

Université Ferhat Abbas de Setif
faculté de technologie
Département d'électronique
3^{ème} Année Licence Electronique
Matière: capteur et instrumentation

Solutions de la Serie de TD n°2

Solution Exn°1:

Hypothèse:

la sensibilité dynamique d'un capteur;

$\sigma = \left(\frac{S_1}{m_1}\right)_{Q_0}$ ou Q_0 définit le point de repos

S_1 et m_1 respectivement la réponse et le mesurande à la 1^{ère} fréquence $f_1 = \frac{w_1}{2\pi}$ (1^{ère} composante du signal électrique transmis par le capteur).

1) Question:

si le mesurande (signal quelconque) a pour expression $m = m_0 + m_1 \cos(wt) + \dots + m_n \cos(nwt)$, qu'elle sera la réponse $S(t)$?

le capteur est supposé associé à des composants de type R,L,C.

En régime permanent: si m est périodique la réponse l'est aussi donc $S(t)$ s'écrit :

$$S(t) = S_0 + S_1 \cos(wt + \phi) + \dots = S_0 + \sum_{i=1}^n \cos(nwt + \phi)$$

ϕ : le déphasage provoqué par la présence de R,L,C

Dans cette expression, on ne retient que les premières composantes du signal S_0 et S_1

2) Question:

Déduire la sensibilité statique. si elle est constante, que peut on déduire de sa courbe d'étalonnage (Q_0 , linéarité etc....).

En régime statique: la réponse du capteur est indépendante de la fréquence $S(t) = S_0$ correspondant au mesurande m_0 d'où on définit le **point de repos** comme $Q_0(m_0, S_0) =$

le point de la caractéristique statique

En graphique: on identifie ce point comme le point milieu (choix délibéré) de la partie linéaire de la courbe d'étalonnage,

donc on définit la sensibilité Statique $\sigma_0 = \left(\frac{\Delta S}{\Delta m}\right)_{Q_0} = \left(\frac{S_0}{m_0}\right) = cte$

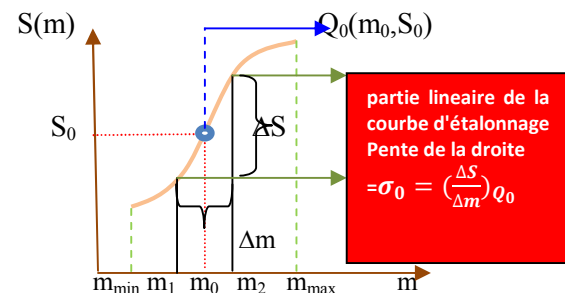
elle est indépendante du point de fonctionnement dans cette partie linéaire de la caractéristique qu'on appelle aussi : **Courbe d'étalonnage**

$[m_{\min}, m_{\max}]$ = Etendue de mesure du capteur,

m_1 et m_2 points délimitant la partie linéaire de la courbe d'étalonnage

Rem: si cette courbe n'est linéaire, la sensibilité dépend du point de fonctionnement Q_i qu'on note:

$$\sigma_i = \left(\frac{\Delta S}{\Delta m}\right)_{Q_i} = \left(\frac{S_i}{m_i}\right) \neq cte$$



3) Question : la sensibilité pour une composante spectrale d'ordre n?

Pour un mesurande dépendant de la fréquence, on récupère un signal de réponse du capteur évoluant en fréquence:

Si le mesurande varie sinusoïdalement avec une période $T = 2\pi/w$ et peut se décomposer en série de Fourier comme telle:

$$m(t) = m_0 + \sum_{i=1}^n m_i \cos(nwt + \phi_n)$$

La réponse du capteur sera de la forme: $S(t) = S_0 + \sum_{i=1}^n S_i \cos(n\omega t + \phi_n)$

A la fréquence nulle, on a le régime statique défini par la sensibilité σ_0 relative aux composantes continues S_0 et m_0 ;

Pour des fréquences non nulles: on définit pour chaque composant fréquentielle S_i (m_i) une sensibilité variable: sensibilité dynamique qu'on note

$$\sigma_d = \left(\frac{S(f)}{m(f)} \right) \Rightarrow \sigma_{d1} = \left(\frac{S_1}{m_1} \right)_{Q_0} \text{ pour la 1}^{\text{ère}} \text{ fréquence}$$

d'autre part si $\sigma_0 = \text{cte}$ impliquera $\frac{dS(t)}{dm(t)} = \sigma_0 = \text{cte} \Rightarrow s(t) = Km(t) + \text{cte}$ avec $K = \sigma_0$: alors la courbe d'étalonnage est linéaire.

D'où dans cette région linéaire, pour chaque fréquence on a une réponse fixée à sa sensibilité:

$$\sigma_n(f_n) = \left(\frac{S_n}{m_n} \right)_{Q_0} \text{ avec } f_n = \frac{n\omega}{2\pi} :$$

Solution de l'Ex n°2

Hypothèse ::

Equation différentielle d'ordre n caractérisant Un capteur et liant la réponse S au mesurande m l'ordre de la différentielle définit la réponse en fréquence.

1) Question:

Quelle transformation doit on faire pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel.

Ne considérons que l'ordre n=0,1,2 de l'équation différentielle du capteur:

L'équation s'écrit:

$$A \frac{d^2 S(t)}{dt^2} + B \frac{dS(t)}{dt} + CS(t) = m(t) \quad (1)$$

On opérons en regime fréquentiel, l'Equation Diff(1) subit une transformation (TF) en regime permanent comme:

$$\left(\frac{d}{dt} \right)^n \rightarrow (j\omega)^n \Rightarrow \text{si } n=0 \text{ alors } \left(\frac{d}{dt} \right)^0 = 1 \text{ et si } n=1 \text{ alors } \left(\frac{d}{dt} \right)^1 = j\omega \text{ et si } n=2 \Rightarrow \left(\frac{d}{dt} \right)^2 = (j\omega)^2 = -\omega^2.$$

2) Question : la réponse du capteur est du 1er ordre, qu'elle sera l'expression de la réponse fréquentielle dans le plan complexe.

Capteur dont la réponse est d'ordre 1 se mettra sous la forme:

$$A \frac{dS(t)}{dt} + BS(t) = m(t) \quad (2)$$

3) Question: Si S_1 est la réponse du capteur au mesurande m_1 , quelle relation a S_1 en terme de m_1 dans le domaine fréquentiel ainsi que la phase? Déduire la fréquence de coupure f_c , $S(0)$ et la phase.

si le signal du mesurande $m(t)$ est $m(t) = m_1 \cos(\omega t)$ on se limite à une seule composante (la 1^{ère} composante), alors la réponse sera:

$$S(t) = S_1 \cos(\omega t + \varphi);$$

le déphasage φ est du à l'inertie du capteur et aux composants électriques qui lui sont souvent associés.

Dans le Plan complexe:

$$m(t) \rightarrow m_1 e^{j\omega t} \text{ et } S(t) \rightarrow S_1 e^{j(\omega t + \varphi)}$$

de la même façon, l'équation (2) se transformera comme suit:

$$(2) = A. \omega j S_1 e^{j(\omega t + \varphi)} + B S_1 e^{j(\omega t + \varphi)} = m_1 e^{j\omega t} \quad (3)$$

qui se réduit après simplification à : $A. \omega j S_1 e^{j\varphi} + B S_1 e^{j\varphi} = m_1 \quad (4)$

En posant: $\omega_c = \frac{B}{A}$ et $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{B}{2\pi A}$: c'est la fréquence de coupure.

$$S_1 = \frac{m1}{Ajw+B} e^{-j\varphi}, \text{ en outre } Ajw + B = B \left(\frac{A}{B} jw + 1 \right) = |Z|e^{j\phi} \text{ où } |Z| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2} \text{ et } \phi = \arctg \left(\frac{f}{f_c} \right)$$

$$\text{d'où } S_1 = \frac{m1}{B} \text{ et } \varphi = -\arctg \left(\frac{f}{f_c} \right);$$

$$S_1(0) = S_1(f=0) = \frac{m1}{B} = S_1$$

$$\text{or la sensibilité du capteur s'exprimant comme: } \sigma = \frac{S_1}{m1} = \frac{1}{B} = \sigma(0);$$

$$\text{finalement en déduit que } \sigma(f) = \sigma(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}} \text{ cqfd}$$

4) Question: Tracer le graphique du module et de la phase.

Etude de $|\sigma(f)|$ et de φ

A- Etude $|\sigma(f)|$:

$$\sigma(f) = \sigma(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}} \Rightarrow \frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2}}$$

en echelle logarithmique decimale on aura

$$\text{Log} \left(\frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} \right)_{10} = -10 \text{Log} \left(1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \right)$$

Etude de cas en fréquence:

$$\text{si } f \ll f_c \Rightarrow \frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} = 1 \Rightarrow \text{Log} \left(\frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} \right)_{10} = 0 \text{dB};$$

$$\text{si } f = f_c \Rightarrow \frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \text{Log} \left(\frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} \right)_{10} = \text{Log} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) = -3 \text{dB};$$

$$\text{Si } f \gg f_c \Rightarrow \frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} \rightarrow 0 \Rightarrow \text{Log} \left(\frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} \right)_{10} = -\infty$$

des sous cas d'étude s'imposent pour observer la tendance de la courbe:

$$1\text{-si } f \gg f_c \Rightarrow \text{Log} \left(\frac{\sigma(f)}{\sigma(0)} \right)_{10} \approx -10 \text{Log} \left(\left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \right) = -20 \text{Log} \left(\frac{f}{f_c} \right);$$

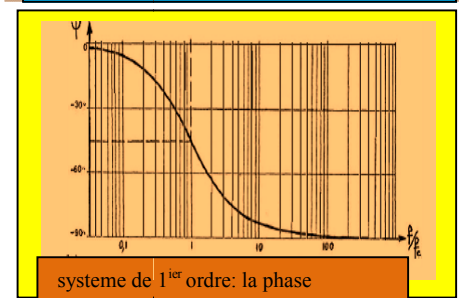
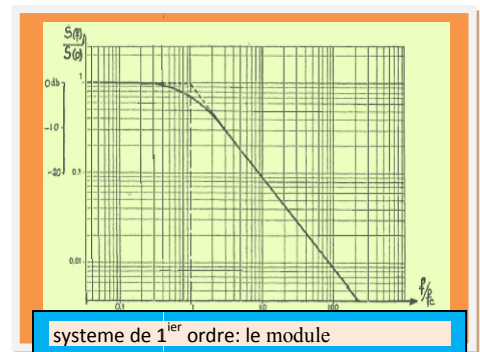
-si $f = 10f_c \Rightarrow -20 \text{Log}(10) = -20 \text{dB}$ donc la sensibilité décroît de -20dB par décade (multiple de 10 de la fréquence de coupure f_c)

$$\text{B- } f \ll f_c \text{ si et } \varphi = -\arctg \left(\frac{f}{f_c} \right) = 0$$

$$\text{-si } f = f_c \text{ et } \varphi = -\arctg(1) = -\frac{\pi}{4}$$

$$\text{si } f \gg f_c \varphi = -\arctg(f \rightarrow \infty) = -\frac{\pi}{2}$$

Pour un système de 1^{ier} ordre: $B_f = f_c = \Delta f$: c'est la bande de fréquence du capteur



5) Question: Quel signal doit on considérer pour la résolution de l'équation différentielle du système ?

De combien de façon peut on déterminer ce paramètre?

Rappel: la rapidité du capteur est définie en régime transitoire par un paramètre temporel qu'on définira

C'est le temps de réponse du capteur:

qu'on note $\tau_r = K \cdot \tau$ avec τ = constante de temps d'un système de 1^{ier} ordre (le capteur de notre cas d'étude)

b-La résolution de l'équation différentielle (2) de ce capteur; $A \frac{ds(t)}{dt} + BS(t) = m(t)$

en régime transitoire est obtenue par la réponse à l'échelon du mesurande qu'on définit comme

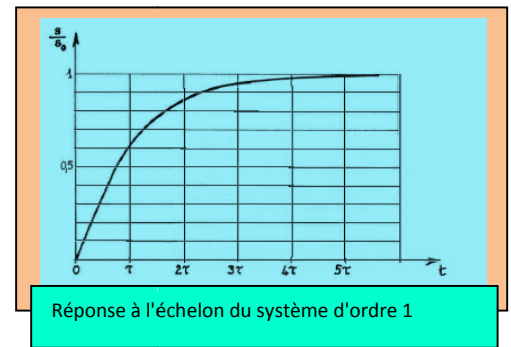
$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour } t < 0 \\ m_0 & \text{pour } t \geq 0 \end{cases}$$

La réponse S du capteur à l'échelon m a pour expression :

Si à l'état initial $t=0$ $S=0$ alors $S = S_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$ ou $S_0 = \frac{m_0}{B}$ alors
en régime permanent $S=S_0$

où $\tau = \frac{A}{B} = \frac{A}{f_c}$ pour un système d'ordre 1

τ peut être déterminée de 2 façons différentes:



1- détermination du τ graphiquement:

la courbe de la fonction $\frac{S}{S_0} = 0.63 = \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \Rightarrow 0.4 = e^{-\frac{t}{\tau}} = \ln 0.4 = -\frac{t}{\tau} \Rightarrow$

$$\tau = -\frac{tr}{\ln 0.4} \Rightarrow \tau = 0.92tr$$

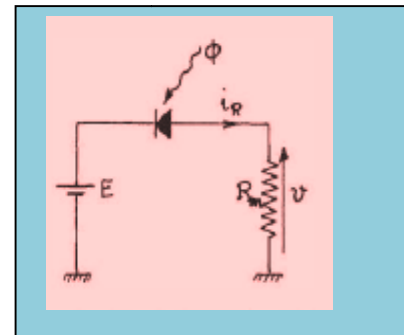
2- Soit à partir de l'expression: $S = S_0 \left[1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$ (4)

$$(4) \frac{S-S_0}{S_0} = -e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{\varepsilon}{100} \Rightarrow t_r(\varepsilon\%) = 2.3(2 - \log_{10} \varepsilon)\tau \quad (\text{en base de } 10)$$

Solution de l'exo n°3

Hypothèse:

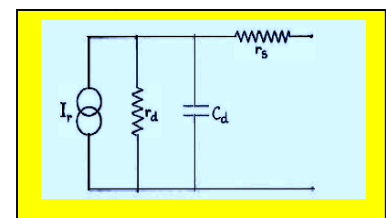
- le montage à capteur photoélectrique= Un système du 1er ordre
- caractérisé par le schéma ci contre.
- Le comportement de la diode = génératrice de courant: $I = S_d \Phi$
ou Φ : flux lumineux incident
- S_d : sensibilité propre de la diode (unité= A/W)
- En utilisation normale**: S_d indépendante de la fréquence de variation de Φ
- La grandeur de sortie = la tension (V) au lieu de courant I_r aux bornes de R_m (résistance du montage).
- Présentation de la diode avec ces effets capacitifs: dus à la polarisation de la jonction et aux parasites du montage.



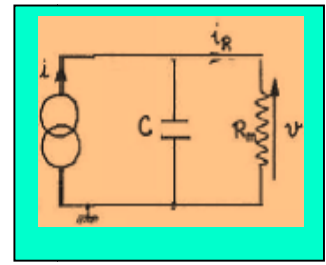
1) Question: Donner le montage équivalent avec présentation de l'effet des influences .

La diode étant un élément photoconducteur se comporte comme le circuit électrique avec ses éléments suivants:

- une source de courant $I_r = I_0 + I_p$
 - une résistance r_d en parallèle sur la source comme diode polarisée en inverse r_d est très élevée: de l'ordre de $10^{10} \Omega$.
 - une résistance r_s en série avec une charge R_m qui lui est très élevée: $r_s \ll R_m$
 - une capacité C_d en // sur r_d : traduisant le comportement électrique de la jonction en régime transitoire ou aux fréquences très élevées.
 C_d est de l'ordre de quelques dizaines de Picofarads
- En branchement avec des éléments extérieurs (source de polarisation et une charge R_m): présence d'une



capacité C_p capacité parasites due aux influence de câblage en parallèle sur C_d . On aura une capacité équivalente:
 $C = C_d + C_p$ (voir montage n°2 de la figure ci contre)



En absence de Champs extérieur E , C_d décroît en mode photoconducteur et lorsqu'il y a élargissement de la zone de déplétion en présence d'une tension inverse appliquée.

I_0 = est le courant du aux porteurs minoritaires: c'est le courant inverse de la diode en obscurité

I_p = courant photoélectrique .

2) Question : flux lumineux incident de la forme: $\phi = \phi_0 + \phi_1 \cos(\omega t)$, quelles sont les composantes de courant résultant de ce mesurande en déduisant l'équation électrique du système sous forme complexe.

Si $\phi = \phi_0 + \phi_1 \cos(\omega t)$ alors ce flux engendre un courant résultant I_R coulant à travers la charge R_m est

$$I_R = I_0 + I_1 \cos(\omega t) \text{ avec } I_0 = S_d \phi_0 \text{ et } I_1 = S_d \phi_1$$

3) Question: Déterminer la sensibilité du montage $S(f)$ et la phase $\phi(t)$.

En insérant une charge dans le montage, nous permet de mesurer une tension V_m :
on pose alors :

$$V_m = V_0 + V_1 \cos(\omega t + \phi)$$

ϕ est causé par la présence des composants R_m et C

D'autre part en se référant au plan complexe, le courant I s'écrira:

$$\hat{I} = \hat{I}_c + \hat{I}_m = j\omega C V_1 e^{j\phi} + \frac{V_1}{R_m} e^{j\phi} \Rightarrow |I_1| = \frac{V_1}{R_m} \sqrt{1 + (R_m C)^2} e^{j\phi}$$

avec $\phi = -\arctg \frac{f}{f_c}$ avec $f_c = \frac{\omega}{2\pi R_m C}$;

comme la sensibilité $S_d = \frac{I_1}{\phi_1} = \frac{V_m}{R_m \phi_1} \sqrt{1 + (R_m C)^2} \Rightarrow \frac{V_m}{\phi_1} = \frac{S_d R_m}{\sqrt{1 + (R_m C)^2}} =$

$$\frac{S_d R_m}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} = S_v(f) .$$

Solution de l'Exon°4

Hypothèse:

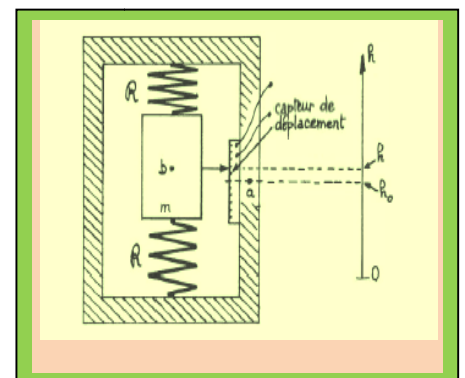
Un accéléromètre = système de second ordre (figure ci contre)
les repères de positions sur un axe fixe parallèle a l'axe du boitier:

- 1) h_0 = la position d'un point a du boitier
- 2) h = position d'un point b de la masse sismique par rapport au boitier.

F = coefficient de frottement visqueux proportionnelle à la vitesse relative de la masse M

C = coefficient de raideur du ressort R proportionnel au déplacement de la masse par rapport au boitier.

-les forces exerçant sur la masse par sa liaison au capteur négligeables.



1) Question : qu'elle est l'équation générale de la dynamique du système
le capteur n'est sensible qu'au déplacement Z de M : au boitier: $Z = h - h_0$

Si les forces exerçant sur la masse sismique sont soit négligeables ou incluses dans f et C par sa liaison au capteur alors selon le Principe de la dynamique

$$\sum \text{Forces motrices} = \sum \text{Forces de rappels et ressortantes}$$

$$\Rightarrow M\gamma = F_{\text{rappel}} + F_{\text{frottements}} = F_c + F_f \quad \text{à l'équilibre du système. (1)}$$

Force accélératrice du mouvement:

$$M\gamma = M \frac{d^2 h}{dt^2}$$

F_c = forces dues aux ressorts R: forces de rappel qu'on exprime comme:

$$F_c = C(h - h_0) \quad \text{avec } C = \text{coefficient de rappel} = \text{constante de raideur du ressort}$$

F_f = force de frottement qu'on note :

$$|F_f| = \frac{Fd(h-h_0)}{dt} \quad \text{avec } F = \text{coefficient de frottement}$$

$$\text{Notre équation (1) devient alors : } -M \frac{d^2 h}{dt^2} = \frac{Fd(h-h_0)}{dt} + C(h - h_0) \quad (2)$$

2) Question: que sera l'équation précédente en terme de Z et que déduit-on?

Faisant un changement de variable de h par Z : $Z = h - h_0$;

$$\text{l'équation (2) devient alors : } -M \frac{d^2 Z}{dt^2} = \frac{Fd(Z)}{dt} + CZ$$

on rappelle que l'accélération imposée au boîtier est : $\gamma = \frac{d^2 h_0}{dt^2}$,

le système que constitue l'accéléromètre est donc régi par une équation différentielle du second ordre.

On vérifie de même que pour:

$$\gamma = cte \Rightarrow \text{l'équation (2) donnera comme expression } ZC = -\gamma M \Rightarrow Z = -\frac{M\gamma}{C} \quad \text{alors le déplacement}$$

Z est proportionnel à l'accélération γ

Identification du type de capteur:

C'est un capteur composite dont :

le corps d'épreuve = conversion d'une grandeur mécanique accélération (γ) en un déplacement Z,

le transducteur = capteur de déplacement (Z) en une grandeur électrique (courant ou plus souvent une tension)

3) Question: Si l'accélération sous la forme $\gamma = \gamma_1 \cos \omega t$, que sera Z1 en terme de fréquence ainsi que φ

$$\text{Si } \gamma = \gamma_1 \cos \omega t \quad \text{alors} \quad ZC = -\gamma M \quad \Rightarrow Z = -\frac{M}{C} \gamma_1 \cos \omega t = Z_1 \cos (\omega t + \varphi)$$

$$\text{avec } Z_1 = \frac{M\gamma_1}{C} \quad \text{pour } f = 0$$

$$\text{si } f \neq 0 \quad \text{alors} \quad Z_1 = \frac{M\gamma_1}{C} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \varphi = \pi - \arctg \left[\frac{2\zeta \frac{f}{f_0}}{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)} \right]$$

nous attirons l'attention sur:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{M}} \quad (\text{fréquence d'oscillation du système et que})$$

$$\zeta = \frac{F}{2\sqrt{CM}} \quad \text{coefficient d'amortissement du mouvement du système}$$

Solutions de l'exo. n°5:

Hypothèse :

- une sonde de température à base d'un capteur de température bas coût.
- Sonde délivrant une tension $V_{mes} = f(\text{température } : t)$ (t exprimée en °C)

| | | | | | | | | | | |
|-----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| t-C | 3,35 | 6,80 | 11,66 | 17,66 | 22,12 | 30,11 | 31,83 | 36,44 | 38,81 | 39,86 |
| V_{mes} | 26 | 83 | 120 | 168 | 215 | 302 | 328 | 355 | 390 | 390 |
| t-C | 43,00 | 45,20 | 47,19 | 49,95 | 51,83 | 59,59 | 59,86 | 61,67 | 64,10 | 67,84 |
| V_{mes} | 424 | 443 | 476 | 500 | 497 | 583 | 592 | 594 | 627 | 660 |
| t-C | 68,26 | 77,33 | 78,18 | 80,18 | 82,82 | 82,91 | 85,89 | 91,76 | 92,51 | 98,59 |
| V_{mes} | 671 | 745 | 759 | 773 | 790 | 799 | 823 | 878 | 884 | 936 |

- étalonnage indirecte de cette sonde, par son emplacement dans une enceinte thermostat.
- varier la température sur l'étendue de mesure $E.M. = [0\text{ }^{\circ}\text{C} ; 100\text{ }^{\circ}\text{C}]$.
- La mesure de température par une sonde thermométrique Pt100 de précision (supposée parfaite).
- Les résultats des mesures sont consignés dans le tableau ci contre.

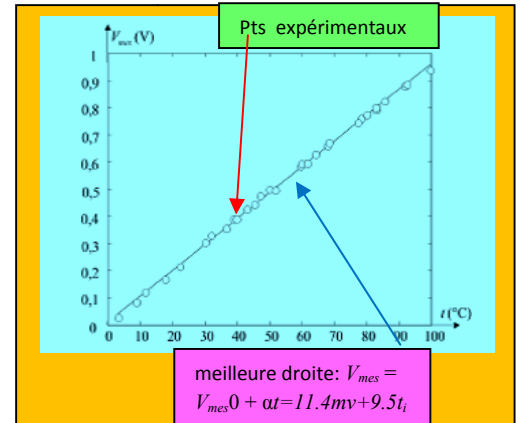
1) Question : Déterminer les expressions V_{mes0} et α obtenues à partir des N points expérimentaux $(t_i, V_{mes,i})$ donnés dans le tableau et en calculer la valeur.

- Sur l'étendue de mesure $E.M. = [0\text{ }^{\circ}\text{C} ; 100\text{ }^{\circ}\text{C}]$.

on cherche à modéliser le comportement de la sonde par

l'approximation linéaire $V_{mes} = V_{mes0} + \alpha t$.

D'après le report des points de mesures dans un graphe (voir figure ci contre), il est possible de lineariser la courbe de dispersion de points de mesure en une droite linéaire de la forme: $V_{mes} = V_{mes0} + \alpha t$



Lier constat:

Puisqu'on a 2 paramètres inconnus, on peut aboutir à différentes droites : pour chaque droite, on commet différents écarts (ΔV_{mes}) entre V_{mes} (modèle) et V_{mes} (pratique)

2ieme constat:

Puisque on a différents écarts, on peut optimiser les résultats théoriques en utilisant l'écart quadratique moyen (σ) pour chaque droite: différents écarts quadratiques moyens sont possibles

3- On peut alors opter pour un (σ) optimal selon les 2 paramètres V_{mes0} et α : recherche de σ minimale
On définit l'écart quadratique:

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (V_{mes,i} - (V_{mes0} + \alpha t_i))^2 = \chi^2,$$

ou $V_{mes0} + \alpha t_i$ est la **meilleure droite** à obtenir après ajustement des paramètres: α et V_{mes0}

- $V_{mes,i}$ est le $i^{\text{ème}}$ point expérimental de la tension mesuré

La meilleure droite $V_{mes0} + \alpha t_i$ s'obtient par la **méthode de la régression linéaire**:

σ^2 à réduire à sa valeur minimale passe par la résolution des équations:

$$\frac{d\sigma^2}{dV_{mes0}} = 0 \text{ et } \frac{d\sigma^2}{d\alpha} = 0;$$

on aboutit au système d'équations suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\delta \sigma^2}{\delta V_{mes0}} = -\frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (V_{mes,i} - (V_{mes0} + \alpha t_i)) = 0 \quad (1) \\ \frac{d\sigma^2}{d\alpha} = -\frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (V_{mes,i} - (V_{mes0} + \alpha t_i)) t_i = 0 \quad (2) \end{array} \right.$$

$$(1) \Rightarrow \sum_{i=1}^N V_{mes,i} - N V_{mes0} - \alpha \sum_{i=1}^N t_i = 0;$$

$$(2) \Rightarrow \sum_{i=1}^N V_{mes,i} t_i - V_{mes0} \sum_{i=1}^N t_i + \alpha \sum_{i=1}^N t_i^2 = 0,$$

La résolution de ces 2 équations mène aux expressions des 2 paramètres V_{mes0} et α

$$\alpha = \frac{N \sum_{i=1}^N t_i V_{mes,i} - \sum_{i=1}^N t_i \sum_{i=1}^N V_{mes,i}}{N \sum_{i=1}^N t_i^2 - (\sum_{i=1}^N t_i)^2};$$

$$V_{mes0} = \frac{\sum_{i=1}^N t_i^2 \sum_{i=1}^N V_{mes,i} - \sum_{i=1}^N t_i \sum_{i=1}^N t_i V_{mes,i}}{N \sum_{i=1}^N t_i^2 - (\sum_{i=1}^N t_i)^2}$$

Application Numérique: $\alpha = 9.5 \text{ mV} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$, $V_{mes0} = 11.4 \text{ mV}$

3- **question:** Estimer la sensibilité $S = dV_{mes}/dt$.

la sensibilité $S = dV_{mes}/dt$: elle représente la pente de la courbe $V_{mes}-t$

$$S = dV_{mes}/dt = \frac{d(V_{mes0} + \alpha t)}{dt} = \alpha = 9.5 \text{ mV}^\circ\text{C}^{-1}$$