second احنا بالفيرست ما كنا نرتفع فوق ١٠٠٪

Trabqui.

[3.2] b) $\ddot{y} + 2\dot{y} + 4y = u(t)$

$\div 4 \rightarrow \frac{1}{4}\ddot{y} + \frac{1}{2}\dot{y} + y = \frac{1}{4}u(t)$

* $w_n^2 = 4 \longrightarrow$ $\boxed{w_n = 2}$

* $\frac{2\zeta}{w_n} = \frac{1}{2} \longrightarrow \frac{2\zeta}{2} = \frac{1}{2} \rightarrow$ $\boxed{\zeta = 0.5}$

* $\boxed{KA = \frac{1}{4}}$

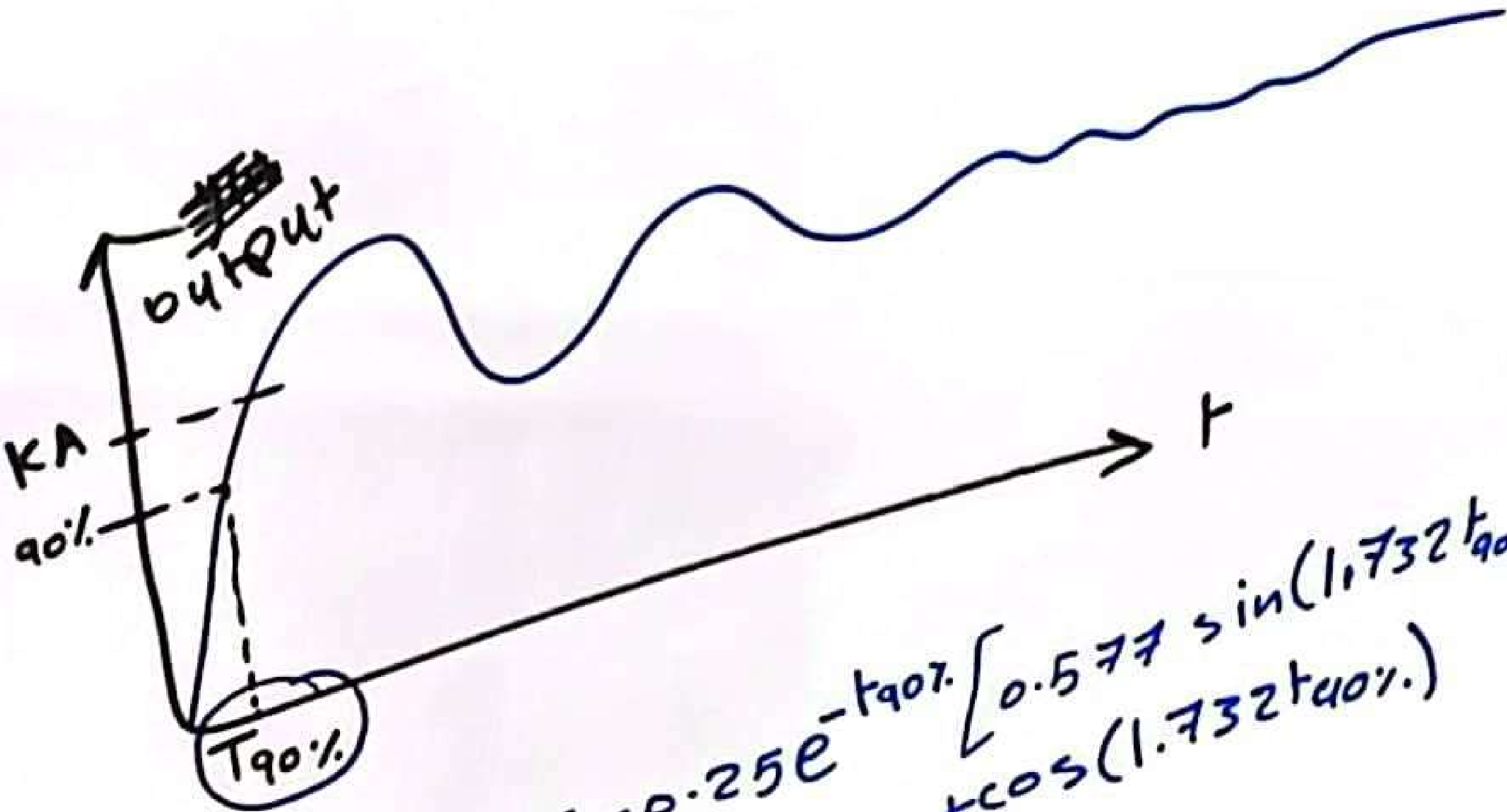
$$y(t) = KA - KAe^{-\zeta w_n t}\left[\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(w_n t\sqrt{1-\zeta^2}) + \cos(w_n t\sqrt{1-\zeta^2})\right]$$

$$y(t) = 0.25 - 0.25e^{-0.5*2t}\left[\frac{0.5}{\sqrt{1-0.5^2}}\sin(2*t*\sqrt{1-0.5^2}) + \cos(2*t*\sqrt{1-0.5^2})\right]$$

$$\boxed{y(t) = 0.25 - 0.25e^{-t}\left[0.577\sin(1.732t) + \cos(1.732t)\right]}$$

المطلوب معطيك معادلة ال input
وطالب معادلة ال output

المعادلة المعطاة هنا يا المعادلة العامة لل input والمطلوب قيمة output



$$0.9 \times 0.25 = 0.25 - 0.25 e^{-t_{90\%}} \left[0.577 \sin(1.732 t_{90\%}) + \cos(1.732 t_{90\%}) \right]$$

$$\boxed{T_{90\%} = 1s}$$

المطلب الثاني كان : حساب قيمة Trise ، من خلال المعادلة يلي طلعتها بتعوض قيمة ال M يلي هي عبارة عن KA × النسبة يلي طالبك اياها

3.17 $\zeta = 0.6$ $\zeta = 0.9$ $\zeta = 2$ **3.22**

dynamic error $= \pm 5\%$

$$1 - 5\% \le M(\omega) \le 1 + 5\%$$

$$0.95 \le M(\omega) \le 1.05$$

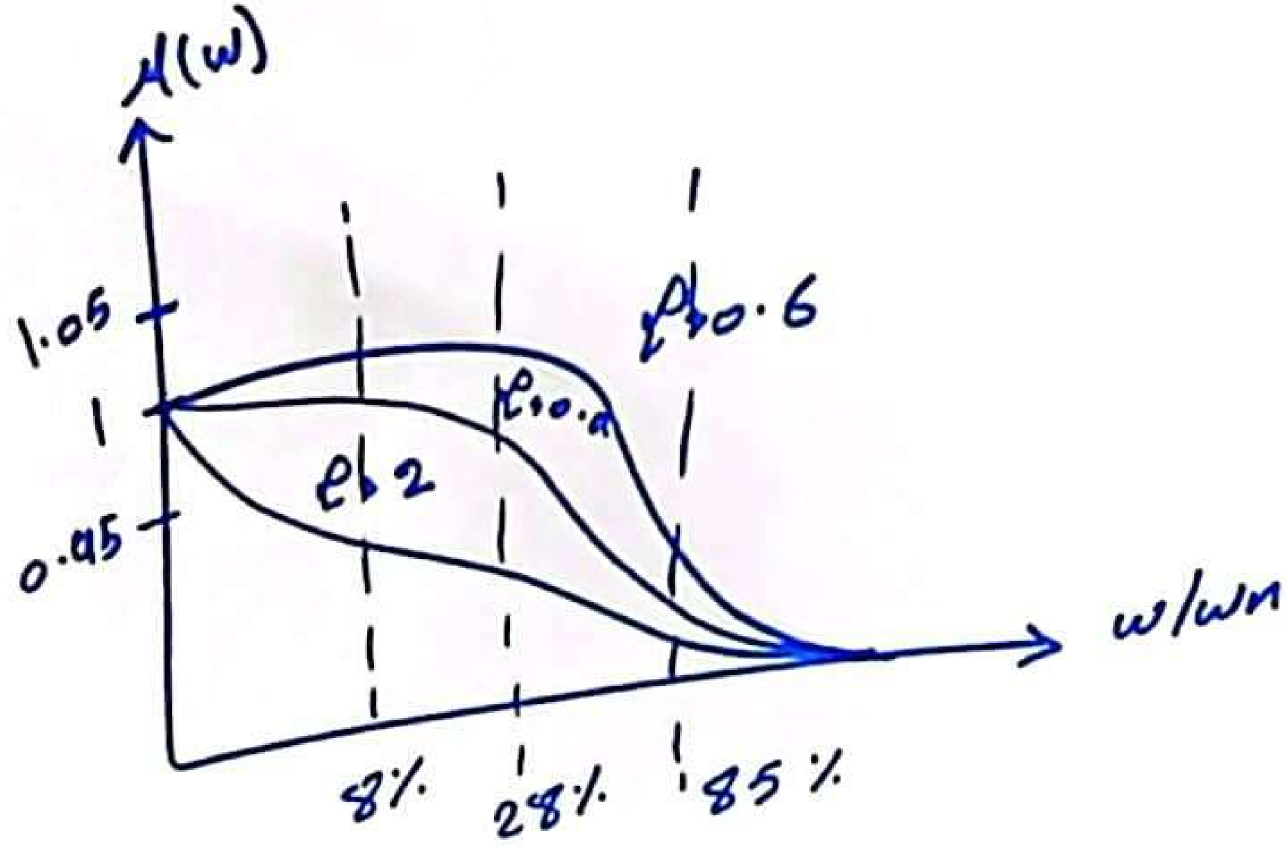
$$M(\omega) = \frac{1}{\left([1 - (\omega/\omega_n)^2]^2 + [2\zeta\, \omega/\omega_n]^2\right)^{1/2}}$$

$$1.05 = \frac{1}{\left(1 - (\omega/\omega_n)^2]^2 + [2\zeta\, \omega/\omega_n]^2\right)^{1/2}}$$

$$0 \le \frac{\omega}{\omega_n} \le 0.85 \qquad \zeta = 0.6$$

$$0 \le \frac{\omega}{\omega_n} \le 0.28 \qquad \zeta = 0.9$$

$$0 \le \frac{\omega}{\omega_n} \le 0.08 \qquad \zeta = 2$$

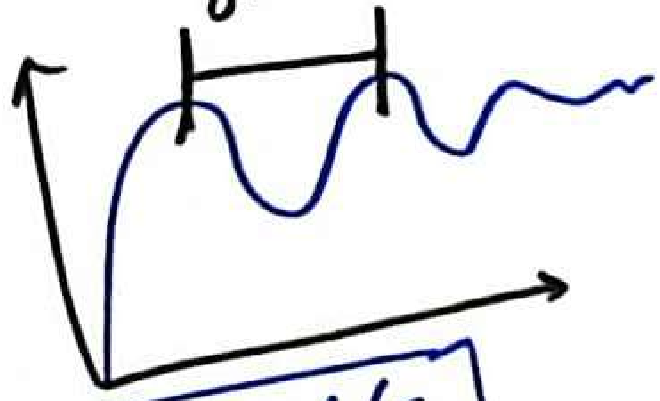


M(w)
1.05
1
0.95
ξ=0.6
ξ=0.4
ξ=2
w/wn
8%
28%
85%

3.20 Period oscillation = 0.577 ms

0.577 = T_d

ω_d = ??



$$\omega_d = \frac{2\pi}{T_d} = \frac{2\pi}{0.577} = \boxed{10.889 \text{ rad/s}}$$

$$f = \frac{1}{T_d} = \frac{1}{0.577} = \boxed{1.733 \text{ Hz}}$$

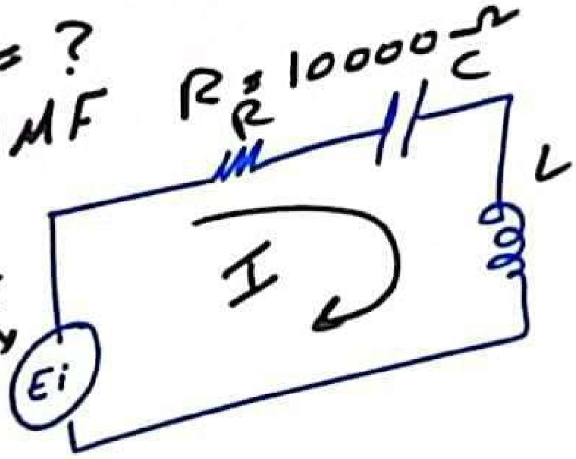
3.24 * $E(t) = L\ddot{I} + R\dot{I} + \frac{I}{C}$

$\omega_n = ?$ $\quad \zeta = ?$

* $E(t) = 1 + 0.5 \sin 2000t$ "v"

steady response = ?

when $L = 2H$ $\quad C = 1MF$ $\quad R = 10000\,\Omega$



$$L\ddot{I} + R\dot{I} + \frac{I}{C} = E(t)$$

المطاليب طالبك اول شي تحسبله

wn

zeta

ومن ثم طالبك تحسبله steady response يلي هما هون M and Ø

وكمان طالبك بالاخير تكتبله معادلة output

$$\frac{1}{wn^2} = 2 \times 10^{-6}$$

$$wn^2 = \frac{1}{2 \times 10^{-6}}$$

$$\boxed{wn = 707 \ rad/s}$$

$$\frac{2\zeta}{wn} = 1 \times 10^{-6} \times 10000$$

$$2\zeta = 0.01 \times 707$$

$$\boxed{\zeta = 3.535}$$

السؤال معطيني معادلتين معادلة عامة ومعادلة عند قيمة معينة انا
من خلال المعادلة العامة بجيب قيمة wn و zeta

$$E(t) = 1 + 0.5 \sin(2000 t)$$

steady responce for periodic

$\therefore M(\omega) \quad \phi(\omega)$

من هون بحصل M و ∅ من خلال قوانينها

$$M(\omega) = \frac{1}{\left(\left(1-\left(\frac{2000}{707}\right)^2\right)^2 + \left(2*2*\frac{2000}{707}\right)^2\right)^{1/2}}$$

$$M(\omega) = 0.05$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{-2*3.5*\frac{2000}{707}}{1-\left(\frac{2000}{707}\right)}\right) \text{ rad}$$

$$\boxed{\phi = -1.23 \text{ rad}}$$

$$I(t) = 1 + [0.5 * 0.05 * 1 * 10^{-6}] * \sin(2000t + -1.23)$$

$$y(t) = 1 + 0.025 * 10^{-6} * \sin(2000t - 1.23)$$

خطوات حل المعادلة لما تكون input
عند قيمة معينة طبقها هون

3.31 $\zeta = 0.4$ $\quad w_n = 18000$ Hz

$\delta(w) = ??$ $\quad w = 4500$ Hz

$\phi(w) = ??$

resonance frequency = ??

$w_n = (18000 * 2\pi)$ rad/s

$w = (4500 * 2\pi)$ rad/s

$\zeta = 0.4 \rightarrow$ underdamped.

عندي ثلاث مطالب

$$\delta(\omega) = M(\omega) - 1$$

$$M(\omega) = \frac{1}{\left(\left(1 - \left(\frac{4500 * 2\pi}{18000 * 2\pi}\right)^2\right)^2 + \left(2 * 0.4 * \frac{4500 * 2\pi}{18000 * 2\pi}\right)^2\right)}$$

$$\boxed{M(\omega) = 1.04} \rightarrow \boxed{M(4500 * 2\pi) = 1.04}$$

$$\delta(\omega) = M(\omega) - 1$$

$$\delta(4500 * 2\pi) = M(4500 * 2\pi) - 1$$

$$= 1.04 - 1 = 0.04 = \pm 4\%$$

$$\phi(4500*2\pi) = \tan^{-1}\left(\frac{-2*0.4*\left(\frac{4500*2\pi}{18000*2\pi}\right)}{1-\left(\frac{4500*2\pi}{18000*2\pi}\right)^2}\right)$$

$$= \boxed{-0.21}$$

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

$$f_R = f_n\sqrt{1-2\zeta^2}$$

$$= 18000 * \sqrt{1-2(0.4)^2}$$

$$= 14.8 \text{ KHZ}$$

في حالة طلب
تايم لاغ

$$\text{Time lag} = \frac{|\phi(w)|}{w}$$

$$= \frac{0.21}{4500 \times 2\pi}$$

$$= \boxed{7.4367 \times 10^{-6}\ s}$$

3.34

first order → second order

$\tau = 1.4\,ms$

$K_1 = 2V/C$

$K = 1$

$\xi = 0.9$

$w_n = 5000\ Hz$

$T(t) = 10 + 50 \sin 628t$

$\tau = 1.4 \times 10^{-3}\,s$

$K_1 = 2$

$K_2 = 1$

$\xi = 0.9$

$w_n = 5000 \times 2\pi$

$$M_1(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 * \tau^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 + 628^2 * (1.4 * 10^{-3})^2}}$$

$$= 0.75$$

$$M_2(\omega) = \frac{1}{\left(\left(1 - \left(\frac{628}{5000 * 2\pi}\right)^2\right)^2 + \left(2 * 0.9 * \frac{628}{5000 * 2\pi}\right)^2 \right)^{0.6}}$$

$$M_2(\omega) = 1$$

$$M_{eq} = (1)(0.75) = \boxed{0.75}$$

$$\phi_1(\omega) = -\tan^{-1}(\omega \tau)$$

$$\phi_1(w) = -\tan^{-1}(w\tau)$$

$$\phi_1(w) = -\tan^{-1}(628 * 1.4 * 10^{-3}) = -0.721 \text{ rad}$$

$$\phi_2(w) = \tan^{-1}\left(\frac{-2 * 0.9 * \left(\frac{628}{5000 * 2\pi}\right)}{1 - \left(\frac{628}{5000 * 2\pi}\right)^2}\right)$$

$$\phi_2(w) = -0.036 \text{ rad}$$

$$\phi_{eq} = -0.721 + -0.036$$

$$= \boxed{-0.757 \text{ rad}}$$

$$* K_{eq} = K_1 * K_2$$

$$= 1 * 2 = \boxed{2}$$

$$M_{eq}(w) = 0.75$$

$$\phi_{eq}(w) = -0.757$$

$$M_{eq}(w) = 0.75$$

$$\phi_{eq}(w) = -0.757$$

$$K_{eq} = 2$$

$$y(t) = 10 + (50 * 0.75 * 2) * \sin(628t - 0.757)$$

$$\boxed{y(t) = 10 + 75 \sin(628t - 0.757)}$$

ch.4

* probability and statistics
  - ↳ study random variations.

* Types of error :-

1 Baise error (fixed error)
"systematic"

→ removed : by calibration

2 precision (random error)

→ minumized by :- repetitions
replication

probability and statistics

1) لا نتعلم وظيفة Measurment statistic ، علاقتها بال Engineering Measurment

2)

لا نتعلم شغلة (كتاوية رح نوضحها)

there is 2 types of error

Analysis of Error
- ch.4 → Random error (precision error) نتقلل منه عن طريق → Sol : repetitions or replication → Repetition / replication
- ch.5 → Systematic error (Bias/Fixed) → calibration

Stats : اهداف عملية الإحصاء ؟ لو نديري data وبدي اطلع منها شغلة شدد 3

Data → $X_1, X_2 \dots X_N$ → Measurments.

our goal of statistics

1) find Representative Value (انه مثلاً بدل مايكون عندي 20 رقم بدي رقم واحد)

ex) Mean → $\bar{X} = \dfrac{X_1 + X_2 + \dots X_n}{N}$ → results هاد بيعطيني Point estimate للنتائج التجريبية

لو مثلاً بتسحب ملعقة الحساب مرة ثانية بتسحب ثانية كميه من [illegible] اين الارقام

ادنتا في النتائج رح يكون مختلفة ؟

2) Measure of variability / uncertainty → μ_X → Point estimate بيعطيني Variability للـ variability

(scaterd) كم انا بعيد عن القيمة الصحيحة

→ [ex] → standerd deviation S_x

3. precision interval → random error } → ch1.4
confidance interval → all type of error → ch1.5

انواع ال Error :-

Types of error 1) random error
2) Based error
3) fased error

مثال ال pricision interval ← ملخص اي تجربة

$\bar{X} \pm U_x$ (P%)

- $\bar{X}$ → precintitive value (Mean value)
- U_x → uncertinty
- (P%) → ولازم احدد عم ال confidance level أو ال probability / significant level

→ [ex] 42 ± 1 (unit) 95%

* ال S_x ما بتساوي ال U_x ولكن تتناسب معها.
* كلما كانت ال probability اعلى بتكون U_x (widder أوسع)

question

ما معنى random expiriment ← تجربة بتتغير نتائجها كل مرة.

* Statistics and Probability.

If $x_1, x_2, x_3 .. x_n$ taken under fixed conditions (biase = zero)

∴ we have random error only.

$$X' = \bar{X} \pm u_{\bar{x}} \quad (P\%)$$

→ Point estimate (avg)

X' ↓ true value

$u_{\bar{x}}$ ↳ uncertainity interval

$(P\%)$ → possibe rang of error (precision interval)

→ $\bar{X}$ ⇝ representative value

"most probable estimate of X' based on available data"

→ $u_{\bar{x}}$ ⇝ measure of variability

→ P% ⇝ precision interval at given P%.

For a given set of measurements, we want to be able to quantify (1) a single representative value that best characterizes the average of the measured data set; (2) a representative value that provides a measure of the variation in the measured data set; and (3) how well the average of the data set represents the true average value of the entire population of the measured variable. The value of item (1) can vary with repeated data sets and so the difference between it and the true average value of the population is a type of random error. Item (3) requires establishing an interval within which the true average value of the population is expected to lie. This interval quantifies the probable range of this random error and it is called a random uncertainty.

4.2 STATISTICAL MEASUREMENT THEORY

Sampling refers to obtaining a set of data through repeated measurements of a variable under fixed operating conditions. This variable is known as the *measured variable* or, in statistical terms, the *measurand*. By fixed operating conditions, we mean that the external conditions that control the process are held at constant values. In actual engineering practice, truly fixed conditions are difficult to attain and the term "fixed operating conditions" is used in a nominal sense. That is, we consider the process conditions to be maintained as closely as possible and deviations from these conditions will show up in the data set variations.

From a statistical analysis of the data set and an analysis of sources of error that influence these data, we can estimate x' as

$$x' = \bar{x} \pm u_{\bar{x}} \quad (P\%) \qquad (4.1)$$

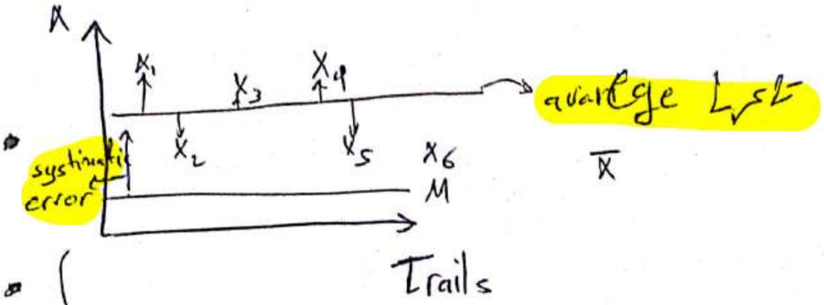
uncertinty

where $\bar{x}$ represents the most probable estimate of x' based on the available data and $\pm u_{\bar{x}}$ represents the *uncertainty interval* in that estimate at some probability level, $P\%$. *Uncertainties are numbers that quantify the possible range of the effects of errors.* The uncertainty interval is the range about $\bar{x}$

synthetic Error : there is a bias between values

random Error : random values

ما يالرسمة زي رح توضح الفرق مابين ال random error وال systimatic error :-



• انه عندي الفرق Random مرة عالية ومرة نازلة

• $\bar{X}$ لا تمثل القيمة الحقيقية

مثلاً ال M هي الي تمثل دائماً القيمة الحقيقية (True Value)

$X' = M$

* كم الفرق اي عندي بعيدة عن $\bar{X}$ مرتبطة بال Random error

* كم ال $\bar{X}$ بعيدة عن ال M systematic error =

كم انا بعيد عن ال True Value = Random error + Systamatic error

لو فرضنا انه ال systimatic error = 0 ← بدي استخدم الأساليب الإحصائية

عشان اعرف اديش ال Random error

بنوخذ اول تطبيقة من التطبيقات ((probability density function))

Table 4.1 Sample of Random Variable x

i	x_i	i	x_i
1	0.98	11	1.02
2	1.07	12	1.26
3	0.86	13	1.08
4	1.16	14	1.02
5	0.96	15	0.94
6	0.68 ← اصغرها	16	1.11
7	1.34 ← اكبرها	17	0.99
8	1.04	18	0.78
9	1.21	19	1.06
10	0.86	20	0.96

X_i

$i = 1 - 20$

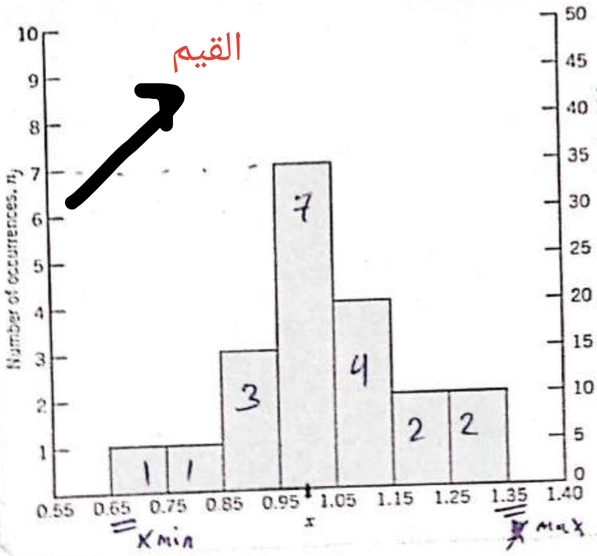
قراءات

لازم ارسم ال

Histogram: Frequancy distribution

In Figure 4.1, there exists a region on the axis where the data points tend to clump; this region contains the central value. Such behavior is typical of most engineering variables. We might expect that the true mean value of x is contained somewhere in this clump.

1) بناءً ع كل شو دونه الإحصاء طلع عنا ال instograme ال ← الفائدة منه انه بدل ما يكون عندي 20 رقم حولها ل 7 جزئيات



كلما زاد عدد العينات زاد الدقة accuracy.

Figure 4.2 Histogram and frequency distribution for data in Table 4.1.

مثلاً هاي الرسمة شو بتوضحلي ← انه اقل قيمة هي 0.65 واعلى قيمة 1.35 الأكثر تكرار هي [illegible] (0.95 - 1.05) والأقل تكرار هما الي على الاطراف وبرضو بتقل كلما اتجهنا للوسط زادت القيم وبتقل عند الأطراف

خطوات رسم Histogram

ما شان نرسم Histogram لازم نراعي عدة اشياء

1. $N \geq 20$ — عدد العينات اكبر من ٢٠

2. if I have $20 < N < 40$ → نفضل تكون عشرة او وحدة

$n_i \geq 5$

مثلاً في Histogram ال موجودة تقعة في الفترة $(0.95 - 1.05)$ كانت تكرار $5 \leq 7$

3. If $20 < N < 40$ نفضل $K \geq 4$ (k)

كيف برسم ال Histogram

This description for variable x can be extended. Suppose we plot the data of Table 4.1 in a different way. The abscissa will be divided between the maximum and minimum measured values

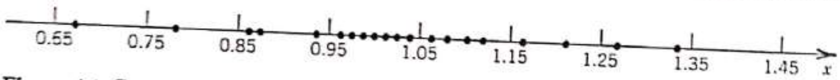


Figure 4.1 Concept of density in reference to a measured variable (from Ex. 4.1).

SOLUTION To develop the histogram, compute a reasonable number of intervals for this data set. For $N = 20$, a convenient estimate of K is found from Equation 4.2 to be

$$K = 1.87(N - 1)^{0.40} + 1 = 7$$

Next, determine the maximum and minimum values of the data set and divide this range into K intervals. For a minimum of 0.68 and a maximum of 1.34, a value of $\delta x = 0.05$ is chosen. The intervals are as follows:

j	Interval (or (Pens))	n_j (count or frequancy)	$f_j = n_j/N$
1	$0.65 \leq x_i < 0.75$	1	0.05
2	$0.75 \leq x_i < 0.85$	1	0.05
3	$0.85 \leq x_i < 0.95$	3	0.15
4	$0.95 \leq x_i < 1.05$	7	0.35
5	$1.05 \leq x_i < 1.15$	4	0.20
6	$1.15 \leq x_i < 1.25$	2	0.10
7	$1.25 \leq x_i < 1.35$	2	0.10

* طريقة الحل اصغر رقم ← صغره $0.62 \approx 0.6$

اكبر رقم ← كبره $1.34 \approx 1.4$

* اوجد الـ K لعدد الفئات)

$$K = 1.87(N-1)^{40} + 1 = 7$$

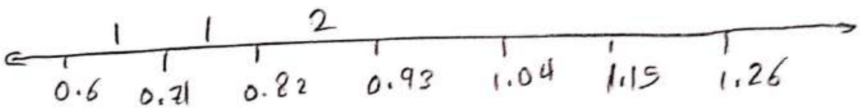
* ~~1.34~~

$$\frac{1.4 - 0.6}{7} = 0.11$$

هذرينا

1) (0.6 - 0.71)
2) (0.71 - 0.82)
3) (0.82 - 0.93)
4) (0.93 - 1.04)
5) (1.04 - 1.15)
6) (1.15 - 1.26)
7) (1.26 - 1.37)

كل مرة
بزيد
0.11



وزع الأرقام عالفئات بطلع عندك الجدول

ومن الجدول اعمل Histograme

data = 30

6 G

5. data

1 Histogram :-

→ conditions :

① $N > 20$

② $20 < N < 40$, $n_i \geq 5$

③ # of intervals $K \geq 4$

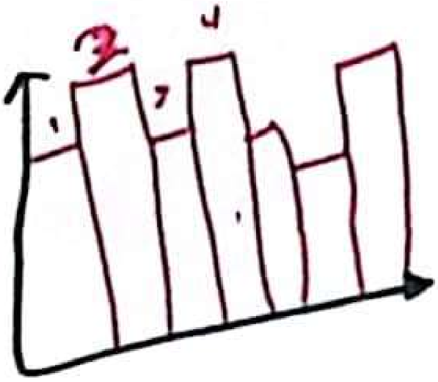
④ $N > 40 \rightarrow K = 1.87 (N-1)^{0.4} + 1$

① N

② K

③ $\frac{\text{أكبر - أصغر}}{K} = 7$

forekamp



The *standard deviation*, σ, a commonly used statistical parameter, is defined as the square root of the variance, that is $\sigma = \sqrt{\sigma^2}$.

يا جماعة شو

$$x_i = \bar{x} \pm Z_{,\alpha} \ (P\%)$$

presititive value — elastisity — propapility

لاحظ انا بتفقد الأشياء حكينا عنها

2. $X_1 \quad X_2 \quad \ldots \quad X_n$ لنفرض اخذنا

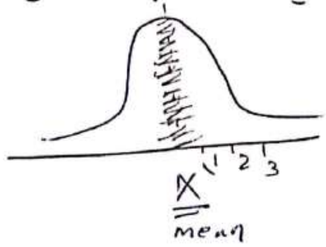
$$N(\bar{X}, \sigma^2)$$

Known mean — variance

(لو سحبت اي عينة مثلا فوقه) $X_i = \bar{X} \pm Z\sigma$

Known mean

لو بدي ارسم ال interval الي طلعت معاي بحكي عن Position interval



لو انا بجد نشر 1,2,3

يعني اول مرة حطيت بدل ال Z = 1

لو حكي 1 ± σ بتكون المنطقة المظللة بالوسط كاملة

$\bar{X} \pm 1\sigma \longrightarrow (68\%)$

$\bar{X} \pm 2\sigma \longrightarrow (95\%)$

$\bar{X} \pm 3\sigma \longrightarrow (99\%)$

ما يهم وحدة لحالها ال interval بتكون 95%

صا يادوب حالة / 2 حكينا عنها :

1) لو كانت Normal distributed

2) $n > 30$

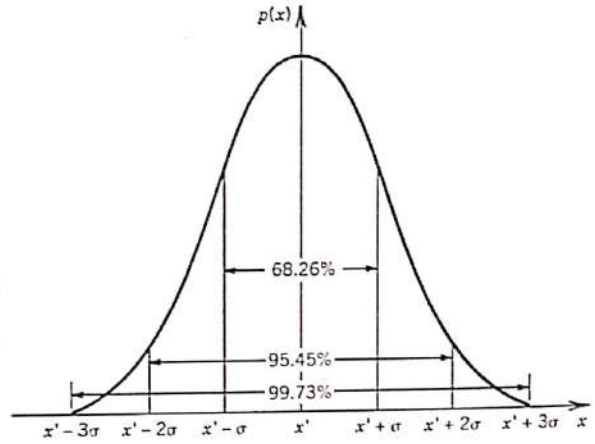


Figure 4.4 Relationship between the probability density function and its statistical parameters, x' and σ, for a normal (gaussian) distribution.

$$x' - z_1\sigma \le x \le x' + z_1\sigma,$$

$z_1 = 1$, 68.26% of the area under $p(x)$ lies within $\pm z_1\sigma$ of x'.
$z_1 = 2$, 95.45% of the area under $p(x)$ lies within $\pm z_1\sigma$ of x'.
$z_1 = 3$, 99.73% of the area under $p(x)$ lies within $\pm z_1\sigma$ of x'.

$x_i = x' \pm z\sigma \quad (P\%)$

Example 4.2

Using the probability values in Table 4.3, show that the probability that a measurement will yield a value within $x' \pm \sigma$ is 0.6826 or 68.26%.

KNOWN Table 4.3
$z_1 = 1$

ASSUMPTIONS Data follow a normal distribution.

FIND $P(x' - \sigma \le x \le x' + \sigma)$

[2] $X_1, X_2, X_3 \cdots X_n$ (normal)

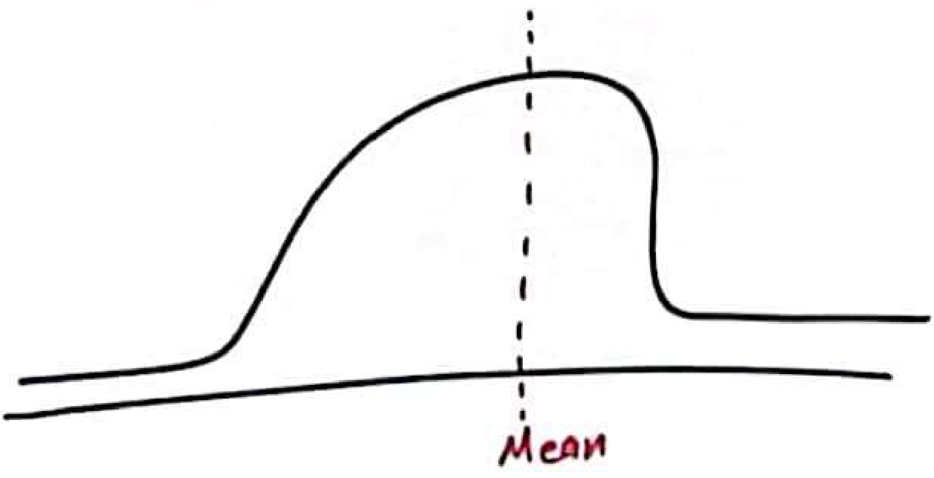
$$\rightarrow X_i = X' \pm Z \sigma \quad (P\%)$$

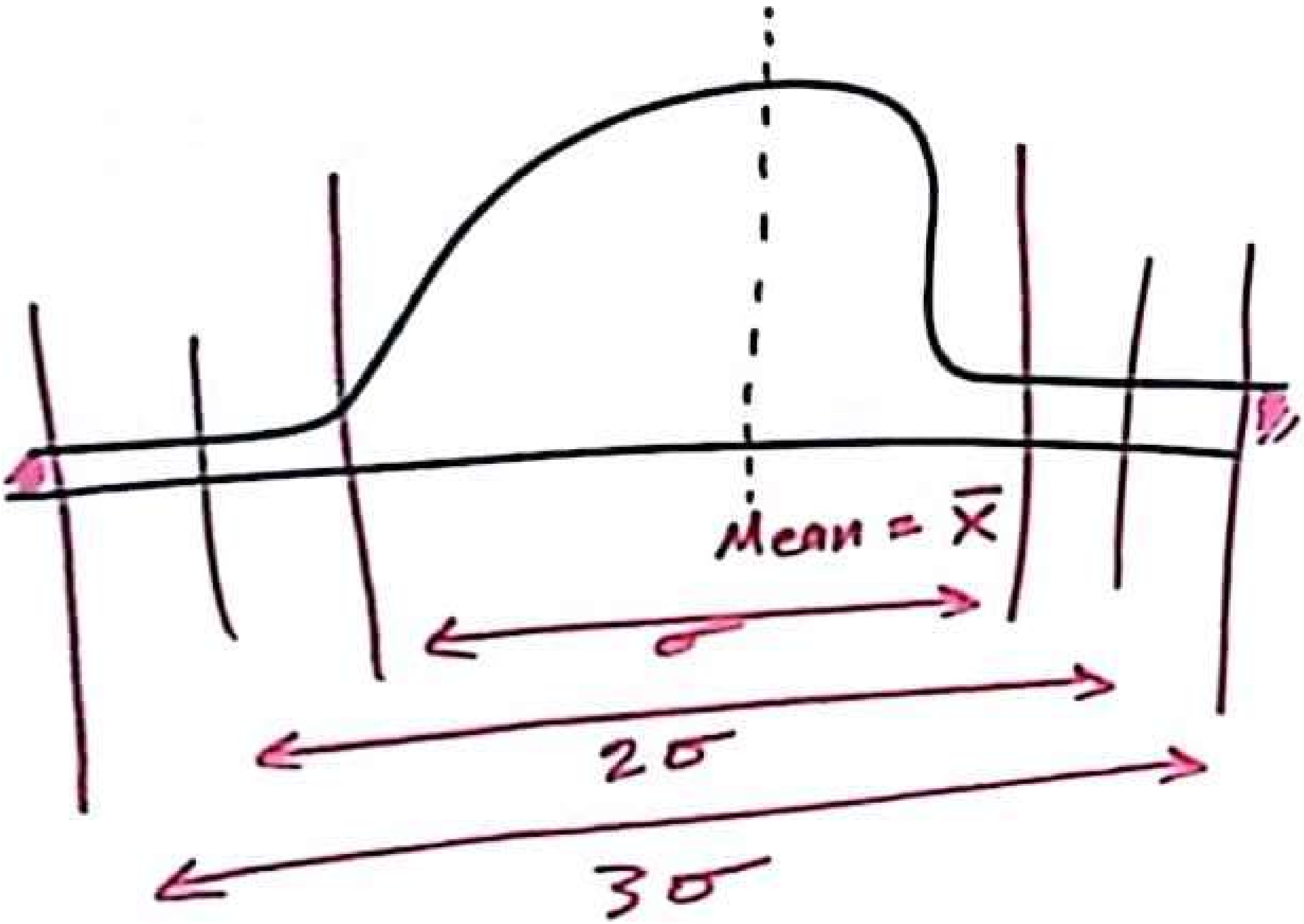
- True value ← X'
- estimate $\bar{X}$

Z → normal distrubiountion

$$\begin{bmatrix} X' \pm 1\sigma & (68.27\%) \\ X' \pm 2\sigma & (95.45\%) \\ X' \pm 3\sigma & (99.73\%) \\ X' \pm 0.674\sigma & (50\%) \end{bmatrix}$$

→ precsion interval




Mean = X̄
σ
2σ
3σ

SOLUTION To estimate the probability that a single measurement will have a value within some interval, we need to solve the integral

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_0^{z_1=1} e^{-\beta^2/2}d\beta$$

over the interval defined by z_1. Table 4.3 lists the solutions for this integral. Using Table 4.3 for $z_1 = 1$, we find $P(z_1) = 0.3413$. However, since $z_1 = (x_1 - x')/\sigma$, the probability that any measurement of x will produce a value within the interval $0 \le x \le x' + \sigma$ is 34.13%. Since the normal distribution is symmetric about x', the probability that x will fall within the interval defined between $-z_1\delta$ and $+z_1\delta$ for $z_1 = 1$ is (2)(0.3413) = 0.6826 or 68.26%. Accordingly, if we made a single measurement of x, the probability that the value found would lie within the interval $x' - \sigma \le x \le x' + \sigma$ would be 68.26%.

COMMENT Similarly, for $z_1 = 1.96$, the probability would be 95.0%.

Example 4.3

The statistics of a well-defined varying voltage signal are given by $x' = 8.5$ V and $\sigma^2 = 2.25$ V^2. If a single measurement of the voltage signal is made, determine the probability that the measured value indicated will be between 10.0 and 11.5 V.

KNOWN $x' = 8.5$ V
$\sigma^2 = 2.25$ V^2

ASSUMPTIONS Signal has a normal distribution about x'.

FIND $P(10.0 \le x \le 11.5)$

SOLUTION To find the probability that x will fall into the interval $10.0 \le x \le 11.5$ requires finding the area under $p(x)$ bounded by this interval. The standard deviation of the variable is $\sigma = \sqrt{\sigma^2} = 1.5$ V, so our interval falls under the portion of the $p(x)$ curve bounded by $z_1 = (10.0 - 8.5)/1.5 = 1$ and $z_1 = (11.5 - 8.5)/1.5 = 2$. From Table 4.3, the probability that a value will fall between $8.5 \le x \le 10.0$ is $P(8.5 \le x \le 10.0) = P(z_1 = 1) = 0.3413$. For the interval defined by $8.5 \le x \le 11.5$, $P(8.5 \le x \le 11.5) = P(z_1 = 2) = 0.4772$. The area we need is just the overlap of these two intervals, so

$$\begin{aligned} P(10.0 \le x \le 11.5) &= P(8.5 \le x \le 11.5) - P(8.5 \le x \le 10.0) \\ &= 0.4772 - 0.3413 = 0.1359 \end{aligned}$$

So there is a 13.59% probability that the measurement will yield a value between 10.0 and 11.5 V.

COMMENT In general, the probability that a measured value will lie within an interval defined by any two values of z_1, such as z_a and z_b, is found by integrating $p(x)$ between z_a and z_b. For a normal density function, this probability is identical to the operation, $P(z_b) - P(z_a)$.

3. If X – XN finite data set
بنحسب $\bar{x}$ و ال S_x

Finite-sized data sets provide the statistical estimates known as the *sample mean value* ($\bar{x}$), the *sample variance* (s_x^2), and its outcome, the *sample standard deviation* (s_x), defined by

$$\bar{x} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_i \tag{4.14a}$$

$$s_x^2 = \frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(x_i - \bar{x})^2 \tag{4.14b}$$

$$s_x = \sqrt{s_x^2} = \left(\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{N}(x_i - \bar{x})^2\right)^{1/2} \tag{4.14c}$$

the finite statistical estimates and the statistics based on an assumed $p(x)$. For a normal distribution of x about some sample mean value, $\overline{x}$, we can state that statistically

$$x_i = \overline{x} \pm t_{\nu,P} s_x \quad (P\%) \tag{4.15}$$

where the variable $t_{\nu,P}$ provides a coverage factor used for finite data sets and which replaces the z variable. This new variable is referred to as the *Student's t variable*,

$$t = \frac{\overline{x} - x'}{s_x/\sqrt{N}} \tag{4.16}$$

The interval $\pm t_{\nu,P} s_x$ represents a precision interval, given at probability $P\%$, within which one should expect any measured value to fall.

$X_i = \overline{X} \pm t_{VP} \cdot S_X$

V: decrease of fredom = N - 1

P: probability.

Table 4.4 Student's t Distribution

ν	t_{50}	t_{90}	t_{95}	t_{99}
1	1.000	6.314	12.706	63.657
2	0.816	2.920	4.303	9.925
3	0.765	2.353	3.182	5.841
4	0.741	2.132	2.770	4.604
5	0.727	2.015	2.571	4.032
6	0.718	1.943	2.447	3.707
7	0.711	1.895	2.365	3.499
8	0.706	1.860	2.306	3.355
9	0.703	1.833	2.262	3.250
10	0.700	1.812	2.228	3.169
11	0.697	1.796	2.201	3.106
12	0.695	1.782	2.179	3.055
13	0.694	1.771	2.160	3.012
14	0.692	1.761	2.145	2.977
15	0.691	1.753	2.131	2.947
16	0.690	1.746	2.120	2.921
17	0.689	1.740	2.110	2.898
18	0.688	1.734	2.101	2.878
19	0.688	1.729	2.093	2.861
20	0.687	1.725	2.086	2.845
21	0.686	1.721	2.080	2.831
30	0.683	1.697	2.042	2.750
40	0.681	1.684	2.021	2.704
50	0.680	1.679	2.010	2.679
60	0.679	1.671	2.000	2.660
∞	0.674	1.645	1.960	2.576

The value for the t estimator provides a coverage factor that is a function of the probability, P, and the degrees of freedom in the data set, $\nu = N - 1$. These t values can be obtained from Table 4.4,

Table 4.3 Probability Values for Normal Error Function One-Sided Integral Solutions for $p(z_1) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_0^{z_1} e^{-z^2/2} dz$

$z_1 = \frac{x_1 - x'}{\sigma}$	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
0.0	0.0000	0.0040	0.0080	0.0120	0.0160	0.0199	0.0239	0.0279	0.0319	0.0359
0.1	0.0398	0.0438	0.0478	0.0517	0.0557	0.0596	0.0636	0.0675	0.0714	0.0753
0.2	0.0793	0.0832	0.0871	0.0910	0.0948	0.0987	0.1026	0.1064	0.1103	0.1141
0.3	0.1179	0.1217	0.1255	0.1293	0.1331	0.1368	0.1406	0.1443	0.1480	0.1517
0.4	0.1554	0.1591	0.1628	0.1664	0.1700	0.1736	0.1772	0.1808	0.1844	0.1879
0.5	0.1915	0.1950	0.1985	0.2019	0.2054	0.2088	0.2123	0.2157	0.2190	0.2224
0.6	0.2257	0.2291	0.2324	0.2357	0.2389	0.2422	0.2454	0.2486	0.2517	0.2549
0.7	0.2580	0.2611	0.2642	0.2673	0.2704	0.2734	0.2764	0.2794	0.2823	0.2852
0.8	0.2881	0.2910	0.2939	0.2967	0.2995	0.3023	0.3051	0.3078	0.3106	0.3133
0.9	0.3159	0.3186	0.3212	0.3238	0.3264	0.3289	0.3315	0.3340	0.3365	0.3389
1.0	0.3413	0.3438	0.3461	0.3485	0.3508	0.3531	0.3554	0.3577	0.3599	0.3621
1.1	0.3643	0.3665	0.3686	0.3708	0.3729	0.3749	0.3770	0.3790	0.3810	0.3830
1.2	0.3849	0.3869	0.3888	0.3907	0.3925	0.3944	0.3962	0.3980	0.3997	0.4015
1.3	0.4032	0.4049	0.4066	0.4082	0.4099	0.4115	0.4131	0.4147	0.4162	0.4177
1.4	0.4192	0.4207	0.4222	0.4236	0.4251	0.4265	0.4279	0.4292	0.4306	0.4319
1.5	0.4332	0.4345	0.4357	0.4370	0.4382	0.4394	0.4406	0.4418	0.4429	0.4441
1.6	0.4452	0.4463	0.4474	0.4484	0.4495	0.4505	0.4515	0.4525	0.4535	0.4545
1.7	0.4554	0.4564	0.4573	0.4582	0.4591	0.4599	0.4608	0.4616	0.4625	0.4633
1.8	0.4641	0.4649	0.4656	0.4664	0.4671	0.4678	0.4686	0.4693	0.4699	0.4706
1.9	0.4713	0.4719	0.4726	0.4732	0.4738	0.4744	0.4750	0.4758	0.4761	0.4767
2.0	0.4772	0.4778	0.4783	0.4788	0.4793	0.4799	0.4803	0.4808	0.4812	0.4817
2.1	0.4821	0.4826	0.4830	0.4834	0.4838	0.4842	0.4846	0.4850	0.4854	0.4857
2.2	0.4861	0.4864	0.4868	0.4871	0.4875	0.4878	0.4881	0.4884	0.4887	0.4890
2.3	0.4893	0.4896	0.4898	0.4901	0.4904	0.4906	0.4909	0.4911	0.4913	0.4916
2.4	0.4918	0.4920	0.4922	0.4925	0.4927	0.4929	0.4931	0.4932	0.4934	0.4936
2.5	0.4938	0.4940	0.4941	0.4943	0.4945	0.4946	0.4948	0.4949	0.4951	0.4952
2.6	0.4953	0.4955	0.4956	0.4957	0.4959	0.4960	0.4961	0.4962	0.4963	0.4964
2.7	0.4965	0.4966	0.4967	0.4968	0.4969	0.4970	0.4971	0.4972	0.4973	0.4974
2.8	0.4974	0.4975	0.4976	0.4977	0.4977	0.4978	0.4979	0.4979	0.4980	0.4981
2.9	0.4981	0.4982	0.4982	0.4983	0.4984	0.4984	0.4985	0.4985	0.4986	0.4986
3.0	0.49865	0.4987	0.4987	0.4988	0.4988	0.4988	0.4989	0.4989	0.4989	0.4990

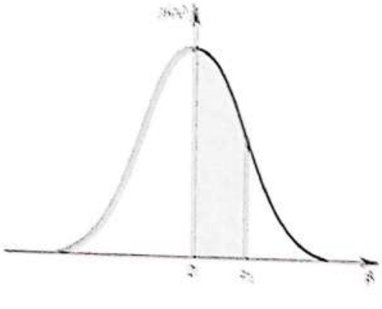


Figure 4.3 Integration terminology for the normal error function and Table 4.3.

* (سؤال) لو عندي انه احتمال اي قراءة بدي اخذها ع تطلع بين

$\bar{x} \pm \sigma$ (68%)

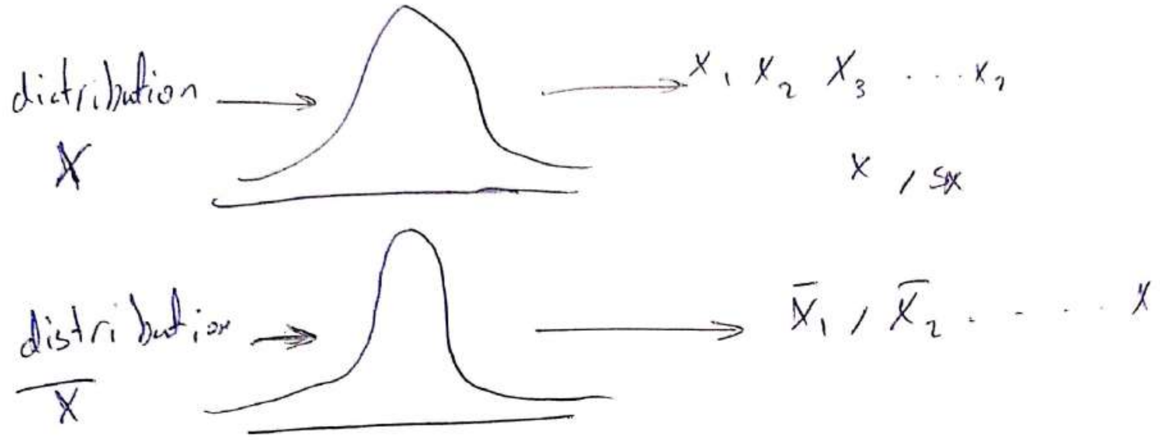
لو بدي اخذ احتماله لقراءتين ايش بيصير؟؟

1 * 1/2 * 1 * 1/2 = 1/4 ← نتيجة مفروض

ب 1/4

normal distribution of the sample mean values about the true mean. The variance of the distribution of mean values that could be expected can be estimated from a single finite data set through the *standard deviation of the means*, $s_{\bar{x}}$:

$$s_{\bar{x}} = \frac{s_x}{\sqrt{N}}$$



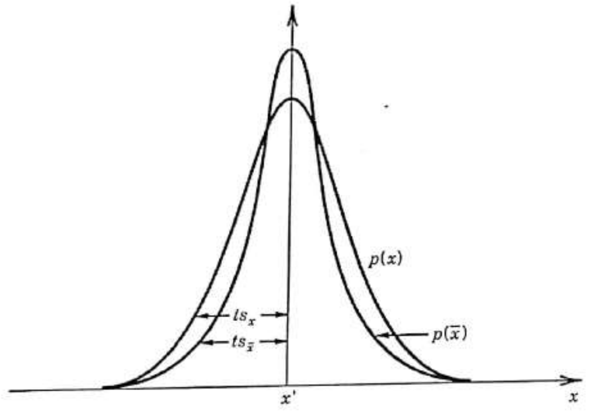


Figure 4.6 Relationships between s_x and the distribution of x and between $s_{\bar{x}}$ and the true value x'.

So how good is the estimate of the true mean of a variable based on a finite-sized sample? *The standard deviation of the means represents a measure of how well a measured mean value represents the true mean of the population.* The range over which the possible values of the true mean value might lie at some probability level P based on the information from a sample data set is given as

$$x' = \bar{x} \pm t_{\nu,P} s_{\bar{x}} \quad (P\%) \tag{4.18}$$

3 $x_1, x_2, x_3 \ldots x_n$ finit dataset

$$x' \longrightarrow \bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} x_i$$

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

$$s_x = \sqrt{s_x^2}$$

variance ← تربیع
standard ← بدون
deviaction

$$x_i = \bar{x} \pm t_{v,p} \cdot s_x \quad (p\%)$$

↳ degree of freedom
$v = [N-1]$

Example 4.4

Consider the data of Table 4.1. (a) Compute the sample statistics for this data set. (b) Estimate the interval of values over which 95% of the measurements of x should be expected to lie. (c) Estimate the true mean value of x at 95% probability based on this finite data set.

KNOWN Table 4.1
$N = 20$

ASSUMPTIONS Data set follows a normal distribution.
No systematic errors.

FIND $\overline{x}, \overline{x} \pm t_{\nu,95}s_x$, and $\overline{x} \pm t_{\nu,95}s_{\overline{x}}$

SOLUTION The sample mean value is computed for the $N = 20$ values by the relation

$$\overline{x} = \frac{1}{20}\sum_{i=1}^{20} x_i = 1.02$$

This, in turn, is used to compute the sample standard deviation

$$s_x = \left[\frac{1}{19}\sum_{i=1}^{20}(x_i - \overline{x})^2\right]^{1/2} = 0.16$$

The degrees of freedom in the data set is $\nu = N - 1 = 19$. From Table 4.4 at 95% probability, $t_{19,95} = 2.093$. Then, the interval of values in which 95% of the measurements of x should lie is given by Equation 4.15:

$$x_i = 1.02 \pm (2.093 \times 0.16) = 1.02 \pm 0.33 \quad (95\%)$$

Accordingly, if a 21st data point were taken, there is a 95% probability that its value would lie between 0.69 and 1.35.

The true mean value is estimated by the sample mean value. However, the random uncertainty at 95% probability for this estimate is $t_{19,95}s_{\overline{x}}$, where

$$s_{\overline{x}} = \frac{s_x}{\sqrt{N}} = \frac{0.16}{\sqrt{20}} = 0.036 \approx 0.04$$

Then, in the absence of systematic errors, we write, from Equation 4.19,

$$x' = \overline{x} \pm t_{19,95}s_{\overline{x}} = 1.02 \pm 0.08 \quad (95\%)$$

So at 95% confidence, the true mean value lies between 0.94 and 1.10. Program *Finite-population.vi* demonstrates the effect of sample size on the histogram and the statistics of the data set.

4.

$$\overline{X} \pm t_{\nu,p} \cdot s_{\overline{X}}$$

$$s_{\overline{X}} = \frac{s_X}{\sqrt{N}}$$

5. ~~Poo~~ pooled statistics

$$\begin{cases} R \longrightarrow X_1\ X_2\ X_3 \cdots X_N \\ B \longrightarrow X_1\ X_2 \cdots X_N \\ M \longrightarrow X_1 \cdots X_N \\ \vdots \\ M \end{cases}$$

استطاع لأشخاص

(Repetitions)

Replacity

$$\bar{\bar{X}} \pm t \cdot S_{\bar{\bar{X}}} \quad (P\%)$$

pooled mean

pooled standard deviation

إذا اعطاني فترة (P%) بستخدم ال ((95%))

$$\bar{\bar{X}} = \frac{\sum\sum X_{ij}}{MN}$$

بقدر استخدم هاد القانون

لو كانت أسعار الأول والثاني والثالث كل مجموعة قراءات متساوية

1) → 5
2) → 5
3) → 5

بس لو الأول مثل 6 والثاني 7 والثالث 5

$$\bar{\bar{X}} = \frac{\text{مجموع القراءات}}{\text{عددهم}}$$

Pooled Statistics

The *pooled standard deviation* of x is defined by

$$\langle s_x \rangle = \sqrt{\frac{1}{M(N-1)} \sum_{j=1}^{M} \sum_{i=1}^{N} \left(x_{ij} - \bar{x}_j \right)^2} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{j=1}^{M} s_{x_j}^2}$$

ith degrees of freedom $\nu = \sum_{j=1}^{M} \nu_j = \sum_{j=1}^{M} (N_j - 1)$, and the pooled standard deviation of the means is given by

$$\langle s_{\bar{x}} \rangle = \frac{\langle s_x \rangle}{\sqrt{\sum_{j=1}^{M} N_j}} \tag{4.25}$$

$s_{\bar{\bar{x}}} = \frac{Sx}{\sqrt{MN}}$ → standard deviation

$\nu = M(N-1)$

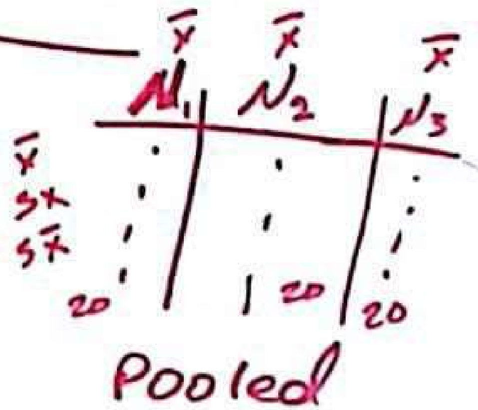
$$S\bar{x} = \frac{Sx}{\sqrt{n}}$$ standard error of Means

$$x' = \bar{x} \pm t_{v,p} \cdot S\bar{x} \quad (p\%)$$

$\bar{x}$ → Point estimate

(p%) → Precision interval of mean

5 Pooled stats.



→ $$\bar{\bar{x}} = \frac{1}{MN} \sum_{j=1}^{M} \sum_{i=1}^{N} x_{ij}$$

$\bar{\bar{x}}$ → Pooled mean

N → Repetitions

M → Replications → تكرار

→ $$S\bar{\bar{x}} = \frac{Sx}{\sqrt{MN}}$$

$S\bar{\bar{x}}$ → Pooled standard

→ $$Sx = \sqrt{\frac{1}{M} \sum Sx^2}$$

⊕ cont Pooled stats :-

$$X_i = \bar{\bar{X}} \pm t_{\nu,P} \, S_{\bar{X}}$$

↳ $\nu = M(N-1)$

---

[6] prescision interval for sample variance:

$$\nu \cdot \frac{S^2}{\chi^2_{2.5\%}} \leq \sigma^2 \leq \nu \cdot \frac{S^2}{\chi^2_{97.5\%}} \quad (95\%)$$

ν → $N-1$

ν → $N-1$

7 data outlier Detection

↳ How to **reject** a measurement **reading**

① $\bar{X} \pm t_{v, 99.8\%} \cdot S_X = X_i$

⇝ if X_i outside **PI** → reject this reading

② $z_o = \left| \dfrac{X_i - \bar{X}}{S_X} \right|$

* $P(z_o) = P(0 < z < z_o)$ onside test

* $P_a = 1 - \dfrac{1}{2N}$

⇝ If $P(z_o) > P_a$ ⇝ reject reading

① $\bar{X} \pm t_{v,99.8\%} \cdot S_X = \dots$

→ if X_i outside **PI** → reject this reading

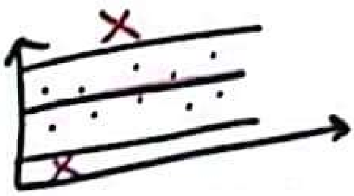
② $Z_0 = \left| \dfrac{X_i - \bar{X}}{S_X} \right|$ **Z0**

[redacted]

* $P(Z_0) = P(0 < Z < Z_0)$ on side test

* $\underline{P_a} = 1 - \dfrac{1}{2N}$

→ If $P(Z_0) > P_a$ → reject reading



problems

Table 4.3 Probability Values for Normal Error Function: One-Sided Integral Solutions for $p(z_1) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_0^{z_1} e^{-\beta^2/2} d\beta$

$z_1 = \frac{x_1 - x'}{\sigma}$	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
0.0	0.0000	0.0040	0.0080	0.0120	0.0160	0.0199	0.0239	0.0279	0.0319	0.0359
0.1	0.0398	0.0438	0.0478	0.0517	0.0557	0.0596	0.0636	0.0675	0.0714	0.0753
0.2	0.0793	0.0832	0.0871	0.0910	0.0948	0.0987	0.1026	0.1064	0.1103	0.1141
0.3	0.1179	0.1217	0.1255	0.1293	0.1331	0.1368	0.1406	0.1443	0.1480	0.1517
0.4	0.1554	0.1591	0.1628	0.1664	0.1700	0.1736	0.1772	0.1809	0.1844	0.1879
0.5	0.1915	0.1950	0.1985	0.2019	0.2054	0.2088	0.2123	0.2157	0.2190	0.2224
0.6	0.2257	0.2291	0.2324	0.2357	0.2389	0.2422	0.2454	0.2486	0.2517	0.2549
0.7	0.2580	0.2611	0.2642	0.2673	0.2794	0.2734	0.2764	0.2794	0.2823	0.2852
0.8	0.2881	0.2910	0.2939	0.2967	0.2995	0.3023	0.3051	0.3078	0.3106	0.3133
0.9	0.3159	0.3186	0.3212	0.3238	0.3264	0.3289	0.3315	0.3340	0.3365	0.3389
1.0	0.3413	0.3438	0.3461	0.3485	0.3508	0.3531	0.3554	0.3577	0.3599	0.3621
1.1	0.3643	0.3665	0.3686	0.3708	0.3729	0.3749	0.3770	0.3790	0.3810	0.3830
1.2	0.3849	0.3869	0.3888	0.3907	0.3925	0.3944	0.3962	0.3980	0.3997	0.4015
1.3	0.4032	0.4049	0.4066	0.4082	0.4099	0.4115	0.4131	0.4147	0.4162	0.4177
1.4	0.4192	0.4207	0.4292	0.4236	0.4251	0.4265	0.4279	0.4292	0.4306	0.4319
1.5	0.4332	0.4345	0.4357	0.4370	0.4382	0.4394	0.4406	0.4418	0.4429	0.4441
1.6	0.4452	0.4463	0.4474	0.4484	0.4495	0.4505	0.4515	0.4525	0.4535	0.4545
1.7	0.4554	0.4564	0.4573	0.4582	0.4591	0.4599	0.4608	0.4616	0.4625	0.4633
1.8	0.4641	0.4649	0.4656	0.4664	0.4671	0.4678	0.4686	0.4693	0.4699	0.4706
1.9	0.4713	0.4719	0.4726	0.4732	0.4738	0.4744	0.4750	0.4758	0.4761	0.4767
2.0	0.4772	0.4778	0.4803	0.4788	0.4793	0.4799	0.4803	0.4808	0.4812	0.4817
2.1	0.4821	0.4826	0.4830	0.4834	0.4838	0.4842	0.4846	0.4850	0.4854	0.4857
2.2	0.4861	0.4864	0.4868	0.4871	0.4875	0.4878	0.4881	0.4884	0.4887	0.4890
2.3	0.4893	0.4896	0.4898	0.4901	0.4904	0.4906	0.4909	0.4911	0.4913	0.4916
2.4	0.4918	0.4920	0.4922	0.4925	0.4927	0.4929	0.4931	0.4932	0.4934	0.4936
2.5	0.4938	0.4940	0.4941	0.4943	0.4945	0.4946	0.4948	0.4949	0.4951	0.4952
2.6	0.4953	0.4955	0.4956	0.4957	0.4959	0.4960	0.4961	0.4962	0.4963	0.4964
2.7	0.4965	0.4966	0.4967	0.4968	0.4969	0.4970	0.4971	0.4972	0.4973	0.4974
2.8	0.4974	0.4975	0.4976	0.4977	0.4977	0.4978	0.4979	0.4979	0.4980	0.4981
2.9	0.4981	0.4982	0.4982	0.4983	0.4984	0.4984	0.4985	0.4985	0.4986	0.4986
3.0	0.49865	0.4987	0.4987	0.4988	0.4988	0.4988	0.4989	0.4989	0.4989	0.4990

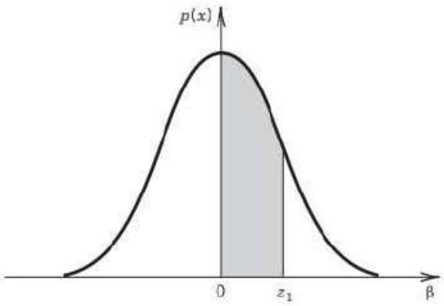


Figure 4.3 Integration terminology for the normal error function and Table 4.3.

4.1 $x_i = \_\_\_ \pm \_\_\_ \quad (P\%)$

حكالي Large data فقورا بحكي هاي normal

$x \rightarrow$ normal

50%

السؤال طالب ال range ومعطيك هاي المعطيات

$\bar{x} = 9.2$

$\sigma = 1.1$

مجرد ما السؤال حكالك normal بتضلك رايح على هاي العلاقة

$x_i = \bar{x} \pm Z\sigma \quad (P\%)$

$= 9.2 \pm [0.674 * 1.1] \quad (50\%)$

نسبة 50% حافظينها

$x_i = 9.2 \pm \frac{0.7414}{u\bar{x}} \quad (50\%)$

لاحظ كلما زاد precision زاد u

$x_i = 9.2 \pm [2 * 1.1] \quad (95\%)$

$x_i = 9.2 \pm \frac{2.2}{u\bar{x}} \quad (95\%)$

Case 2

4.2

X → normal

$\bar{X} = 192$

$\sigma = 10$

(90%)

$$X_i = \bar{X} \pm Z\sigma \quad (90\%)$$

$$= 192 \pm [\quad * 10]$$

$$\frac{90\%}{2} = 45\%$$

0.45

Range كمان طالب

case 2

4.2

$$X_i = \bar{X} \pm Z\sigma \quad (90\%)$$

$$= 192 \pm [1.645 * 10] \quad (90\%)$$

$$X_i = 192 \pm 16.45 \quad (90\%)$$

$$\frac{90\%}{2} = 45\%$$

area 0.45

area	Z
0.4495	$\to 1.64$
0.45	$\to X$
0.4505	$\to 1.65$

$$\frac{0.4505-0.4495}{0.4505-0.45} = \frac{1.65-1.64}{1.65-X}$$

$$X = 1.645$$

اذا طلب السؤال range وحكالي
large sample size فورا
بروح على سكشن ٢ تاع النورمل

case 2

4.3 $\bar{x} = 121.6\,psi$

$\sigma = 14\,psi$

$P(x_i > 150)$

$$z = \frac{x_i - \bar{x}}{\sigma}$$

$$z = \frac{150 - 121.6}{14} = 2.02857$$

$$z = 2.02857$$

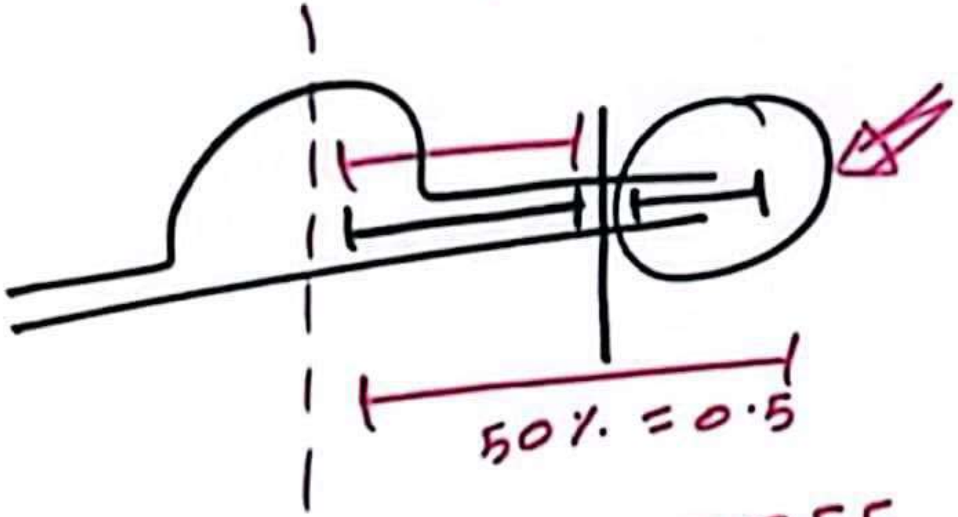
طالب هان الاحتمالية للاكبر من 150

case 7.2

تابع الفرع السابق

$P(2.02857) = 0.47855$

one side 50%



$P(X_i > 150) = 0.5 - 0.47855$

$= 0.0213$

لانها upper بطرحها
من0.5 وهون one side
عشان هيك مش من 1

4.9

$\bar{x}$, s_x ←

F1	F2	F3
$\bar{x} = 50.466$	$\bar{x} = 50.68$	$\bar{x} = 50.640$
$s_x = 0.972$	$s_x = 1.17679$	$s_x = 0.98817$
$s_{\bar{x}} = \frac{s_x}{\sqrt{n}} = \frac{0.972}{\sqrt{20}}$	$s_{\bar{x}} = 0.2631$	$s_{\bar{x}} = 0.219$
$s_{\bar{x}} = 0.2173$		

$$\nu = N - 1 = 20 - 1 = 19$$

هذا السؤال كان معطي قيم بس وطالب تحسبله x و s وسيجما تاع الايرور كل من الحاسبة وكمان طالب d.f واللي هي هون 19

[4.8]

error within samples and betwe samples [presision and random error]

الفرع الثاني من السؤال السابق بقلي لو
عملت Histogram هل رح يأثر الاجابة فوق

ملاحظة اذا كان هان $n \le 20$ نستخدم s
واذا كان $n > 20$ نستخدم sigma

- اذا حكالي السؤال عينات كثيرة large sample يعني normal
- اذا قلي قليل او $n \le 20$ اذن finite

Table 4.4 Student's *t* Distribution

ν	t_{50}	t_{90}	t_{95}	t_{99}
1	1.000	6.314	12.706	63.657
2	0.816	2.920	4.303	9.925
3	0.765	2.353	3.182	5.841
4	0.741	2.132	2.770	4.604
5	0.727	2.015	2.571	4.032
6	0.718	1.943	2.447	3.707
7	0.711	1.895	2.365	3.499
8	0.706	1.860	2.306	3.355
9	0.703	1.833	2.262	3.250
10	0.700	1.812	2.228	3.169
11	0.697	1.796	2.201	3.106
12	0.695	1.782	2.179	3.055
13	0.694	1.771	2.160	3.012
14	0.692	1.761	2.145	2.977
15	0.691	1.753	2.131	2.947
16	0.690	1.746	2.120	2.921
17	0.689	1.740	2.110	2.898
18	0.688	1.734	2.101	2.878
19	0.688	1.729	2.093	2.861
20	0.687	1.725	2.086	2.845
21	0.686	1.721	2.080	2.831
30	0.683	1.697	2.042	2.750
40	0.681	1.684	2.021	2.704
50	0.680	1.679	2.010	2.679
60	0.679	1.671	2.000	2.660
∞	0.674	1.645	1.960	2.576

The value for the t estimator provides a coverage factor that is a function of the probability, P, and the degrees of freedom in the data set, $\nu = N - 1$. These t values can be obtained from Table 4.4, which is a tabulation from the *Student's t distribution* as developed by William S. Gosset[5] (1876–1937). Gossett recognized that the use of the z variable with s_x in place of σ did not yield accurate estimates of the precision interval, particularly at small degrees of freedom. Careful inspection of Table 4.4 shows that the t value inflates the size of the interval required to attain a percent probability, $P\%$. That is, it has the effect of increasing the magnitude of $t_{\nu,P}s_x$ relative to $z_1\sigma$ at a desired probability. As the value of N increases, t approaches those values given by the z variable just as the value of s_x must approach σ. It should be understood that for very small sample sizes ($N \leq 10$), sample statistics can be misleading. In that situation other information regarding the measurement may be required, including additional measurements.

[5] At the time, Gosset was employed as a brewer and statistician by a well-known Irish brewery. You might pause to reflect on his multifarious contributions.

σ x | Z x
Sx ✓ | t ✓

(95%)

4.11 $P = 95\%$

$X_i = \_\_\_ \pm \_\_\_$ (95%)

$= \bar{X} \pm t_{v,p} \cdot S_x$ (95%)

$F_1 \rightarrow X_i = 50.465 \pm [t_{19,95\%} \cdot 0.972]$

$= 50.465 \pm [2.093 * 0.972]$

$= 50.465 \pm 2.034$ (95%)

$X_{i_{F_1}} = 50.465 \pm$

$F_2 \rightarrow X_i = 50.680 \pm 2.093 * 1.1768$

بناءاً كمان على الفرع السابق طالب مني ال Range ولاحظ انه n≤20 لهيك بعتبر انه finite

$F_3 \rightarrow X_i = 50.640 \pm 2.093 * 0.9917$

Case 3

4.12

$$x' = \bar{X} \pm t_{19, 95\%} \cdot S\bar{X}$$

CI →

$F_1 \rightarrow x' = 50.465 \pm (2.093 \times 0.2173)$

$F_2 \rightarrow x' = 50.680 \pm (2.093 \times 0.2651)$

$F_3 \rightarrow x' = 50.640 \pm (2.093 \times 0.219)$

اذا جابلك سيرة CI او قلك point estimate بتشتغل على هذا
وهذا تابع للفرع السابق طالب point estimate

Case 4

↓ varibity , ↓ SX , ↑n ←

SX ⟵ CI ←

case 4
اذا طلب CI او estimate فورا بقول هاي case

الا في حالة ذكر fall بقول فورا هاي كالصفحة التالية

Fall
SX ←
$S\bar{X}$ [illegible]

case 7.1

4.13

$$x_i = \bar{X} \mp t_{v,p} \cdot SX$$

$$= 50.640 \pm 2.093 * 0.9817 \quad (95\%)$$

$$= 50.640 \pm 2.055$$

case 7 1

pooled

4.14

$$X_i = \bar{\bar{X}} \pm t_{\nu,P}\, S_{\bar{X}}$$

$$\bar{\bar{X}} = \frac{\bar{X}_{F1} + \bar{X}_{F2} + \bar{X}_{F3}}{3}$$

pooled mean

$$= \frac{50.465 + 50.658 + 50.64}{3}$$

$$\boxed{\bar{\bar{X}} = 50.595}$$

$$S_X = \frac{0.972 + 1.176 + 0.981}{3}$$

$$S_{\bar{X}} = \frac{S_X}{\sqrt{MN}}$$

case 5

$\bar{\bar{X}} = 50.595$

$Sx = \frac{0.972 + 1.176 + 0.981}{3}$

$Sx = 1.043$

$S\bar{x} = \frac{Sx}{\sqrt{MN}}$

$S\bar{x} = \frac{1.043}{\sqrt{3 * 20}}$

$S\bar{x} = 0.1346$

≈ 0.135

$\bar{\bar{X}} = 50.595$

$SX = \frac{0.972 + 1.176 + 0.981}{3}$

$SX = 1.043$

$S\bar{X} = \frac{1.043}{\sqrt{3 * 20}}$

$S\bar{X} = 0.1346$

$S\bar{X} \approx 0.135$

$X_i = \bar{\bar{X}} \pm t_{v,p} * S\bar{X}$ (95%)

$t_{19, 95\%}$

$X_i = 50.595 \pm 2.093 * 0.135$

CI

$$x_i = \bar{\bar{x}} \pm t_{v,p} * s_{\bar{x}}$$

19, 95%

$$x_i = 50.595 \pm 2.093 * 0.135 \quad (95\%)$$

CI

في حالة طلبني مقدار CI و Range
في هذا السؤال نفس الفكرة

1	923
2	932
3	908
4	932
5	919
6	916
7	927
8	931
9	926
10	923

$$X_i = \overline{X} \pm t_{v,P} * S_X$$

$P \rightarrow 95\%$

$v \rightarrow 10-1 = 9$

$\overline{X} = 923.7$

$S_X = 7.718$

$X_i = 923.7 \pm (2.262)(7.718)$

$X_i = 923.7 \pm 17.458$

$$906.242 \leq X_i \leq 941.158$$

السؤال طالب اوجدلي قيمة Range + حكالي
انه اطرد القيم من الجدول يلي براته ، هسا انا بحسب العناصر واخترت t
لانه هي أقل من ٢٠ ، بعد هيك جبت الرينج الان اي قيمة بالجدول
مش من ضمن الفترة بحذفها

مادة الفاينل

ch 5 Incertaintly anlysis

5.1 (introduction)

the results! Uncertainty analysis provides a methodical approach to estimating the quality of the results from an anticipated test or from a completed test. This chapter focuses on how to estimate the "± what?" in a planned test or in a stated test result.)

يوفر تحليل عدم اليقين نظرية منهجية لتقدير جودة النتائج من تجربة المتوقع أو اختبار الإنتهاء ويركز هذا الفصل على كيفية تقدير "ماذا أي" اختبار المخطط أو في نتيجة اختبار معلنة:

- error are proprety of the measurment.
- Uncertinty is a proprety of the resalt.
- error are effects and uncertinty are number

5.2 (Mesarment error)

تذكر هنا نوعين من Error :- 1) Random error : اي صرحد القيم عن X averge
وهنا يكونه موجب أو سالب ويقضي عليه من خلاله :-
A) Repitition B) Repliction

c) النوع الثاني هو systimatic error ـ ادي القيم بعيدة عن القيم الصحيحة
وهاد النوع صعب اكتشافه ونحله من طريقة :-
A) calypration
B) cominant method

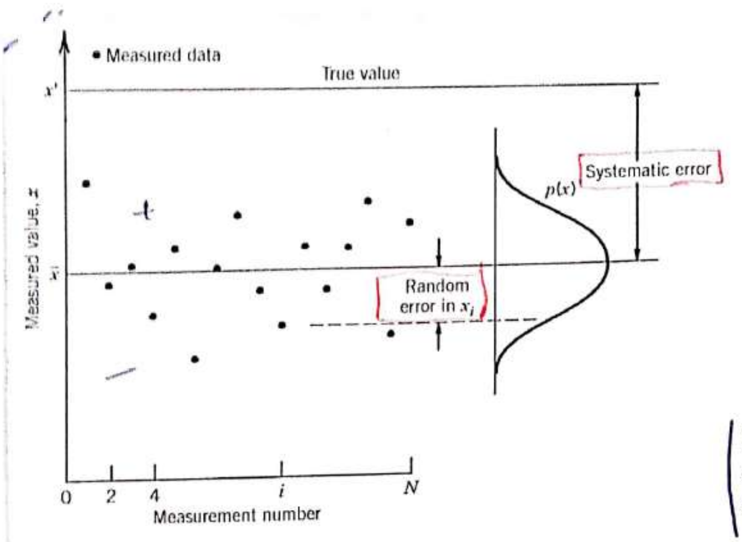


Figure 5.1 Distribution of errors on repeated measurements.

the uncertainty in that value,

$$x' = \overline{x} \pm u_x \quad (P\%) \tag{4.1}$$

في هذا الشابتر رح يكونه داخل u_x ← كل انواع ال error مش نوع واحد فقط
زي الشابتر الي قبل .

تذكر :- $x' = \bar{x} \pm u_x \ (P\%)$

x' → ~~predi~~ precidive value

u_x → uncertinty.

(5.3) design-stage Uncertanty anlysis

U_d uncertinty disign → u_o Zero order uncertinty

→ u_c catalogue uncertinty.

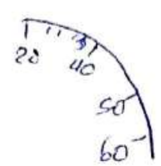
resolve the information provided by the instrument (This *zero-order uncertainty* of the instrument, u_0, assumes that the variation expected in the measured values will be only that amount due to instrument resolution and that all other aspects of the measurement are perfectly controlled.)

يفرض انه الاختلاف المتوقع في القيم المقاسة سوف تكون عند الكمية فقط
بسبب قرار الأداة وان تم التحكم بها في جوانب اخرى للقياس.

$$u_0 = \pm \frac{1}{2} \text{ resolution } (95\%)$$

ثقة

نذكر ال Resolution



$$\text{Resolution} = \frac{40-20}{4} = 5$$

$$u_0 = \pm \frac{1}{2} 5 \ (95\%)$$

$$u_0 = \pm 2.25 \ (95\%)$$

Resolution = 0.01

20.20

$$u_0 = \pm 0.005 \ (95\%)$$

(The second piece of information that is usually available is the manufacturer's statement concerning instrument error. We can assign this stated value as the *instrument uncertainty*, u_c. Essentially, u_c is an estimate of the expected systematic uncertainty due to the instrument. If no probability level is provided with such information, a 95% level can be assumed.)

القطعة الثانية من المعلومات التي عادة ما تكون متاحة لبيان الشركة الصانعة
فيما يتعلق بخطأ الصك (بإمكاننا تقدير uncertainty error من الآلة
لو كانت احتمالية معطاة كمعلومة مثلا 95%.

ممكن نخطر بالك ليه اخذنا ال Resolution نصفها لأنه ايا تقريب بين (9 - 10)

مثلا 9.3 ← 9.5

9.7 ← 10

غالباً التقريب يكون نصف من واحد كامل
واخطاء لهالشي بناخذه كنصف ال Resolution

catalogue error *

Combining Element Error : RSS Method (uncertainty propagation)

$$u_x = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + \cdots + u_k^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^{K} u_k^2} \quad (P\%)$$

(%95)

الدكتور حكا عن شنو

ال u_c

catalogue error

Design-Stage Uncertainty

The *design-stage uncertainty*, u_d, for an instrument or measurement method is an interval found by combining the instrument uncertainty with the zero-order uncertainty.

$$u_d = \sqrt{u_0^2 + u_c^2} \quad (P\%) \rightarrow (95\%) \tag{5.3}$$

نحنا نوضح كيف اوجد ال u_0 وال u_c حتى اوجد ال u_d

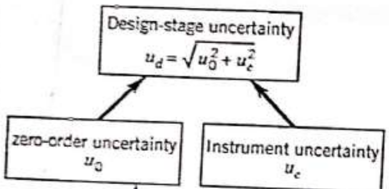


Figure 5.2 Design-stage uncertainty procedure in combining uncertainties.

اخطاء للشخص نفسه اثناء اجراء القياس

اخطاء من الاداة خلال القياس

Example 5.1

Consider the force measuring instrument described by the following catalog data. Provide an estimate of the uncertainty attributable to this instrument and the instrument design-stage uncertainty.

Resolution:	0.25 N
Range:	0 to 100 N
Linearity error:	within 0.20 N over range
Hysteresis error:	within 0.30 N over range

KNOWN Catalog specifications

ASSUMPTIONS Instrument uncertainty at 95% level; normal distribution

FIND u_c, u_d

SOLUTION We follow the procedure outlined in Figure 5.2. An estimate of the instrument uncertainty depends on the uncertainty assigned to each of the contributing elemental errors of linearity, e_1, and hysteresis, e_2, respectively assigned as

$$u_1 = 0.20\ \text{N} \quad u_2 = 0.30\ \text{N}$$

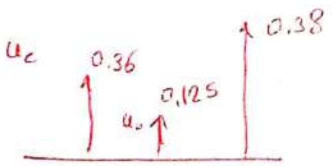
Then using Equation 5.2 with $K = 2$ yields

$$u_c = \sqrt{(0.20)^2 + (0.30)^2} = 0.36\ \text{N}$$

The instrument resolution is given as 0.25 N, from which we assume $u_0 = 0.125$ N. From Equation 5.3, the design-stage uncertainty of this instrument would be

$$u_d = \sqrt{u_0^2 + u_c^2} = \sqrt{(0.36)^2 + (0.125)^2} = \pm 0.38\ \text{N} \quad (95\%)$$

COMMENT The design-stage uncertainty for this instrument is simply an estimate based on the "experience" on hand, in this case the manufacturer's specifications. Additional information might justify modifying these numbers or including additional known elemental errors into the analysis.



Example 5.2

A voltmeter is used to measure the electrical output signal from a pressure transducer. The nominal pressure is expected to be about 3 psi (3 lb/in.^{2} = 0.2 bar). Estimate the design-stage uncertainty in this combination. The following information is available:

Voltmeter	
Resolution:	10 μV
Accuracy:	within 0.001% of reading
Transducer	
Range:	±5 psi (~±0.35 bar)
Sensitivity:	1 V/psi
Input power:	10 VDC ± 1%
Output:	±5 V
Linearity error:	within 2.5 mV/psi over range
Sensitivity error:	within 2 mV/psi over range
Resolution:	negligible

KNOWN Instrument specifications

ASSUMPTIONS Values at 95% probability; normal distribution of errors

FIND u_c for each device and u_d for the measurement system

SOLUTION The procedure in Figure 5.2 is used for both instruments to estimate the design-stage uncertainty in each. The resulting uncertainties are then combined using the RSS approximation to estimate the system u_d.

The uncertainty in the voltmeter at the design stage is given by Equation 5.3 as

$$(u_d)_E = \sqrt{(u_o)_E^2 + (u_c)_E^2}$$

From the information available,

$$(u_0)_E = 5\ \mu\text{V}$$

For a nominal pressure of 3 psi, we expect to measure an output of 3 V. Then,

$$(u_c)_E = (3\ \text{V} \times 0.00001) = 30\ \mu\text{V}$$

so that the design-stage uncertainty in the voltmeter is

$$(u_d)_E = 30.4\ \mu\text{V}$$

The uncertainty in the pressure transducer output at the design stage is also found using Equation 5.2. Assuming that we operate within the input power range specified, the instrument output uncertainty can be estimated by considering the uncertainty in each of the instrument elemental errors of linearity, e_1, and sensitivity, e_2:

$$\begin{aligned}(u_c)_p &= \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \\ &= \sqrt{(2.5\ \text{mV/psi} \times 3\ \text{psi})^2 + (2\ \text{mV/psi} \times 3\ \text{psi})^2} \\ &= 9.61\ \text{mV}\end{aligned}$$

Since $(u_0) \approx 0$ V/psi, the design-stage uncertainty in the transducer in terms of indicated voltage is $(u_d)_p = 9.61$ mV.

Finally, u_d for the combined system is found by using the RSS method for the design-stage uncertainties of the two devices. The design-stage uncertainty in pressure as indicated by this measurement system is estimated to be

$$\begin{aligned}u_d &= \sqrt{(u_d)_E^2 + (u_d)_p^2} \\ &= \sqrt{(0.030\ \text{mV})^2 + (9.61\ \text{mV})^2} \\ &= \pm 9.61\ \text{mV} \quad (95\%)\end{aligned}$$

But since the sensitivity is 1 V/psi, the uncertainty in pressure can be stated as

$$u_d = \pm 0.0096\ \text{psi} \quad (95\%)$$

COMMENT Note that essentially all of the uncertainty is due to the transducer. Design-stage uncertainty analysis shows us that a better transducer, not a better voltmeter, is needed if we must improve the uncertainty in this measurement!

5.4 Idintifying error sorces →

هو صدرع نعرضهم من باب العلم و لكن كحسابات ما
راح يأشروا عليّ

acquisition, and data reduction. Errors that enter during each of these steps can be grouped under their respective error source heading: (1) calibration errors, (2) data-acquisition errors, and (3) data-reduction errors. Within each of these three *error source groups*, list the types of errors encountered.

الأخطاء التي تدخل في كل خطوة من هذه الخطوات يمكن تصنيفها تحت عنوانها :
1) أخطاء معايرة   2) البيانات - أخطاء الاستحواذ   3) أخطاء الحد من البيانات

calibration Errors   رح نبدأ بال

(1) the standard or reference value used in the calibration, (2) the instrument or system under calibration, and (3) the calibration process.) For example, the laboratory standard used for

جهاز 1   جهاز 2

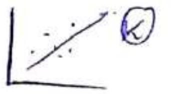
$E_1 = 0.1$ → $E_2 = 0.01$

Table 5.1 Calibration Error Source Group

Element	Error Source[a]
1	Standard or reference value errors → الجهاز اللي أنا أكد منه بقارنه مع جهاز أدق منه
2	Instrument or system errors → جهاز نفسه
3	Calibration process errors → عملية المعايرة
4	Calibration curve fit (or see Table 5.3) → (لما نقيس)
etc.	

[a]Systematic error or random error in each element.

reduction في ناس بيعتبروها calibration في ناس بيعتبروها reduction



Data-Acquisition Errors

An error that arises during the act of measurement is listed as a data-acquisition error. These

Data-Reduction Errors

Curve fits and correlations with their associated unknowns (.

Table 5.2 Data-Acquisition Error Source Group

Element	Error Source[a]
1	Measurement system operating conditions
2	Sensor–transducer stage (instrument error)
3	Signal conditioning stage (instrument error)
4	Output stage (instrument error)
5	Process operating conditions
6	Sensor installation effects → طريقة تركيبه
7	Environmental effects
8	Spatial variation error → المكان space
9	Temporal variation error → Time
etc.	

[a]Systematic error or random error in each element.

Note: A total input-to-output measurement system calibration combines elements 2, 3, 4, and possibly 1 within this error source group.

فكرة: spatial variation error

① لو مثلاً بدي أقيس درجة الحرارة لسيارة لو اجيت وحطيت المقياس في أماكن رح يختلف من منطقة لمنطقة الحرارة حتى أعرف.

② مثال لو بدي أقيس ضغط الجو رح يختلف الضغط من زمن لثاني فمثلاً لو أقيسه ٩ الصبح غير من ٢ ضهراً.

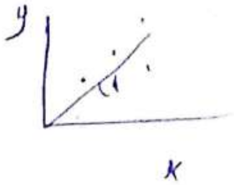
مثال Temporal variations error

③ مثال ثاني عالي لو بدي Qualities للعمال وأنا بشتغل HR نتائج العمال الصبح حلاقيها أفضل من نتائجهم الظهر.

Table 5.3 Data-Reduction Error Source Group

Element	Error Source[a]
1	Curve fit error
2	Truncation error
3	Modeling error
etc.	

[a]Systematic error or random error in each element.



5.21647 → 5.21 اخطاء التقريب

Truncation error = 647

ما افترض علاقة انها علاقة خطية

$y = a_0 + a_1 x_1 + a_2 x_2$

خطيتها لأني فرضت انها خطية

(5.5) systematic and Random error

Systematic Error

أخطاء ثابتة في القياسات المتكررة

A systematic error[2] remains constant in repeated measurements under fixed operating conditions.

equivalent to a probability level of 68% for a normal distribution. The *systematic uncertainty* at any confidence level is given by $t_{\nu,P}b$, or simply tb. The interval defined by the systematic uncertainty at the 95% probability level is written as

$$\pm B = \pm 2b \quad (95\%) \tag{5.4}$$

مقارنة

systematic error is always present at some magnitude. We see that it is difficult to estimate systematic error without comparison, so a good design should include some means to estimate it. Various methodologies can be utilized: (1) calibration, (2) concomitant methodology, (3) interlaboratory comparisons, or (4) judgment/experience. When available, calibration using a suitable

يمكن استخدام المنهجيات

judgmet/experince

من الخبرة رح تعرف إذا منطقي أو لا

Random Error

The estimate of the probable range of a random error is given by its random uncertainty. T *random standard uncertainty*, $s_{\bar{x}}$, is defined by the interval given by $\pm s_{\bar{x}}$, where

$$s_{\bar{x}} = s_x/\sqrt{N} \tag{5.5}$$

5.6 Uncertainty Anlysis: [Error Propagation]

$(X_1, X_2) \longrightarrow R$

ال R رح تعتمد على X_1 و X_2
فلو فيهم خطأ رح يعطيني خطأ في
ال R

$$R = f(X_1, X_2 \dots X_n)$$

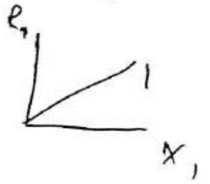
$$R = f(X_i) \rightarrow i = (1-n)$$

$$u_R^2 = \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{\partial R}{\partial X_i}\right)^2 \cdot (u_{X_i})^2$$

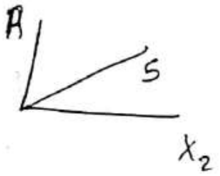
أخطاء النتيجة — sensitivity — uncertainty

مثال لو عندي $R = X_1 + 5X_2$

$$\frac{\partial R_1}{\partial X_1} = 1 \longrightarrow$$



$$\frac{\partial R_2}{\partial X_2} = 5 \longrightarrow$$



$$\therefore R = \bar{R} \pm u_R \ (95\%)$$

نعوض بالمعادلة

The contribution of the uncertainty in x to the result R is estimated by the term $\theta_i u_{\bar{x}_i}$. The most probable estimate of u_R is generally accepted as that value given by the second power relation (4), which is the square root of the sum of the squares (RSS). The propagation of uncertainty in the variables to the result is by

$$u_R = \left[\sum_{i=1}^{L} (\theta_i u_{\bar{x}_i})^2\right]^{1/2} \quad (5.15)$$

مثال زي ما حكينا قبل

تلخيص القوانين

$$R = X_1 \pm X_2 \cdots X_n$$

$$U_R = \pm\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\partial R}{\partial X_i}\right)^2 \cdot (U_{X_i})^2}$$

$$R = \bar{R} \pm U_R \,(95\%)$$

المثال :-

$$R = X_1 \pm X_2$$

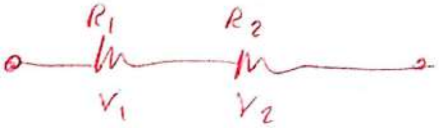
سه اشتقيتو وبعدين وبعدها اضربه $(U_{X_i})^2$

$$\left(\frac{\partial R}{\partial X_1}\right)^2 = (1)^2 = 1 \;,\; \left(\frac{\partial R}{\partial X_2}\right)^2 = (1)^2 = 1 * (U_{X_2})^2 = (U_{X_2})^2$$

$$1 * (U_{X_1})^2 = (U_{X_1})^2$$

$$U_R = \pm\sqrt{(U_{X_1})^2 + (U_{X_2})^2}$$

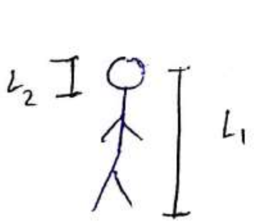
$$R = \underbrace{X_1 \pm X_2}_{\bar{R}} \pm \underbrace{\sqrt{(U_{X_1})^2 + (U_{X_2})^2}}_{U_R} \quad (95\%)$$



مثال من الواقع :-

لو بدي الـ Risistance الكاملة $\approx R_1 + R_2$ (الأشي توالي)

لو بدي برضو V_{eq} ← $V_1 + V_2$ (توالي)



← لو بدي طول الإنسان بدون الرأس

$$L_{eq} = L_1 - L_2$$

قاعدة الضرب والقسمة ← (مثال عليها)

$R = X_1 \, X_2$

$$u_R^2 = \sum_{i=1}^{2} \left(\frac{\partial R}{\partial X_i}\right)^2 * (u_{X_i})^2$$

لاحظ صونه انا احلت الجذار للحدين

$$u_R^2 = \left(\frac{\partial R}{\partial X_1}\right)^2 \cdot (uX_1)^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial X_2}\right)^2 \cdot (u_{X_2})^2$$

$$u_R^2 = \frac{(X_2)^2 \cdot (uX_1)^2 * X_1^2}{X_1^2} + \frac{(X_1)^2 \cdot (u_{X_2})^2 * X_2^2}{X_2^2}$$

ضربنا اوله حد وقسمناه على X_1^2

ضربنا ثاني حد وقسمناه على X_2^2

$$u_R^2 = R^2 \frac{(u_{X_1})^2}{X_1^2} + R^2 \frac{(u_{X_2})^2}{X_1^2}$$

$R = X_1 \cdot X_2$

$R^2 = X_1^2 * X_2^2$

انقل R على الجهة الثانية

$$\frac{u_R^2}{R^2} = \frac{(uX_1)^2}{X_1^2} + \frac{(uX_2)^2}{X_2^2}$$

نسبة ال error من النتيجة

نسب ال error من القيمة

شرح: $uX_1 = 1$

$X_1 = 100$

$\frac{uX_1}{X_1} = 1\%$ ← نسبة ال error من القيمة

$$u_R = \pm\sqrt{\left(\frac{(uX_1)^2}{X_1^2} + \frac{(uX_2)^2}{X_2^2}\right) * R^2}$$

$$R = \bar{X}_1 \cdot \bar{X}_2 \pm \sqrt{\left(\frac{(uX_1)^2}{(X_1)^2} + \frac{(uX_2)^2}{X_2^2}\right) * R^2} \quad (\%95)$$

Zero order

result of instrument resolution alone. The value u_0 estimates the extent of variation expected in the measured value when all influencing effects are controlled and is found using Equation 5.1. By itself, a zero-order uncertainty is inadequate for the reporting of test results.

(ch6) Analog Electrical Devices and Measurment

المواضيع الي راح نوضحها فيه :

1) Basic principles of electric Measurment.
2) Bridge circuts
3) Null mode / defliction mode
4) signal conditioning.
5) grounding / shielding.

- understand the principles behind common analog voltage and current measuring devices,
- understand the operation of balanced and unbalanced resistance bridge circuits,
- define, identify, and minimize loading errors,
- understand the basic principles involved in signal conditioning, especially filtering and amplification, and
- apply proper grounding and shielding techniques in measuring system hookups.

اي conductor موجود داخل تيار كهربائي رح يتولد فيه قوة نتيجة وجود مجال مغناطيسي داخله ← هاد الكلي رح يولد Torque وال Torque بتولد defliction

⊛ Analoge divices (current Measurment)) → direct current

Force معادلة ال $F = IlB$ → l: Lenght of conductor
B: magnatic field strength

$\overline{T_\mu} = NIAB \sin\alpha$ → A = cross section Area
B = magnatic field strength
I = current

α = angle betweer cross section Area and magnatic field

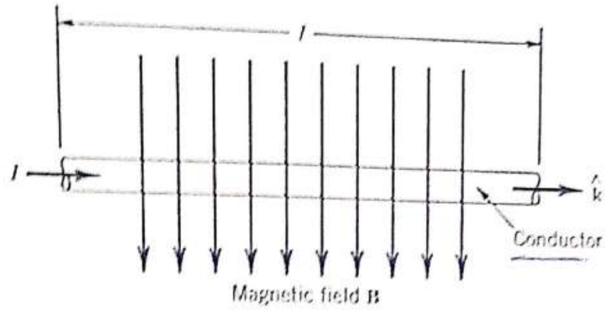


Figure 6.1 Current-carrying conductor in a magnetic field

A

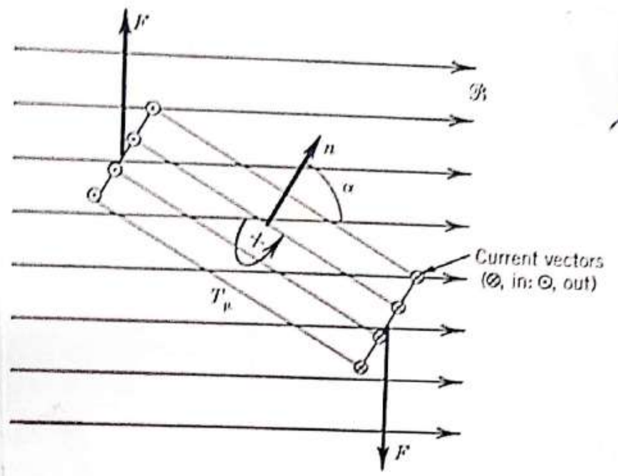


figure 6.2: forces and resulting torque ono a current loop in magnetic field

نشوفه شو حيصير هون؟

Voltge(E) → I (current) → T(Torqe)

→ θ → deflliction mode

تتناسب مع قيمة التيار او جهد عزم تتحرك بجسمو

→ null mode

رح ناخذ عليها امثلة وهي تحديدا تغير

1) Bridge circut , 2) galvanometer

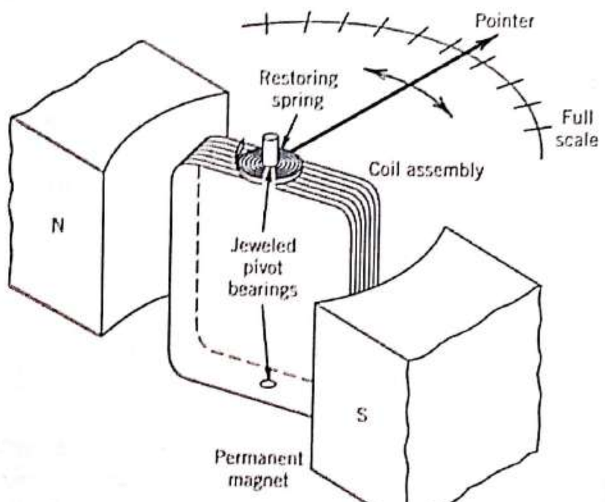


Figure 6.3 Basic D'Arsonval meter movement.

ال galvanometer هو جهاز

حساس قلو بمجرد فيه تيار رح يتحرك

ال pointer الي بداخله فلازم ايز بيرك

بحيث $I_g = 0$

We apply Newton's second law with the mechanical free-body diagram shown in Figure 6.5a.

second order — من الدرجة الثانية ←

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + c\frac{d\theta}{dt} + k\theta = T_\mu \qquad (6.4)$$

بربط T مع θ

As a current passes through the coil, a force is developed that produces a torque on the coil:

Torque الـ (بترتبط بين التيار والـ inter nidel equation →

$$T_\mu = 2NBlrI \qquad (6.5)$$

the electrical free body of Figure 6.5b gives

$$L_g\frac{dI}{dt} + R_g I = E_i - E_m \qquad (6.7)$$

← I ترتبط مع L و R

شكل الدارة تاع الـ galvanometer

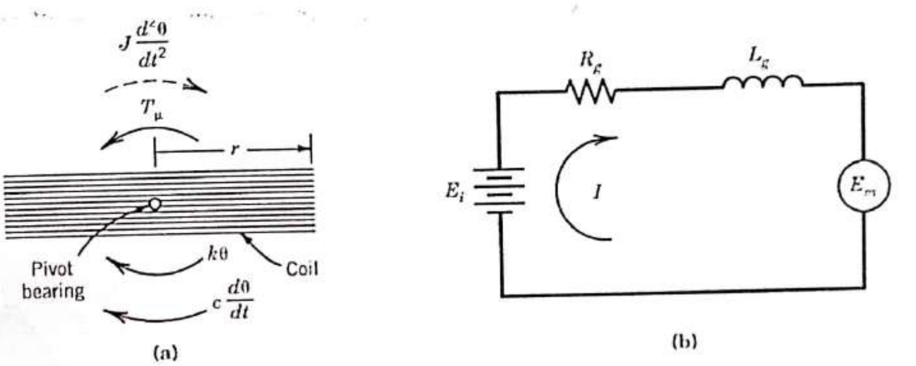


Figure 6.5 Circuit and free-body diagram for Example 6.1.

دارة الـ galvanometer

المبادئ التي يعتمد عليها:

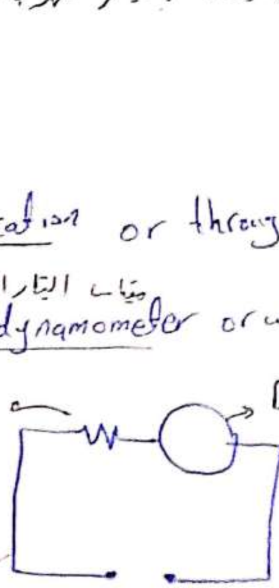
1) الـ conductor الي يحمل تيار كهربائي رح يتولد فيه قوة نتيجة وجوده داخل المجال المغناطيسي
θ ~ F ~

2) نتيجة حمل التيار كهربائي يتقاطع مع مجال مغناطيسي رح يتولد عندي electric motive force

3) إذا مر تيار كهربائي متغير داخل موصل هذا يؤدي لتولد مجال مغناطيسي.

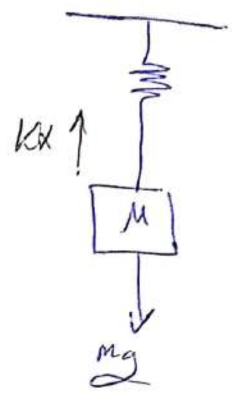
Analog Voltage Meter

An AC voltage can be measured through rectification (تصحيح) or through the use of an electromagnet (الكهرومغناطيسية) either in an electrodynamometer (قياس التيار الكهربائي) or with a movable iron vane (صفيحة متحركة).



A DC voltometer circuit

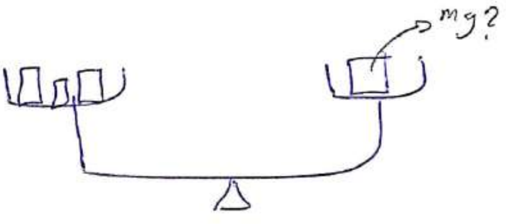
* هون زي مراجعة للفكرة ال Null وال deflictive



الجسم عندي استطالة تتناسب مع قيمة الوزن

((defflictive mode))

$E \rightarrow I \rightarrow T \rightarrow \theta$



بضل احط اوزان ليصفر الجهاز

لما يصفر وزن الجسم المراد معرفته = وزن الأثقال

((Null mode))

(Oscilloscope)

the Oscilloscope is a partical graphical device providing an analog representation of a measured signal. It is used to measure and to visually display voltage magnitude versus time for dynamic signal for dynamic signals over a wide range of frequencies with a signal bandwidth extending commonly in to the megahertz range and, with some unit, into the gigahertz range.

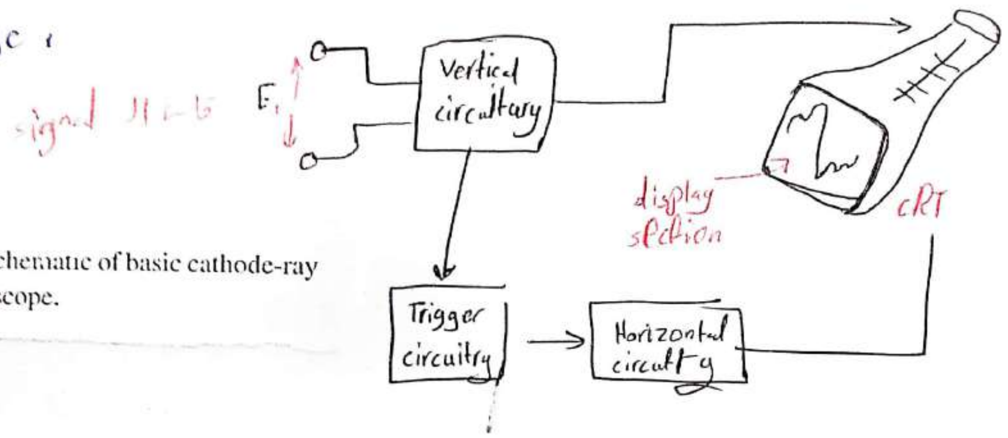
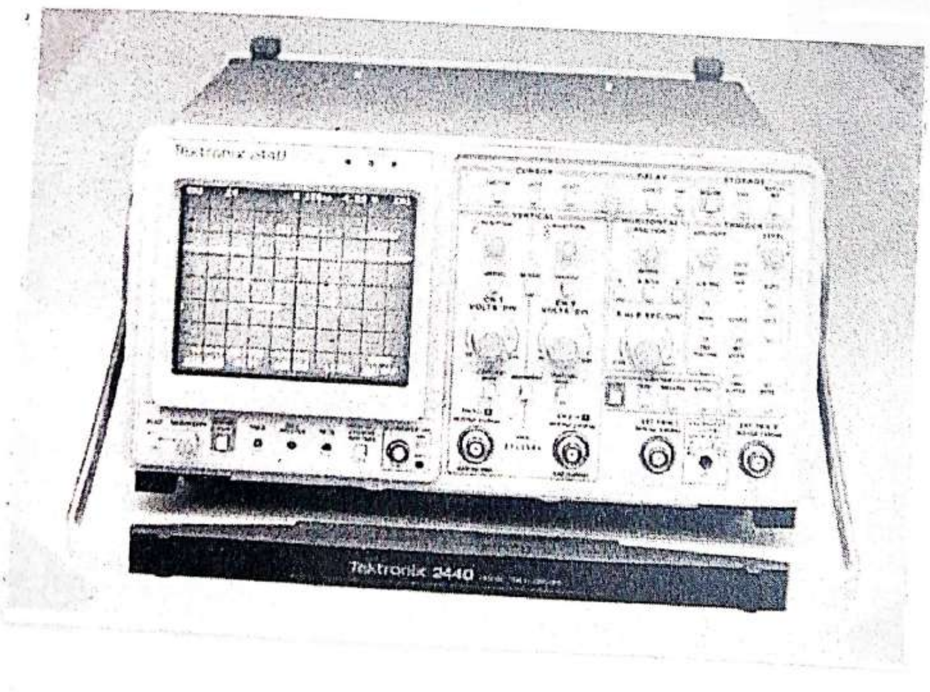
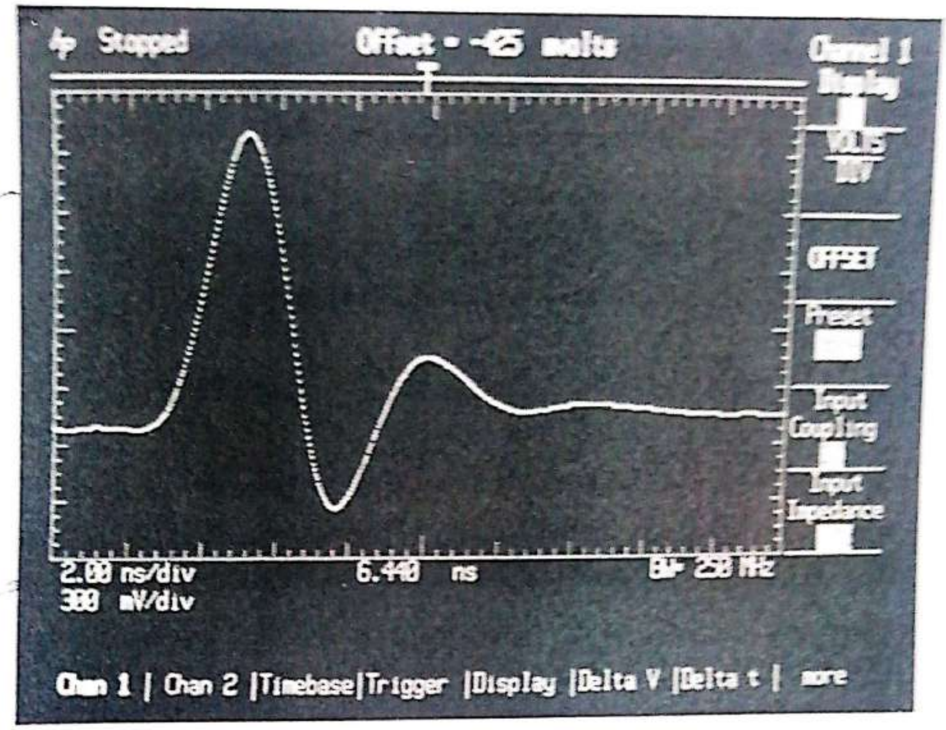


Figure 6.7 Schematic of basic cathode-ray tube oscilloscope.





(b)

Figure 6.8 (a) Digital oscilloscope. (Photograph courtesy of Tektronix, Inc.) (b) Oscilloscope output. (Photograph courtesy of Hewlett-Packard Company.)

ال sensor تاع تحول الطاقة ال electrical Measurment لتقيس وبهيك يتم عملية القياس
بتحولها لطاقة ميكانيكية

Voltage divider circute → potentiometer instrument → Bridge circute

رح نوضحها بالترتيب ←

Voltage divider circuit

مثال توضيحي

$$V_{AB} = \frac{R_3}{R_T} \cdot E$$

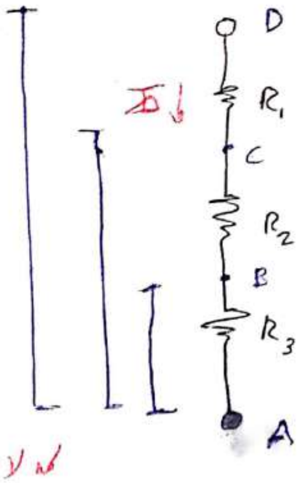
$$V_{AC} = \frac{R_2 + R_3}{R_T} \cdot E$$

$$V_{AD} = E$$

ال V رح يتوزع

$E = V_{AD}$

تسميات



ملاحظة: مرّرنا التيار على المقاومات ومش branching

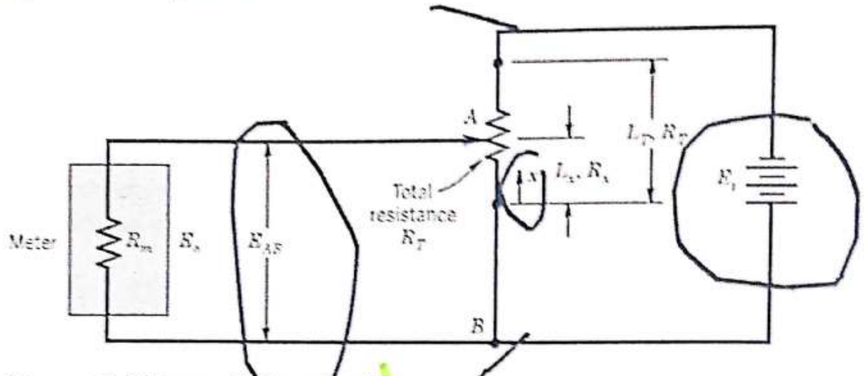
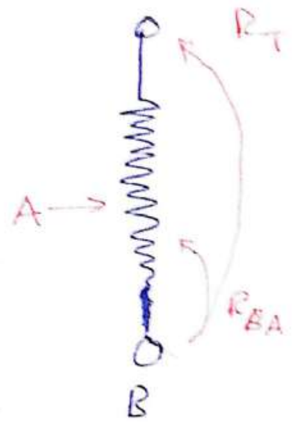


Figure 6.9 Voltage divider circuit.

تبسيط الدكتور لها



هذي مقاومة وحدة مقسومة لجزئين

(output Voltage) $E_o = \frac{R_{BA}}{R_T} \cdot E_i$

which holds so long as the internal resistance of the meter, R_m, is very large relative to R.

برضه تابع الكتاب

$E_o = \frac{R_x}{R_T} \cdot E_i$

في مدة افتراضات هو زي 3:-

1) افرض انه التيار بال Meter (جهاز) = 0 ∴ ال R_m تابع الجهاز ∞

هاد بيجيه loading error أو ال active tranducer

2) المقاومة الداخلية للبطارية E_i برضو لازم صفر عشان ∴ $E_{total} = E_{total}$

Potinliometer instrument

balanced condition, indicated by a zero current flow through the galvanometer. A null balance, corresponding to zero current flow through G, occurs only when $E_m = E_{AB}$. With a known and

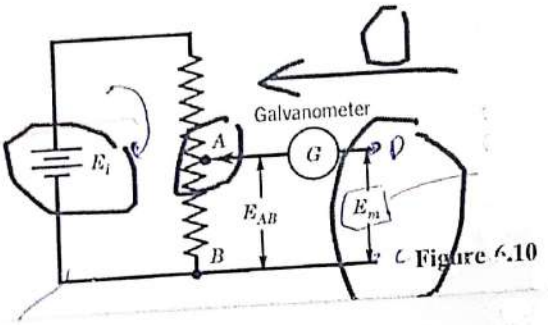
١) هون بوظف موضوع ال Voltage divider بحيث استخدمها في non measurment

~~...~~) هاي الأشي

بستخدمه لما بدي احسب ال V ما بين نقطتين في الدارة وهون هما D وال C

بشبكه مع ~~...~~ givano meter وهو جهاز حساس جداً

اذا $I_g = 0$ يعني ما في تيار مار بال givanometer معناه يصير $E_m = E_{AB}$



Basic potentiometer circuit.

لازم اتأكد كل التيار بيمر من هاي ال loop لحالها يعني جزئي

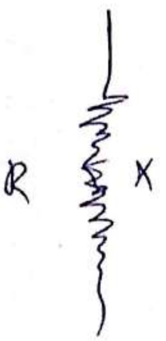
بضل اغير في موقع ال A لحد ما يصير تيار ال generometer = 0

معناه يتحقق $E_m = E_{AB}$ وهنا بقدر اعرف E_{AB}

$$E_{AB} = \frac{R_{AB}}{R_T} \cdot E_i$$

في فكرة انه ال R تتناسب مع الطول طردياً

وهنا بقدر اعرف R



$$R = \frac{\rho L}{A}$$

ρ: resistivity

L: Lenght

A: cross section Area

Ohmmeter Circuits

A simple way to measure resistance is by imposing a voltage across the unknown resistance and measuring the resulting current flow where [illegible] of resistance

$R = E/I$

Bridge Circuits

→ null method
→ deflection method

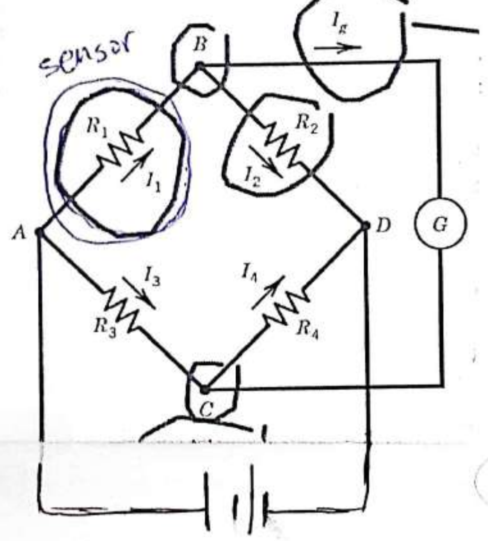


Figure
Basic current-sensitive wheatstone bridge circuit (G, galvanometer)

اربع اذرع وطرفين

1) CB ← شابك ع ال galvanometer

2) AD ← شابك مع بطارية

* ال Measurement الي بدي اعرفها شبكها مع sensor
مثلاً بدي اعرف اشي اله علاقة R_1 بشبكه
R_1 is sensor ← اما بوجد اشي اله علاقة ب R_1
او بوجد الجهد AB

* اي تغير في R_1 (sensor) رح يغير بال circuit كاملة.

فكرة زي اني اذا فلو تغير قيمة sensor لازم اعدلها في دارة ليرجع في palance (توازن) ← Null method

اولاً اسئ كانه R_1 = sensor فكانت الدارة Balance لو تغيرت اشي بال sensor
وكانت ال R_3 و R_4 ثابتين بس لازم اغير R_2 بحيث يرجع ال palance

فانه احافظ ال Balance

sensor (R_1) ↑ ← لازم ازيد R_2 ↑

sensor R_1 ↓ ← لازم اقلل R_2 ↓

طيب اذا بدي اعرف انو الدارة Balance بس من الرسمة كيف بعرف؟؟

لازم يكون $I_1 = I_2$ وبعرفها من خلال الـ galvanometer ← $I_g = 0$

شو الشروط أو شو الأساسيات لما يكون Balance ؟؟

1) $I_g = 0$ 2) $I_1 = I_2$ 3) $I_3 = I_4$

4) $V_B = I_c$ 5) A و D مربوطين

(البطارية) E_1 =

6) $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$ (ضرب تبادلي) → نفس $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$

(ملاحظة) اذا كان R_1 لازم اضل اغير R_2 حتى يصير $I_g = 0$ بعرف انه صارت Balance

بنعرف بطريقة انه $V_B - V_C = 0$ ماشي اوكي

$$R_1 R_3 - R_2 R_4 = 0$$

$$\begin{cases} I_1 R_1 - I_3 R_3 = 0 \rightarrow I_1 R_1 = I_3 R_3 \\ I_2 R_2 - I_4 R_4 = 0 \rightarrow I_2 R_2 = I_4 R_4 \end{cases}$$

$I_1 = I_2$, $I_3 = I_4$ ← من كرشوف

منقسم كل بعض بطلع (مش مطلوب منك)

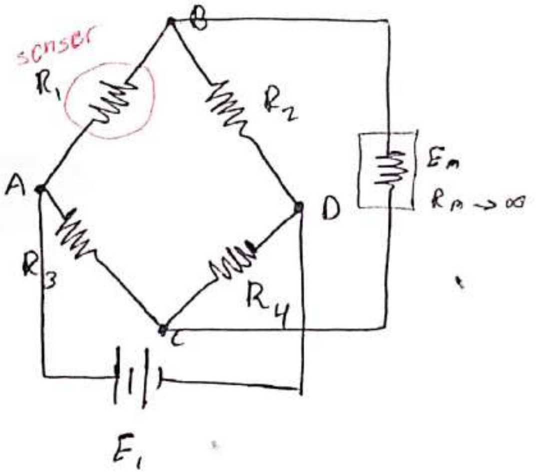
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

, where R_2 is an adjustable variable resistance.

through a closed-loop controller circuit. An advantage of the null method is that the applied input voltage need not be known, and changes in the input voltage do not affect the accuracy of the measurement. In addition, the current detector or controller need only detect if there is a flow of

Defliction method

In an unbalanced condition, the magnitude of the current or voltage drop for the meter portion of the bridge circuit is a direct indication of the change in resistance of one or more of the arms of bridge. Consider first the case where the voltage drop from node B to node C in the basic bridge is



في البداية تكون Balance

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

$$V_{BC} = 0$$

لو تغير الـ R_1 (sensor)

$$R_1 R_4 \neq R_2 R_3$$

ويصير عندي في فرق جهد بين الـ B و الـ C

one active arm يعني

ذراع واحدة تغير منها الـ R

تغير δR_1

$$(\text{Bridge output})\ V_{BC} = V_B - V_C$$

$$= \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot E_i - \frac{R_3}{R_3+R_4} \cdot E_i \quad (+)$$

طريقة ثانية →

$$V_{BC} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot E_i - \frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot E_i \quad (-)$$

مرة 2 تطلع موجبة والثانية سالبة

In contrast to the null method of operation of a Wheatstone bridge, the deflection bridge requires a meter capable of accurately indicating the output voltage, as well as a stable and known

Example 6.3

A certain temperature sensor experiences a change in electrical resistance with temperature according to the equation

$$R = R_o[1 + \alpha(T - T_o)] \tag{6.29}$$

where

R = sensor resistance (Ω)
R_o = sensor resistance at the reference temperature, T_o (Ω)
T = temperature (°C)
T_o = reference temperature (0°C)
α = the constant 0.00395°C^{-1}

This temperature sensor is connected in a Wheatstone bridge like the one shown in Figure 6.13, where the sensor occupies the R_1 location, and R_2 is a calibrated variable resistance. The bridge is operated using the null method. The fixed resistances R_3 and R_4 are each equal to 500 Ω. If the temperature sensor has a resistance of 100 Ω at 0°C, determine the value of R_2 that would balance the bridge at 0°C.

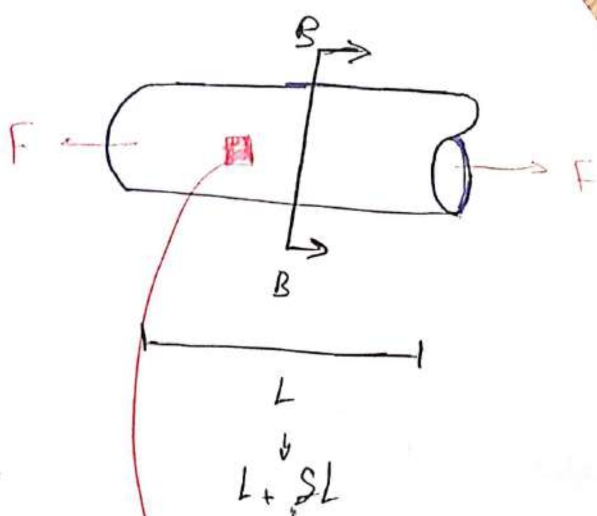
KNOWN $R_1 = 100\ \Omega$
$R_3 = R_4 = 500\ \Omega$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

FIND R_2 for null balance condition

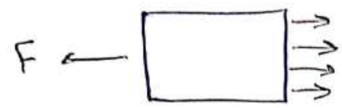
SOLUTION From Equation 6.11, a balanced condition for this bridge would be achieved when $R_2 = R_1R_4/R_3$ or $R_2 = 100\ \Omega$. Notice that to be a useful circuit, R_2 must be adjustable and provide an indication of its resistance value at any setting.

Strain Measurment



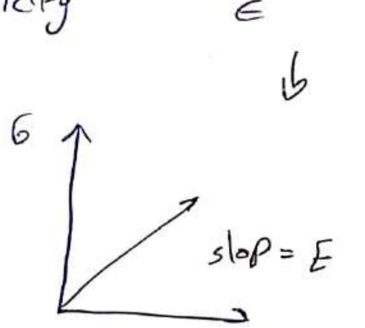
Tension العلاقة ما هي

وعشان انه لكل فعل رد فعل فلو درسم ال section



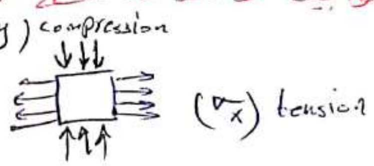
العلاقات الرياضية :

* stress $\sigma = F/A$
* strain $\epsilon = \frac{\delta L}{L}$
* Modulus of elasticity $E = \frac{\sigma}{\epsilon} \rightarrow \sigma = E\epsilon$

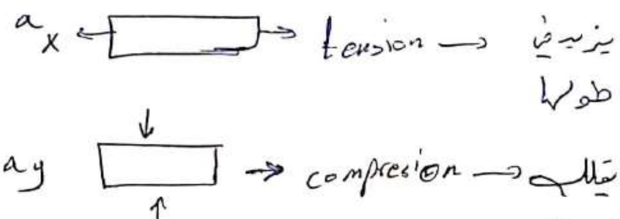


* Poisson ratio (ν) $= \frac{\epsilon_L}{\epsilon_a} = \frac{\frac{\Delta L}{L}}{\frac{\Delta d}{d}} = \frac{\epsilon_{lateral}}{\epsilon_{axial}}$

لو جيت واخدت قطعة من المادة :-



نلاحظ انها تحولت لنوعين من stresses
tension و compression



σx → tension ← رح يزيد في طولها

σy → compression ← رح يقلل العرض

رح نركز بس على ال σx (axial)

mechanical = اي مهندس بده يصمم اشيا لازم يعمل قياسات للقوة والطول والمساحة خصوصاً ال

The design of load-carrying components for machines and structures requires information concerning the distribution of forces within the particular component. Proper design of devices such as shafts, pressure vessels, and support structures must consider load-carrying capacity and allowable deflections. Mechanics of materials provides a basis for predicting these essential characteristics of a mechanical design, and provides the fundamental understanding of the behavior of load-carrying parts. However, theoretical analysis is often not sufficient, and experimental measurements are required to achieve a final design.

① يتطلب تصميم المكونات الحاملة للآلات والهياكل معلومات عن توزيع القوة داخل المكون.
② يجب ان يأخذ التصميم المناسب للأجهزة مثل الأعمدة وأوعية الضغط والهياكل الداعمة في الاعتبار قدرة حمل الحمولة والانحرافات المسموح بها.

such changes in length or shape of a material can be measured. This chapter discusses the measurement of physical displacements in engineering components. The stress is calculated from these measured deflections.

Upon completion of this chapter, the reader will be able to ستكون قادر على

- define strain and delineate the difficulty in measuring stress, (تحدد)
- state the physical principles underlying mechanical strain gauges, (الاساسية) (مقاييس)
- analyze strain gauge bridge circuits, and
- describe methods for optical strain measurement. (بصري)

stress and strain

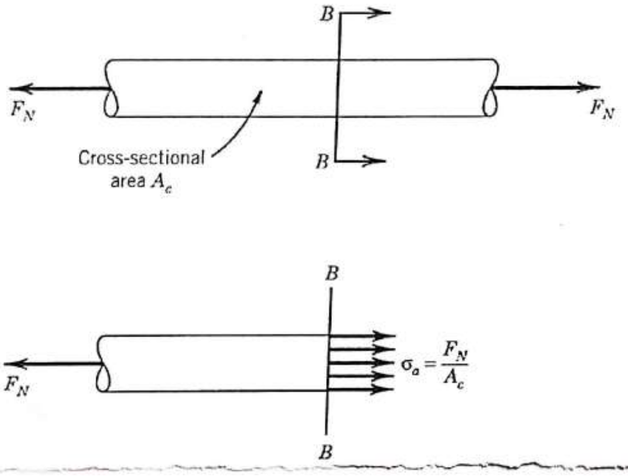
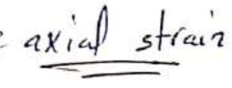


Figure 11.1 Free-body diagram illustrating internal forces for a rod in uniaxial tension.

the normal stress is defined as :-

$$\sigma_a = F_N / A_c$$

the ratio of the change in length of the rod (which results from Applying the load) to the original length is the axial strain defined as :-



$$\varepsilon_a = \delta L / L$$

the relationship between unxial stress and strain for this elastic behaviore is expressed as: $\sigma_a = E_m \varepsilon_a$

E_m: is modulus of elasticity, or young's modulus, and the relasion ship is called Hook's low.

Lateral strain

this property is called poisson ratio, defined as:

$$\nu_p = \frac{|\text{Lateral strain}|}{|\text{axial strain}|} = \frac{\varepsilon_L}{\varepsilon_a}$$

يمكن قياس عمليات الإزاحة الصغيرة التي تحدث في مادة أو كائن تحت الحمل الميكانيكي بطريقة بسيطة مثل:

١) مراقبة التغير في المسافة بين علامتين على سطح عضو يحمل حمولة

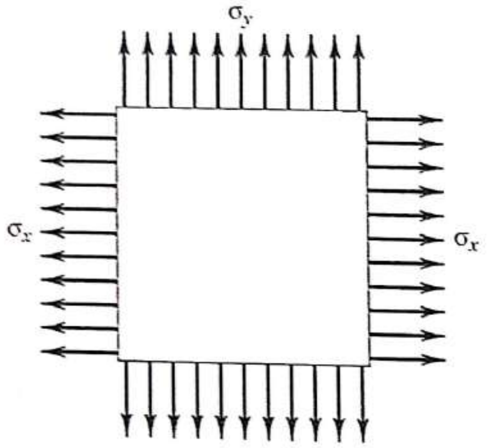
٢) متقدمة مثل تصوير الجسم البصري.

في أي حال فإن المستشعر المثالي لقياس الإجهاد سيكون:

(١) يتمتع بدقة مكانية جيدة

(٢) لا يتأثر بتغيرات بالظروف المحيطة

(٣) له استجابة عالية التردد لقياسات الإجهاد الديناميكية



ثابتة محاور

Figure 11.3 Biaxial state of stress.

11.3 RESISTANCE STRAIN GAUGES

→ sensor

الي يستخدم لقياس ال stress وال strain المختلفات

The measurement of the small displacements that occur in a material or object under mechanical load can be accomplished by methods as simple as observing the change in the distance between two scribe marks on the surface of a load-carrying member, or as advanced as optical holography. In any case, the ideal sensor for the measurement of strain would (1) have good spatial resolution, implying that the sensor would measure strain at a point; (2) be unaffected by changes in ambient conditions; and (3) have a high-frequency response for dynamic (time-resolved) strain measurements. A sensor that closely meets these characteristics is the *bonded resistance strain gauge.*

الجسم البصري

تلك خواص ال strain gauges

(لو بدي جهاز يقيس ال strain فال sensivity تاعه لازم تكون عالية لل strain (تغير في الطول displacement))

strain GAUGES

⊛ لو القطعة الصغيرة اللي بالأحمر ما رالها استطالة عندما استطالت القطعة الكبيرة

$\delta L / L$

لو الكبيرة استطالت 0.1 % الصغيرة رح تستطيل 0.1 %

⊛ تغير الطول للجسم الصغير هو الي راح يعطينا (الصادر من جهاز القياس) ومقدار التغير فيه قليل جداً

Metalic Gauges

* the Risistance R is given by:-

$$R = \rho_e L / A_c$$

$R = \rho L / A$

L : تعبر عن طول القطعة المعزة

A : مساحة القطعة المعزة

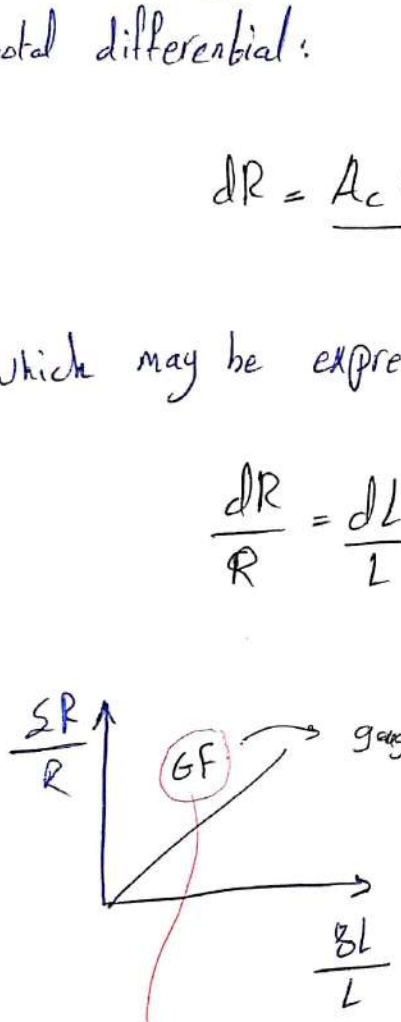
ρ : ع نوع المادة

* the total change in R is due to serval effect, as illustrated in total differential:

$$dR = \frac{A_c(\rho_e dL + L d\rho_e) - \rho_e L dA_c}{A_e^2}$$

* which may be expressed in term of possion's ratio as:-

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L}(1 + 2\nu_p)\frac{d\rho_e}{\rho_e}$$



اي تغير في ال strain رح يصاحبه تغير في ال R

وهون اقدر اعرف قديش تغير في ال R

تعتمد على نوع المادة الي انا الصقتها (القطعة المعزة) بعملية الإلصاق اسمها Bonding

$$GF = \frac{\delta R / R}{\delta L / L}$$

لو تطلعنا على المعادلة تاعت رح يكون عبارة عن مجموعة من الأرقام الا دخل بيها غير المادة الي انا اخترتها وركبته من ال strain gage

$$= 1 + 2\nu + \pi E_m$$

• سو العوامل الي بعتمد عليها في اختيار المواد اللازمة عشان ال strain gauge ؟

1) انه يكون حساس لأنه بتأثر بال strain مباشرة ينعكس على قيمة المقاومة.

2) يختار مادة بحيث ما تكون حساسة لل Temprature (معامل التمدد بنسبة للحرارة يكون قليل) minimum thermal strain

لو نرجع لمادة الفرصة الحرارة كانت ← interfiring input (لو اثرت على العلاقة بين ال input وال output)

او modifing input – لو عملت علاقة مع ال output.

---

example 11.1

Determine the total resistance of a copper wire having a diameter of 1mm and a length of 5cm the resistivity of copper is $1.7 * 10^{-8}\ \Omega m$

Known $D = 1mm \rightarrow 10^{-3}$

$L = 5cm \rightarrow 5 * 10^{-2}$

$\rho_e = 1.7 * 10^{-8}\ \Omega m$

Find the total electrical resistance

Risistance from equation $\rightarrow R = \rho_e L / A_c$

where

$$A_c = \frac{\pi}{4} D^2 = \frac{\pi}{4} \left(1 \times 10^{-3}\right)^2 = 7.85 \times 10^{-7}\ \text{m}^2$$

The resistance is then

$$R = \frac{\left(1.7 \times 10^{-8}\ \Omega\,\text{m}\right)\left(5 \times 10^{-2}\ \text{m}\right)}{7.85 \times 10^{-7}\ \text{m}^2} = 1.08 \times 10^{-3}\ \Omega$$

COMMENT If the material were nickel ($\rho_e = 7.8 \times 10^{-8}\ \Omega\,\text{m}$) instead of copper, the resistance would be $5 \times 10^{-3}\ \Omega$ for the same diameter and length of wire.

Example 11.2

A very common material for the construction of strain gauges is the alloy constantan (55% copper with 45% nickel), having a resistivity of $49 \times 10^{-8}\ \Omega$ m. A typical strain gauge might have a resistance of 120 Ω. What length of constantan wire of diameter 0.025 mm would yield a resistance of 120 Ω?

KNOWN The resistivity of constantan is $49 \times 10^{-8}\ \Omega$ m.

FIND The length of constantan wire needed to produce a total resistance of 120 Ω

SOLUTION From Equation 11.6, we may solve for the length, which yields in this case

$$L = \frac{RA_c}{\rho_e} = \frac{(120\ \Omega)(4.91 \times 10^{-10}\ \text{m}^2)}{49 \times 10^{-8}\ \Omega\ \text{m}} = 0.12\ \text{m}$$

The wire would then be 12 cm in length to achieve a resistance of 120 Ω.

COMMENT As shown by this example, a single straight conductor is normally not practical for a local strain measurement with meaningful resolution. Instead, a simple solution is to bend the wire conductor so that several lengths of wire are oriented along the axis of the strain gauge, as shown in Figure 11.4.

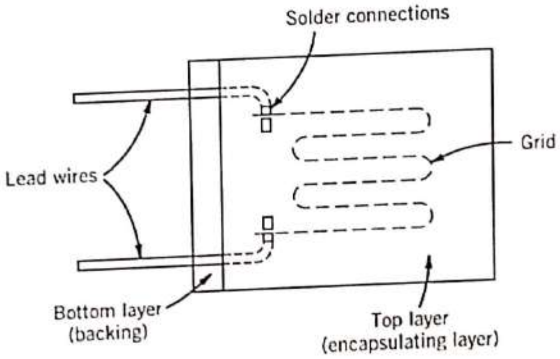


Figure 11.4 Detail of a basic strain gauge construction. (Courtesy of Micro-Measurements Division, Measurements Group, Inc., Raleigh, NC.)

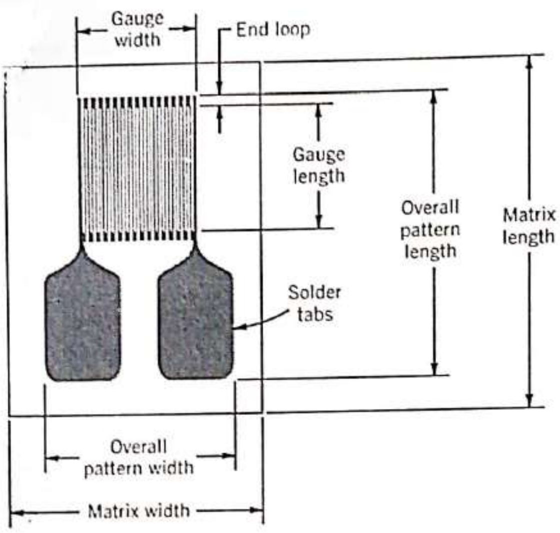
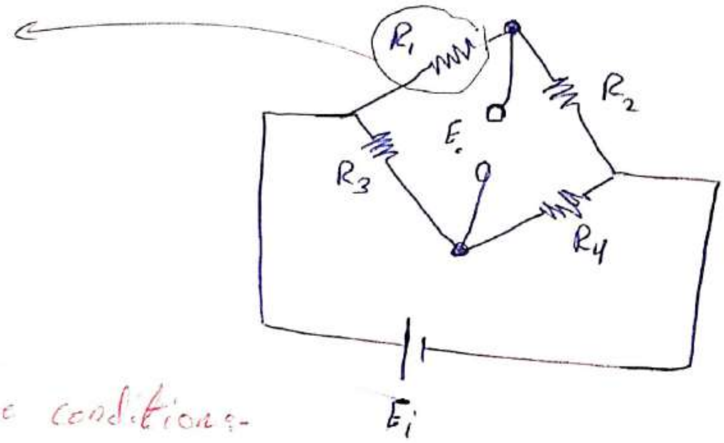


Figure 11.5 Construction of a typical metallic foil strain gauge. (Courtesy of Micro-Measurements Division, Measurements Group, Inc., Raleigh, NC.)

11.4 STRAIN GAUGE ELECTRICAL CIRCUITS

* strain Gauge Bridge circuits



under Balance conditions:-

$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$, $E_o = 0$
ناتج صفر

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ← عشان يكون متحقق هاي الأشيا سهل حالة العاملين بالمقاومة بالجسر ؟!

كيف بنا نخلي ال strain يأثر ع ال Voltage الي هو ال E_o

$$F \rightarrow \left(\frac{F}{A}\right) \rightarrow \underset{\propto/E}{\text{strain}} \rightarrow (\delta L/L) \rightarrow (\delta R) \rightarrow \delta E_o \rightarrow \text{Bridge output}$$

صار عندي قيمة جديدة
تتأثر بال strain
فرق كل ما يتغير ال strain
يعطيني ال Bridge output

Bridge output (E_o)

$$E_o = \frac{1}{4} \frac{\delta R}{R} \cdot E_i$$

$$E_o = \frac{GF \cdot \epsilon}{4}$$

كيف لقينا هاي العلاقة

$$GF = \frac{\delta R/R}{\delta L/L}$$

$$\delta R/R = GF \cdot (\delta L/L) \quad (\epsilon)$$

the Bridge output under these condition

$$E_o + \delta E_o = E_i \frac{(R_1 + \delta R) R_4 - R_3 R_2}{(R_1 + \delta R + R_2)(R_3 + R_4)}$$ ⟹ ما نكا اضر عن حل المعادلة

لو تبسيطا ونفرالي كتبنام بالصفحة الي قبل

reduces to

$$\frac{\delta E_o}{E_i} = \frac{\delta R/R}{4 + 2(\delta R/R)} \approx \frac{\delta R/R}{4} \tag{11.14}$$

under the assumption that $\delta R/R \ll 1$. This simplified form of Equation 6.15 is suitable for all but those measurements that demand the highest accuracy, and is valid for values of $\delta R/R \ll 1$. Using the relationship from Equation 11.11 that $\delta R/R = GF\varepsilon$,

$$\frac{\delta E_o}{E_i} = \frac{GF\varepsilon}{4 + 2GF\varepsilon} \approx \frac{GF\varepsilon}{4} \tag{11.15}$$

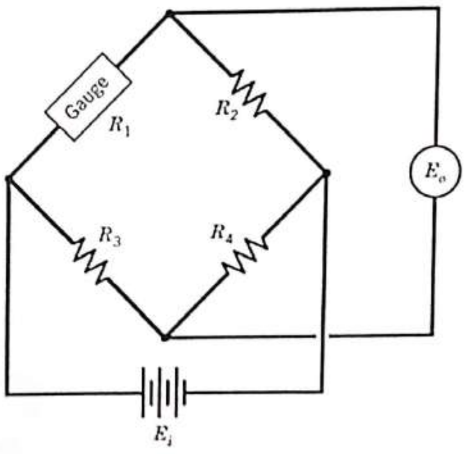


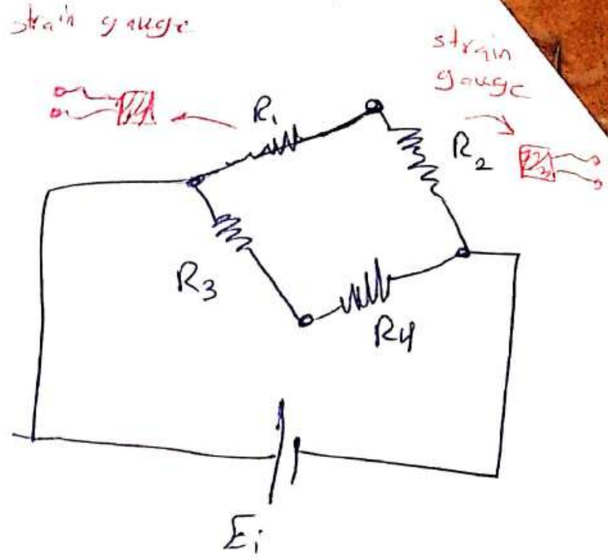
Figure 11.9 Basic strain gauge Wheatstone bridge circuit.

شانه احسن القراءة تابع :

بدلا ما ايجل Bonding لمقاومة وحدة جبل

Bonding لمقاومتين

2 active arm تيار عندي



الفكرة لما يكون :

$\delta E_o = \frac{1}{4} GF \cdot \epsilon \cdot E_i$ ← one active arm

$\delta E_o = \frac{1}{2} \cdot GF \cdot \epsilon \cdot E_i$ ← two active arm

لما يكون عندي two active arms ح تكون ال sensitive تاعي اعلى . فتكون احسن .

11.3 example A strain gauge, having a gauge factor of 2, is mounted on a rectangular steel bar ($E_m = 200 \times 10^5$ KN/m2), as shown in figure 11.11 the bar is 3cm wide and 1 cm high, and is subjected.

معامل المرونة modulus of elasticity بال f ال فيلينا بال

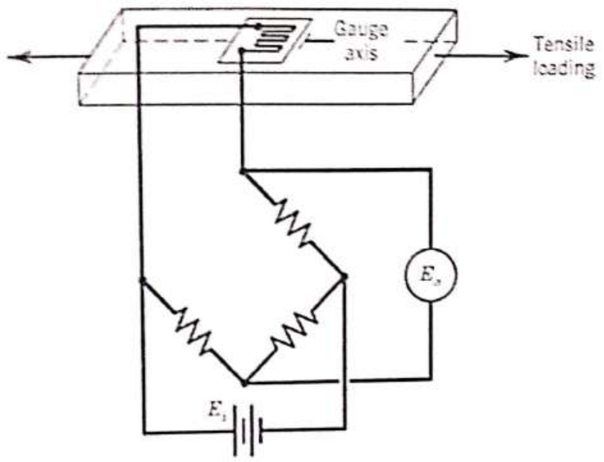


Figure 11.11 Strain gauge circuit subject to uniaxial tension.

to a tensile force of 30 kN. Determine the resistance change of the strain gauge if the resistance of the gauge was 120 Ω in the absence of the axial load.

KNOWN $GF = 2$ $E_m = 200 \times 10^6$ kN/m² $F_N = 30$ kN
$R = 120\,\Omega$ $A_c = 0.03$ m × 0.01 m

FIND The resistance change of the strain gauge for a tensile force of 30 kN

SOLUTION The stress in the bar under this loading condition is

$$\sigma_a = \frac{F_N}{A_c} = \frac{30 \text{ kN}}{(0.03 \text{ m})(0.01 \text{ m})} = 1 \times 10^5 \text{ kN/m}^2$$

and the resulting strain is

$$\varepsilon_a = \frac{\sigma_a}{E_m} = \frac{1 \times 10^5 \text{ kN/m}^2}{200 \times 10^6 \text{ kN/m}^2} = 5 \times 10^{-4} \text{ m/m} \tag{11.16}$$

For strain along the axis of the strain gauge, the change in resistance from Equation 11.11 is

$$\delta R/R = \varepsilon GF$$

or

$$\delta R = R\varepsilon GF = (120\Omega)(5 \times 10^{-4})(2) = 0.12\,\Omega$$

Example 11.4

Suppose the strain gauge described in Example 11.3 is to be connected to a measurement device capable of determining a change in resistance with a stated uncertainty of ±0.005 Ω (95%). This stated uncertainty includes a resolution of 0.001 Ω. What uncertainty in stress would result when using this resistance measurement device?

KNOWN A stress is to be inferred from a strain measurement using a strain gauge having a gauge factor of 2 and a zero load resistance of 120 Ω. The measurement of resistance has a stated uncertainty of ±0.005 Ω (95%).

FIND The design-stage uncertainty in stress

SOLUTION The design-stage uncertainty in stress, $(u_d)_\sigma$, is given by

$$(u_d)_\sigma = \frac{\partial \sigma}{\partial(\delta R)}(u_d)_{\delta R}$$

with

$$\sigma = \varepsilon E_m = \frac{\delta R/R}{GF} E_m$$

Then with $(u_d)_{\delta R} = 0.005\ \Omega$ and

$$\frac{\partial \sigma}{\partial(\delta R)} = \frac{E_m}{R(GF)}$$

we can express the uncertainty as

$$(u_d)_\sigma = \frac{E_m}{R(GF)}(u_d)_{\delta R} = \frac{200 \times 10^6\ \text{kN/m}^2}{120\ \Omega\ (2)}(0.005\ \Omega)$$

This results in a design-stage uncertainty in stress of $(u_d)_\sigma = \pm 4.17 \times 10^3\ \text{kN/m}^2$ (95%) or ~2.4% of the expected stress.

Temperature Measurements

scales → 1) Fixed Refrence point
2) Deg. size
3) Interpolation results

212 f — 100 c — boiling point water

مثلاً ميزان الحرارة

32 f — 0 c — freezing point water

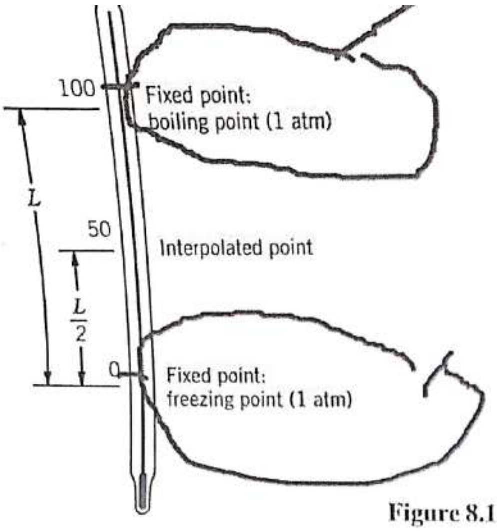
ممكن اعتبر ال scale بالسيليسوس فيكون من 0 ل 100 وممكن اخذ ال scale بالفهرنهايت فيكون من 32 لـ 212 والشكل اي ماخذه رح يأثر size of degree

بأول مرة حيكون بدي 100 درجة ، وثاني مرة تقريباً 180 درجة

8.2 TEMPERATURE STANDARDS AND DEFINITION

Temperature can be loosely described as the property of an object that describes its hotness or coldness, concepts that are clearly relative. Our experiences indicate that heat transfer tends

A temperature scale provides for three essential aspects of temperature measurement: (1) the definition of the size of the degree, (2) fixed reference points for establishing known temperatures, and (3) a means for interpolating between these fixed temperature points. These provisions are



the process of establishing 50 c without a fixed-point calibration is called interpolation.

Figure 8.1 Calibration and interpolation for a liquid-in-glass thermometer.

الأساليب اللي راح ناخذها:

1) thermal expantion
   - Liquid
   - metal

2) electrical risitance

3) thermo-electric measurment

8.3 THERMOMETRY BASED ON THERMAL Expantion

1. liquid in glass thermometer

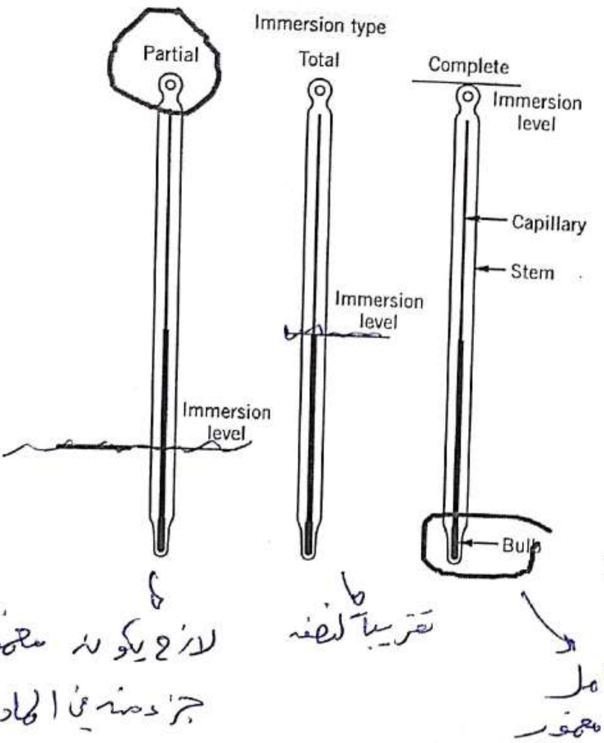


Figure 8.2 Liquid-in-glass thermometers.

During calibration, such a thermometer is subject to one of three measuring environments:

1. For a *complete immersion thermometer*, the entire thermometer is immersed in the calibrating temperature environment or fluid.
2. For a *total immersion thermometer*, the thermometer is immersed in the calibrating temperature environment up to the liquid level in the capillary. mercury
3. For a *partial immersion thermometer*, the thermometer is immersed to a predetermined level in the calibrating environment. Hg.

For the most accurate temperature measurements, the thermometer should be immersed in the same manner in use as it was during calibration.[2]

② Bimetallic thermometers

* the physical phynomina employed in bimetallic temperature sensor is the diffrential thermal expansion of two metal.

الظاهرة الفيزيائية المطبقة هي تمدد نوعين من المعادن.

* the physical basis for the relationship between the radius of carvature and temprature is given as:-

$$r_c \propto \frac{d}{\left[(c_\alpha)_A - (c_\alpha)_B\right](T_2 - T_1)}$$

where r_c = radius of carvature
c_α = matiral thermal expansion colficient
T = Temprature   d = thickness,

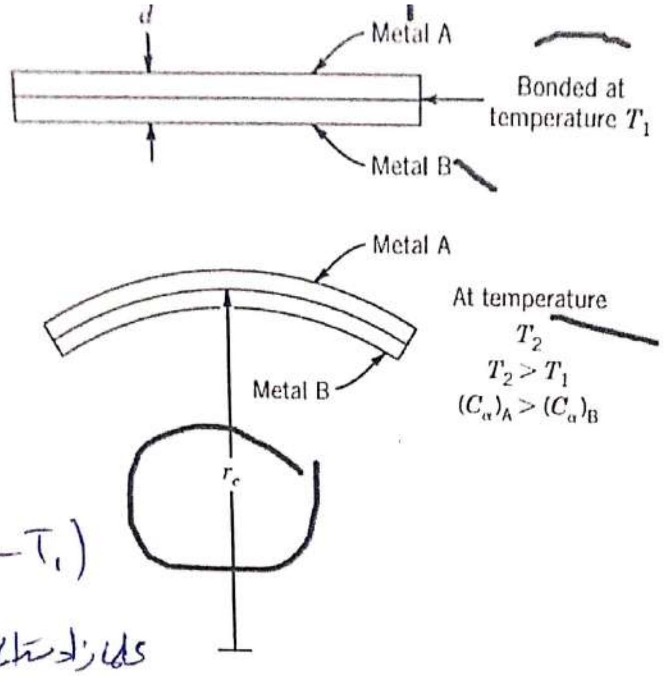


Figure 8.3 Expansion thermometry using bimetallic materials: strip, spiral, and helix forms.

Bimetallic strips employ one metal having a high coefficient of thermal expansion with another having a low coefficient, providing increased sensitivity. Invar is often used as one of the metals.

. Dial thermometers using a bimetallic strip as their sensing element typically provide temperature measurements with

8.4 ELECTRICAL RESISTANCE THERMOMETRY

Resistance temperature detectors (RTDs) may be formed from a solid metal wire that exhibits an increase in electrical resistance with temperature. Depending on the materials selected, the resistance may increase or decrease with temperature. As a first-order approximation, the resistance change of a thermistor may be expressed as

$$R - R_0 = k(T - T_0) \tag{8.2}$$

The relationship between the resistance of a metal conductor and its temperature may also be expressed as the polynomial expansion:

$$R = R_0\left[1 + \alpha(T - T_0) + \beta(T - T_0)^2 + \cdots\right] \tag{8.4}$$

$$R = R_0[1 + \alpha(T - T_0)] \tag{8.5}$$

where α is the temperature coefficient of resistivity. For example, for platinum conductors the linear

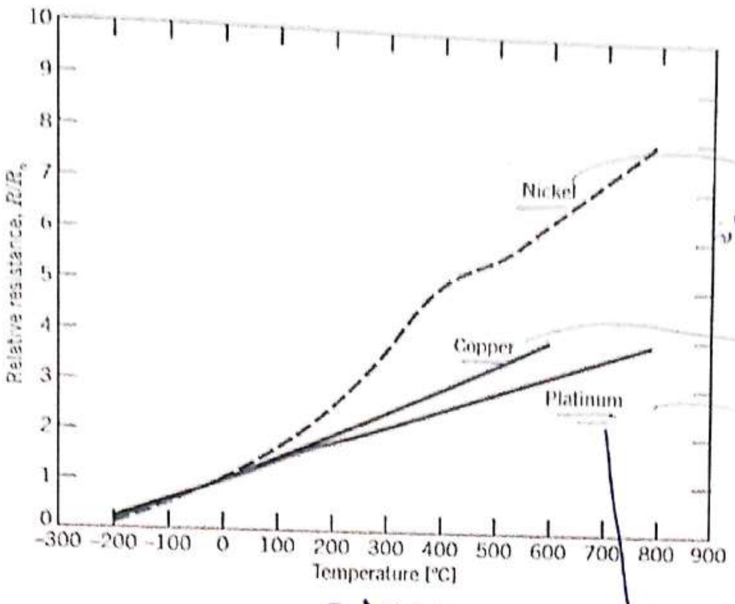


Figure 8.6 Relative resistance of three pure metals (R_0 at 0°C).

بتعطي sensivity ↑ ولكن ما ... بتغيراته

sensivity قليلة

عنده sensivity كبيرة للتغير بالحرارة

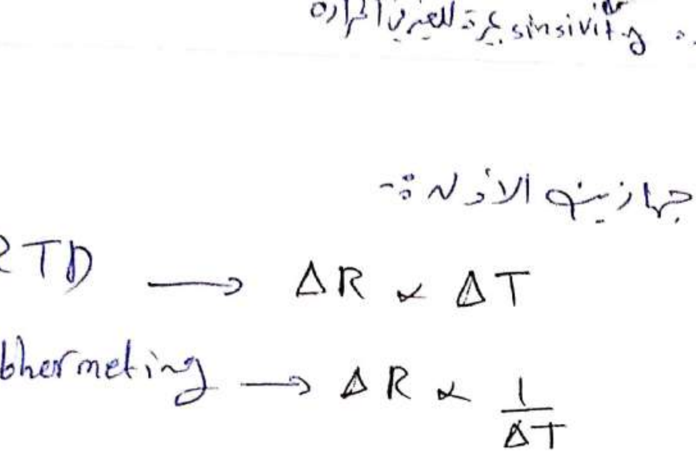
بتحكي الفكرة عند جهازين الأدلة:

1) RTD $\longrightarrow \Delta R \propto \Delta T$

2) bhermeting $\longrightarrow \Delta R \propto \frac{1}{\Delta T}$

Resistance Temperature Device Resistance Measurement

صرنا بنستخدم الـ Bridge circut



السهم معناه بتغير من قيمتها

• لما تكون أصلا $R_1 = R_2$ عادي

• عند بداية T_1 بتكون في توازن

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

فتكون الـ $G = 0$

صورة فيه مقاومة الأسلاك خصوصا لو كانت الأسلاك كبيرة بكون الها مقاومة significant

$T_1 \longrightarrow T_2$

اذا تغيرت قيمة R_{RTD} نغير قيمة R_3 عشان ترجع في توازن

$$R_{RTD} = R_3 \longrightarrow T_1$$

$$R_{RTD_{new}} = R_{3_{new}} \longrightarrow T_2$$

* Wheatstone bridge circuits are commonly used for these measurment,
* At balance condition neglicted lead wire effect r_1, r_2, r_3, r_4,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_{RTD}} \qquad (8.6)$$

but with lead wire resistance included in the circuit analysis.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3 + r_1}{R_{RTD} + r_3} \qquad (8.7)$$

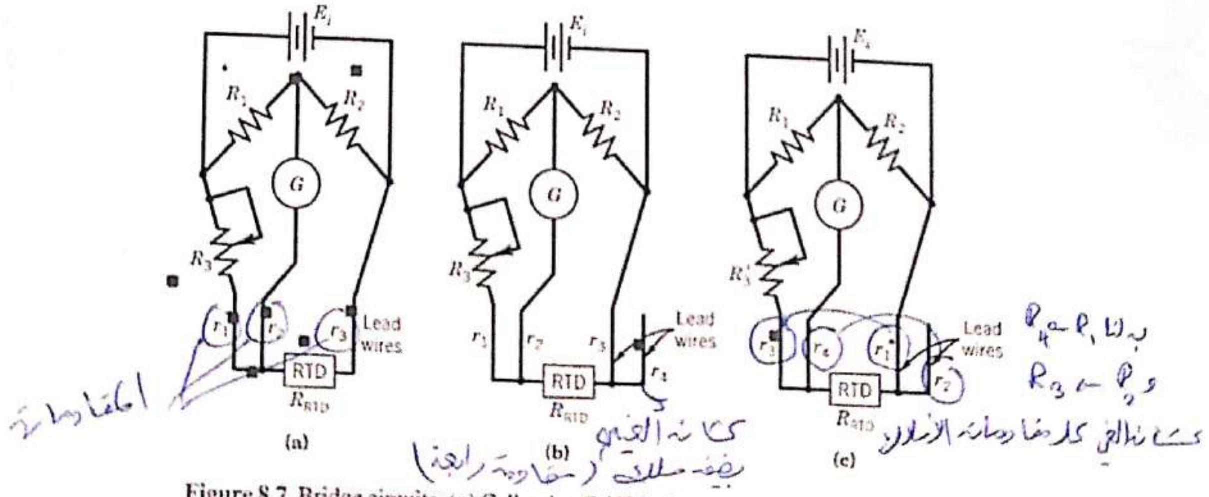


Figure 8.7 Bridge circuits. (a) Callender-Griffiths 3-wire bridge; (b) and (c) Mueller 4-wire bridge. An average of the readings in (b) and (c) eliminates the effect of lead wire resistances.

$$R_{RTD} + r_3 = R_3 + r_1$$

$$R_{RTD} = R_3 + r_1 - r_3 \longrightarrow (8.9)$$

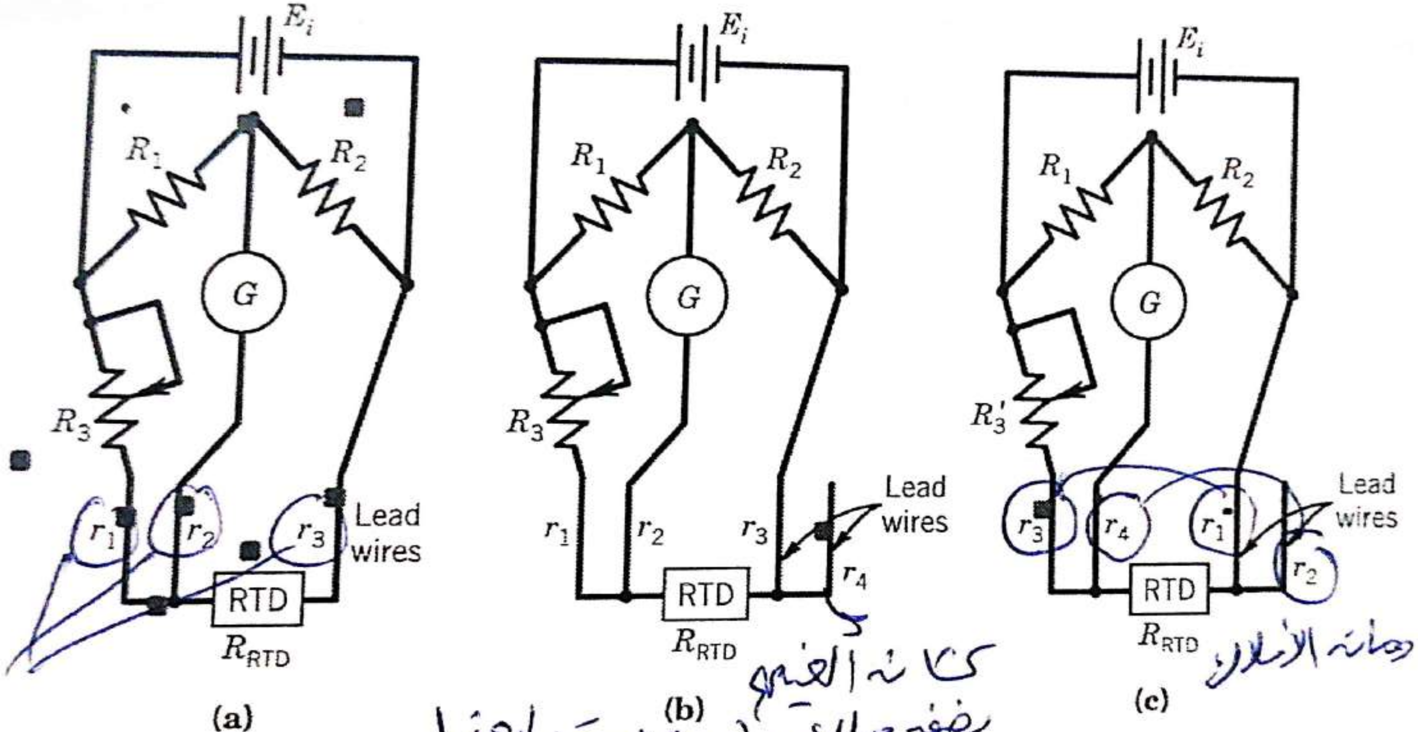


Figure 8.7 Bridge circuits. **(a)** Callender-Griffiths 3-wire bridge; **(b)** and **(c)** Mueller 4-wire bridge. An average of the readings in **(b)** and **(c)** eliminates the effect of lead wire resistances.

$$R_{RTD} + r_3 = R_3 + r_1 \tag{8.9}$$

and in the second measurement configuration, Figure 8.7c, yields

$$R_{RTD} + r_1 = R'_3 + r_3 \tag{8.10}$$

where R_3 and R'_3 represent the indicated values of resistance in the first and second configurations, respectively. Adding Equations 8.8 and 8.9 results in an expression for the resistance of the RTD in terms of the indicated values for the two measurements:

$$R_{RTD} = \frac{R_3 + R'_3}{2} \tag{8.11}$$

With this approach, the effect of variations in lead wire resistances is essentially eliminated.

Example 8.1

An RTD forms one arm of an equal-arm Wheatstone bridge, as shown in Figure 8.8. The fixed resistances, R_2 and R_3 are equal to 25 Ω. The RTD has a resistance of 25 Ω at a temperature of 0°C and is used to measure a temperature that is steady in time.

The resistance of the RTD over a small temperature range may be expressed, as in Equation 8.5:

$$R_{RTD} = R_0[1 + \alpha(T - T_0)]$$

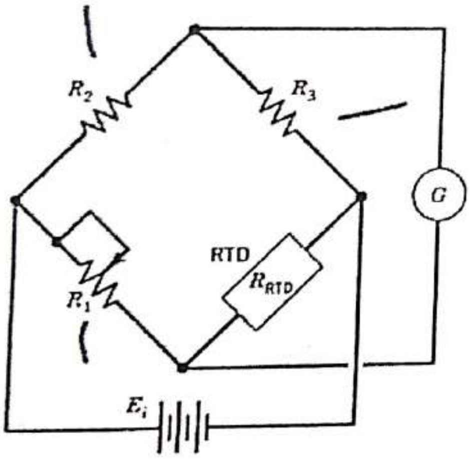


Figure 8.8 RTD Wheatstone bridge arrangement.

Suppose the coefficient of resistance for this RTD is 0.003925°C^{-1}. A temperature measurement is made by placing the RTD in the measuring environment and balancing the bridge by adjusting R_1. The value of R_1 required to balance the bridge is 37.36 Ω. Determine the temperature of the RTD.

KNOWN $R(0°C) = 25\,\Omega$
$\alpha = 0.003925°C^{-1}$
$R_1 = 37.36\,\Omega$ (when bridge is balanced)

FIND The temperature of the RTD.

SOLUTION The resistance of the RTD is measured by balancing the bridge; recall that in a balanced condition

$$R_{RTD} = R_1 \frac{R_3}{R_2}$$

The resistance of the RTD is measured to be 37.36 Ω. With $R_0 = 25\,\Omega$ at $T = 0°C$ and $\alpha = 0.003925°C^{-1}$, Equation 8.5 becomes

$$37.36\,\Omega = 25(1 + \alpha T)\Omega$$

The temperature of the RTD is 126°C.

Example 8.2

Consider the bridge circuit and RTD of Example 8.1. To select or design a bridge circuit for measuring the resistance of the RTD in this example, the required uncertainty in temperature would be specified. If the required uncertainty in the measured temperature is $\leq 0.5°C$, would a 1% total uncertainty in each of the resistors that make up the bridge be acceptable? Neglect the effects of lead wire resistances for this example.

KNOWN A required uncertainty in temperature of $\pm 0.5°C$, measured with the RTD and bridge circuit of Example 8.1.

FIND The uncertainty in the measured temperature for a 1% total uncertainty in each of the resistors that make up the bridge circuit.

ASSUMPTION All uncertainties are provided and evaluated at the 95% confidence level.

SOLUTION Perform a design-stage uncertainty analysis. Assuming at the design stage that the total uncertainty in the resistances is 1%, then with initial values of the resistances in the bridge equal to 25 Ω, the design-stage uncertainties are set at

$$u_{R_1} = u_{R_2} = u_{R_3} = (0.01)(25) = 0.25\ \Omega$$

The root-sum-squares (RSS) method is used to estimate the propagation of uncertainty in each resistor to the uncertainty in determining the RTD resistance by

$$u_{\text{RTD}} = \sqrt{\left[\frac{\partial R}{\partial R_1}u_{R_1}\right]^2 + \left[\frac{\partial R}{\partial R_2}u_{R_2}\right]^2\left[\frac{\partial R}{\partial R_3}u_{R_3}\right]^2}$$

where

$$R = R_{\text{RTD}} = \frac{R_1 R_3}{R_2}$$

and we assume that the uncertainties are not correlated. Then, the design-stage uncertainty in the resistance of the RTD is

$$u_{\text{RTD}} = \sqrt{\left[\frac{R_3}{R_2}u_{R_1}\right]^2 + \left[\frac{-R_1R_3}{R_2^2}u_{R_2}\right]^2 + \left[\frac{R_1}{R_2}u_{R_3}\right]^2}$$

$$u_{\text{RTD}} = \sqrt{(1 \times 0.25)^2 + (1 \times -0.25)^2 + (1 \times 0.25)^2} = 0.433\ \Omega$$

To determine the uncertainty in temperature, we know

$$R = R_{\text{RTD}} = R_0[1 + \alpha(T - T_0)]$$

and

$$u_T = \sqrt{\left(\frac{\partial T}{\partial R}u_{\text{RTD}}\right)^2}$$

Setting $T_0 = 0°C$ with $R_0 = 25\ \Omega$, and neglecting uncertainties in T_0, α, and R_0, we have

$$\frac{\partial T}{\partial R} = \frac{1}{\alpha R_0}$$

$$\frac{1}{\alpha R_0} = \frac{1}{(0.003925°C^{-1})(25\ \Omega)}$$

Then the design-stage uncertainty in temperature is

$$u_T = u_{\text{RTD}}\left(\frac{\partial T}{\partial R}\right) = \frac{0.433\ \Omega}{0.098\ \Omega/°C} = 4.4°C$$

The desired uncertainty in temperature is not achieved with the specified levels of uncertainty in the pertinent variables.

COMMENT Uncertainty analysis, in this case, would have prevented performing a measurement that would not provide acceptable results.

Example 8.3

Suppose the total uncertainty in the bridge resistances of Example 8.1 was reduced to 0.1%. Would the required level of uncertainty in temperature be achieved?

KNOWN The uncertainty in each of the resistors in the bridge circuit for temperature measurement from Example 8.1 is ±0.1%.

FIND The resulting uncertainty in temperature.

SOLUTION The uncertainty analysis from the previous example may be directly applied, with the uncertainty values for the resistances appropriately reduced. The uncertainties for the resistances are reduced from 0.25 to 0.025, yielding

$$u_{RTD} = \sqrt{(1 \times 0.025)^2 + (1 \times -0.025)^2 + (1 \times 0.025)^2} = 0.0433\ \Omega$$

and the resulting 95% uncertainty interval in temperature is ±0.44°C, which satisfies the design constraint.

COMMENT This result provides confidence that the effect of the resistors' uncertainties will not cause the uncertainty in temperature to exceed the target value. However, the uncertainty in temperature also depends on other aspects of the measurement system. The design-stage uncertainty analysis performed in this example may be viewed as ensuring that the factors considered do not produce a higher than acceptable uncertainty level.

Thermistors

Thermistors → $\Delta R \propto \frac{1}{\Delta T}$

هو جهاز يستخدم للحماية (عبارة عن semiconductor) لها تزيد الحرارة بتنزل الا المقاومة بشكل كبير.

Thermistors (from thermally sensivity resistors) are ceramics-like semiconductor devices. the most common thermistors are NTC, and the resistance of these thermistors decreas rapidly with tempreture, which is contrast to the small increases of resistance with tempreture of RTDs.

الثرمسترات (من المقاومات الحساسة حرارياً) عبارة عن اجهزة شبه موصلة للسيراميك.
اكثر الثرمسترات شيوعاً هي NTC وتتناقص مقاومتها بسرعة مع الحرارة وهو ما يتناقض مع الزيادة الصغيرة في المقاومة مع درجة الحرارة في RTDs.

a more accurate functional relationship between resistance and tempreture for thermistor is generally assumed to be of the form:-

$$R = R_o \, e^{\beta(1/T - 1/T_o)}$$

$R_o \rightarrow T_o$

$R \rightarrow T$

the Barameter β rangs from 3500 to 4600K.

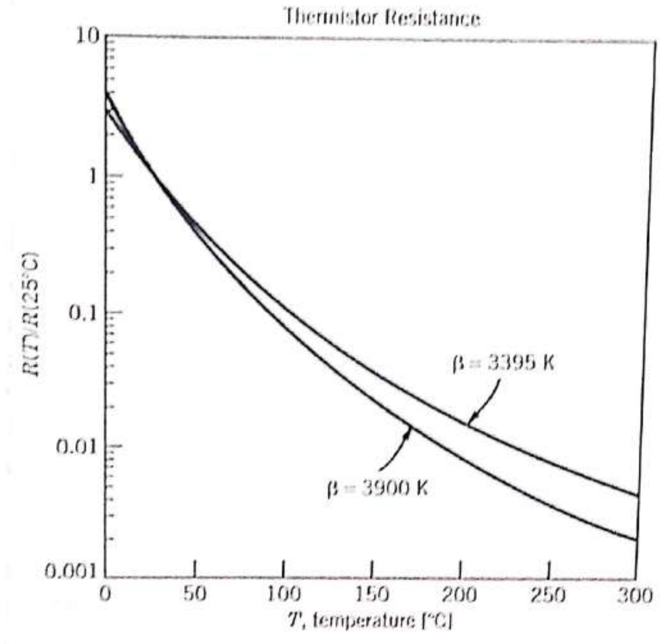


Figure 8.9 Representative thermistor resistance variations with temperature.

المقاومة تقل كلما زادت الحرارة

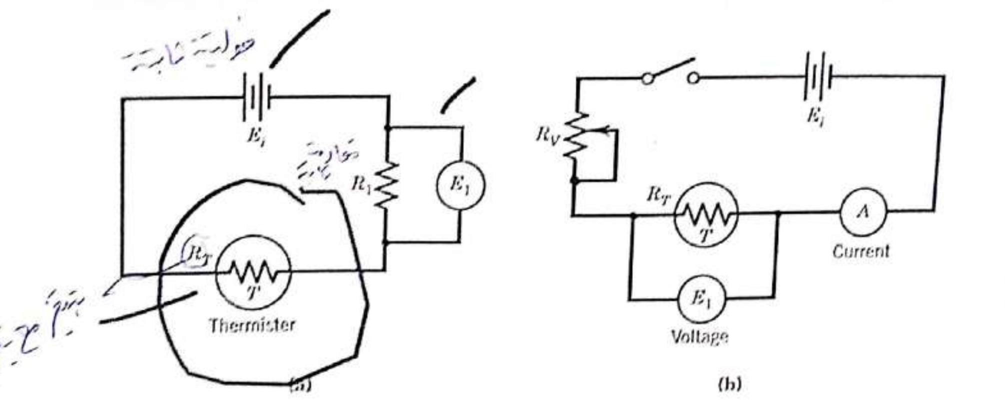


Figure 8.10 Circuits for determining β for thermistors. **(a)** Voltage divider method: $R_T = R_1(E_i/E_1 - 1)$. Note: Both R_1 and E_i must be known values. The value of R_1 may be varied to achieve appropriate values of thermistor current. **(b)** Volt-ammeter method. Note: Both current and voltage are measured.

$$\frac{R_T}{R_1} = \frac{E_i}{E_1} - 1 \quad \rightarrow \quad \frac{E_i}{R_1+R_2} = \frac{E_1}{R_1}$$

يوجد مثال 8.6 , 8.5 , 8.4

Thermistors are generally used when high sensitivity, ruggedness, or fast response times are required (9). Thermistors are often encapsulated in glass, and thus can be used in corrosive or abrasive environments. The resistance characteristics of the semiconductor material may change at elevated temperatures, and some aging of a thermistor occurs at temperatures above 200° C. The high resistance of a thermistor, compared to that of an RTD, eliminates the problems of lead wire resistance compensation.

A commonly reported specification of a thermistor is the zero-power resistance and dissipation constant. The zero-power resistance of a thermistor is the resistance value of the thermistor with no flow of electric current. The zero power resistance should be measured such that a decrease in the current flow to the thermistor results in not more than a 0.1% change in resistance. The dissipation constant for a thermistor is defined at a given ambient temperature as

$$\delta = \frac{P}{T - T_\infty} \tag{8.13}$$

where

δ = dissipation constant
P = power supplied to the thermistor
T, T_∞ = thermistor and ambient temperatures, respectively

Example 8.4

The output of a thermistor is highly nonlinear with temperature, and there is often a benefit to linearizing the output through appropriate circuit, whether active or passive. In this example we examine the output of an initially balanced bridge circuit where one of the arms contains a thermistor. Consider a Wheatstone bridge as shown in Figure 8.8, but replace the RTD with a thermistor having a value of $R_0 = 10,000\ \Omega$ with $\beta = 3680$ K. Here we examine the output of the circuit over two temperature ranges: (a) 25–325°C, and (b) 25–75°C.

KNOWN A Wheatstone bridge where $R_2 = R_3 = R_4 = 10,000\ \Omega$ and where R_1 is a thermistor.

FIND The output of the bridge circuit as a function of temperature.

SOLUTION The fundamental relationship between resistances in a Wheatstone bridge and the normalized output voltage is provided in Equation 6.14:

$$\frac{E_o}{E_i} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4}\right) \tag{6.14}$$

And the resistance of the thermistor is

$$R = R_o e^{\beta(1/T - 1/T_o)}$$

Substituting in Equation 6.14 for R_1 yields

$$\frac{E_o}{E_i} = \left(\frac{R_o e^{\beta(1/T-1/T_o)}}{R_o e^{\beta(1/T-1/T_o)} + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)$$

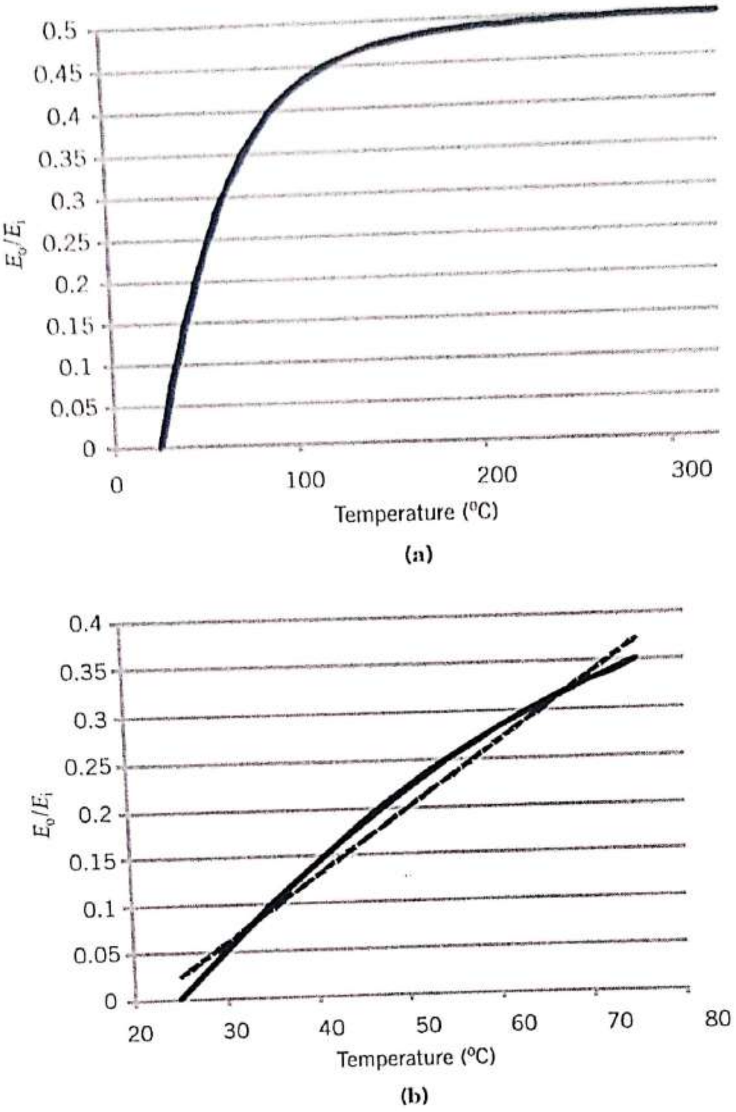


Figure 8.11 Normalized bridge output voltage as a function of temperature with a thermistor as the temperature sensor: (a) 25° to 325°C, (b) 25° to 75°C.

Figure 8.11a is a plot of this function over the range 25° to 325°C. Clearly the sensitivity of the circuit to changes in temperature greatly diminishes as the temperature increases above 100°C, with an asymptotic value of 0.5. Figure 8.11b shows the behavior over the restricted range 25° to 75°C; a linear curve fit is also shown for comparison. Over this range of temperature, assuming a linear relationship between normalized output and temperature would be suitable for many applications provided that the accompanying linearity error is acceptable.

Example 8.5

The material constant β is to be determined for a particular thermistor using the circuit shown in Figure 8.10a. The thermistor has a resistance of 60 kΩ at 25°C. The reference resistor in the circuit, R_1, has a resistance of 130.5 kΩ. The dissipation constant δ is 0.09 mW/°C. The voltage source used for the measurement is constant at 1.564 V. The thermistor is to be used at temperatures ranging from 100 to 150°C. Determine the value of β.

KNOWN The temperature range of interest is from 100° to 150°C.

$$R_0 = 60,000\,\Omega, \quad T_0 = 25^\circ\text{C}$$
$$E_i = 1.564\text{ V}, \quad \delta = 0.09\,\text{mW}/^\circ\text{C}, \quad R_1 = 130.5\,\text{k}\Omega$$

FIND The value of β over the temperature range from 100° to 150°C.

SOLUTION The voltage drop across the fixed resistor is measured for three known values of thermistor temperature. The thermistor temperature is controlled and determined by placing the thermistor in a laboratory oven and measuring the temperature of the oven. For each measured voltage across the reference resistor, the thermistor resistance R_T is determined from

$$R_T = R_1\left(\frac{E_i}{E_1} - 1\right)$$

The results of these measurements are as follows:

Temperature (°C)	R_1 Voltage (V)	R_T (Ω)
100	1.501	5477.4
125	1.531	2812.9
150	1.545	1604.9

Equation 8.12 can be expressed in the form of a linear equation as

$$\ln\frac{R_T}{R_0} = \beta\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right) \tag{8.14}$$

Applying this equation to the measured data, with $R_0 = 60,000\,\Omega$, the three data points above yield the following:

$\ln(R_T/R_0)$	$(1/T - 1/T_0)[\text{K}^{-1}]$	β(K)
−2.394	-6.75×10^{-4}	3546.7
−3.060	-8.43×10^{-4}	3629.9
−3.621	-9.92×10^{-4}	3650.2

COMMENT These results are for constant β and are based on the behavior described by Equation 8.12, over the temperature range from T_0 to the temperature T. The significance of the measured differences in β is examined further.

The measured values of β in Example 8.5 are different at each value of temperature. If β were truly a temperature-independent constant, and these measurements had negligible uncertainty, all three measurements would yield the same value of β. The variation in β may be due to a physical effect of temperature, or may be attributable to the uncertainty in the measured values.

Are the measured differences significant, and if so, what value of β best represents the behavior of the thermistor over this temperature range? To perform the necessary uncertainty analysis, additional information must be provided concerning the instruments and procedures used in the measurement.

Example 8.6

Perform an uncertainty analysis to determine the uncertainty in each measured value of β in Example 8.5, and evaluate a single best estimate of β for this temperature range. The measurement of β involves the measurement of voltages, temperatures, and resistances. For temperature there is a random error associated with spatial and temporal variations in the oven temperature with a random standard uncertainty of $s_T = 0.19^\circ C$ for 20 measurements. In addition, based on a manufacturer's specification, there is a known measurement systematic uncertainty for temperature of 0.36°C (95%) in the thermocouple.

The systematic errors in measuring resistance and voltage are negligible, and estimates of the instrument repeatability, which are based on the manufacturer's specifications in the measured values and assumed to be at a 95% confidence level, are assigned systematic uncertainties of 1.5% for resistance and 0.002 V for the voltage.

KNOWN Standard deviation of the means for oven temperature, $s_T = 0.19^\circ C$, $N = 20$. The remaining errors are assigned systematic uncertainties at 95% confidence assuming large degrees of freedom, such that $B_x = 2b_x$:

$$B_T = 2b_T = 0.36^\circ C$$
$$B_R/R = (2b_R)/R = 1.5\%$$
$$B_E = 2b_E = 0.002 \text{ V}$$

FIND The uncertainty in β at each measured temperature, and a best estimate for β over the measured temperature range.

SOLUTION Consider the problem of providing a single best estimate of β. One method of estimation might be to average the three measured values. This results in a value of 3609 K. However, since the relationship between (R_T/R_0) and $(1/T - 1/T_0)$ is expected to be linear, a least-squares fit can be performed on the three data points, and include the point (0, 0). The resulting value of β is 3638 K. Is this difference significant, and which value best represents the behavior of the thermistor? To answer these questions, an uncertainty analysis is performed for β.

For each measured value,

$$\beta = \frac{\ln(R_T/R_0)}{1/T - 1/T_0}$$

Uncertainties in voltage, temperature, and resistance are propagated into the resulting value of β for each measurement.

Consider first the sensitivity indices θ_i for each of the variables R_T, R_0, T, and T_0. These may be tabulated by computing the appropriate partial derivatives of β, evaluated at each of the three temperatures, as follows:

T (°C)	θ_{R_T} (K/Ω)	θ_{R_0} (K/Ω)	θ_T	θ_{T_0}
100	−0.270	0.0247	−37.77	59.17
125	−0.422	0.0198	−27.18	48.48
150	−0.628	0.0168	−20.57	41.45

The determination of the uncertainty in β, u_β, requires the uncertainty in the measured value of resistance for the thermistor, u_{R_T}. But R_T is determined from the expression

$$R_T = R_1[(E_i/E_1) - 1]$$

and thus requires an analysis of the uncertainty in the resulting value of R_T, from measured values of R_1, E_i, and E_1. All errors in R_T are treated as uncorrelated systematic errors, yielding

$$b_{R_T} = \sqrt{\left[\frac{\partial R_T}{\partial R_1} b_{R_1}\right]^2 + \left[\frac{\partial R_T}{\partial E_i} b_{E_i}\right]^2 + \left[\frac{\partial R_T}{\partial E_1} b_{E_1}\right]^2} = \sqrt{[\theta_{R_1} b_{R_1}]^2 + [\theta_{E_i} b_{E_i}]^2 + [\theta_{E_1} b_{E_1}]^2}$$

To arrive at a representative value, we compute b_{R_T} at 125°C. The systematic standard uncertainty in R_1 is 0.75% of 130.5 kΩ, or 978 Ω, and in R_0 is 450 Ω. The systematic standard uncertainties in E_i and E_1 are each 0.001 V, and $\theta_{R_1} = 0.022$, $\theta_{E_i} = 85238$, and $\theta_{E_1} = 87076$. This gives $b_{R_T} = 123.7\ \Omega$.

An uncertainty for β is determined for each of the measured temperatures. The propagation of the measurement systematic errors for temperature and resistance is found as

$$b_\beta = \sqrt{[\theta_T b_T]^2 + [\theta_{T_0} b_{T_0}]^2 + [\theta_{R_T} b_{R_T}]^2 + [\theta_{R_0} b_{R_0}]^2}$$

where

$$b_T = 0.18^\circ\text{C} \quad b_{R_T} = 123.7\ \Omega$$
$$b_{T_0} = 0.18^\circ\text{C} \quad b_{R_0} = 450\ \Omega$$

The random standard uncertainty for β contains contributions only from the statistically determined oven temperature characteristics and is found from

$$s_{\bar{\beta}} = \sqrt{(\theta_T s_{\bar{T}})^2 + (\theta_{T_0} s_{\bar{T}_0})^2}$$

where both s_T and s_{T_0} are 0.19, as determined with $\nu = 19$.

The resulting values of uncertainty in β are found from

$$u_\beta = t_{\nu,95}\sqrt{b_\beta^2 + s_{\bar{\beta}}^2}$$

where ν_β is sufficiently large (see Eq. 5.39) so that $t_{\nu,95} \approx 2$. At each temperature the uncertainty in β is determined as shown in Table 8.3. The effect of increases in the sensitivity indices θ_i on the total uncertainty is to cause increased uncertainty in β as the temperature increases.

Table 8.3 Uncertainties in β

	Uncertainty		
	Random	Systematic	Total
T [°C]	$s_{\overline{\beta}}$ [K]	b_β [K]	$\pm u_\beta$ 95% [K]
100	13.3	37.4	79.4
125	10.6	53.9	109.9
150	8.8	78.4	157.8

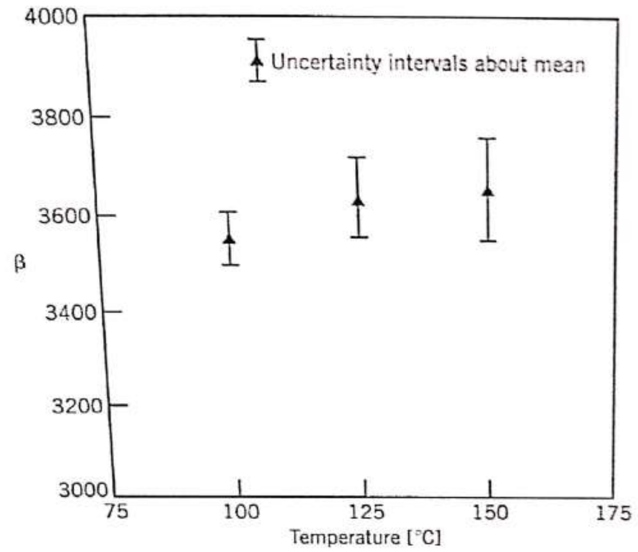


Figure 8.12 Measured values of β and associated uncertainties for three temperatures. Each data point represents $\overline{\beta} \pm u_\beta$.

The original results of the measured values of β must now be reexamined. The results from Table 8.3 are plotted as a function of temperature in Figure 8.12, with 95% uncertainty limits on each data point. Clearly, there is no justification for assuming that the measured values indicate a trend of changes with temperature, and it would be appropriate to use either the average value of β or the value determined from the linear least-squares curve fit.

8.5 THERMOELECTRIC TEMPERATURE MEASUREMENT

The most common method of measuring and controlling temperature uses an electrical circuit called a thermocouple. A *thermocouple* consists of two electrical conductors that are made of dissimilar metals and have at least one electrical connection. This electrical connection is referred to as a *junction*. A thermocouple junction may be created by welding, soldering, or by any method that provides good electrical contact between the two conductors, such as twisting the wires around one another. The output of a thermocouple circuit is a voltage, and there is a definite relationship between this voltage and the temperatures of the junctions that make up the thermocouple circuit. We will examine the causes of this voltage, and develop the basis for using thermocouples to make engineering measurements of temperature.

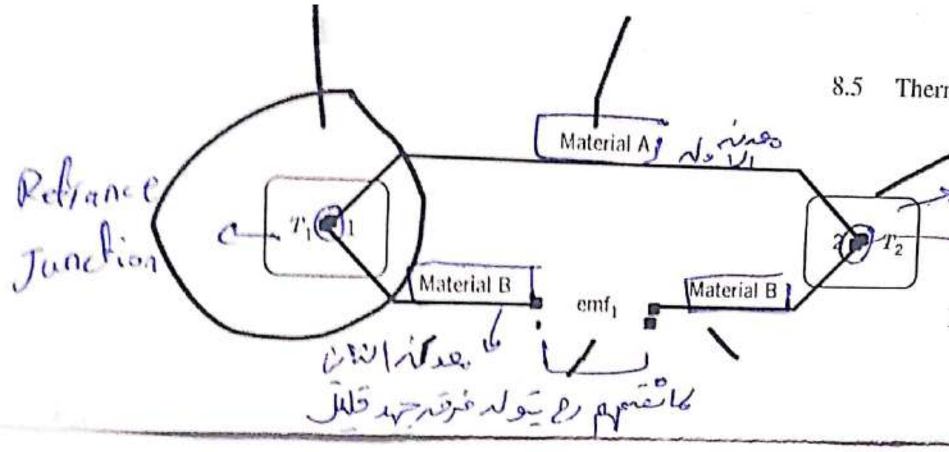


Figure 8.13 Basic thermocouple circuit.

emf$_1$ بستگی دارد؟ 1) $\propto (T_2 - T_1)$ 3) Refranc Junction.

2) Type of matiral.

کیفیت ظاهر شدن فکری از emf (کیفیت تولید) بوجود آمده نظریات ؟ برزیابید.

1) seebeck Effect

2) peltier effect

3) thomson effect

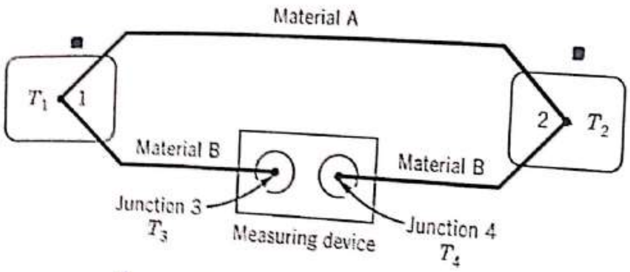


Figure 8.16 Typical thermocouple measuring circuit.

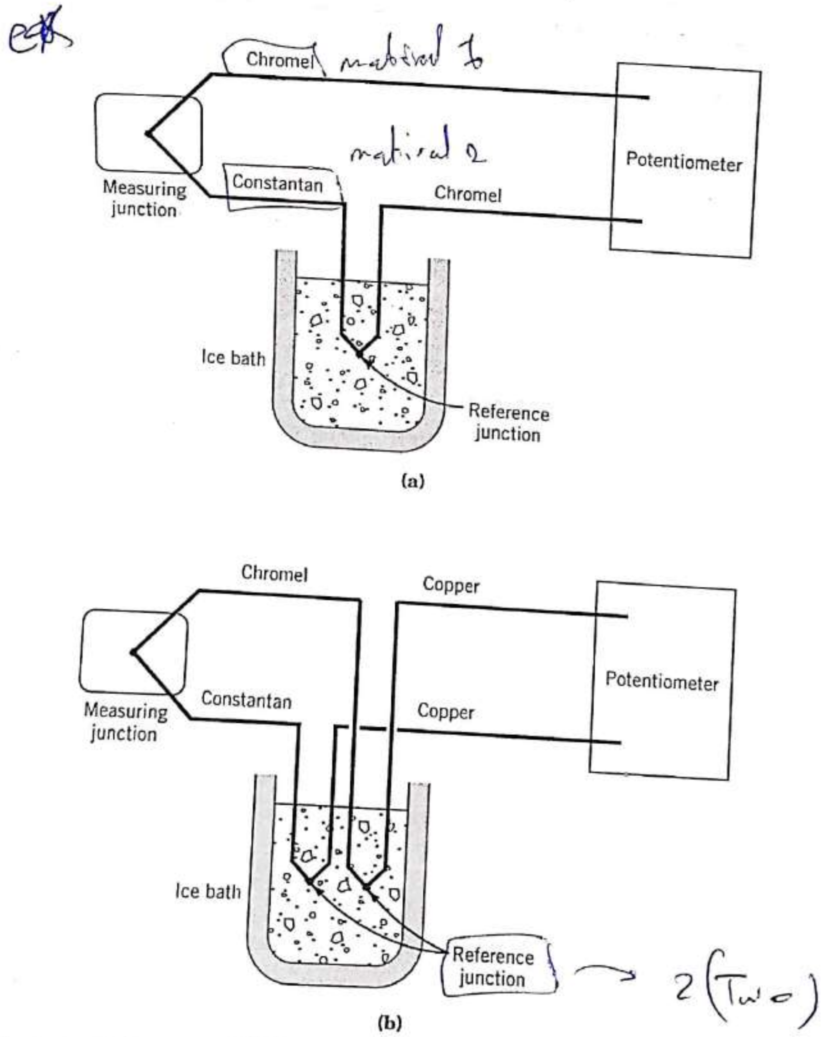
بخش های از emf
و باید با جدول بعرضه کم در جدا کرد.

A thermocouple junction is the source of an *electromotive force* (emf), which gives rise to the potential difference in a thermocouple circuit. It is the basis for temperature measurement using thermocouples. The circuit shown in Figure 8.13 is the most common form of a thermocouple circuit used for measuring temperature.

Refrance junction :- 0 C → Because of the ease with which it can be obtiained

in two basic way :? 1) creating a refrance point by electric circuit.
2) ice bath ~~serv~~ served.

ex



Thermocouple Voltage Measurement

Table 8.5 Standard Thermocouple Compositions[a]

	Wire		
Type	Positive	Negative	Expected Systematic Uncertainty[b]
S	Platinum	Platinum/10% rhodium	±1.5°C or 0.25%
R	Platinum	Platinum/13% rhodium	±1.5°C
B	Platinum/30% rhodium	Platinum/6% rhodium	±0.5%
T	Copper	Constantan	±1.0°C or 0.75%
J	Iron	Constantan	±2.2°C or 0.75%
K	Chromel	Alumel	±2.2°C or 0.75%
E	Chromel	Constantan	±1.7°C or 0.5%

Alloy Designations

Constantan: 55% copper with 45% nickel

Chromel: 90% nickel with 10% chromium

Alumel: 94% nickel with 3% manganese, 2% aluminum, and 1% silicon

[a]From Temperature Measurements ANSI PTC 19.3-1974.

[b]Use greater value; these limits of error do not include installation errors.

Table 8.6 Thermocouple Reference Table for Type-J Thermocouple[a]

Temperature (°C)	Thermocouple emf (mV)									
	0	−1	−2	−3	−4	−5	−6	−7	−8	−9
−210	−8.095									
−200	−7.890	−7.912	−7.934	−7.955	−7.976	−7.996	−8.017	−8.037	−8.057	−8.076
−190	−7.659	−7.683	−7.707	−7.731	−7.755	−7.778	−7.801	−7.824	−7.846	−7.868
−180	−7.403	−7.429	−7.456	−7.482	−7.508	−7.534	−7.559	−7.585	−7.610	−7.634
−170	−7.123	−7.152	−7.181	−7.209	−7.237	−7.265	−7.293	−7.321	−7.348	−7.376
−160	−6.821	−6.853	−6.883	−6.914	−6.944	−6.975	−7.005	−7.035	−7.064	−7.094
−150	−6.500	−6.533	−6.566	−6.598	−6.631	−6.663	−6.695	−6.727	−6.759	−6.790
−140	−6.159	−6.194	−6.229	−6.263	−6.298	−6.332	−6.366	−6.400	−6.433	−6.467
−130	−5.801	−5.838	−5.874	−5.910	−5.946	−5.982	−6.018	−6.054	−6.089	−6.124
−120	−5.426	−5.465	−5.503	−5.541	−5.578	−5.616	−5.653	−5.690	−5.727	−5.764
−110	−5.037	−5.076	−5.116	−5.155	−5.194	−5.233	−5.272	−5.311	−5.350	−5.388
−100	−4.633	−4.674	−4.714	−4.755	−4.796	−4.836	−4.877	−4.917	−4.957	−4.997
−90	−4.215	−4.257	−4.300	−4.342	−4.384	−4.425	−4.467	−4.509	−4.550	−4.591
−80	−3.786	−3.829	−3.872	−3.916	−3.959	−4.002	−4.045	−4.088	−4.130	−4.173
−70	−3.344	−3.389	−3.434	−3.478	−3.522	−3.566	−3.610	−3.654	−3.698	−3.742
−60	−2.893	−2.938	−2.984	−3.029	−3.075	−3.120	−3.165	−3.210	−3.255	−3.300
−50	−2.431	−2.478	−2.524	−2.571	−2.617	−2.663	−2.709	−2.755	−2.801	−2.847
−40	−1.961	−2.008	−2.055	−2.103	−2.150	−2.197	−2.244	−2.291	−2.338	−2.385
−30	−1.482	−1.530	−1.578	−1.626	−1.674	−1.722	−1.770	−1.818	−1.865	−1.913
−20	−0.995	−1.044	−1.093	−1.142	−1.190	−1.239	−1.288	−1.336	−1.385	−1.433
−10	−0.501	−0.550	−0.600	−0.650	−0.699	−0.749	−0.798	−0.847	−0.896	−0.946
0	0.000	−0.050	−0.101	−0.151	−0.201	−0.251	−0.301	−0.351	−0.401	−0.451

(continued)

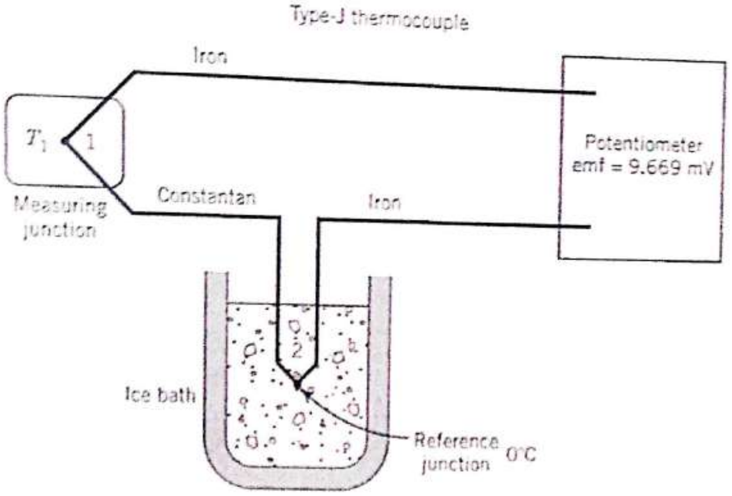


Figure 8.21 Thermocouple circuit for Example 8.7.

high-impedance voltmeters have been incorporated into commercially available temperature indicators, temperature controllers, and digital data-acquisition systems (DAS).

Example 8.7

The thermocouple circuit shown in Figure 8.21 is used to measure the temperature T_1. The thermocouple reference junction labeled 2 is at a temperature of 0°C, maintained by an ice-point bath. The voltage output is measured using a potentiometer and found to be 9.669 mV. What is T_1?

KNOWN A thermocouple circuit having one junction at 0°C and a second junction at an unknown temperature. The circuit produces an emf of 9.669 mV.

emf 180

FIND The temperature T_1.

ASSUMPTION Thermocouple follows NIST standard.

SOLUTION Standard thermocouple tables such as Table 8.6 are referenced to 0°C. The temperature of the reference junction for this case is 0°C. Therefore, the temperature corresponding to the output voltage may simply be determined from Table 8.6, in this case as 180.0°C.

COMMENT Because of the law of intermediate metals, the junctions formed at the potentiometer do not affect the voltage measured for the thermocouple circuit, and the voltage output reflects accurately the temperature difference between junctions 1 and 2.

Example 8.8

Suppose the thermocouple circuit in the previous example (Ex. 8.7) now has junction 2 maintained at a temperature of 30°C, and produces an output voltage of 8.132 mV. What temperature is sensed by the measuring junction?

KNOWN The value of T_2 is 30°C, and the output emf is 8.132 mV.

ASSUMPTION Thermocouple follows NIST standard emf behavior.

FIND The temperature of the measuring junction.

SOLUTION By the law of intermediate temperatures the output emf for a thermocouple circuit having two junctions, one at 0°C and the other at T_1, would be the sum of the emfs for a thermocouple circuit between 0° and 30°C and between 30°C and T_1. Thus,

$$\text{emf}_{0-30} + \text{emf}_{30-T_1} = \text{emf}_{0-T_1}$$

This relationship allows the voltage reading from the nonstandard reference temperature to be converted to a 0°C reference temperature by adding $\text{emf}_{0-30} = 1.537$ to the existing reading. This results in an equivalent output voltage, referenced to 0°C as

$$1.537 + 8.132 = 9.669\ \text{mV}$$

Clearly, this thermocouple is sensing the same temperature as in the previous example, 180.0°C. This value is determined from Table 8.6.

COMMENT Note that the effect of raising the reference junction temperature is to lower the output voltage of the thermocouple circuit. Negative values of voltage, as compared with the polarity listed in Table 8.4, indicate that the measured temperature is less than the reference junction temperature.

Example 8.9

A J-type thermocouple measures a temperature of 100°C and is referenced to 0°C. The thermocouple is AWG 30 (American wire gauge [AWG]; AWG 30 is 0.010-in. wire diameter) and is arranged in a circuit as shown in Figure 8.17a. The length of the thermocouple wire is 10 ft in order to run from the measurement point to the ice bath and to a potentiometer. The resolution of the potentiometer is 0.005 mV. If the thermocouple wire has a resistance per unit length, as specified by the manufacturer, of 5.6 Ω/ft, estimate the residual current in the thermocouple when the circuit is balanced within the resolution of the potentiometer.

KNOWN A potentiometer having a resolution of 0.005 mV is used to measure the emf of a J-type thermocouple that is 10 ft long.

FIND The residual current in the thermocouple circuit.

SOLUTION The total resistance of the thermocouple circuit is 56 Ω for 10 ft of thermocouple wire. The residual current is then found from Ohm's law as

$$I = \frac{E}{R} = \frac{0.005\ \text{mV}}{56\ \Omega} = 8.9 \times 10^{-8}\ \text{A}$$

COMMENT The loading error due to this current flow is $\sim 0.005\ \text{mV}/54.3\ \mu\text{V}/^\circ\text{C} \approx 0.09^\circ\text{C}$.

Example 8.10

Suppose a high-impedance voltmeter is used in place of the potentiometer in Example 8.9. Determine the minimum input impedance required for the voltmeter that will limit the loading error to the same level as the potentiometer.

KNOWN Loading error should be less than 8.9×10^{-8} A.

FIND Input impedance for a voltmeter that would produce the same current flow or loading error.

SOLUTION At 100°C a J-type thermocouple referenced to 0°C has a Seebeck voltage of $E_s =$ 5.269 mV. At this temperature, the required voltmeter impedance to limit the current flow to 8.9×10^{-8} A is found from Ohm's law:

$$\frac{E_s}{I} = 5.269 \times 10^{-3}\ \text{V}/8.9 \times 10^{-8}\ \text{A} = 59.2\ \text{k}\Omega$$

COMMENT This input impedance is not at all high for a modern microvoltmeter and such a voltmeter would be a reasonable choice in this situation. As always, the allowable loading error should be determined based on the required uncertainty in the measured temperature.

أنواعها (حسب المواد)

Table 8.4 Thermocouple Designations

	Material Combination		
Type	Positive	Negative	Applications
E	Chromel(+)	Constantan(−)	Highest sensitivity (<1000°C)
J	Iron(+)	Constantan(−)	Nonoxidizing environment (<760°C)
K	Chromel(+)	Alumel(−)	High temperature (<1372°C)
S	Platinum/ 10% rhodium	Platinum(−)	Long-term stability high temperature (<1768°C)
T	Copper(+)	Constantan(−)	Reducing or vacuum environments (<400°C)

Multiple measurement system

إعادة قراءة
أو دراسة
uncertainity

← تعيد التجربة
بعيد عما بات - uncertainity

advantages:

① well know measurement procedure

② enough ~~rep~~ reptitions/replications

Determins

① over all precision: ② bias

$$P = \sqrt{P_1^2 + P_2^2 + P_3^2 + \cdots} \qquad B = \sqrt{B_1^2 + B_2^2 + B_3^2 \cdots}$$

$$U_x^2 = B^2 + \left[t_{v,\,95\%} \, P^2\right] \quad (n-1)$$

$P \times t \rightarrow$ لأنه قيمة P غير دقيقة

$B \times$ ~~t~~ ما نضرب السبب ← عالي الدقة فمش مجال للخطأ فيه

$$U_x = \sqrt{B^2 + \left[t_{n-1,\,95\%} \, P^2\right]} \quad (95\%)$$

$R = x_1 + 2x_2$ جمع

$u_R^2 = \sum \left(\frac{\partial R}{\partial x_i} \cdot u x_i\right)^2$

$u_R^2 = (1 * u_{x_1})^2 + (2 * u_{x_2})^2$

$u_R = \sqrt{(1 * u_{x_1})^2 + (2 \times u_{x_2})^2}$

طرح 2

$R = x_1 - 9x_2$

من المشتقة

$u_R^2 = (1 \times u_{x_1})^2 - (9 \times u_{x_2})^2$ | $\frac{\partial R}{\partial x_2} = -9$

$u_R = \sqrt{(u_{x_1})^2 - (9 \cdot u_{x_2})^2}$ | $\frac{\partial R}{\partial x_1} = 1$

ضرب

$R = (x_1 x_2)$

$u_R^2 = \left(\frac{\partial R}{\partial x_1} \times u x_1\right)^2 + \left(\frac{\partial R}{\partial x_2} + u x_2\right)^2 \rightarrow$

(95%)

$u_R^2 = (x_2 * u x_1)^2 \times \frac{x_1^2}{x_1^2} + (x_1 \times u x_2)^2 \times \frac{x_2^2}{x_2^2}$

$u_R^2 = \frac{R^2 u x_1^2}{x_1^2} + \frac{R^2 u x_2^2}{x_2^2} = \sqrt{\left(\frac{u x_1^2}{x_1^2} + \frac{u x_2^2}{x_2^2}\right) R^2}$

قسمة

$$R = \frac{y_1}{y_2}$$

$$\frac{U_R^2}{R^2} = \frac{U_{y_1}^2}{y_1^2} + \frac{U_{y_2}}{y_2^2}$$

$$U_R = \sqrt{R^2\left(\frac{U_{y_1}^2}{y_1^2}\right) + \left(\frac{U_{y_2}^2}{y_2^2}\right)}$$

قسمة مفردة

$$R = \frac{x_1 * x_2 * x_3}{y_1\ y_2\ y_3} \Rightarrow$$

$$\frac{U_R^2}{R^2} = \frac{U_{x_1}^2}{x_1^2} + \frac{U_{x_2}^2}{x_2^2} + \frac{U_{x_3}^2}{x_3^2} + \frac{U_{y_1}^2}{y_1^2} + \frac{U_{y_2}^2}{y_2^2} + \frac{U_{y_3}^2}{y_3^2}$$

← نفس الفكرة في

$$R = x_1 x_2 y_1$$

$$\frac{U_R^2}{R^2} = \frac{U_{x_1}^2}{x_1^2} + \frac{U_{x_2}^2}{x_2^2} + \frac{U_{y_1}^2}{y_1^2}$$

Q1:

$u_o = \pm \frac{1}{2}$ (Resolution) | Resolution = 0.001in = 0.0254mm

$u_o = \pm 0.0005$ in (95%)

فكرة القراءات | س: في حالة طلبك السؤال ud tot

Q2: 5.2: same

Resolution = 5 rpm

(uc) accuracy = 1% reading → $u_c = \frac{1}{100} \times reading$

	u_o	u_c	u_d
50	2.5	$\frac{1}{100} \times 50 = 0.5$	$\sqrt{2.5^2 + 0.5^2} = 2.54$
500	2.5	$\frac{1}{100} \times 500 = 5$	$\sqrt{2.5^2 + 5^2} = 5.5$
5000	2.5	$\frac{1}{100} \times 5000 = 50$	$\sqrt{2.5^2 + 50^2} = 50$

total: $u_d = \sqrt{u_{d_1}^2 + u_{d_2}^2 + u_{d_3}^2} = \sqrt{(2.54)^2 + (5.5)^2 + (50)^2} =$

↳ (لو كانوا ---- 50.94)

P_1 : 50 ± 2.54 (95%)

P_2 : 500 ± 5 (95%)

P_3 : 5000 ± 50 (95%)

"precision interval" لو مرة تطلبها

accuracy= uc

Q3

resolution = 5

accuracy = 4% reading

reading = 90 kmph

uncertainity → بيعطيك (ud) وحط انت القراءة مع مقدارها

$u_o = \pm 2.5$

$u_c = \frac{4}{100} \times 90 = \pm 3.6$

$u_d = \sqrt{\cdots} = \pm 4.38$

presion interval ⇒ 90 ± 4.38 (95%)

---

sequential processes — Q : ud tot = uncertainty design stage

Q4 ≥ 5.2

sensor ⟶ readout

sensor:

accuracy = 0.5 C°

ما ذكر لل Resolution

$u_o = 0$

$u_c = \pm 0.5$

$u_{ds} = \pm 0.05$

readout:

Res = 0.1

acc = ± 0.8

$u_o = \pm 0.05$

$u_c = \pm 0.8$

$u_{dr} = \pm 0.08$

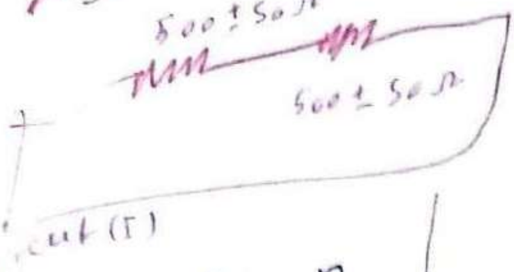
$U_d = \sqrt{u_{ds}^2 + u_{dr}^2} = \pm 0.94$

لاحظ السؤال 5.2 كان volt بحسب القراءة ناتج transducer

كون الحساس بيعطي شي ويحسبه readout

find the accuracy of circuits

Q5



sol: $R_{eq} = R_1 + R_2$

$U_R^2 = \sum \left(\frac{\partial R}{\partial x_i} \times U_{x_i}\right)^2$

$U_R^2 = U_{R_1}^2 + U_{R_2}^2 \rightarrow$ $U_R = \pm\sqrt{U_{R_1}^2 + U_{R_2}^2}$ مشتقة التوالي

أول خطوة

$U_R = \sqrt{50^2 + 50^2} = \pm 71\ \Omega$

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

مهم

$U_R = \sqrt{\left(\frac{R_2^2}{(R_1+R_2)^2} U_{R_1}\right)^2 + \left(\frac{R_1^2}{(R_1+R_2)^2} U_{R_2}\right)^2}$ التوازي

$U_R = \pm 35\ \Omega$

$U_R \downarrow \rightarrow$ accuracy $\uparrow$ better $\uparrow$

parallel > Series

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

$\partial R_1 = \frac{R_2(R_1+R_2) - R_1 R_2}{(R_1+R_2)^2}$

$\partial R_1 = \frac{R_2 R_1 + R_2^2 - R_1 R_2}{(R_1+R_2)^2}$

$\frac{\partial R_1}{\partial R} = \frac{R_2^2}{(R_1+R_2)^2}$

$\partial R_2 = \frac{R_1^2}{(R_1+R_2)^2}$

the better is parallel because the U_R is smaller here

Q5:

(Sequantial)

I current → $R = 30\Omega$

$P = 500W$

acc = 0.1% reading

$R = 100 mA$

$u_o = \pm 50 mA$

$u_c = 0.1\% \times$ ~~Isp~~

$u_c = 4.08 \times 10^{-3} A$

$u_d = \sqrt{(100\times10^{-3})^2 + (4.08\times10^{-3})^2}$

↳ $u_d = 50 mA$

ohmmeter

acc = 0.5% reading

Res = 1Ω

$u_o = \pm 0.5$

$u_c = 0.5\% \times 30 = \pm 1.5$

$u_d = \pm 0.522\ \Omega$

Ameter "I" → $P = IV$ | $V = IR$

كيف نحسب التيار والي بشكل قراءة (A)

$P = I^2 R$

$\sqrt{\frac{P}{R}} = I \rightarrow I = \sqrt{\frac{500}{30}}$

$I = 4.08 A$

Ans!

$P_1: 4.08 \pm 50 mA$ $P_2: 30 \pm 0.522$

١/٥ نقطة

⊛ design stage uncertainity

↳ sequantial → u_d → u_{dtot} → Precision

↳ u_d → Precision

6

ch 5:

$u_d = \sqrt{(u_0)^2 + (u_c)^2}$ $[u_x = u_c]$

(u_0) → Random error

(u_c) → instrument bias sythematic error → $\sqrt{e_i^2 + e_s^2}$

$u_0 = \pm \frac{1}{2} r \ (P\%)$

q_1: 10, 20, 30, 40 --- (readings)

required "design stage uncertainty"

resolution = A or "دقة"

① $u_0 = 0$

② u_c = accuracy = 4% reading

$u_c = 4\% * 10$

$u_d \rightarrow \sqrt{u_c^2 + u_0^2}$

$10 \pm u_d \ (95\%)$

q_2: sequntial process (Example 5.2)

① → (result) → calculate → ②

"2 devices"

① → u_{c1}, u_{01}, u_{d1}

② → u_{c2}, u_{02}, u_{d2}

$\Rightarrow u_{d\,tot} = \sqrt{u_{d_1}^2 + u_{d_2}^2}$

Q3 Identifing Error source ---

$$u_R = \sqrt{\left(\sum \frac{\partial R}{\partial x_i} u_{x_i}\right)^2} \quad (95\%)$$

⊗ $R = x_1 x_2$

$$u_R = \pm\sqrt{(u_{x_1} x_2)^2 + (u_{x_2} x_1)^2}$$

⊗ $R = x_1 + 5x_2$

$$u_R = \pm\sqrt{(u_{x_1})^2 + (u_{x_2})^2} \quad 95\%$$

⊗ $R = x_1 - 4x_2$

$$u_R = \pm\sqrt{(u_{x_1})^2 - (4u_{x_2})^2} \quad 95\%$$

$$R = \frac{x_1 x_3}{x_2 y_1}$$

$$u_R = \pm\sqrt{\left(\frac{u_{x_1}}{x_1}\right)^2 + \left(\frac{u_{x_2}}{x_2}\right)^2 + \left(\frac{u_{x_3}}{x_3}\right)^2 + \left(\frac{u_{y_1}}{y_1}\right)^2}$$

Q4 accuracy → Resistors فكرة التوالي والتوازي UR

$$u_{R\,series} \rightarrow u_R = \sqrt{(u_{R_1})^2 + (u_{R_2})^2}$$

$$u_{R\,parallel} \rightarrow u_R = \sqrt{\left(\frac{R_2^2}{(R_1+R_2)^2} u_{R_1}\right)^2 + \left(\frac{R_1^2}{(R_1+R_2)^2} u_{R_2}\right)^2}$$

$u_R \downarrow$ = acc $\uparrow$ = better

CH6:

$F = I * L * B$ $\quad T_{torqe} = I \times N \times A \times B \times \sin\alpha$

Q1 How i can get Ac?

3 Methods ch6

ن ٣ قوانين

3 Resistors:

$V_1 = \frac{V_i * R_1}{R_1 + R_2 + R_3}$ | $R = \frac{E}{L}$ | $R = \frac{\rho L}{A}$

q_2 $R = \frac{\rho L}{A} \rightarrow$ (diameter)

q_3: شروط balane In null Ans → 6 points

Ch11:

$\sigma = F/A$ $\quad \varepsilon = \frac{\Delta L}{L}$ $\quad \sigma = E\varepsilon$ $\quad V = \frac{\frac{\Delta d}{d_o}}{\frac{\Delta L}{L_o}}$

$GF = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L}$

active arm ↑ = ↑ acu sensitivity

Q1 $\Delta R \rightarrow GF = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta L}{L}}$

$\rightarrow \sigma = \frac{F}{A} / \sigma = \varepsilon E$

Q2 $U_\sigma = \sum \frac{\partial \sigma}{\partial \Delta R} U_{\Delta R}$

$U_{\Delta R} = V$

$\rightarrow GF = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon}$

Q_2 $U_{\Delta R} = \Sigma \dots$

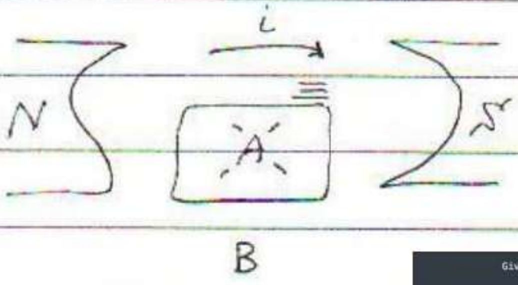
$\Rightarrow \sigma = \varepsilon E \rightarrow \frac{\sigma}{\delta R} = Em / RG_F$

$U = \pm \frac{Em}{RG_F} \times U \delta_{\Delta R}$ (95%)

ch 8:

6.1

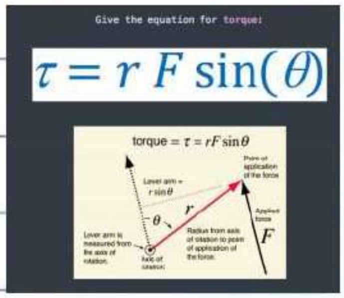
Current Loop, $N = 20$



$A = 1 \text{ inch}^2$ 0.0254 meters

$i = 0.02$ A

$B = 0.4 \text{ wb/m}^2$



Find the max. torque T

$$T = N I A B \sin\alpha$$

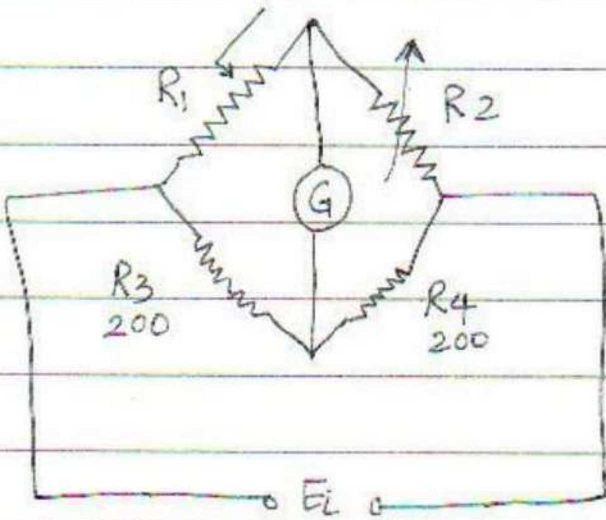
$$T_{max} = (20)(0.02)(2.54\times10^{-2})^2(0.4)$$

$$= 1.032256 \times 10^{-4} \text{ N.m}$$

ch 6

Ø : between cross sectional area and magnetic field

6.4



$R_1 = 40x + 100$

Determine R_2 that balances this bridge circuit.

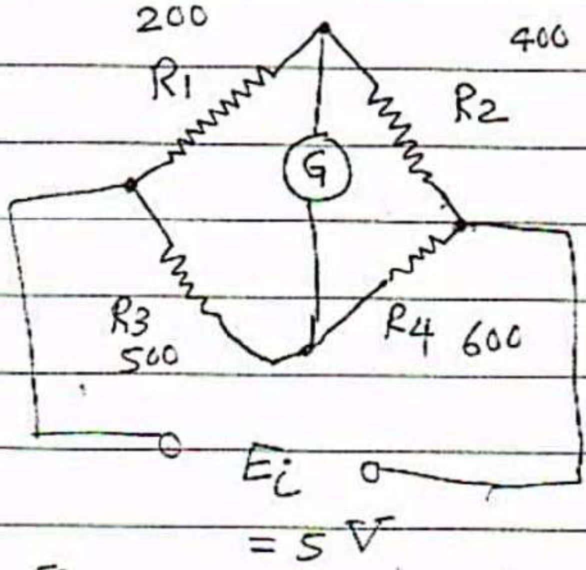
$$R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3 \quad (6.11)$$

$$R_2 = 40x + 100$$

when $x = 0$, $R_2 = 100\ \Omega$

ch 6

6.9



1- Is this bridge balanced?

$R_1 R_4 \neq R_2 R_3$

(No)

2- Determine E_o. Eq. (6.14)

$$E_o = \left[\frac{200}{600} - \frac{500}{1100}\right] \cdot (5) = \overset{(-)}{0.60606}\ V$$

$$= \left[\frac{400}{600} - \frac{600}{1100}\right] \cdot (5) = (+)\ 0.60606\ V$$

3- if $R_1 \rightarrow 250\ \Omega$ determine E_o.

$$E_o = \left[\frac{400}{650} - \frac{600}{1100}\right] \cdot (5) = +0.34965\ V$$

(Bridge output) $V_{BC} = V_B - V_C$

$$= \underbrace{\frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot E_i}_{V_{BA}} - \underbrace{\frac{R_3}{R_3+R_4} \cdot E_i}_{V_{AC}}$$

طرح ثاني

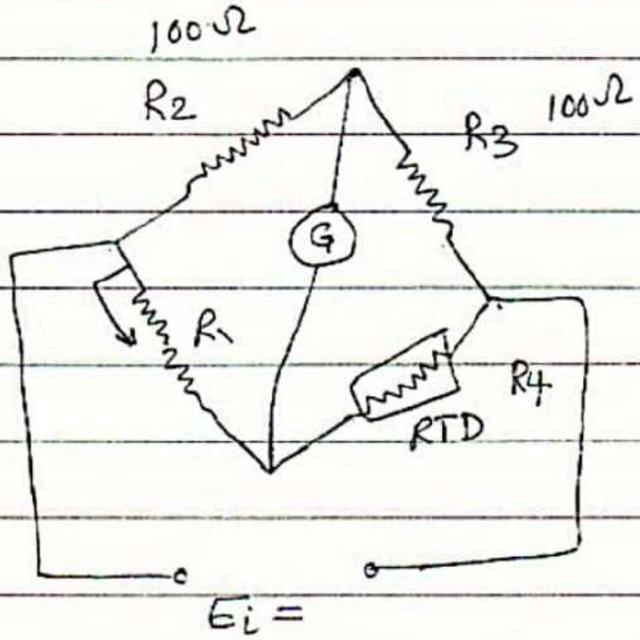
$$V_{BC} = \underbrace{\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot E_i}_{V_{BD}} - \underbrace{\frac{R_4}{R_3+R_4} \cdot E_i}_{V_{DC}}$$

سالبة موجبة

ch 6

8.4

ch 8



$$R = R_0 \left[1 + \alpha (T - T_0) \right] \qquad (8.4)$$

$R_0 = 25\ \Omega$ at $T_0 = 0°C$ (—)

$\alpha = 0.003925 / °C$

if $R_1 = 41.485\ \Omega$ is used to balance the bridge determine the new temperature.

$$R_2 \cdot R_4 = R_1 \cdot R_3$$

$$R_{RTD} = 41.485\ \Omega \quad \text{(new)}$$

$$41.485 = 25 \left[1 + (0.003925)(T - 0) \right]$$

$$T = \underline{\underline{168°C}}$$

$$T_f = \frac{\left(\frac{R_{RTD}}{R_0} - 1 \right)}{\alpha} + T_0$$

11.8 Strain Gauges

ch 11

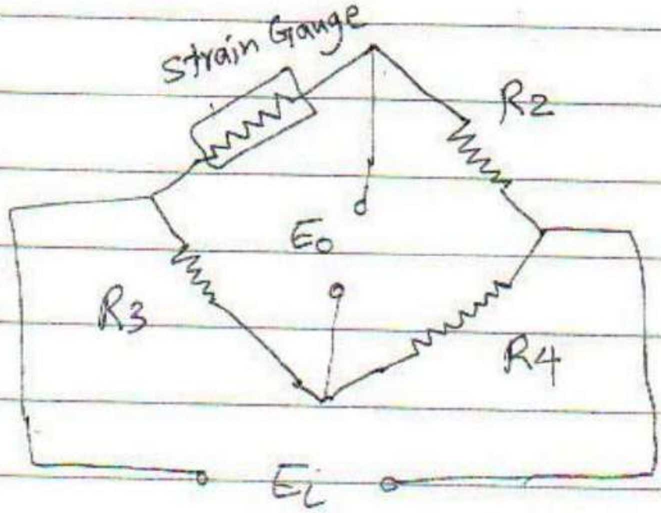
$$\frac{\delta E_o}{E_i} = \frac{\delta R/R}{4 + 2\,\delta R/R} \qquad (11.14)$$

$$\delta R/R = GF \cdot \epsilon \qquad (11.11)$$

one active straingauge

Equal Arms

$R = 350\ \Omega$



$\delta E_o = 1\ mV$

$E_i = 5\ V$

$GF = 1.8$

$E_m = 70\ GPa$

$A_{c\,member} = 1 \times 10^{-4}\ m^2$

$$\frac{1 \times 10^{-3}}{5} = \frac{\delta R/R}{4 + 2\,\delta R/R}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\frac{4\Delta E_o}{E_i}}{\left(1 - \frac{2\Delta E_o}{E_i}\right)}$$

$\Rightarrow \delta R/R \cong 8 \times 10^{-4}\ (\Omega/\Omega)$

✓ 1. Strain $= \dfrac{8 \times 10^{-4}}{1.8} = 4.44 \times 10^{-4}$

✓ 2. Stress $= E_m \cdot \epsilon$

$= (70 \times 10^{9})(4.44 \times 10^{-4})$

$= 3.108 \times 10^{7}\ N/m^2$

✓ 3. Force $= (3.108 \times 10^{7})(1 \times 10^{-4})$