



Exercices corrigés capteurs et actio

Exercices corrigés capteurs et actionneurs pdf. Exercices corrigés capteurs et actionneurs.

Information Un capteur est un dispositif transformant l'état d'une grandeur physique observée en une grandeur utilisable, telle qu'une tension électrique, une hauteur de mercure, une intensité ou la déviation d'une aiguille. On fait souvent (à tort) la confusion entre capteur et transducteur : le capteur est au minimum constitué d'un transducteur. Le capteur se distingue de l'instrument de mesure par le fait qu'il ne s'agit que d'une simple interface entre un processus physique et une information manipulable. Par opposition, l'instrument de mesure est un appareil autonome se suffisant à lui-même, disposant d'un affichage ou d'un système de stockage des données. Le capteur, lui, en est dépourvu. Les capteurs sont les éléments de base des systèmes d'acquisition de données. Leur mise en œuvre est du domaine de l'instrumentation. Lien de téléchargement les exercices. Un rayonnée mesure est un appareil autonome se suffisant e vanté d'ondes électromagnétiques (photon), soit de particules massives (le corpus est un anter vante e de leur énergie e viante pour archer un électron aux atomes du milieu absorbant et les transformer en ion se particules es moins liés des aux atomes du milieu absorbant et les transformer en ion sensités. Le capteur est de leur énergie die vivante (H, C, N, O) est 12,4 eV. L'énergie de la matière vivante (H, C, N, O) est 12,4 eV. L'énergie de leur énergie die dennées est de leur énergie die particules chargées lourdes (proton, deuton, alpha, ions lourds) et les particules légères (électrons). Les rayonnements indirectement ionisants, électriquement neutres, sont susceptibles de transférer une fraction ou la totalité de leur énergie en une seule interaction à des particules chargées. Ce sont ensuite ces particules charg



Examens Corrigés

www.physiquechimiemathbiologie.com

Dans ce cas, l'ionisation se fait en deux étapes.

ESPAGNOL



La superposition de ces deux champs modifie l impédance apparente de la bobine. 6. On a simplement e = R 1 + jl 1 ω) i 1 + jm ω i. 6.3 Le secondaire la cible métallique) du transformateur ainsi réalisé étant en court-circuit, on a jm ω i 1 + R + jl ω) i = En éliminant i entre les deux dernières équations et en posant e = r + jl ω)i 1, il vient par identification : $r = R 1 + R M \omega R + et L = L 1 L M \omega L \omega R + 6.1) L \omega 6.5$ Dans le cas d une cible constituée par un bon conducteur, soit pour R L ω et avec M = k L 1 L et L = L 1 1 k) 6.) 6.6 Compte tenu de la présence de la contre réaction, on a : H 1 p) = V p) V 1 p) = R R 6.7 En procédant comme demandé, il vient : V 4 p) = I p) Cp et I p = Vp) Lp + r + 1/Cp = Vp) Lp + r + 1/Cp = Vp) Cp 1 + rc p + LC p 3 + RrC + L)Cp + r + R)Cp Les connections V 4 = V 1 et V3 = V doivent permettre la réalisation d un oscillateur sinusoïdal et imposent donc la condition dite de Barkhausen, à savoir : H 1 jω oscil) = V 3 jω oscil)/V 4 jω oscil) = 1 et argh jω oscil) = 1/H jω oscil) = 1 et argh jω oscil) = 1 et argh jω oscil) = 1 et argh jω oscil) = 1/H jω o condition argh jw oscil))=0 impose jw 3 oscil RLC + jr+r)cw oscil =0. Ceci fournit la pulsation d oscillateur qui est donnée par w oscil = r + R)/RLC et qui compte tenu de 6.) s écrit encore : R + R 1 + k w oscil = R L 1/L R + R 1 k RCL 1 1 k =) RCL 1 1 k 1 +) L 1 R) L R + R 1) = w k L 1 L R + R 1) R 6.4) Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit L oscillateur fonctionnant, la transmittance H j ω oscil) = 1 RrC + L)C ω oscil) = 1 RrC + L)C ω oscil) = 1 r + R) 1 RL RrC + L) = RL RCrr + R) + LR + r) 1 6.5) Pour une cible parfaitement conductrice, on a r = R 1 et L = L 1 1 k). Dans ce cas 6.5) devient : RL 1 1 k) H j ω oscil) = 1 r + R)/RLC, ilvient: H j ω oscil) = 1 r + R) 1 RL RrC + L) = RL RCrr + R) + LR + r) 1 6.5) Pour une cible parfaitement conductrice, on a r = R 1 et L = L 1 1 k). Dans ce cas 6.5) devient : RL 1 1 k) H j ω oscil) = RCR 1 R 1 + R) + L 1 1 k)R + R 1) DUNOD, Paris, 013 34 Les capteurs La condition H jw oscil) = H 1 jw oscil) + jw oscil) = 1 impose alors : 6.11 On a immédiatement : R R = RCR 1 R 1 + R) + L 1 1 k)R + R 1) RL 1 1 k)R + R 1) RL 1 1 k = 1 et w 0 =) Ce qui amène une fréquence f khz. 6.1 Si w oscil reste proche de w 0, 6.4) peut s écrire : k ω oscil = ω L 1 L R + R 1) R = ω 0 3 CL 1 1 k) = .106 rad.s k L 1 3R 1 L αρ ω 0) 1 + k L 1 αρ 6R 1 L 6.13 Le cuivre étant un bon conducteur, on peut estimer que ω oscil ω 0.Laprofondeur de peau et donc l épaisseur testée par cette méthode de mesure est de l ordre de δ = /γω 0 μ 0 0,1 mm Compte tenu de l hypothèse faite à la question 6.10, si le conducteur s écarte trop du conducteur parfait, le rapport fixé R /R ne permet plus de vérifier la condition de Barkhausen et l oscillateur décroche. Il faut donc réserver ce capteur à la mesure de la résistivité de très bons conducteurs. On peut inversement utiliser le capteur pour détecter des défauts structurels cavités, concentrations d impuretés, etc.) situés sous la surface qui, en augmentant de façon importante la résistivité apparente du matériau, font alors décrocher l oscillateur. dorigew.pdf 4 DUNOD, Paris, 0135 EXERCICE : Relation mesurande-signal de mesure Dérive thermique 7 Corrigé détaillé En avant-propos : bien que ce ne soit pas l usage habituellement dans l écriture de l application numérique relative à l expression analytique d une grandeur physique, il est conseillé au débutant de faire figurer explicitement les unités dans l expression de l application numérique. Ceci permet de vérifier que le résultat obtenu est bien homogène et donc par-là, de repérer un oubli de conversion, une mauvaise compréhension et utilisation des données fournies... Les corrections des exercices suivants seront effectuées dans ce sens. 7.1 Compte tenu des informations fournies, la tension de mesure s écrit : V mes x,t) = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0) délit. 7. christmas stocking coloring page pdf Compte tenu des informations fournies, la tension de mesure s écrit : V mes x,t) = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T 0)) x 7.) On en déduit immédiatement : V mes x,t) x = S r T 0) V alim 1 + α S T T pas compte de la dérive thermique, le déplacement apparent x app est donné par : L erreur relative commise est donc x app = V mesx,t) S r T 0) V alim p p 0) + V mes p 0,T 0) À T = 30 C, on a $= SrT0)Valim pp0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V5V1,51) 105 Pa + 1V = 1,5V7.5)Vmes p,t0) = SrT0)1 + \alpha STT0) Valim pp0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0) + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0) DD0 + V0 = 100 mv/105 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour un débit D à la température de référence T0, la tension de mesure s écrit : V mes D,T0) = ST0 Pa/V1,51) 105 Pa + 1V = 1,75V7.6)7.4 Pour u$ mes D(0,T(0)) = ST(0) DD(0) + V 0 = 00 mv/l.s + 1V = 5V7.7 Pour ce même débit, à T = 40 C la tension de mesure s écrit : V mes $D(0,T) = ST(0) DD(0) + V \alpha v0$ T T (0) = 00 mv/l.s + 1V 1 0,% C (C) C = 4,9 V 7.8 On ne dispose que d une seule valeur de la pression pour différentes valeurs de la température en tant que grandeur d influence.

On ne peut donc pas estimer 6 DUNOD, Paris, 0137 Corrigé 7 la sensibilité de ce capteur qui par définition relie ici les variations de la tension de mesure aux variations de la tension de mesure aux variations de la pression. b) Par régression au sens des moindres carrés, en considérant qu à pression constante la tension de mesure s écrit V mes = at + b, on obtient a = 0,75 mv/ Cet b =,850 mv. c) Si on désire que V mes p 0,T 0 = 0oùT 0 désigne la température de référence, la tension de mesure doit s écrire : V mes p,t) = S T) p p 0 + CDTZ T T 0 que l on doit identifier à V mes p 0,T) = at + b. On en déduit : CDTZ = a = 0,75 mv/ C 7.10) T 0 = b/a = 10,38 C 7.6 a) L étendue de mesure du capteur peut être adaptée à celle du courant en éloignant plus ou moins le capteur du conducteur puisque le champ créé est inversement proportionnel à la distance pour un conducteur rectiligne. infinity infinity rpg_core_book.pdf b) Compte tenu des informations fournies, la tension de mesure s écrit : V mes B,T) = S T 0) B + \alpha V0 \Delta T 7.11) Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit. c) On a : ΔV mes = S T 0) B [S T 0) 1 + \alpha S \Delta T) B + \alpha V0 \Delta T = 1,3 mv/g 0, % C 1 B 1mV/ C) $\Delta T 7.1$) Cette dernière expression est extrémale pour B = 900 G et T = 0 Csoit $\Delta T = 45$ Cetvaut ΔV mes = 150,3 mv. d) En terme de valeur de champ creci conduit à une erreur ΔB de l ordre de : $\Delta B \Delta V$ mes S T 0) = 116 G 7.13) e) L erreur relative commise est : $\Delta B B = \% 7.14$) 900 Ceci constitue une erreur bien trop importante pour une mesure de qualité.





Il est donc nécessaire soit de mesurer la température et de corriger la réponse de la dérive thermique soit d inclure le capteur de température judicieusement dimensionné afin de compenser la dérive thermique. DUNOD, Paris, 013 78 30 EXERCICE : Résistance thermométrique en montage potentiométrique Corrigé détaillé 30.1 Sans avoir poussé plus loin l étude, on choisit T 0 au milieu de l étendue de mesure pour aprioriminimiser les non-linéarités, soit T 0 =+0 C. <u>hop on hop off berlim map.pdf</u> 30. Avec T = T 0 + Δ T, ilvient: R c T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + BT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + DT 0 + Δ T) = R c 0) 1 + AT 0 + DT 0 + AT 0 + BT 0 + Δ T 0 + Δ C V g 0 + Δ R c 0 = R 0 + Δ R c V g 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g 30.5) c R + R 0 + Δ C c V g 30.6) On en déduit une approximation de la sensibilité S cond du conditionneur. S cond = Δ V mes Δ C R R + R 0 + Δ R c V g R + R 0 + Δ R c V g 3



On a : V mes T) = R ct) R + R c T) V g dv mes T) dt = R R + R c T) 3 V g R + R ct) d R c T) dt 2 R c T) dt 0 R c T) dt 30.13) II vient alors : R = 1 drc T) dt 0 R c T) dt 2 R c T) dt 0 R c T) dt R c T) dt

débit. DUNOD, Paris, 18 Les capteurs III. Amplibeateur d instrumentation 37.5 En appliquant 37.7) à ce nouveau montage électronique, on a : VA = VB + RVB G = RGVAR + R + RVB G = RGVAR + RVB G = RGVAR

Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit. DUNOD, Paris, 20 5 PROBLÈME : Capteur résistif non linéaire Corrigé détaillé I. Capteur résistif 5.1 L écart à la linéarité est le plus grand écart sur l étendue de mesure entre la caractéristique réelle et son approximation linéaire, valeur ici obtenue pour m = 0 ou m = : δr c = max R c R c, lin) m $[0;] = 0,19 \ \Omega 5.1)$ 5. L erreur de linéarité est l écart de linéarité 5.1) normalisé à l excursion de la grandeur de sortie du capteur, ici sa résistance, soit : $\varepsilon = \delta r \ c \ maxr \ c$ minr c $) = 0,19/11,0\ 100) = 0,9\%$ 5.3 Sous l approximation linéaire, la sensibilité S c du capteur est donnée par : S c = $\Delta R \ c \ \Delta m = b = 10,6\ \Omega/unité$ de m 5.4 ll vaut mieux choisir comme point de référence le milieu de l étendue de mesure, soit ici m 0 = 1, afin de disposer de la même excursion de chaque côté et par la suite, diminuer la non-linéarité. D après les données du tableau 5.1, on a R c m 0 + Δm) + c am $0 + \Delta m$) + c am 0 $0 + c) = a\delta m + b + am 0$) $\Delta m = A\Delta m + B\Delta m L$ application numérique donne A = 0,3 Ω /unité de m. 0 DUNOD, Paris, 01321 Corrigé 5 II. Montage potentiométrique Alimentation en tension 5.6 La tension de mesure est donnée par : 5.7 On a simplement : V mes = R c R c + R V g ΔV mes = V mes V mes 0 = R c0 + Δ R c R c0 + Δ R c R c0 + AR c + R V g R c0 R c0 + R V g R c0 R c0 + R) V g 5.) c R c0 + R) V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R) V g 7 c R c0 R c0 + R) V g 7 c R c0 R c0 + R) V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R) V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R) V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R) V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c0 R c0 + R V g 7 c R c évoluant autour de R c0, on choisit donc R = R c0 il est simple de vérifier que ce choix conduit effectivement à un maximum de la tension de mesure). La variation de la tension de mesure). La variation de la tension de mesure). La variation de la tension de mesure s écrit alors : ΔV mes = ΔR c 4R c0 1 + ΔΔm + BΔm R c0 Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit. La non-linéarité provient de la combinaison de la non-linéarité du conditionneur potentiométrique et de la non-linéarité du capteur. 5.9 L approximation linéaire ΔV mes en Δm, soit: ΔV mes, lin = BV g 4R c0 Δm 5.10 Sous cette approximation, la sensibilité réduite de la mesure est donnée par : S r = 1 V g ΔV mes,lin Δm = B 4R c0 = 4 mv/unité de m/v DUNOD, Paris, 013 122 Les capteurs 5.11 Le calcul de l erreur s effectue sans difficulté : $\varepsilon 1 = A\Delta m + B\Delta m$ V g 4R c0 1 + A Δm + B Δm R c0 A B Le développement à l ordre en Δm de 5.3) donne : $\varepsilon 1 A B B R c 0 B R c 0$) $\Delta m A \Delta m R c 0 1 + A B \Delta m 5.3$) $\Delta m A B \Delta m = 1.97.10 \Delta m 8$, $\Delta m Cette expression est maximale pour \Delta m = 1 et donne \varepsilon 1 = .10 \%$. III. Montage potentionmétrique Alimentation en courant 5.1 Dans le cas d une alimentation en courant 5.1 Dans en courant 5.1 Dans le cas d une alimentation en courant 5. Toujours avec la même référence que précédemment, ceci conduit à : ΔV mes = I g ΔR c = AΔm + BΔm)I g Le conditionneur est ici linéaire et la non-linéarité du capteur L approximation linéaire et la non-linéarité du capteur L approximation en linéaire et la non-linéarité du capteur L approximation en linéaire et la non-linéarité du capteur L approximation linéaire et la non-linéarité du capteur L approximation en linéaire et la non-linéarité du capteur L approximation en linéaire et la non-linéarité du capteur L approximation en linéarité du capteur L approximation linéarité du capteur L approximation en linéarité du capteur L approximatio courant doit être faite toutes choses égales par ailleurs. Le courant circulant dans le capteur doit donc être identique dans les deux cas, ce qui conduit à I g V g / Rc0.Onaalors: ΔV mes,lin = BΔmI g BΔmV g / Rc0 La sensibilité apparaît donc comme doublée par rapport à l alimentation en tension. DUNOD, Paris, 01323 Corrigé L erreur de linéarité ε est donnée par : ε = AΔm + BΔm)I g BΔmI g AΔm + BΔm)I g = Évaluée à l ordre en Δm, cette expression devient : AΔm B 1 + A B Δm) ε A B Δm 1 A B Δm) ε A B Δm 1 A B Δm) ε A B Δm 1 A B Δm) ε 8, Δm 1 8, Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm) ε 8, Δm 1 8, Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm 1 A B Δm 1 A B Δm) ε 4 B Δm 1 A B Δm 1 R c R R 1 R 3 R c + R 1) R 3 + R) V g 5.4) 5.17 Équilibrer le pont pour la valeur m 0 du mesurande équivaut à R c0 R R 1 R 3 = 0. Il convient de choisir R 1 = R c0 pour avoir une meilleure sensibilité dans la branche potentiométrique contenant le capteur voir question 5.8). Ceci entraîne R = R 3. Enfin, pour avoir la même puissance dissipée par effet Joule sur chacune des résistances capteur y compris) de façon à équilibrer les échauffements, on choisit R 1 = R = R 3 = R c 0 = 110,30 Ω. La tension de mesure 5.4) s écrit alors : V mes = R c R c 0 V g R c + R c 0 En m 0, on a donc V mes0 = 0 si bien que pour une évolution Δm de m à partir de m 0, la variation de la tension de mesure n est plus superposée à V mes0 ce qui permet une bien meilleure précision de la mesure. Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit Conséquemment la tension de mesure s écrit : ΔR c V mes = R c0 1 + ΔR) V B Δm 1 + A) q c = B Δm) V q 1 + $A\Delta m$ + B Δm 4 R c0 R c0 R c L approximation linéaire ΔV mes est donnée par le développement au premier ordre en Δm, soit: ΔV mes, lin = BV g 4R c0 Δm DUNOD, Paris, 013 324 Les capteurs 5.0 La sensibilité réduite S r de la mesure s en déduit immédiatement : S r = 1 V g ΔV mes, lin Δm = B 4R c0 = 4 mv/unité de m/v 5.1 L erreur de linéarité se calcule comme dans le cas du montage potentiométrique alimenté en tension. definicion de contaminacion ambiental segun autores pdf On obtient : A B B) Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm Le développement à l ordre en Δm at ϵ 3 B B) Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm Le développement à l ordre en Δm at ϵ 3 B B) Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm Le développement à l ordre en Δm at ϵ 3 B B) Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm Le développement à l ordre en Δm at ϵ 3 B B) Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm Le développement à l ordre en Δm at ϵ 3 B B) Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm A Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5) B Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 + A 5.5 R c = 1 + A 5.5) B Δm R c0 R c0 ϵ 3 = 1 $c0 + \Delta R 1$ et R = R 3 = R c0, la variation de la tension de mesure autour de V mes 0 = 0 s écrit :) $R c0 + \Delta R c R c 0 + \Delta R 1 + \Delta R c = R c m 0 + \Delta R 1 + \Delta R c = R c m 0 + \Delta m$) R c m 0 = 0 s écrit :) $R c0 + \Delta R 1 + \Delta R c = R c m 0 + \Delta R 1 + \Delta R c = R c m 0 + \Delta m R c m 0$) $= A\Delta m + B\Delta m$ $\Delta R 1 = R c m 0 \Delta m$) $R c m 0) = A\Delta m B\Delta m \Delta V mes = 5.5$ Par approximation linéaire de 5.6), on tire : B $\Delta m V g R c0 + A\Delta m = BV g$ $A m s_{0} \Delta m s_{0} = 1 V g \Delta V mes$, lin $\Delta m = B R c0 = 48 m v/unité de m/v 4 DUNOD$, Paris, 01325 Corrigé L erreur de linéarité est : ε 4 = BV g)Δm BV g Δm R c0 1 + AΔm R c0 R c0 BV g)Δm R c0 1 + AΔm R c0 = AΔm R c0 Cette expression est maximale aux extrémités de l étendue de mesure donc pour Δm = ±1 et donne ε 4 = 0,7 %. VI.



Linearisation amont Montage en quart de pont actif 5.8 L amplificateur opérationnel étant supposé idéal, on a : VA = V mes + R c V g V mes R c + R c0 V g La contre-réaction impose VA = V B, soit: V mes = AV mes = R c0 R c R c0 R c0 V mes et V B = V g R c + R c0 V g = ΔR c V g R c0 = BV g Δm 1 + A) R c0 B Δm Le conditionneur est parfaitement linéaire et la non-linéarité de la mesure ne provient que du capteur L approximation linéaire ΔV mes est donnée par : Δ

Toute reproduction non autorisée est un délit La sensibilité réduite vaut ici : $S r = 1 V g \Delta V$ mes, $lin \Delta m \varepsilon 5 = = B R c0 = 48 mv/unité de m/v 5.3 L erreur de linéarité se calcule comme précédemment : <math>BV g \Delta m R c0 B R c0 BV g R c0 \Delta m 1 + A\Delta m B$ = $A\Delta m B + A\Delta m$ DUNOD, Paris, 013 526 Les capteurs À l ordre en Δm , on obtient : $\varepsilon 5 A\Delta m B 1 A\Delta m$) B Cette expression est maximale sur l étendue de mesure pour $\Delta m = 1$ et donne $\varepsilon 5 = ,91 \%$. VII. Avantages et inconvénients des différents résultats de l étude. Ce tableau permet d établir un certain nombre de critères de choix du conditionneur le mieux adapté au capteur. Tableau 5.3 Récapitulatif des signaux de mesure et des erreurs de linéarité Erreur Montage Signal de mesure de linéarité de V mes0 = V g /: $\varepsilon 1 = ,10 \%$ du conditionneur en tension ΔV mes, $lin = BV g 4R c0 \Delta m$ et du capteur Potentiomètre Variation autour Non-linéarité alimenté de V mes0 = V g /: $\varepsilon 3 = ,91 \%$ du capteur en courant ΔV mes, $lin = BV g 4R c0 \Delta m$ et du capteur Demi-pont Mesure différentielle, Non-linéarité push-pull V mes0 = 0: $\varepsilon 4 = 0,7 \%$ du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ et du capteur ΔV mes, $lin = BV g R c0 \Delta m$ Pour une alimentation en courant I g = V g / R c0

Les deux conditionneurs potentiométriques présentent des variations de tension associées aux variations du mesurande qui sont superposées à une valeur de référence non nulle. Par la suite, la précision avec laquelle on en extrait l évolution du mesurande est pratiquement imposée par la valeur de référence. Pour une bonne précision, 6 DUNOD, Paris, 01327 Corrigé 5 les montages potentiométriques sont donc à éviter. On peut montrer de plus qu ils sont particulièrement sensibles aux dérives de la source d alimentation et au bruit électromagnétique. En ce qui concerne la sensibilité, toutes choses égales par ailleurs, elle est doublée pour une alimentation en courant par rapport à une alimentation en tension. the underground railroad worksheet pdf Bien que le montage avec l alimentation en courant constitue un conditionneur linéaire, on peut s étonner que l erreur de linéarité obtenue soit plus importante que celle obtenue avec une alimentation en tension. Il se trouve qu ici la non-linéarité du conditionneur potentiométrique alimenté en tension se combine avec la non-linéarité du capteur pour donner au final une mesure de non-linéarité plus faible.

Le premier avantage des mesures en pont est la suppression de la composante de référence puisque celle-ci est fixée à zéro par l équilibrage du pont. Le montage potentiométrique alimenté en tension. Le passage au demi-pont pushpull augmente d un facteur la sensibilité et la même non-linéarité que le montage potentiométrique alimenté en tension. Le passage au demi-pont pushpull augmente d un facteur la sensibilité et réduit très fortement la non-linéarité. Le conditionneur est linéaire et le mode push-pull réduit d un ordre la non-linéarité propre du capteur. L utilisation du quart de pont actif est ici peu intéressante. Bien qu il permette de n utiliser qu un capteur contrairement au demi-pont push-pull, bien qu il possède la même sensibilité au signe près que le demi-pont et qu il constitue un conditionneur linéarité du capteur n est ici pas compensée par celle du conditionneur et au total la non-linéarité de la mesure est supérieure à celle du demi-pont. De plus, ce conditionnement en quart de pont actif isole le capteur de la masse ce qui peut éventuellement être problématique avec certains capteurs. En revanche, la tension de mesure se trouve référencée à la masse ce qui est un avantage en cas de nécessité d une amplification pas d amplification de mode commun). cisco nexus 9500 supervisor datasheet

Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit. decimals and place value worksheets DUNOD, Paris, 013 728 Les capteurs Ce problème présente deux types de non-linéarité qui sont d origines différentes et qu il ne faut pas confondre. La première est la non-linéarité résultant de l écart entre la caractéristique réelle et la droite de régression par les moindres carrés. C est le cas ici lorsque l on calcule l erreur de linéarité du capteur. Par définition, l erreur de linéarité est égale au plus grand écart entre la caractéristique réelle et la droite de régression au sens des moindres carrés, écart normalisé à l excursion de la grandeur considérée sur l étendue de mesure ici la résistance du capteur). Pour la déterminer, il est nécessaire que la grandeur soit étalonnée ici, la résistance présentée par le capteur). La deuxième est la non-linéarité provenant du fait que pour extraire l information utile, on utilise l approximation linéaire de la tension de mesure et non la valeur théorique supposée exacte.

Ici, il n est pas besoin d étalonner la mesure, il suffit seulement que le capteur ait été étalonné par le constructeur pour que l on en ait un modèle suffisamment fiable et utilisable dans l expression théorique du signal de mesure. 0, , musi) Figure 5.4 Évolution des erreurs calculées pour les quatre montages en fonction de l évolution du mesurande 8 DUNOD, Paris, 01329 PROBLÈME : 7 Linéarisation aval Corrigé détaillé I. Calculs préliminaires 7.1 La tension de mesure est donnée par : V mes = = R c R R 1 R 3 R c + R 1)R + R 3) } { { } mesure différentielle R c + R 1)R + R 3 } { } R c + R 1)R + R 3 } { } R c + R 1 R 3 R c + R 1)R + R 3 } { } R c + R 1 R 3 R c + R 1)R + R 3 } { } R c + R 1 R 3 R c + R 1)R + R 3 } { } R c + R 1 R 3 R c + R 1 R 3 R c + R 1 R 3 R c + R 1)R + R 3 } { } R c + R 1 R 3 R c + R 1 R 3 R c + R 1 R 3 R c + R 1 R 3 R c + R 1)R + R 3 } { } R c + R 1 R 3 R

entraînera alors une non-linéarité sur la mesure plus importante. Considérons un capteur dont l évolution de la résistance en fonction de son mesurande m est donnée par $\Delta R c = a\delta m + b\delta m$. D après 7.8), la tension de mesure est donnée [par V mes = k 1 V g $\Delta R c = k 1 V g a\delta m + b\delta m$). Il est clair que dans ce cas si a k

b, la non-linéarité du capteur compense celle du conditionneur et que vouloir linéariser le signal va augmenter au final la nonlinéarité. C est ce qu illustre la figure 7.4 où, en utilisant les données numériques du problème, sont tracés les écarts de V mes et de son expression linéarisée V s par rapport à la meilleure droite V approchant au sens des moindres carrés V mes. On a pris b = 1 Ω /unité de m et a = k b = 4, Ω /unité de m). V) 7.1 0,05 Vs V 0,01 Vmes V 0 musi) 0, Figure 7.4 Linéarisation par division 3 DUNOD, Paris, 01333 PROBLÈME : Interféromètre de Mach-Zender utilisé en capteur d angle 18 Corrigé détaillé 18.1 Le chemin optique étant identique selon les deux trajets, il n y a pas de déphasage entre les deux ondes arrivant sur la photodiode, $\Delta \varphi = 0$. L éclairement sur la photodiode est donc maximum et uniforme. 18. Les deux chemins optiques de n 1)e. Le déphasage reste donc nul et l éclairement maximum Par rapport au cas de la question 1, l introduction de la lame L 1 entraîne une variation n 1)e du chemin optique alors que l introduction de la lame L entraîne une variation non autorisée est un délit.

I 1 e n J H Figure 18. Calcul de la différence de marche Δ L Comme IJ = e/cos r et IH = IJ cos θ r), la différence de chemin optique entre les deux ondes s écrit : Δ L = r e [n cos θ r)] n 1)e 18.14) cos r DUNOD, Paris,34 Les capteurs 18.4 La loi de la réfraction de Descartes sin θ = n sin r) donne aux petits angles : θ = nr. Ilvient: 1 cos r 1 + r 1 + θ n 18.15) et cos θ r) cos θ 1 1) 1 + θ n 1 n En utilisant 18.15) dans 18.14), on obtient au premier ordre non nul en θ : Δ L n 1 n e θ 18.16) La figure 18.3 montre que l erreur relative engendrée par cette approximation reste inférieure à 1 % tant que l angle θ reste inférieur à 0, rad. 1% 0 0,1 en rad) Figure 18.3 Erreur relative liée à l approximation de Δ L 18.5 Le déphasage $\Delta \phi$ entre les deux ondes sur la photodiode est alors donné à partir de 18.16) par : $\Delta \phi = \pi \lambda \Delta L \pi n 1 \lambda n e\theta$ 18.17) 18.6 L éclairement de la photodiode est le résultat de l interférence de deux ondes cohérentes, isochrones, de même polarisation et de même amplitude si on considère les lames séparatrices identiques. Le coefficient de transmission énergétique des lames étant de 50 %, l intensité résultante sur la photodiode est de la forme : I θ = I 0 [1 + cos $\pi \lambda$ n 1 n e θ]] 18.18) 18.7 Cette intensité est nulle pour : $n \lambda \theta = k + 1$) n 1 e avec k N 34 DUNOD, Paris, 01335 Corrigé 18 Elle est maximale pour : $\theta = n \lambda k$ n 1 e avec k N Numériquement les premières intensité sur le récepteur en fonction de l angle θ 10 rad) 0 4,36 6,16 7,55 8,7 9,74 10,67 11,53 1,33 13,07 θ) 0,50 3,53 4,3 4,99 5,58 6,1 6,61 7,06 7,49 I θ)/I Pour ces valeurs de θ , l approximation 18.16) est bien justifiée. 1 I) I 0 0 0,1 en rad) Dunod.

Toute reproduction non autorisée est un délit. Figure 18.4 Évolution de l intensité sur la photodiode 18.8 L angle θ max doit être tel qu il n entraîne qu une différence de marche $\Delta L\theta$ max) faible devant la longueur de cohérence temporelle l c de la source laser. D après 18.16), il vient : $\Delta L\theta$ max) n 1 n e θ max = 0,3 µm l c = 10 µm 18.9 Compte tenu de la divergence de la divergence de la diode laser, le diamètre du faisceau à la hauteur de la photodiode est donné par = d + l tan d = 74 µm.

La puissance recueillie par la diode est maximale guand le transfert énergétique de l interféromètre DUNOD. Paris 36 Les capteurs est égal à l unité par exemple pour $\theta = 0$). La puissance recueillie est donc égale à la puissance recueillie est donc égale à la puissance recueille par la diode laser pondérée du rapport de la surface active de la photodiode à la section du faisceau au niveau de cette photodiode, soit : P p, max = $\pi p/4 \pi/4 P d = p$) P d = 1,97 mw Avec une sensibilité S p = 0,85 A.W 1, ceci correspond à un courant maximum donné par i max = S p P p, max = 1,68 ma Compte tenu de la linéarité entre courant et puissance recue sur la photodiode, on a : i0) = i []] max $\pi n \cos \lambda n e \theta$ 18.19) Endifférentiant l expression 18.19). on obtient : $di\theta = \pi$) n 1 π n 1 $d\theta$ i max λ n e θ sin λ sin θ sin λ résolution de ce capteur de plusieurs façons. Premièrement, en utilisant une diode laser de longueur d'onde plus faible mais dont on sait que le coût est beaucoup plus élevé et la technique de mise au point plus délicate pour une même puissance disponible. On peut penser augmenter l'épaisseur des lames de verre mais tout en restant attentif à ce que la différence de marche reste très inférieure à la longueur de cohérence temporelle de la diode laser. Cette augmentation de l épaisseur des lames de verre augmente l encombrement du dispositif ce qui peut être gênant dans le cas d un capteur intégré. Il peut être gênant dans le cas d un capteur intégré. minimum nul, mais entre un maximum et le minimum suivant plus éloignés voir courbe figure 18.4). Dans ce cas on améliore la résolution, la linéarité s en trouve aussi améliorée mais on diminue alors l étendue de mesure du capteur. 36 DUNOD, Paris, 01337 Corrigé Comme il est expliqué dans la présentation de ce problème, ce type de montage peut être réalisé selon une technologie d optique intégrée. On peut alors éventuellement remplacer les parcours des rayons dans le vide par des guides d onde. Les miroirs et les séparatrices peuvent être alors intégrés au guide lui-même. température, champ électrique ou magnétique, etc.) susceptible de modifier le chemin optique voire la polarisation de l'onde) le long d'un des bras de l'interféromètre voir figure 18.5. S 1 M 1 P DL S Zone d'action du mesurande M Figure 18.5 Principe d'un interféromètre voir figure 18.5 Principe d'un des bras de l'interféromètre voir figure 18.5. S 1 M 1 P DL S Zone d'action du mesurande M Figure 18.5 Principe d'un des bras de l'interféromètre voir figure 18.5 Principe d'un des bras de l'interféromètre voir figure 18.5 Principe d'un des bras de l'interféromètre voir figure 18.5 Principe d'un des bras de l'interféromètre voir figure 18.5 Principe d'un des bras de l'interféromètre voir figure 18.5 Principe DUNOD, Paris, 38 19 PROBLÈME : Étude d une thermistance en utilisation bolométrique pour la détermination àdistancedela température d un corps Corrigé détaillé 19.1 En effectuant le rapport des expressions de RT) prises pour T 1 et T puis en prenant le logarithme népérien, on a immédiatement : B = T 1T T T 1 ln RT 1) RT) = 3433,70 K Le coefficient de température de cette thermistance est donné par : $\alpha = 1$ drt) = B RT) dt T < 0 B étant possitive, α est négatif et la thermistance est donc du type CTN. togaxekawaga.pdf 19. illinois residential lease agreement pdf En combinant les expressions de RT)etRT 1) tirées de 19.1), on obtient : [1 RT) = RT 1) expb T 1] 19.0) T 1 Les valeurs de R 1I q + 3V mes R 1 I q V mes R 1 1 q V mes etant négatif, on conclut que la thermistance se trouve à la température de la thermistance nest donc pas égale à t 1 = 5 C. D après 19.1), V mes étant négatif, on conclut que la thermistance se trouve à la température plusélevée que t 1. Le circuit électrique étant isolé et thermostaté, l échauffement de la thermistance ne peut être qu un auto-échauffement provenant de la thermistance, ce qui donne RT) = 4970,04 Ω pour V mes = 15 mv. De 19.0), on tire : 1 T = + 1) 1 RT) ln = 98,31 K T 1 B RT 1) Ce qui donne t = 5,16 C, d où l auto échauffement Δt a = 0,16 C Le bilan thermique sur une durée dτ donne : P J dτ K a T T a)dτ = MCdT 19.3) Dunod. 7-4 additional practice similarity in right triangles envision geometry Toute reproduction non autorisée est un délit. lazulunute.pdf En régime permanent, l expression précédente devient : P J = K a T T a) = K a Δ T a 19.4) 19.7 Pour t a = 5 C, on a déterminé RT) = 4970,04 Ω à la question En revenant au circuit et en notant I R le courant circulant dans la thermistance, on a :) P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RT) 1 R 1 RT) + R 1 P J = RT)IR = RTIR RT = RT)IR = RT)IR = RT)IR = RTIR RT = RT)IR = RT)IR De 19.4), 19.5) et de la valeur de l auto-échauffement déterminée à la question 19.5, on détermine la résistance RT) de la thermistance et un l étendue de mesure 5 C t 30 C, on déterminée à la question 19.5)) dissipée par effet Joule. En considérant le coefficient d échange thermique équation 19.6)) constant, on déduit l auto-échauffement équation 19.4)). Les résultats numériques sont reportés dans le tableau 19. Tableau 19. Tableau 19. 4,90 0, ,17 4,90 0, ,65 4,81 0, .05 4,71 0, .95 4,61 0, .00 4,5 0,14 On constate que la puissance dissipée et l auto-échauffement sont pratiquement constants. Pour la suite ils seront fixés à leurs valeurs moyennes soit P J = 4,76 mw et Δt a = 0,15 C. activador office 2016 professional p s écrit maintenant : P J dτ + φ a dτ K a T T a)dτ = MCdT 19.7) Pendant l intervalle de temps dτ, φ a dτ est l énergie radiative absorbée, P J dτ l énergie radiative absorbée, P J dτ l énergie cédée à l enceinte ; ce bilan thermique provoquant une augmentation dt de la température de la thermistance. En régime permanent, 19.7) devient : T T a = ΔT = P + φ a K a Les calculs précédents ont montré que l on pouvait considérer que P J P J = 4,76 mw. Grâce à ceci, il est possible de découpler l échauffement dû à l absorption du rayonnement de l auto-échauffement par effet Joule et on a 40 DUNOD, Paris, 01341 Corrigé 19 P J /K a P J /K a = ΔT a = 0,15 K. L échauffement total de la thermistance s écrit alors : $\Delta T = T T a = \varphi a K a + \Delta T a 19.8$) La paroi, considérée comme un corps noir, émet une puissance de rayonnement par unité de surface φ cn donnée par la loi de Stefan-Bolzmann : φ cn = σ T 4 cn. Une fraction φ a de φ cn, ne dépendant que de la géométrie, est absorbée par la thermistance et provoque un déséquilibre V mes = 50 mv du pont. De 19.), on déduit immédiatement la résistance présentée par la thermistance, soit RT) = 451,0 Ω et de 19.0), l échauffement total Δt =,68 C. Le résultat 19.8) permet d en déduire la puissance absorbée à savoir φ a = K a ΔT ΔT a) = 81,1 mw La température de la paroi étant maintenant de t cn, elle émet une puissance de rayonnement par unité de surface φ cn = σ T cn 4 dont la fraction φ a est absorbée par la thermistance provoquant la nouvelle déviation du pont V mes = 100 mv. Les calculs étant similaires à ceux de la question précédente, on trouve : RT) = 4801,98 Ω, $\Delta t = 1,05$ Cet φ a = 8,86 mw Comme il n y a pas modification de la géométrie du problème, les puissances absorbées sont dans le rapport des puissances émises, on a : $\varphi = \varphi$ cn $\sigma t 4 = cn \varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn \varphi a \varphi cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn = T cn $\varphi a \varphi$ cn $\sigma tcn 4$ On en déduit que T cn 4 On en déduit que T cn 4 On en déduit que T cn 4 On en deduit que T Le résultat serait le même si on postulait simplement que son émissivité est constante dans l intervalle des températures considérées. Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit Le dispositif qui vient d être décrit correspond à un pyromètre optique sans contact à poste fixe. D autres techniques peuvent être utilisées utilisant non plus une thermistance mais une photopile ou un détecteur optique classique Si ou Ge pour les températures supérieures à 1000 C) et plus récemment InGaAs pour des températures inférieures.

Cependant, ces matériaux ne peuvent travailler dans la gamme de rayonnement basses températures inférieures à 00 C) sans être euxmêmes refroidis.

Pour cette gamme de température, le bolomètre constitue une solution de remplacement économique. Le principe du bolomètre a connu récemment un nouvel essor avec l arrivée des caméras bolométriques où chaque pixel est en soi un microbolomètre comme celui précédemment décrit. DUNOD, Paris, 77904679696.pdf