

AGREGATION
SESSION 2002

CONCOURS INTERNE

Section : GENIE ELECTRIQUE

Option A : ELECTRONIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

ÉTUDE D'UN PROBLEME D'AUTOMATISATION

DUREE : 6 HEURES, COEFFICIENT : 1

Aucun document n'est autorisé.

Calculatrice autorisée (conformément à la circulaire n° 99-186 du 16 novembre 1999)
Convertisseur en Euro autorisé

BAIN DE TREMPE A L'HUILE

Ce sujet comporte 4 dossiers distincts :

📁 Dossier de présentation	(5 pages)
📁 Texte du sujet avec le travail demandé	(18 pages)
📁 Documents annexes, (parties I, II et III)	(14 pages)
📁 Documents réponses (1, 3 à 5 [identiques], III-1 et III-2)	(4 pages)

Ce sujet comporte quatre parties indépendantes :

Partie I : Modélisation et identification du bain de trempe,

Partie II : Correction du système,

Partie III : Étude de l'acquisition de température et d'une fonction du gradateur,

Partie IV : Exploitations pédagogiques.

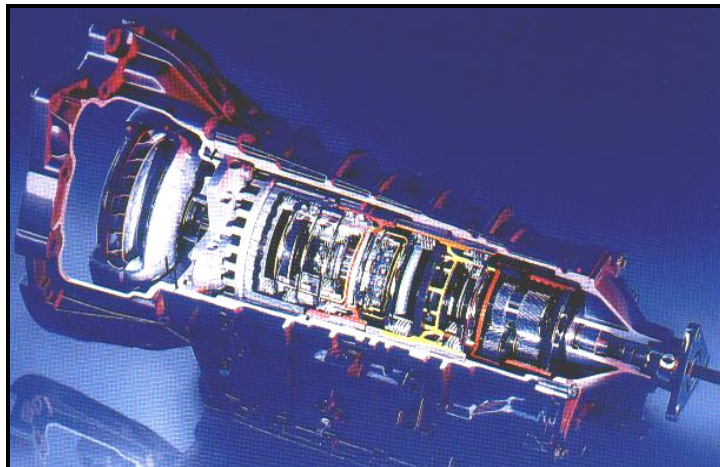
Ces quatre parties sont à traiter obligatoirement.

FOUR DE TRAITEMENT THERMIQUE DE TYPE « AICHELIN »

ETUDE DU BAIN DE TREMPE A HUILE

PRESENTATION

Le **four de type « AICHELIN »** est utilisé dans la société General Motors à Strasbourg. Il permet de réaliser des opérations de traitement thermique sur les pignons d'engrenage utilisés dans les différents produits fabriqués (boîtes de vitesse, transmissions automatiques 5 rapports à pilotage électronique...).

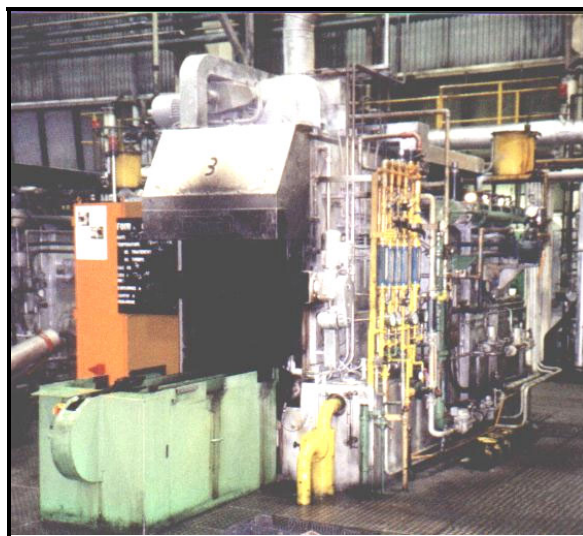


Transmission automatique 5L40-E

Ces opérations sont pratiquées dans le but d'augmenter la résistance à la rupture et la dureté d'une pièce en acier (résilience).

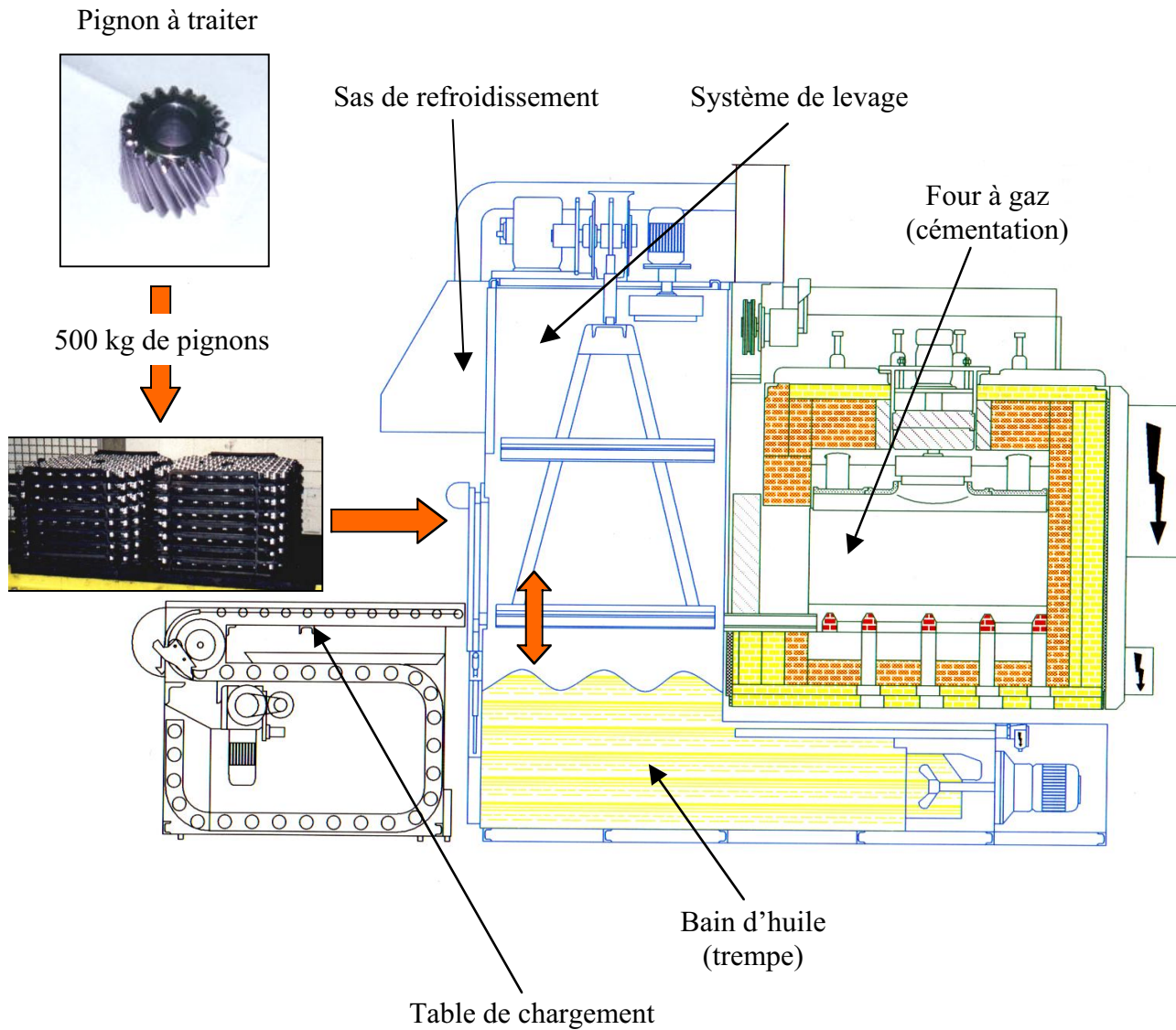
Le cycle de traitement thermique est le suivant :

- **Cémentation** : apport de carbone en surface par réaction chimique,
- **Trempe** : refroidissement brutal par immersion dans l'huile pour durcir la pièce,
- **Revenu de détente** : supprimer les contraintes provenant du changement de structure de l'acier lors de la trempe.



Four « AICHELIN »

VUE EN COUPE DU FOUR « AICHELIN »



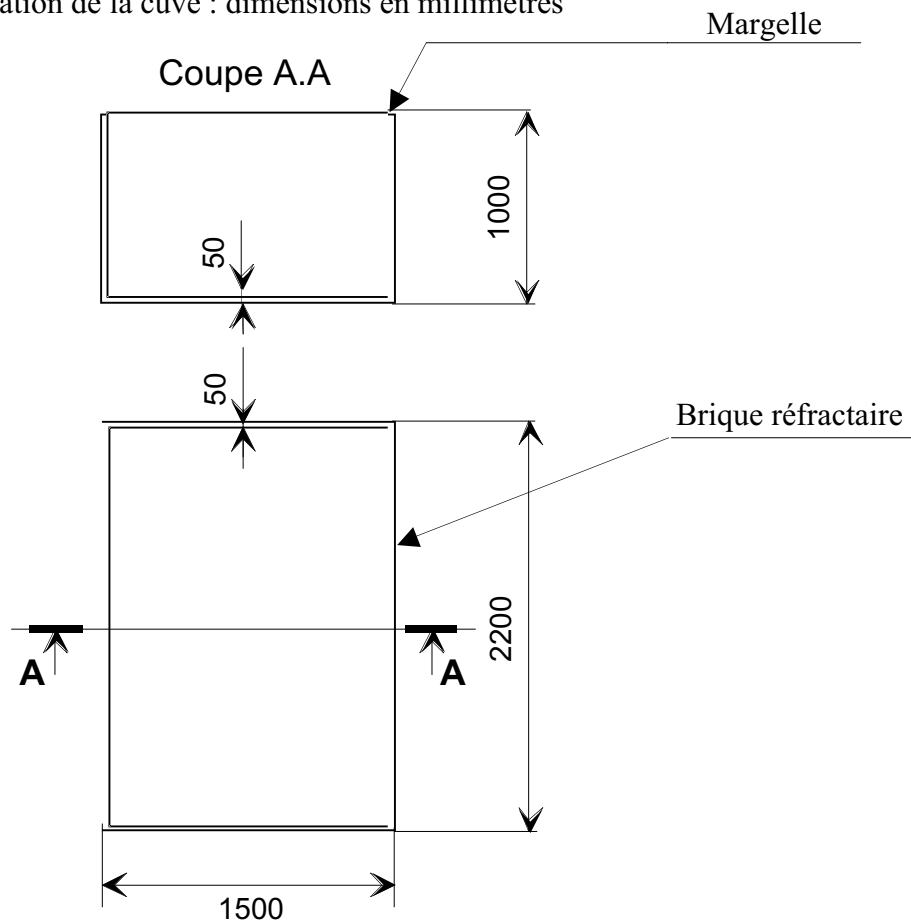
CYCLE DE FONCTIONNEMENT DU FOUR

- **Chargement** des plateaux de pièces à traiter,
- **Cémentation** à 870 °C / 240 mn dans le four à gaz,
- **Trempe** à 160 °C / 15 mn dans le bain d'huile,
- **Égouttage** des pièces pendant 5 mn dans le sas,
- **Déchargement** des plateaux.

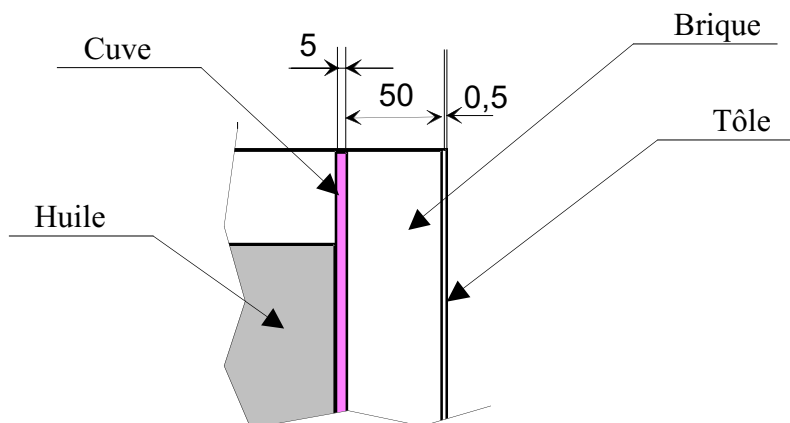
Le sujet porte sur L'ETUDE DU BAIN DE TREMPE A HUILE

CARACTERISTIQUES DU BAIN DE TREMPE A HUILE

Vue d'ensemble de l'isolation de la cuve : dimensions en millimètres



Vue en coupe détaillée du bain de trempe : dimensions en millimètres



SYNOPTIQUE DU BAIN DE TREMPE A HUILE

La chauffe du bain est assurée par deux groupes de thermoplongeurs triphasés associés à des unités de puissance de type gradateur triphasé.

Lors de la trempe, l'immersion des 500 kg de pièces d'acier à 870 °C dans le bain d'huile doit permettre de faire chuter leur température à 160 °C en environ 15 minutes. Cette durée de trempe n'est possible que grâce à la mise en œuvre d'un échangeur de chaleur huile/eau à courants parallèles (anti-méthodique).

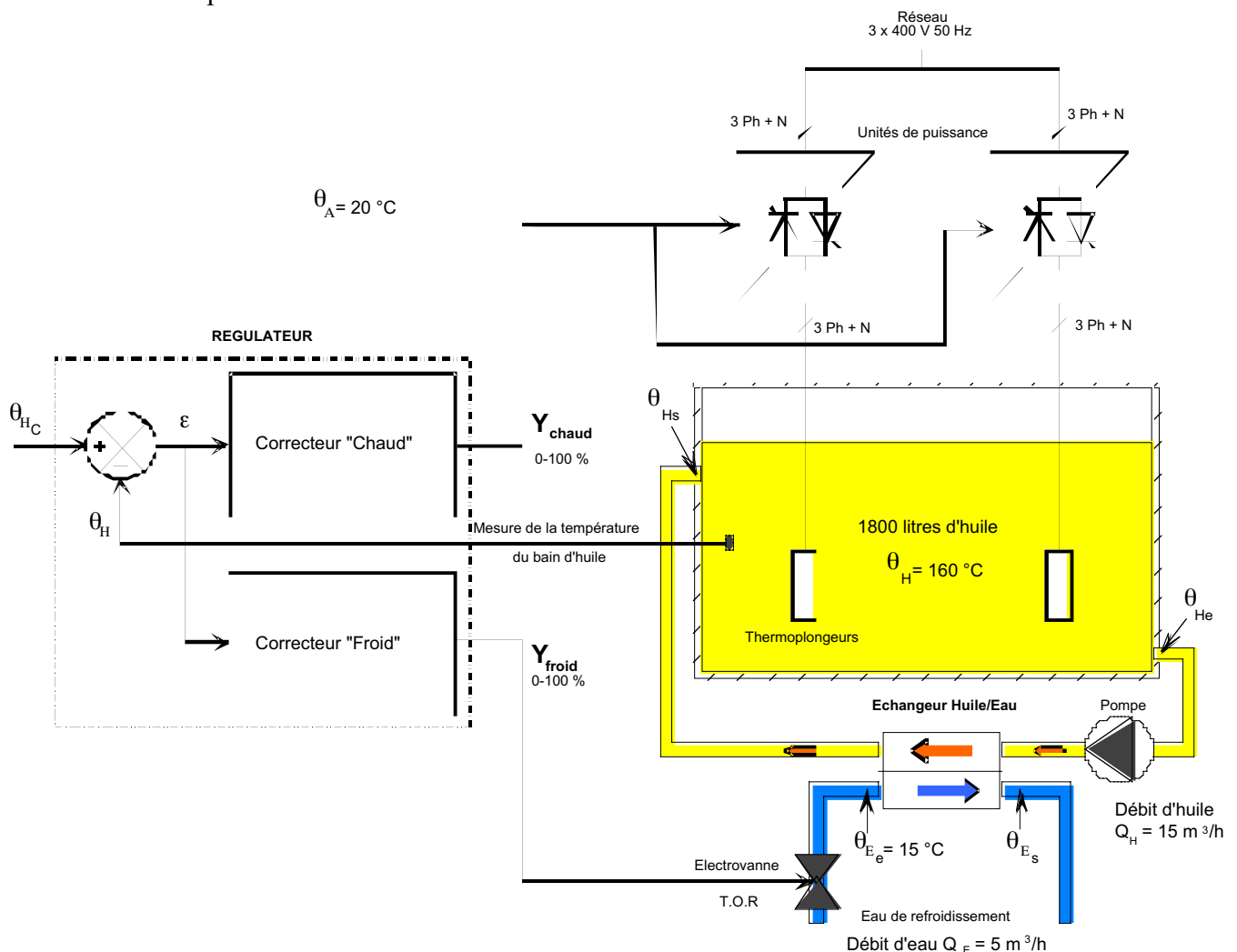
Le débit d'eau est de $Q_E = 5 \text{ m}^3/\text{h}$. Le débit d'huile est de $Q_H = 15 \text{ m}^3/\text{h}$. La température de l'eau à l'entrée de l'échangeur est de $\theta_{Ee} = 15 \text{ °C}$.

La pompe d'huile fonctionne en permanence et assure un brassage de l'huile.

La température de l'huile est mesurée par une sonde de type thermocouple K.

Un régulateur de type « chaud-froid » assure la régulation de la température du bain.

La sortie chaude est de type 4-20 mA, et la sortie froide est de type Tout Ou Rien (T.O.R) modulée sur une période de 25 s.



DONNEES PRINCIPALES ET NOTATIONS

Températures en °C θ

Températures en K. T

Températures de fonctionnement :

température ambiante..... θ_A = 20 °C

température du bain d'huile θ_H = 160 °C

température de la cuve θ_C = 160 °C

Caractéristiques des différents matériaux :

- Huile :

volume V_H = 1 800 litres

masse volumique ρ_H = 875 kg/m³

chaleur massique C_{pH} = 1 720 J/kg.K

- Cuve en acier :

épaisseur..... e_C = 5 mm

masse volumique ρ_C = 7 910 kg/m³

chaleur massique C_{pC} = 460 J/kg.K

- Brique réfractaire :

épaisseur..... e_B = 50 mm

masse volumique ρ_B = 450 kg/m³

chaleur massique C_{pB} = 880 J/kg.K

- Tôle extérieure :

épaisseur..... e_T = 0,5 mm

HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La température ambiante est considérée constante.

Les températures du bain d'huile et de la cuve d'acier sont homogènes et identiques.

Les transferts de chaleur seront considérés uniformes sur toutes les surfaces de transfert.

Toutes les grandeurs (coefficients de transfert de chaleur, chaleurs massiques, masses volumiques) seront considérées constantes à la température de fonctionnement.

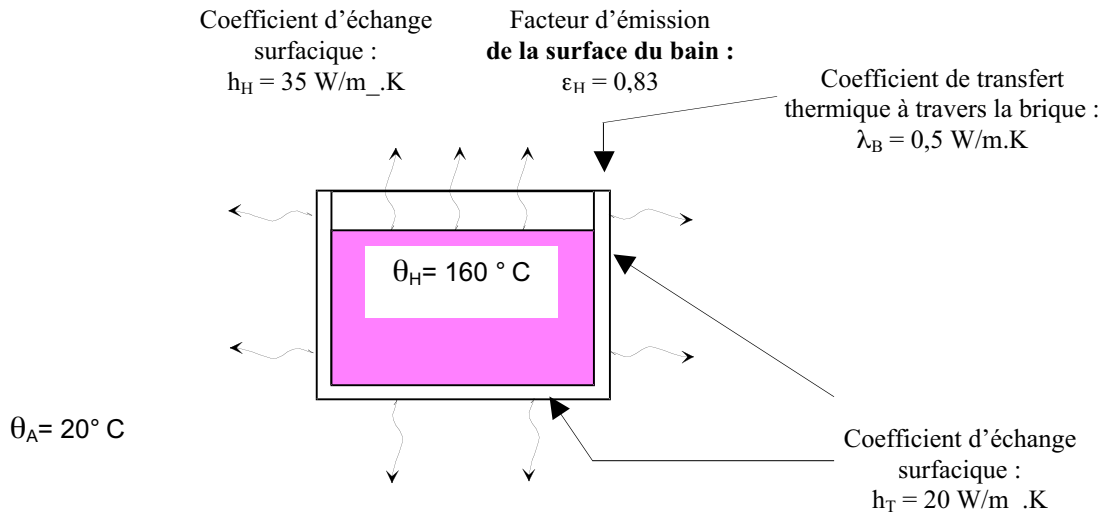
La présence de la tôle extérieure autour de la brique sera négligée dans cette étude.

PARTIE I

MODELISATION ET IDENTIFICATION DU BAIN DE TREMPE

I.A. Bilan des déperditions thermiques

A la surface du bain d'huile



I.A.1. Définir les principaux modes de transfert de chaleur présents au niveau de ce système :

- au niveau des parois,
- à la surface du bain d'huile.

I.A.2. Calculer les résistances thermiques R_B et R_T correspondant respectivement aux transferts de chaleur à travers les parois de brique réfractaire et à la surface de la tôle extérieure.

On négligera les déperditions au niveau de la margelle. Pour le calcul de R_B , on prendra la surface moyenne de transfert.

En déduire les déperditions thermiques (flux de chaleur) correspondantes D_P .

I.A.3. Calculer la chute de température $\Delta\theta_B$ due à l'épaisseur e_B de brique. Calculer la température θ_T à la surface de la tôle extérieure. Établir la relation correspondant à la variation de la température $\theta_B(x)$ dans la paroi en fonction de l'épaisseur x de celle-ci ($x = 0$ contre la cuve). En déduire la température moyenne θ_{Bmoy} de la paroi.

A la surface du bain d'huile, le transfert de chaleur est mixte. Les déperditions thermiques correspondantes D_H sont données par la relation suivante :

$$D_H = D_{H1} + D_{H2}$$

avec $D_{H1} = \epsilon_H \cdot \sigma \cdot S_H \cdot (T_H^4 - T_A^4)$

ϵ_H : facteur d'émission

σ : constante de Stephan = $5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W/m}_\cdot\text{K}^4$

S_H : surface d'huile (m_\cdot).

T_H : température absolue de l'huile (K).

T_A : température absolue de l'ambiance (K).

I.A.4. Calculer D_{H1} .

D_{H1} peut se mettre sous la forme suivante : $D_{H1} = h_1 \cdot S_H \cdot (T_H - T_A)$.

I.A.5. Établir l'expression de h_1 . Calculer h_1 .

I.A.6. Démontrer que h_1 peut se mettre sous la forme suivante :

$$h_1 \approx 4 \cdot \epsilon_H \cdot \sigma \cdot T_m^3 \text{ avec } T_m = \frac{T_H + T_A}{2}$$

I.A.7. Calculer D_{H2} et D_H .

D_H peut se mettre sous la forme suivante : $D_H = h \cdot S_H \cdot (\theta_H - \theta_A)$

I.A.8. Donner l'expression de h . Que représente-t-il ? Calculer sa valeur.

I.A.9. Calculer les résistances thermiques R_{H1} et R_{H2} correspondant respectivement à D_{H1} et D_{H2} .

Bien que l'action « froide » soit à l'arrêt, la circulation de l'huile à travers l'échangeur huile/eau, provoque une légère chute de température dans le circuit de refroidissement ($\theta_{Hs} < \theta_{He}$). Pour $\theta_H = 160^\circ\text{C}$, la puissance perdue correspondante est évaluée à $P_C = 2\,228\text{ W}$.

I.A.10. Calculer la résistance thermique correspondante R_C .

I.A.11. Calculer les déperditions totales du système D .

I.B. Bilan des capacités thermiques

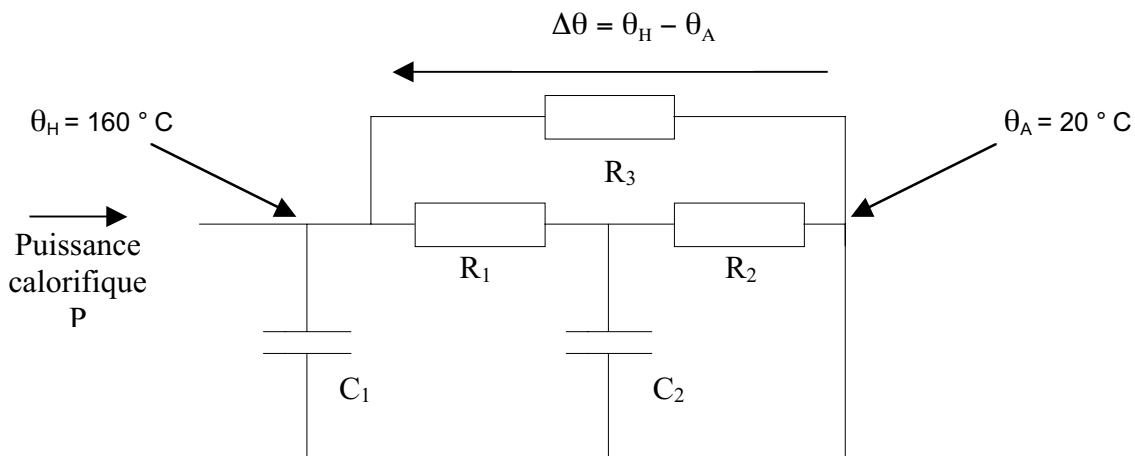
I.B.1. Calculer la capacité thermique C_H du bain d'huile.

I.B.2. Calculer la capacité thermique C_C de la cuve.

I.B.3. Calculer la capacité thermique C_B des parois de brique.

I.C. Schéma équivalent

L'analogie électrique permet de ramener l'étude du système thermique à celle d'un circuit électrique. Le schéma électrique équivalent est proposé ci-dessous. La capacité thermique C_B des parois de briques est répartie par moitié de chaque côté de la résistance thermique R_B .



$$\text{avec } R_1 = \frac{1}{101} \text{ K/W} \quad R_2 = \frac{1}{214} \text{ K/W} \quad R_3 = \frac{1}{145} \text{ K/W}$$

$$\text{et } C_1 = 3 \cdot 10^6 \text{ J/K} \quad C_2 = 102,5 \cdot 10^3 \text{ J/K}$$

I.C.1. Établir les expressions de R_1 , R_2 , R_3 , C_1 et C_2 en fonction de R_B , R_T , R_{H1} , R_{H2} , R_C , C_H , C_C et C_B .

La fonction de transfert correspondant à ce schéma équivalent peut se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{\Delta\theta(p)}{P(p)} = K \cdot \frac{(1 + a \cdot p)}{(1 + b \cdot p + c \cdot p^2)}$$

I.C.2. Établir l'expression littérale des coefficients K , a , b et c en fonction de R_1 , R_2 , R_3 , C_1 et C_2 .

I.C.3. Calculer la valeur des coefficients K , a , b et c .

La fonction de transfert $\frac{\Delta\theta(p)}{P(p)}$ peut également se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{\Delta\theta(p)}{P(p)} = K \cdot \frac{(1 + \tau_3 \cdot p)}{(1 + \tau_1 \cdot p) \cdot (1 + \tau_2 \cdot p)}$$

I.C.4. A partir de cette nouvelle expression, calculer les valeurs de τ_1 , τ_2 , et τ_3 . Établir l'expression temporelle numérique de la température $\theta_H(t)$ en réponse à un échelon de puissance P . Un tableau de transformées est fourni : DOCUMENT ANNEXE 1.

La présence d'un pôle dominant permet d'écrire la fonction de transfert sous la forme simplifiée ci-dessous :

$$\frac{\Delta\theta(p)}{P(p)} \approx K \cdot \frac{(1 + \tau_3 \cdot p)}{(1 + \tau_3 \cdot p) \cdot (1 + \tau \cdot p)}$$

I.C.5. Déterminer l'expression littérale, et calculer la valeur de la constante de temps τ du système ainsi simplifié.

I.C.6. En déduire l'expression de C_2' en fonction de C_2 , R_1 et R_2 . C_2' correspondant à la valeur de C_2 ramenée en parallèle avec C_1 . Calculer C_2' .

I.C.7. Établir l'expression temporelle numérique simplifiée de la température du bain $\theta_H(t)$ en réponse à un échelon de puissance P .

I.C.8. Déterminer la puissance des thermoplongeurs à installer pour permettre une élévation de la température du bain d'huile de $\theta_A = 20^\circ\text{C}$ à $\theta_H = 160^\circ\text{C}$ en 200 minutes.

I.C.9. La puissance installée est de $P = 54 \text{ kW}$. Déterminer la valeur de la puissance en % de P , nécessaire au système, afin de stabiliser la température du bain à 160°C ($\theta_A = 20^\circ\text{C}$). Représenter $\theta_H(t)$ pour un échelon de puissance de cette valeur.

I.D. Étude de l'action « froide »

Avant l'opération de trempe dans le bain d'huile, les pièces d'acier subissent une opération de cémentation dans un four à gaz à une température de 870°C durant 4 heures.

Caractéristiques des pièces d'acier :

- Masse $m_P = 500 \text{ kg}$
- Chaleur massique $C_{pP} = 460 \text{ J/kg.K}$

L'immersion des pièces dans le bain d'huile doit permettre de faire chuter leur température de 870 à 160°C en environ 15 minutes. Cette durée de trempe n'est possible que grâce à la mise en œuvre d'un échangeur de chaleur huile/eau.

Le transfert de chaleur entre les 500 kg de pièces et l'huile est caractérisé par une résistance thermique : $R_P = 25 \cdot 10^{-5} \text{ K/W}$.

Pour l'ensemble du bain de trempe d'huile, on prendra les caractéristiques suivantes :

- Capacité thermique (huile + cuve + brique) $C = 3,013 \cdot 10^6 \text{ J/K}$.
- Résistance thermique (déperditions totales) $R = 4,68 \cdot 10^{-3} \text{ K/W}$.

Les conditions initiales de cette étude sont les suivantes : à $t = 0$, début de la trempe.

- Température ambiante $\theta_A = 20^\circ\text{C}$
- Température des pièces d'acier $\theta_P = 870^\circ\text{C}$
- Température du bain d'huile $\theta_H = 160^\circ\text{C}$

Dans toute cette partie, l'action « chaude » est à l'arrêt.

I.D.1. Calculer la capacité thermique des pièces d'acier C_P .

I.D.2. Établir le schéma électrique équivalent à l'immersion des pièces d'acier dans le bain.

I.D.3. Établir l'expression de l'évolution temporelle de la température du bain d'huile $\theta_H(t)$.

I.D.4. Établir l'expression de l'évolution temporelle de la température des pièces d'acier $\theta_P(t)$.

I.D.5. Représenter sur le même graphique $\theta_H(t)$ et $\theta_P(t)$ (échelles 0 - 900°C / 0 - 30 mn, et échelles 150 - 230°C / 0-20 mn).

I.D.6. Déterminer la température maximale atteinte par le bain d'huile θ_{Hmax} .

I.D.7. Déterminer le temps nécessaire pour faire chuter la température des pièces à 160°C.

L'échangeur de chaleur huile/eau est caractérisé par une résistance thermique R_E supposée constante sur cette plage de fonctionnement.

I.D.8. Établir le nouveau schéma électrique équivalent en faisant apparaître R_E .

I.D.9. Déterminer la valeur à donner à R_E pour permettre à la température des pièces d'acier θ_P d'atteindre 160°C en environ 15 minutes. Pour cette question, on pourra considérer que toute l'énergie thermique des pièces est transmise instantanément à l'huile au début de la trempe.

I.D.10. Avec l'échangeur en service ($Y_{froid} = 100\%$), établir les nouvelles expressions de $\theta_H(t)$ et $\theta_P(t)$.

Déterminer la température maximale atteinte par le bain d'huile θ_{Hmax} .

I.D.11. Représenter sur le même graphique $\theta_H(t)$ et $\theta_P(t)$ (échelles 150 - 230 °C / 0 - 20 mn).

I.D.12. En déduire la puissance maximale qui peut être échangée durant une opération de trempe.

Le débit d'eau est de : $Q_E = 5 \text{ m}^3/\text{h}$. Le débit d'huile est de : $Q_H = 15 \text{ m}^3/\text{h}$.

Caractéristiques de l'eau de refroidissement :

Température d'entrée dans l'échangeur..... $\theta_{Ee} = 15 \text{ °C}$

Masse volumique..... $\rho_E = 997 \text{ kg/m}^3$

Chaleur massique..... $C_{pE} = 4180 \text{ J/kg.K}$

Rappel : la circulation de l'huile à travers l'échangeur huile/eau à l'arrêt, induit des déperditions P_C (voir partie I.A, question I.A.10.).

I.D.13. Pour une température d'huile θ_{He} de 180 °C à l'entrée de l'échangeur, calculer les températures de sortie d'eau θ_{Es} et d'huile θ_{Hs} (en considérant que la constante de temps de l'échangeur est négligeable devant celle du bain).

I.E. Identification du système réel

La puissance des thermoplongeurs est de 54 kW. Cette puissance est divisée en deux groupe de 27 kW. La puissance de chauffe de chaque groupe de thermoplongeur est modulée linéairement par deux gradateurs dont les consignes sont communes. La grandeur réglante pilotant ces consignes est nommée Y et varie de 0 à 100 %. La plage de travail du régulateur est de 100 °C ($Y = 100\%$, lorsque pour un gain de 1 en correction de type « Proportionnel », l'écart ε est de 100 °C).

Afin de déterminer les paramètres de correction du régulateur, il est nécessaire d'identifier le système par un essai expérimental. Il s'agit d'un relevé en réponse indicielle (échelon) en boucle ouverte. Cet essai est réalisé autour de la température de fonctionnement du bain (160 °C).

De manière à tenir compte des variations de la température ambiante, la centrale d'acquisition mesurera à la fois la température du bain et la température ambiante. Le traitement informatique des points de mesure permet de compenser les variations de θ_A au niveau de la mesure de θ_H .

Le DOCUMENT REPONSE 1 représente le relevé obtenu après compensation des variation de la température ambiante.

Compte tenu de l'allure générale de la réponse indicielle, c'est le modèle de V. STREJC qui a été retenu. Le DOCUMENT ANNEXE 2 précise la démarche à suivre pour l'obtention de ce modèle.

I.E.1. Déterminer les paramètres G_S , T et τ caractérisant la fonction de transfert en boucle ouverte de ce système conformément au modèle de STREJC (avec T et τ en minutes).

On prendra comme fonction de transfert en boucle ouverte du bain de trempe :

$$G(p) = \frac{\Delta\theta(p)}{Y(p)} = G_s \cdot \frac{e^{-T \cdot p}}{(1 + \tau \cdot p)^2} = 2,53 \cdot \frac{e^{-32 \cdot p}}{(1 + 121 \cdot p)^2}$$

I.E.2. En posant $p = j\omega$, tracer dans les diagrammes de Bode en gain et en phase de cette fonction de transfert (DOCUMENTS REponses 2 et 3).

I.E.3. A partir des diagrammes de Bode, tracer dans le plan de Black (DOCUMENT REponse 4), le module de G exprimé en décibels en fonction de son argument exprimé en degrés.

I.E.4. Déterminer les marges de phase $\Delta\varphi$ et de gain ΔG du système non corrigé.

Grâce à ses contours d'amplitude et de phase, l'abaque de Black permet à partir de la connaissance d'un point de fonctionnement en boucle ouverte (gain $_G_{dB}$ et argument φ), de déterminer le point de fonctionnement en boucle fermée à retour unitaire correspondant (gain $_H_{dB}$ et argument θ). En sens inverse, la connaissance de H permet de connaître G .

Posons : $G = \lambda \cdot e^{j\varphi}$ et $H = \rho \cdot e^{j\theta}$.

I.E.5. Établir les relations permettant de déterminer $_H_{dB}$ et θ en fonction de λ et φ .

I.E.6. Établir les relations permettant de déterminer $_G_{dB}$ et φ en fonction de ρ et θ .

I.E.7. Dédire du lieu de Black de G , l'allure générale du diagramme de Bode en gain du système en boucle fermée H . Le tracé complet n'est pas nécessaire, seuls les points de départ et de résonance doivent être précis.

I.E.8. Le diagramme de Bode en gain de H représente les caractéristiques fréquentielles d'un système possédant un ordre supérieur à 2. Déterminer les paramètres du « second ordre équivalent » à ce système : voir les DOCUMENTS ANNEXES 3 et 4.

- coefficient d'amortissement m ,
- pulsation propre non amortie ω_0 ,
- amplitude en % du 1^{er} dépassement en réponse indicielle $D\%$,
- le temps de réponse à 5 % $t_{r5\%}$.

I.E.9. Calculer l'erreur statique ε_S en %. En déduire la température finale du bain $\theta_{H\infty}$ pour une consigne de 160 °C et $\theta_A = 20$ °C.

PARTIE II

CORRECTION DU SYSTEME

II.A. Correction Proportionnelle

II.A.1. Déterminer le gain critique K_C pour la limite de stabilité du système.

II.A.2. Déterminer le gain K_P permettant d'obtenir une marge de phase de $\Delta\varphi = 50$ degrés.

II.A.3. Tracer dans le plan de Black (DOCUMENT REPONSE 4 – comme la question I.E.3), le nouveau module corrigé de G exprimé en décibels en fonction de son argument exprimé en degrés.

II.A.4. Déterminer les paramètres du « second ordre équivalent » à H :

- coefficient d'amortissement m ,
- pulsation propre non amortie ω_0 ,
- amplitude en % du 1^{er} dépassement en réponse indicielle $D\%$.
- le temps de réponse à 5 % $t_{r5}\%$.

II.A.5. Calculer l'erreur statique ε_S en %.

II.B. Correction Proportionnelle et Intégrale

Le correcteur est du type P.I série. Sa fonction de transfert est de la forme :

$$C(p) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p} \right)$$

II.B.1. Représenter l'allure générale des diagrammes de Bode de ce correcteur $C(p)$.

On désire régler ce correcteur de manière à obtenir un argument $\varphi = -130^\circ$ pour G à la pulsation $\omega_1 = \frac{1}{\tau}$.

II.B.2. Commenter le choix retenu pour le réglage de $C(p)$.

II.B.3. Calculer la valeur à donner à T_i .

II.B.4. Pour un gain $K_P = 1$, tracer dans le plan de Black (DOCUMENT REPONSE 5), le nouveau module corrigé de G exprimé en décibels en fonction de son argument exprimé en degrés.

II.B.5. Déterminer le gain K_P du correcteur de manière à obtenir un temps de réponse à 5 % minimal (pour le « second ordre équivalent » à H).

II.B.6. Déterminer les paramètres du « second ordre équivalent » à H :

- le coefficient d'amortissement m ,
- la bande passante à -3 dB : ω_C ,

Puis, à partir de m et ω_C :

- la pulsation propre non amortie ω_0 ,
- l'amplitude en % du 1^{er} dépassement en réponse indicielle $D\%$.
- le temps de réponse à 5 % $t_{r5}\%$.

II.B.7. Calculer l'erreur statique ε_S en %.

II.C. Correction Proportionnelle, Intégrale et Dérivée

Le correcteur est du type P.I.D mixte. Sa fonction de transfert est de la forme :

$$C(p) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot p} + T_d \cdot p \right) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{T_d}{N} \cdot p \right)}$$

II.C.1. On désire que le numérateur de $C(p)$ possède une racine double réelle. Déterminer le rapport k , tel que $k = \frac{T_i}{T_d}$.

On décompose le correcteur en deux termes : $C(p) = C_1(p) \cdot C_2(p)$ avec $C_2(p) = \frac{(1 + a \cdot \beta \cdot p)}{(1 + \beta \cdot p)}$

II.C.2. Établir les fonctions de transfert de $C_1(p)$ et $C_2(p)$.

Définir les fonctions réalisées par ces correcteurs.

Établir les expressions littérales des paramètres a et β de $C_2(p)$.

II.C.3. Dans ces conditions, représenter l'allure générale des diagrammes de Bode en gain et en phase de ce correcteur $C(p)$ pour $N = 10$, et N tendant vers l'infini.

En déduire la fonction du terme $\frac{1}{\left(1 + \frac{T_d}{N} \cdot p \right)}$, et donc du paramètre N .

II.C.4. Déterminer en fonction de a et β , l'expression de la pulsation ω_M pour laquelle l'avance de phase du correcteur $C(p)$ est maximale : ψ_M .

Exprimer ω_M en fonction des paramètres N et T_i .

II.C.5. Pour $N = 10$, déterminer l'avance de phase maximum ψ_M obtenue.

II.C.6. En prenant $\omega_M = 0,0441$ rad/mn, calculer les valeurs de T_i et T_d .

II.C.7. Pour un gain $K_P = 1$, tracer dans le plan de Black (DOCUMENT REPONSE 6), le nouveau module corrigé de G exprimé en décibels en fonction de son argument exprimé en degrés.

II.C.8. Déterminer le gain K_P du correcteur de manière à obtenir un temps de réponse à 5 % minimal (pour le « second ordre équivalent » à H).

II.C.9. Déterminer les paramètres du « second ordre équivalent » à H :

- le coefficient d'amortissement m ,
- la bande passante à -3 dB : ω_C ,

Puis, à partir de m et ω_C :

- la pulsation propre non amortie ω_0 ,
- l'amplitude en % du 1^{er} dépassement en réponse indicielle $D\%$.
- le temps de réponse à 5 % $tr_{5\%}$.

II.C.10. Calculer l'erreur statique ε_S en %.

Le régulateur utilisé est maintenant du type P.I.D avec dérivation de la commande.

Sa fonction de transfert est de la forme :

$$C'(p) = \left(K'_p + \frac{1}{T'_i \cdot p} \right) \cdot \frac{(1 + T'_d \cdot p)}{\left(1 + \frac{T'_d}{N'} \cdot p \right)}$$

II.C.11. Déterminer les valeurs des paramètres K'_p , T'_i , T'_d et N' en fonction de K_P , T_i , T_d et N pour que $C'(p) = C(p)$.

Partie III

Étude de l'acquisition de température et d'une fonction du gradateur

III.A. Électronique associée à la sonde de température

III.A.1.

Les capteurs de température les plus utilisés en milieu industriel sont les thermocouples et les sondes résistives de température.

Comparer rapidement les caractéristiques principales de ces deux types de capteurs.

III.A.2.

On utilise ici une sonde résistive de température (RDT) au platine de type Pt 100 placée dans le bain d'huile ; l'information fournie par cette sonde est conditionnée et transmise au régulateur de température à l'aide d'un circuit intégré spécialisé, le XTR103 de Burr Brown (dont la documentation technique est fournie en annexe), qui possède une sortie de type 4-20 mA.

On reproduit à la figure 1, page suivante, le schéma interne simplifié du circuit intégré associé à quelques composants externes. La tension v_{in} est une tension dépendante de la résistance $R(\theta)$ de la sonde. Sur cette figure, la résistance de la sonde et la résistance R_Z d'ajustement du zéro de v_{IN} ne sont pas représentées.

Les amplificateurs linéaires intégrés A_1 , A_2 et A_3 fonctionnent en régime linéaire. Les courants I_{REF1} et I_{REF2} sont supposés égaux à 1 mA.

On donne :

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 52,6 \text{ }\Omega \quad R_3 = R_4 = 1,25 \text{ k}\Omega$$

Établir la relation entre I_1 et I_2 , ainsi que l'expression de I_3 en fonction de I_G (courants en A, résistances en Ω).

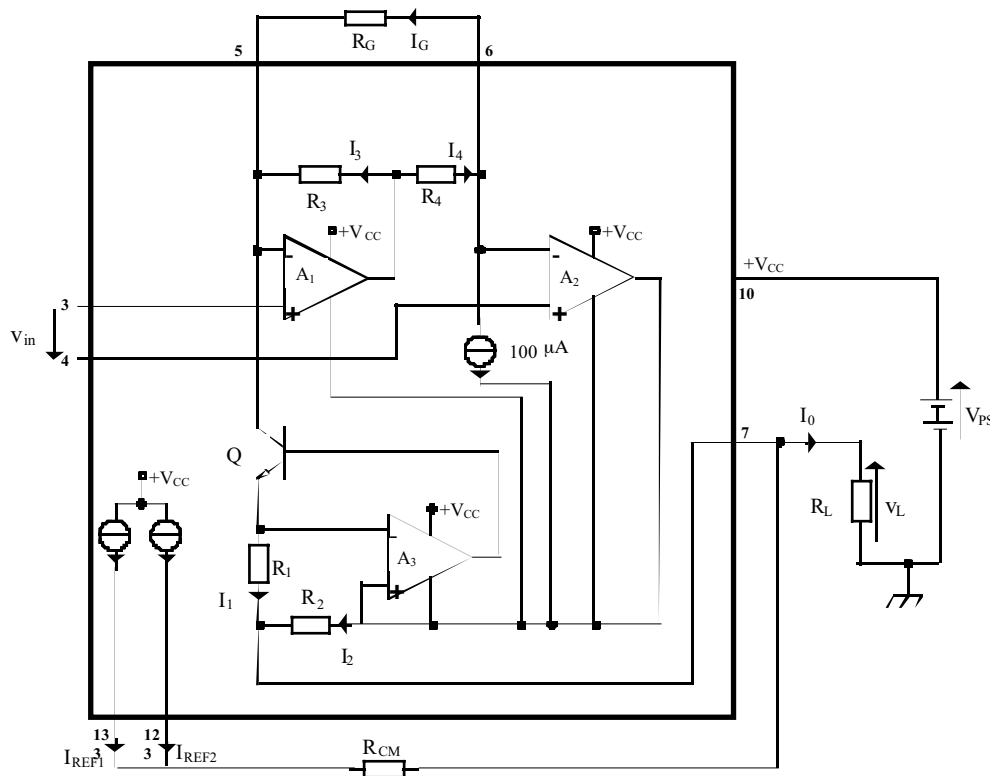


Figure 1

III.A.3. En déduire que le courant de sortie I_0 peut s'exprimer en fonction de V_{IN} sous la forme :

$$I_0 = Y_T \cdot V_{IN} + 4 \cdot 10^{-3} \quad \text{courants en Ampères, résistances en Ohms, tensions en Volts.}$$

où Y_T est une constante que l'on exprimera en fonction de R_G .

III.A.4.

La sonde de température de résistance R est reliée au circuit intégré comme représenté à la figure 2.

La plage de température sélectionnée est $[0 \text{ °C}, 300 \text{ °C}]$. La sonde Pt 100 utilisée possède une résistance de $100 \text{ } \Omega$ à 0 °C et de $212,05 \text{ } \Omega$ à 300 °C .

Calculer les valeurs de R_G et de R_Z permettant d'obtenir $I_0 = 4 \text{ mA}$ à 0 °C et $I_0 = 20 \text{ mA}$ à 300 °C .

On rappelle que $I_{REF1} = I_{REF2} = 1 \text{ mA}$.

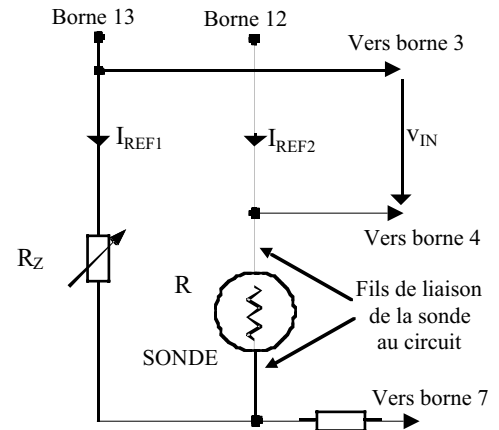


Figure 2

III.A.5.

La relation $R(\theta)$ est représentée à $0,1 \text{ °C}$ près, dans la plage $[0 \text{ °C}, 850 \text{ °C}]$, par la relation :

$$R(\theta) = R_0 (1 + a\theta + b\theta^2)$$

$$\text{avec } R_0 = R(0) = 100 \text{ } \Omega, a = 3,9083 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

$$\text{et } b = -5,775 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$$

Le circuit intégré XTR103 permet de compenser partiellement cette non-linéarité par un choix adéquat d'une résistance R_{LIN} placée entre les bornes 8 et 9 de ce circuit. Cette résistance fait évoluer les intensités I_{REF1} et I_{REF2} suivant la loi :

$$I_{REF1} = I_{REF2} = I_{R0} + v_{in} / (2 R_{LIN}) \quad \text{avec } I_{R0} = 0,8 \text{ mA}$$

Exprimer $v_{in}(\theta)$ puis calculer R_{LIN} en appliquant un développement limité à $v_{in}(\theta)$ et en annulant le terme en θ^2 .

Donner l'expression linéarisée de v_{IN} .

III.A.6.

Les résultats de la question précédente ont été obtenus en raisonnant sur un schéma interne simplifié du circuit XTR103. Le constructeur fournit un tableau donnant les valeurs de R_Z , R_G et R_{LIN} permettant d'obtenir la gamme de température souhaitée avec compensation partielle de la non-linéarité du capteur.

Déterminer, à partir de la documentation technique du circuit fournie en annexe, les valeurs de R_Z , R_G et R_{LIN} .

III.A.7.

Calculer pour la température $\theta = 300 \text{ °C}$ les valeurs de v_{IN} , I_0 et l'erreur de non-linéarité sur I_0 :

- sans compensation de non-linéarité ($R_{LIN} \infty$) ;
- avec compensation de non-linéarité en utilisant les valeurs de résistances déterminées à la question A.6.
- Comparer les erreurs avec et sans compensation et conclure.

III.A.8.

On tient maintenant compte des résistances (non représentées sur la figure 2) $r(\theta_a)$ des fils de liaison de la sonde au circuit, soumises aux variations de la température ambiante θ_a ; on note $r(\theta_a)$ la résistance de chaque fil de liaison.

Montrer que, la résistance R_Z ayant été ajustée pour une température ambiante donnée, les variations de cette température induisent une erreur sur v_{IN} .

III.A.9. Pour compenser l'erreur identifiée à la question III.A.8, on utilise une sonde trois fils. Le schéma partiel de raccordement de cette sonde au circuit XTR103 est représenté à la figure 3 (le schéma complet se trouve dans la documentation technique du XTR103).

Montrer que l'erreur induite par les variations de la température ambiante est partiellement supprimée. Quelles sont les causes de l'erreur résiduelle ?

III.A.10.

Quel est le rôle des transistors Q_1 et Q_2 apparaissant dans le schéma de la figure 4 de la documentation technique ?

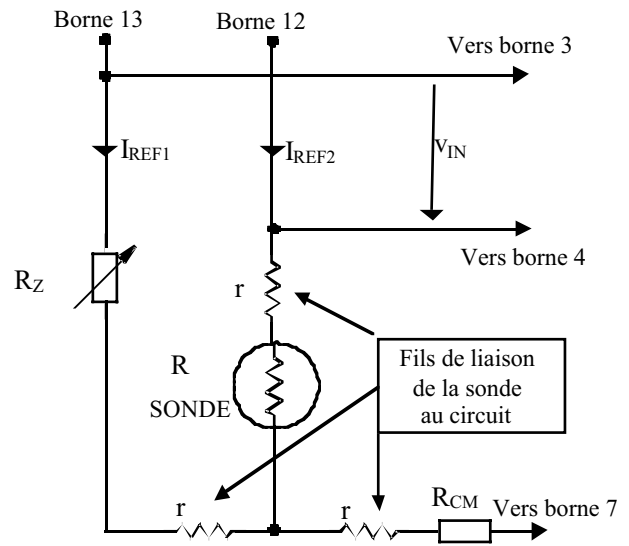


Figure 3

III.B. Perturbations électromagnétiques sur les liaisons filaires

Une liaison filaire, comme la liaison 4-20 mA du problème étudié ici, est susceptible d'être affectée par des perturbations ou parasites électromagnétiques d'origine, de nature et de fréquences diverses.

On se propose ici d'étudier ces perturbations et les moyens de les réduire dans le cas où elles peuvent être modélisées à l'aide de circuits à constantes localisées (les phénomènes de propagation sont donc considérés comme négligeables).

On distingue alors :

- les couplages par champ électrique aussi appelés couplages capacitifs (parce qu'ils peuvent être modélisés à l'aide d'une capacité de couplage) ;
- les couplages par champ magnétique encore appelés couplages inductifs (parce qu'ils peuvent être modélisés à l'aide d'une inductance mutuelle).

III.B.1. Couplage capacitif (en mode commun)

On considère deux conducteurs parallèles :

- le conducteur 1, excité par la source de tension e_1 , est une source de perturbations électromagnétiques ;
- le conducteur 2, qui peut être un des fils de la liaison 4-20 mA, est victime de ces perturbations.

Le couplage entre ces deux conducteurs est modélisé par une capacité mutuelle C_{12} qui vaut 50 pF ; les capacités C_1 et C_2 entre chaque conducteur et la masse valent 150 pF (figure 4 ci-contre). Chacun des conducteurs 1 et 2 est supposé équipotentiel. R_2 représente la résistance totale entre le conducteur 2 et la masse (elle tient compte des résistances connectées aux deux extrémi-

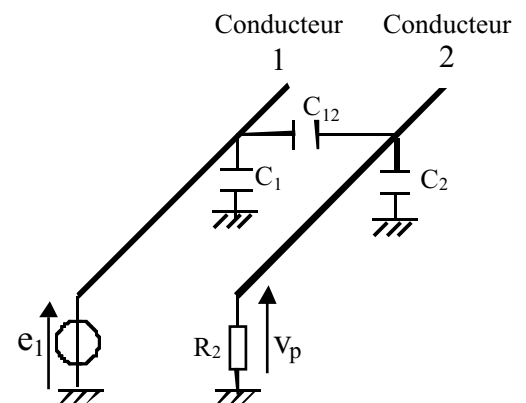


Figure 4

tés).

a) Donner le schéma équivalent électrique du système.

b) On suppose que le conducteur 1 sert de support pour la transmission d'un signal sinusoïdal $e_1(t)$. On note ω la pulsation du signal perturbateur $e_1(t)$ et \overline{E}_1 son amplitude complexe.

α) Déterminer l'expression de l'amplitude complexe \overline{V}_p du signal parasite $v_p(t)$ apparaissant entre le conducteur 2 et la masse en fonction des éléments du circuit, de la pulsation ω et de l'amplitude complexe \overline{E}_1 du signal perturbateur $e_1(t)$.

β) Tracer l'allure du diagramme de Bode asymptotique (gain uniquement) de la fonction de transfert $T = \frac{\overline{V}_p}{\overline{E}_1}$. Faire figurer les éléments caractéristiques de ce diagramme.

c) La tension $e_1(t)$, toujours sinusoïdale, a une fréquence $f_0 = 100$ kHz et une amplitude $E_1 = 10$ V ; calculer l'amplitude V_p du signal parasite créé par couplage capacitif entre le conducteur 2 et la masse dans les situations suivantes :

α) $R_2 = 1$ kΩ ;

β) $R_2 = 50$ Ω ;

γ) Donner une expression littérale simplifiée de \overline{V}_p valable dans ces deux cas et en déduire une modélisation très simple du couplage capacitif.

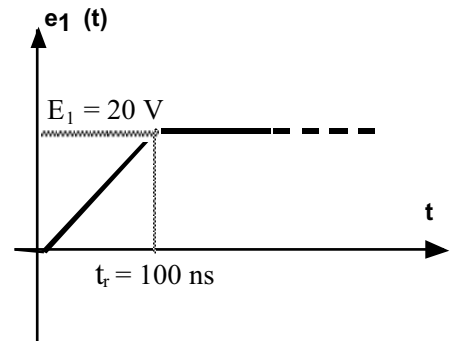
δ) Quel est le domaine de validité de cette approximation en fonction du couple (R_2, f) ?

d) La source $e_1(t)$ délivre maintenant une tension rectangulaire d'amplitude crête à crête 20 V, de fréquence $f_0 = 100$ kHz, de rapport cyclique 1/2 et de temps de montée et de descente égal à 100 ns.

α) Calculer la valeur crête de la tension $v_p(t)$ dans le cas a) de la question précédente ($R_2 = 1$ kΩ). Comparer l'ordre de grandeur à ceux obtenus à la question précédente (III.B.1.c.α) ; expliquer.

On pourra considérer que le régime permanent est atteint sur chaque palier de la tension e_1 ; résoudre l'équation différentielle donnant $v_p(t)$ dans l'intervalle $[0, t_r]$.

β) Même question, le temps de montée t_r étant maintenant égal à 10 ns. Comparer à la valeur trouvée à la question précédente et conclure.



e) L'amplitude E_{1n} de l'harmonique n de la décomposition en série de Fourier du signal $e_1(t)$ de la question III.B.1.d est donnée par :

$$E_{1n} = E_1 \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi t_r}{T_0}\right)}{\frac{n\pi}{2} \frac{n\pi t_r}{T_0}} \right| \quad \text{avec } T_0 = 1/f_0$$

α) Déterminer une expression approchée de E_{1n} pour les harmoniques non nuls de rang faible du signal $e_1(t)$ de la question III.B.1.d.

β) Calculer l'amplitude des quatre premiers harmoniques de la tension $v_p(t)$ pour t_r égal à 100 ns et pour t_r égal à 10 ns. Ces résultats sont-ils compatibles avec ceux obtenus en III.B.1.d)α et III.B.1.d)β ?

γ) En déduire la valeur efficace $(V_{peff})_4$ du signal $v_p(t)$ réduit à ses quatre premiers harmoniques non nuls (pour les deux cas $t_r = 100\text{ ns}$ et cas $t_r = 10\text{ ns}$).

Pour diminuer la diaphonie causée par le couplage capacitif, une méthode pratique consiste à blinder le conducteur victime (conducteur 2) comme représenté à la figure 5 ci-contre ; à cause des imperfections du blindage, des capacités résiduelles existent entre le conducteur 2 et son environnement. Les valeurs de ces capacités sont spécifiées dans le tableau 1 à la fin de la partie III.B.1.

f) Dessiner le schéma équivalent électrique du système et donner l'expression de la fonction de transfert

$$T = \frac{V_p}{E_1}$$

g) En comparant la tension de bruit aux résultats obtenus à la question 3 (la source e_1 étant la même), calculer l'efficacité du blindage, dans le cas où $R_2 = 1\text{ k}\Omega$. Conclure.

h) Que se passerait-il si l'écran n'était pas relié à la masse ou à une référence de potentiel ?

i) Dans notre problème, compte tenu des caractéristiques temporelles du signal à transmettre (image de la température du bain d'huile) par la liaison 4-20 mA, est-il nécessaire d'utiliser un écran, que ce soit au niveau de la liaison capteur-XTR103 ou de la boucle de courant ? Proposer une méthode simple pour réduire fortement les signaux parasites induits, que ce soit par couplage capacitif ou inductif.

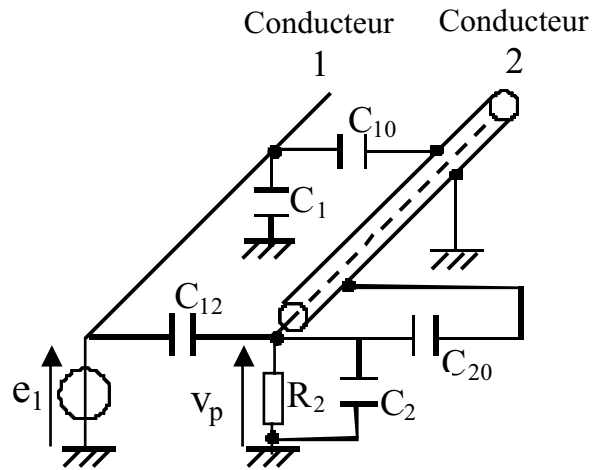


Figure 5

Capacité définie entre :	Notation	Valeur
Conducteur 2 et son blindage	C_{20}	100 pF
Conducteur 1 et l'extrémité du conducteur 2	C_{12}	2 pF
Extrémité du conducteur 2 et la masse	C_2	5 pF
Conducteur 1. et le blindage du conducteur 2	C_{10}	50 pF
Conducteur 1 et la masse	C_1	150 pF

Tableau 1 : valeurs des capacités (questions III.B.1.f et g)

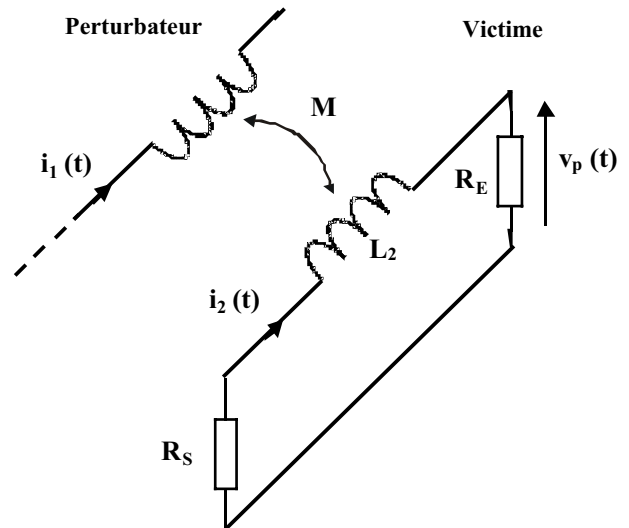
III.B.2. Couplage inductif (en mode différentiel)

Le couplage par champ magnétique (ou couplage inductif) entre deux circuits se traduit par la création d'une force électromotrice en série dans le circuit perturbé :

$$e_2(t) = M \frac{di_1}{dt}$$

Les tensions qui apparaissent côté émetteur (résistance de sortie R_s) et côté récepteur (résistance d'entrée R_e) sont donc différentes. M représente l'inductance mutuelle entre les deux circuits et L_2 l'inductance propre du conducteur 2.

Le courant perturbateur $i_1(t)$ est supposé sinusoïdal, de pulsation ω et d'amplitude I_1 .



- Déterminer l'expression de l'amplitude complexe $\overline{V_p}$ du signal parasite $v_p(t)$ apparaissant côté récepteur en fonction des éléments du circuit, de la pulsation ω et de l'amplitude complexe $\overline{I_1}$ du courant perturbateur $i_1(t)$.
- Tracer l'allure du diagramme de Bode asymptotique (gain uniquement) de la fonction de transfert $\overline{Z} = \frac{\overline{V_p}}{\overline{I_1}}$. Faire figurer les éléments caractéristiques de ce diagramme.
- Comment peut-on augmenter L_2 ?
- Comment peut-on réduire l'inductance mutuelle M ?
- L'utilisation d'une boucle de courant permet-elle de réduire la diaphonie inductive ? Justifier votre réponse ; on pourra prendre 75Ω comme valeur de la résistance d'entrée R_e du récepteur de la liaison 4-20 mA.
- D'une façon générale, la présence d'un écran autour du conducteur perturbé peut-elle avoir un effet réducteur sur la diaphonie inductive ? Si oui, préciser pour quel type de matériau de blindage, dans quel domaine de fréquence et pour quels raccordements cet écran sera efficace.

III.B.3. Conclusion

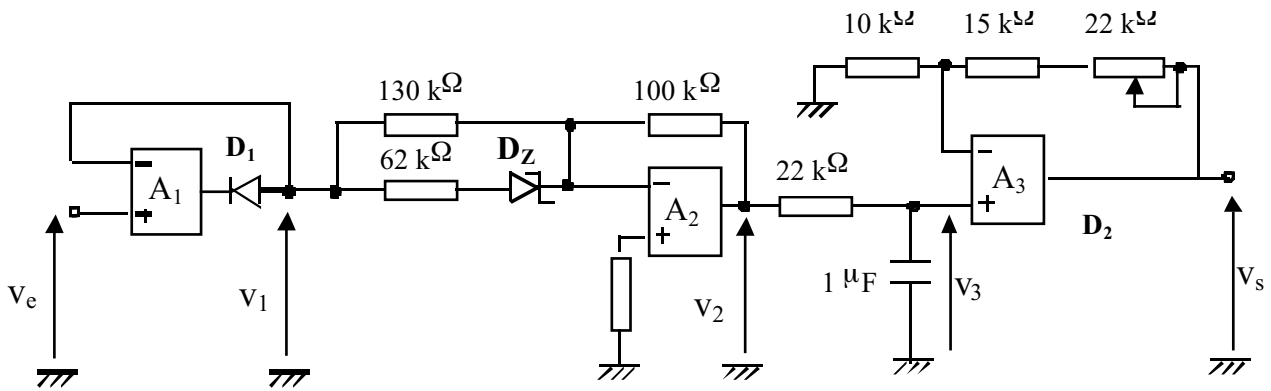
Citer trois avantages liés à l'utilisation d'une boucle 4-20 mA.

III.C. Limitation en courant du gradateur

Le gradateur triphasé utilisé pour le chauffage du bain d'huile est muni d'une fonction de limitation de l'intensité efficace du courant délivré dans la charge.

Le courant instantané dans chaque phase est capté à l'aide d'un transformateur de courant et converti en une tension qui sera notée $v_e(t)$ dans la suite du problème.

On se propose d'étudier le circuit de traitement de cette tension, dont on donne ci-dessous un schéma partiel. La sortie $v_s(t)$ de ce circuit est comparée à une consigne et le résultat de la comparaison est appliqué sur une entrée d'interruption du microprocesseur qui pilote le gradateur. En cas de dépassement, le dispositif de limitation en courant entre en service.



Les diodes D_1 et D_2 sont des diodes de signal par exemple type 1N4148, D_Z est une diode Zener de tension Zener 6,2 V. Les amplificateurs A_1 , A_2 et A_3 sont identiques, de type 741, alimentés en +15 V / -15 V.

III.C.1. Représenter rapidement $v_e(t)$ et $v_1(t)$ dans le même système d'axes. Quelle est la fonction remplie par ce premier étage (v_e, v_1) ?

III.C.2. On s'intéresse maintenant au deuxième étage, d'entrée v_1 et de sortie v_2 .

- Établir les expressions numériques de $v_2(t)$ en fonction de $v_1(t)$ lorsque l'amplificateur A_2 fonctionne en régime linéaire.
- Représenter $v_2(t)$ en régime permanent sur le document réponse III.1 pour les valeurs de l'amplitude du signal d'entrée $V_{e_{max}} = 3\text{ V}, 9\text{ V}$ et 12 V .

III.C.3. Donner l'allure de la tension v_3 .

III.C.4.

On a relevé les valeurs crête $V_{3_{max}}$ de la tension $v_3(t)$ pour différentes valeurs de l'amplitude $V_{e_{max}}$ de la tension d'entrée du circuit. Elles sont rassemblées dans le tableau ci-dessous :

$V_{e_{max}}$	1	2	3	4	5	6	7	8
$V_{3_{max}}$	0,31	0,62	0,93	1,23	1,54	1,85	2,38	3,07

$V_{e_{max}}$	9	10	11	12	13	14	15	
$V_{3_{max}}$	3,84	4,67	5,37	5,81	6,14	6,40	6,62	

- Représenter sur le document réponse II.2 la courbe $V_{3_{max}} = f(V_{e_{max}})$.
- Tracer sur le même document la courbe $K.V_{e_{max}}^2$ fonction de $V_{e_{max}}$ passant par le point d'ordonnée 3,84 pour $V_{e_{max}} = 9\text{ V}$. Conclure quant à la fonction remplie par ce circuit.

Partie IV

Exploitations pédagogiques

L'objectif de cette séquence est une sensibilisation aux problèmes de C.E.M dans la conception des cartes électroniques en circuit imprimé.

Lorsqu'on examine un schéma, on adopte implicitement les hypothèses simplificatrices suivantes :

- un trait reliant deux symboles représente un conducteur d'impédance nulle ;
- les différentes parties du montage ne s'échangent des signaux que par l'intermédiaire des composants représentés par des symboles.

Il est important d'avoir conscience que ces hypothèses ne sont qu'imparfaitement satisfaites dans le cas d'un montage réel. Ceci va altérer le fonctionnement de façon plus ou moins grave selon les exigences du montage et le soin apporté au tracé des circuits. Dans la pratique, de nombreux cas différents peuvent se présenter. L'important est de comprendre l'intérêt d'une réflexion quant à la mise en œuvre (implantation et câblage) d'un circuit. La qualité du produit développé en dépend étroitement.

Il faut donc d'abord comprendre les différentes causes possibles de dysfonctionnement, et c'est ce que qu'on se propose d'aborder par l'exposé des notions fondamentales qui s'y rapportent (**partie A**).

Puis, dans la **partie B**, on vous demande d'élaborer une **stratégie pédagogique d'enseignement en classe de Technicien Supérieur en Électronique**.

IV.A. Notions fondamentales :

On peut classer ces couplages en quatre types principaux :

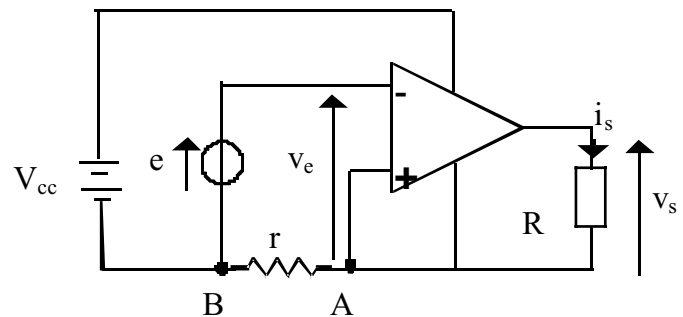
- le couplage par impédance commune ;
- le couplage capacitif ;
- le couplage inductif ;
- le couplage électromagnétique.

IV.A.1.

Rappeler rapidement le principe de ces différents types de couplage.

IV.A.2. Couplage par impédance commune

a) Dans le schéma représenté ci-contre, la disposition réelle du câblage laisse constater que la piste qui apparaît entre B et A est commune à la maille d'entrée et à celle qui alimente la charge à partir de l'alimentation. Le courant de sortie I_s va donc réinjecter une tension à l'entrée de l'amplificateur.



Si l'amplificateur a un gain de 1000 et que la résistance de charge vaut 50 Ohms, quelle valeur de la résistance r de la piste BA rendrait l'amplificateur instable ?

b) *Les masses sont-elles seules en cause dans ce type de couplage ?*

c) *Proposer des méthodes pour le réduire.*

IV.A.3. Couplage capacitif

Indiquer les paramètres qui influent sur le couplage capacitif. Donner un ordre de grandeur de la capacité de couplage linéique entre deux conducteurs.

Comment peut-on réduire ce type de couplage ?

IV.A.3. Couplage inductif

Indiquer les paramètres qui influent sur le couplage inductif. Donner un ordre de grandeur de l'inductance mutuelle linéique de couplage entre deux conducteurs.

Comment peut-on réduire ce type de couplage (disposition des pistes d'alimentation et des pistes signaux, rôle et position des condensateurs de découplage) ?

IV.A.4. Couplages électromagnétiques

Comment peut-on réduire les couplages électromagnétiques ? Sont-ils généralement prépondérants dans le cas des cartes de circuit imprimé ?

IV.B. Élaboration d'un cycle de formation :

On demande de **proposer un cycle de formation reprenant et développant les notions abordées dans la partie IV.A et dans le problème III (4 heures en classe complète, 4 heures en groupe d'atelier, activités de Travaux Pratiques).**

Pour chaque thème abordé, on donnera :

- une conclusion très simple ;
- un ou des exemples, tirés de situations rencontrées lors de précédentes séances de T.P.

On désire élaborer une **séquence de T.P autour d'une carte de circuit imprimé configurable** comprenant les trois sous-ensembles suivants (chacun pouvant fonctionner de façon autonome ou ensemble) :

- un amplificateur de grand gain ;
- un générateur de signaux à fréquence ajustable utilisant le classique NE555 configuré en astable ; les charges et décharges du condensateur du montage produisent des impulsions de courant qui sont une source potentielle de perturbations ;
- un ensemble de deux circuits logiques, un 74HCT123 (2 multivibrateurs monostables redéclenchables avec RAZ, fonctionnant en générateur de signaux carrés) et un 74HCT02 dont deux portes NOR sont montées en bascule RS (la marge d'immunité au bruit de ce circuit a été artificiellement abaissée en portant ses entrées à un potentiel de 1 Volt).

Cette carte offre différents tracés que des cavaliers permettent de choisir et qui tous, sur le plan théorique, respectent le schéma de principe et les conditions d'utilisation du montage.

La carte est conçue pour permettre de mettre en évidence :

- les couplages capacitifs à l'aide de l'amplificateur ;
- les couplages par impédance commune (par la charge, par la masse, ...) à l'aide de l'amplificateur et du générateur de signaux ;
- les couplages inductifs (par courant de découplage, par le courant d'un circuit voisin, entre signaux logiques, ...) à l'aide de l'amplificateur, des deux générateurs de signaux et de la bascule ;
- les synchronisations inopinées ;
- l'effet des entrées logiques non connectées ;
- les couplages électromagnétiques.

On envisagera au moins trois de ces phénomènes et on précisera, dans chacun des cas choisis, les circuits utilisés, la partie du câblage responsable, les mesures ou observations mettant en évidence le problème et les moyens d'y remédier.

*Construire l'itinéraire de la séquence en fixant un **plan guide** permettant d'en préciser les étapes fondamentales (document professeur).*

Proposer l'environnement didactique de la séquence (documents d'accompagnement, documentations constructeur, ...) destiné à l'étudiant.

DOCUMENT ANNEXE 1

TABLEAU DE QUELQUES TRANSFORMÉES USUELLES

f(t)	F(p)	f(t)	F(p)
K	$\frac{\mathbf{K}}{\mathbf{p}}$	sh ωt	$\frac{\mathbf{\omega}}{\mathbf{p}^2 - \mathbf{\omega}^2}$
Kt	$\frac{\mathbf{K}}{\mathbf{p}^2}$	ch ωt	$\frac{\mathbf{p}}{\mathbf{p}^2 - \mathbf{\omega}^2}$
e^{-at}	$\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{p} + \mathbf{a}}$	$e^{-at} \sin \omega t$	$\frac{\mathbf{\omega}}{(\mathbf{p} + \mathbf{a})^2 + \mathbf{\omega}^2}$
t^n	$\frac{\mathbf{n!}}{\mathbf{p}^{n+1}}$	$e^{-at} \cos \omega t$	$\frac{\mathbf{p} + \mathbf{a}}{(\mathbf{p} + \mathbf{a})^2 + \mathbf{\omega}^2}$
$1 - e^{-t/\tau}$	$\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{p} (1 + \tau \mathbf{p})}$	$\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{T}^n} \frac{t^{n-1}}{(n-1)!} e^{-t/\tau} \quad n \geq 1$	$\frac{\mathbf{1}}{(1 + \tau \mathbf{p})^n}$
sin ωt	$\frac{\mathbf{\omega}}{(\mathbf{p}^2 + \mathbf{\omega}^2)}$	cos ωt	$\frac{\mathbf{p}}{(\mathbf{p}^2 + \mathbf{\omega}^2)}$

(source : « Systèmes asservis linéaires » J-C et P CHAUVEAU – Ed. CASTEILLA)

DOCUMENT ANNEXE 2

MODELE DE REGULATION DE V. STREJC

Modèle réservé aux systèmes apériodiques.

Il s'agit de représenter le processus par une transmittance de la forme :

$$G(p) = G_S \cdot \frac{e^{-T \cdot p}}{(1 + \tau \cdot p)^n}$$

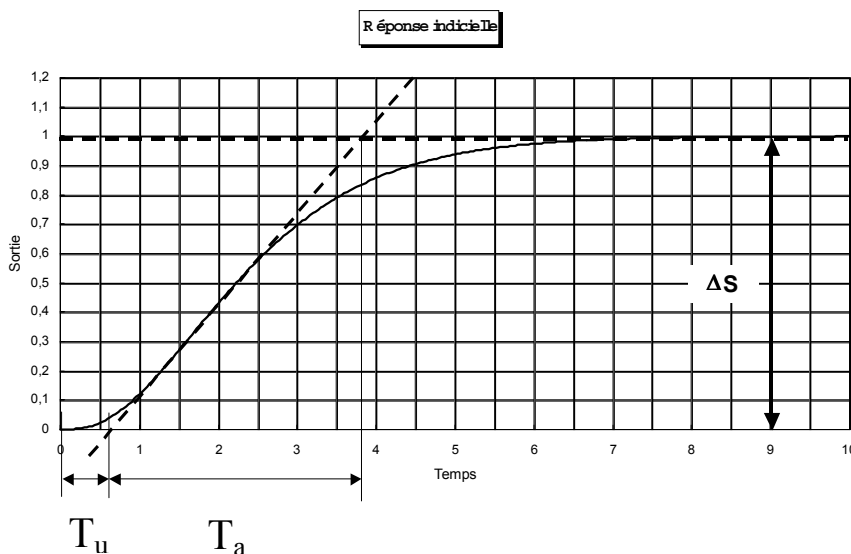
G_S gain statique du système

T retard pur

τ constante de temps multiple

n ordre du système (nombre entier > 0)

Réponse indicielle : sortie $S(t)$ en réponse à un échelon d'entrée ΔE .



Le gain statique du système se calcule par : $G_S = \frac{\Delta S}{\Delta E}$

Le tableau ci-dessous permet de déterminer n , τ , et T :

n	1	2	3	4	5
$\frac{T_u}{T_a}$	0	0,104	0,218	0,319	0,410
$\frac{T_a}{\tau}$	1	2,718	3,695	4,463	5,119

Le rapport $\left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{mesuré}}$ permet de déterminer l'ordre n du système : prendre la valeur de

$\left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{tableau}}$ immédiatement inférieure à $\left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{mesuré}}$. La constante de temps τ se déduit de $\left[\frac{T_a}{\tau} \right]_{\text{tableau}}$.

Le retard pur se calcule par : $T = \left[\left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{mesuré}} - \left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{tableau}} \right] \cdot T_a$

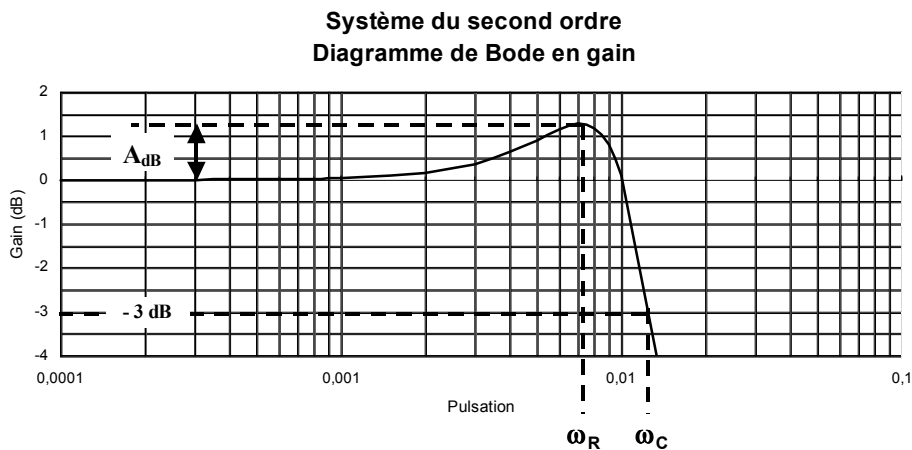
DOCUMENT ANNEXE 3

SYSTEME DU SECOND ORDRE

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot m}{\omega_0} \cdot p + \frac{1}{\omega_0^2} \cdot p^2}$$

m.....coefficient d'amortissement
 ω_0pulsation propre non amortie

Réponse fréquentielle :



A.....facteur de résonance $A = \frac{1}{2 \cdot m \cdot \sqrt{1 - m^2}}$
 A_{dB} ...facteur de résonance en dB $A_{dB} = 20 \cdot \log A$
 ω_R pulsation de résonance..... $\omega_R = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot m^2}$
 ω_C pulsation de coupure à - 3 dB..... $\omega_C = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot m^2 + \sqrt{1 + (1 - 2 \cdot m^2)^2}}$

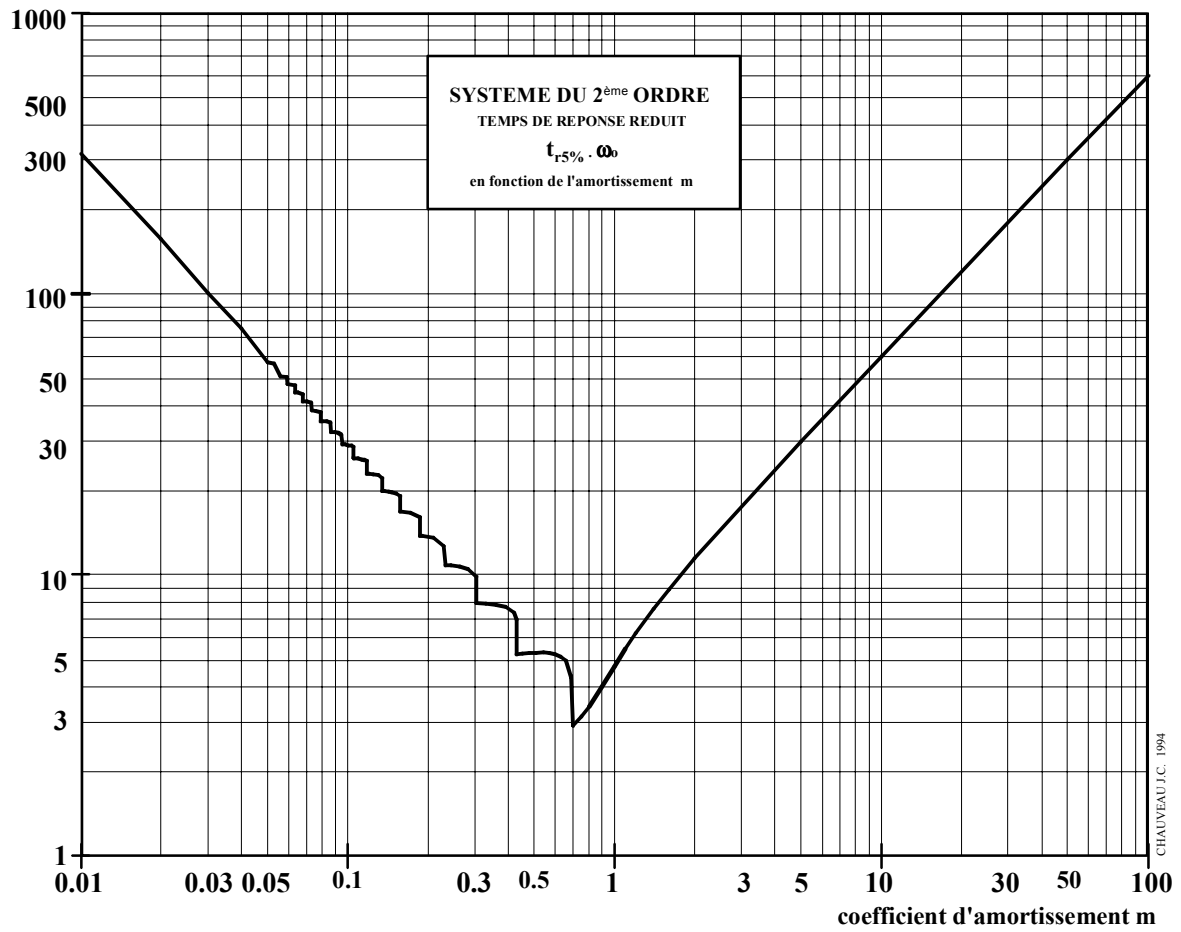
Réponse indicielle :

ω_ppseudo-pulsation $\omega_p = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - m^2}$
 $D_{\%}$1^{er} dépassement..... $D_{\%} = 100 \cdot e^{\frac{-\pi \cdot m}{\sqrt{1 - m^2}}}$
 $t_{r 5\%}$..temps de réponse à 5 % ($m < 0,7$) . voir abaque temps de réponse réduit

DOCUMENT ANNEXE 4

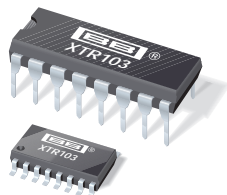
ABaque du TEMPS de RÉPONSE RÉDUIT $t_r 5\% \cdot \omega_0$

$t_r 5\% \cdot \omega_0$



(source : « Systèmes asservis linéaires » J-C et P CHAUVEAU – Ed. CASTEILLA)

ANNEXE 5



XTR103

4-20mA Current Transmitter with RTD EXCITATION AND LINEARIZATION

FEATURES

- LESS THAN $\pm 1\%$ TOTAL ADJUSTED ERROR, -40°C TO $+85^{\circ}\text{C}$
- RTD EXCITATION AND LINEARIZATION
- TWO OR THREE-WIRE RTD OPERATION
- WIDE SUPPLY RANGE: 9V to 40V
- HIGH PSR: 110dB min
- HIGH CMR: 80dB min

APPLICATIONS

- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
- FACTORY AUTOMATION
- SCADA

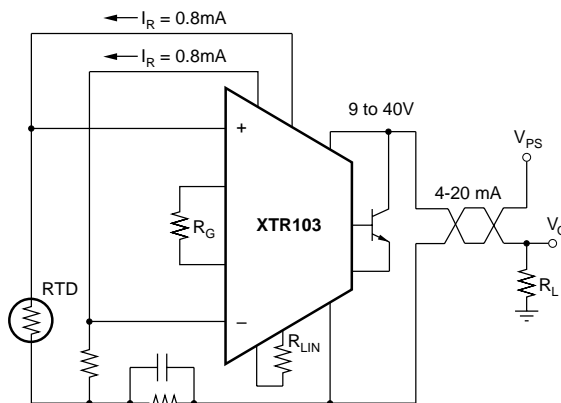
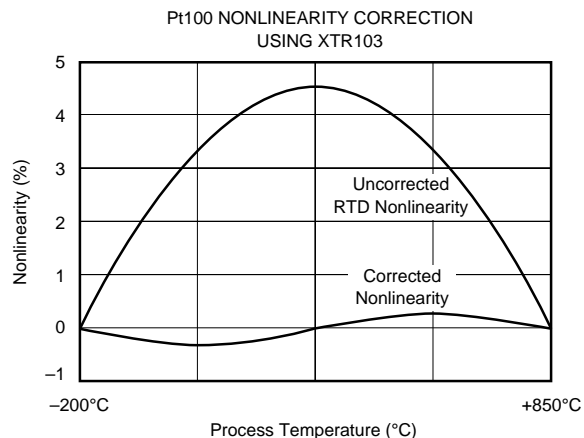
DESCRIPTION

The XTR103 is a monolithic 4-20mA, two-wire current transmitter designed for Platinum RTD temperature sensors. It provides complete RTD current excitation, instrumentation amplifier, linearization, and current output circuitry on a single integrated circuit.

Versatile linearization circuitry provides a 2nd-order correction to the RTD, typically achieving a 40:1 improvement in linearity.

Instrumentation amplifier gain can be configured for a wide range of temperature measurements. Total adjusted error of the complete current transmitter, including the linearized RTD is less than $\pm 1\%$ over the full -40 to $+85^{\circ}\text{C}$ operating temperature range. This includes zero drift, span drift and nonlinearity. The XTR103 operates on loop power supply voltages down to 9V.

The XTR103 is available in 16-pin plastic DIP and SOL-16 surface-mount packages specified for the -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
 Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132



SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_+ = 24\text{V}$, and 2N6121 external transistor, unless otherwise noted.

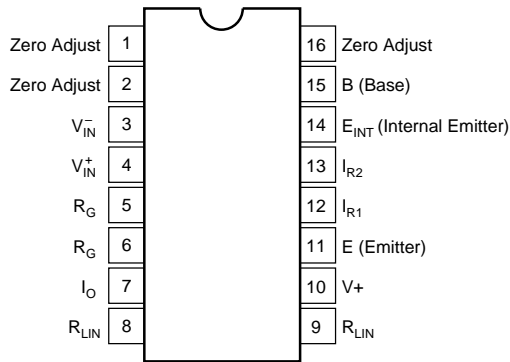
PARAMETER	CONDITIONS	XTR103BP/BU			XTR103AP/AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OUTPUT								
Output Current Equation		$I_O = V_{IN} \cdot (0.016 + 40/R_G) + 4\text{mA}$, V_{IN} in Volts, R_G in Ω						A
Total Adjusted Error ⁽¹⁾	T_{MIN} to T_{MAX}			± 1			± 2	% of FS
Output Current, Specified Range		4		20	*		*	mA
Over-Scale Limit			34	40		*	*	mA
Under Scale-Limit			3.6	3.8		*	*	mA
Full Scale Output Error	$V_{IN} = 1\text{V}$, $R_G = \infty$		± 15	± 50		*	± 100	μA
Noise: 0.1Hz to 1kHz	$R_G = 40\Omega$		8			*		$\mu\text{A/p}$
ZERO OUTPUT⁽²⁾	$V_{IN} = 0$, $R_G = \infty$		4			*		mA
Initial Error			± 5	± 50		*	± 100	μA
vs Temperature			± 0.2	± 0.5		*	± 1	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
vs Supply Voltage, V_+	$V_+ = 9\text{V}$ to $40\text{V}^{(3)}$		0.5	2		*	*	$\mu\text{A}/\text{V}$
vs Common-Mode Voltage	$V_{CM} = 2\text{V}$ to $4\text{V}^{(3)}$		0.1	2		*	*	$\mu\text{A}/\text{V}$
SPAN								
Span Equation (Transconductance)		$S = 0.016 + 40/R_G$						A/V
Untrimmed Error	$R_G \geq 75\Omega$		± 0.1	± 1		*	*	%
vs Temperature ⁽⁴⁾			± 20	± 50		*	± 100	ppm/ $^\circ\text{C}$
Nonlinearity: Ideal Input	Pt100: -200°C to $+850^\circ\text{C}$		0.1	0.01			*	%
RTD Input	$R_{LIN} = 1127\Omega$						*	%
INPUT								
Differential Range	$R_G = \infty$			1			*	V
Input Voltage Range ⁽³⁾		2		4	*		*	V
Common-Mode Rejection	$V_{IN} = 2\text{V}$ to $4\text{V}^{(3)}$	80	100		*	*		dB
Impedance: Differential			3			*		$\text{G}\Omega$
Common-Mode			0.5			*		$\text{G}\Omega$
Offset Voltage			± 0.5	± 2.5		*	*	mV
vs Temperature			± 1	± 2.5		± 2	± 5	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Supply Voltage, V_+	$V_+ = 9\text{V}$ to $40\text{V}^{(3)}$	110	130		*	*		dB
Input Bias Current			100	250		*	*	nA
vs Temperature			0.1	2		*	*	nA/ $^\circ\text{C}$
Input Offset Current			2	20		*	*	nA
vs Temperature			0.01	0.25		*	*	nA/ $^\circ\text{C}$
CURRENT SOURCES⁽⁵⁾								
Current			0.8			*		mA
Accuracy			± 0.25	± 0.5		*	± 1	%
vs Temperature			± 25	± 50		± 50	± 100	ppm/ $^\circ\text{C}$
vs Power Supply, V_+	$V_+ = 9\text{V}$ to $40\text{V}^{(3)}$		50		*	*		ppm/V
Compliance Voltage ⁽³⁾		$(V_{-IN}) - 0.2$		$(V_+) - 5$		*	*	V
Matching			± 10	± 25		*	*	%
vs Temperature						*	± 50	ppm/ $^\circ\text{C}$
vs Power Supply, V_+	$V_+ = 9\text{V}$ to $40\text{V}^{(3)}$		10			*		ppm/V
POWER SUPPLY								
Voltage Range ⁽³⁾ , V_+		9		40	*		*	V
TEMPERATURE RANGE								
Specification, T_{MIN} to T_{MAX}		-40		85	*		*	$^\circ\text{C}$
Operating		-40		125	*		*	$^\circ\text{C}$
θ_{JA}			80			*		$^\circ\text{C}/\text{W}$

* Specification same as XTR103BP.

NOTES: (1) Includes corrected Pt100 nonlinearity for process measurement spans greater than 100°C , and over-temperature zero and span effects. Does not include initial offset and gain errors which are normally trimmed to zero at 25°C . (2) Describes accuracy of the 4mA low-scale offset current. Does not include input amplifier effects. Can be trimmed to zero. (3) Voltage measured with respect to I_O pin. (4) Does not include TCR of gain-setting resistor, R_G . (5) Measured with $R_{LIN} = \infty$ to disable linearization feature.

TOP VIEW

PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply, V+ (referenced to I _O pin)	40V
Input Voltage, V ⁺ _{IN} , V ⁻ _{IN} (referenced to I _O pin)	0V to V+
Storage Temperature Range	-55°C to +125°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Current Limit	Continuous
Junction Temperature	+165°C



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION

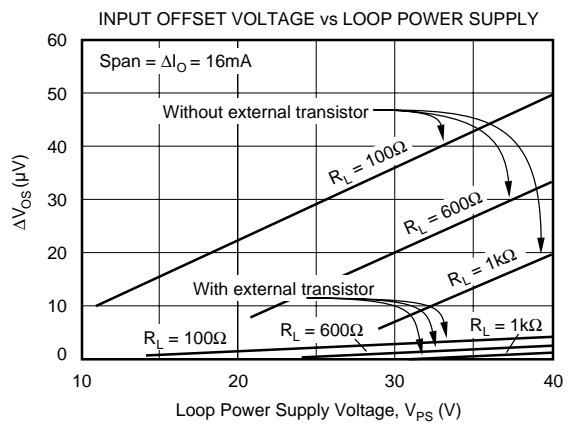
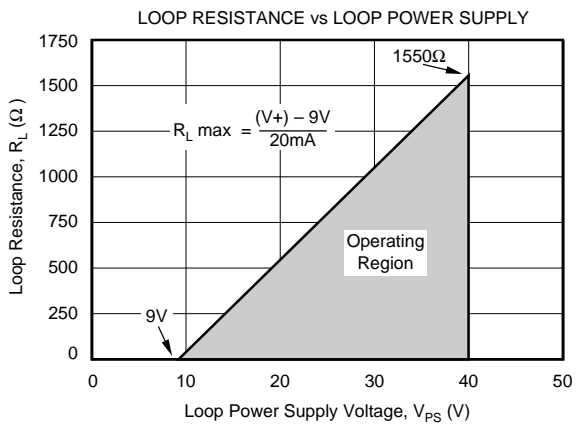
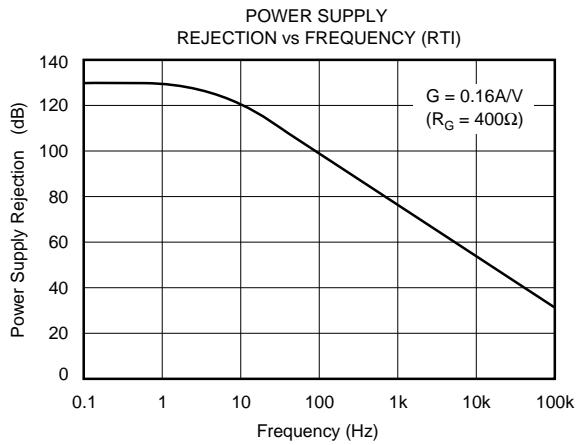
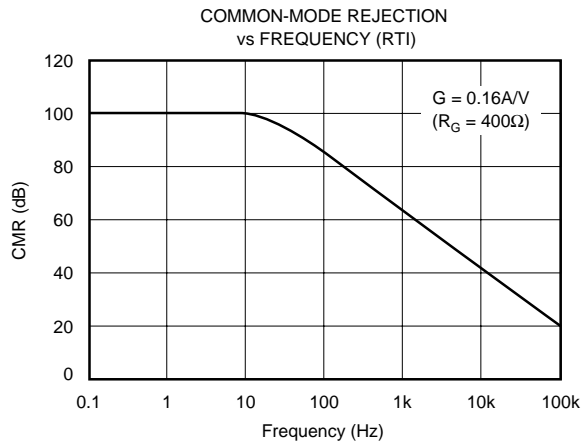
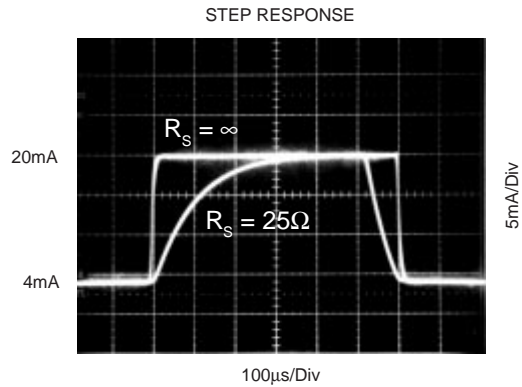
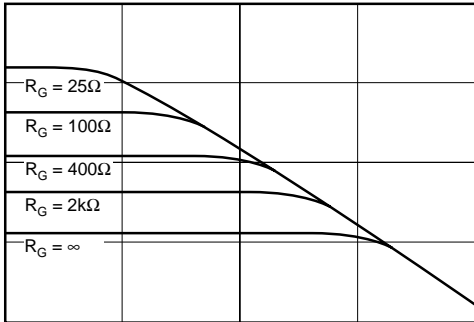
PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾	TEMPERATURE RANGE
XTR103AP	16-pin Plastic DIP	180	-40°C to +85°C
XTR103BP	16-pin Plastic DIP	180	-40°C to +85°C
XTR103AU	SOL-16 Surface Mount	211	-40°C to +85°C
XTR103BU	SOL-16 Surface Mount	211	-40°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

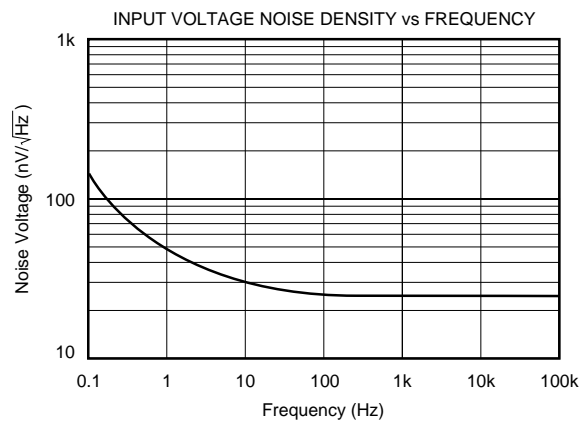
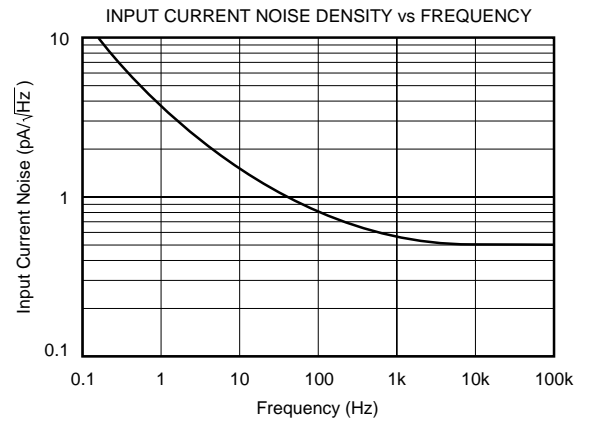
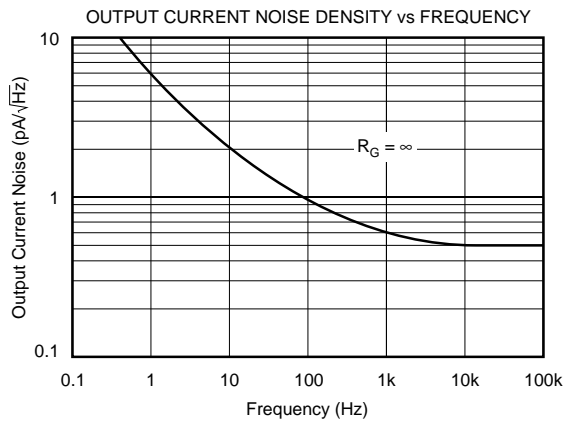
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_+ = 24\text{VDC}$, unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $+V = 24\text{VDC}$, unless otherwise noted.



APPLICATION INFORMATION

Figure 1 shows the basic connection diagram for the XTR103. The loop power supply, V_{PS} provides power for all circuitry. Output loop current is measured as a voltage across the series load resistor, R_L .

Two matched 0.8mA current sources drive the RTD and zero-setting resistor, R_Z . The instrumentation amplifier input of the XTR103 measures the voltage difference between the RTD and R_Z . The value of R_Z is chosen to be equal to the resistance of the RTD at the low-scale (minimum) measurement temperature. R_Z can be adjusted to achieve 4mA output at the minimum measurement temperature to correct for input offset voltage and reference current mismatch of the XTR103.

R_{CM} provides an additional voltage drop to bias the inputs of the XTR103 within their common-mode range. Resistor, R_G , sets the gain of the instrumentation amplifier according to the desired temperature measurement range.

The transfer function through the complete instrumentation amplifier and voltage-to-current converter is:

$$I_O = V_{IN} \cdot (0.016 + 40/R_G) + 4mA,$$

$$(V_{IN} \text{ in volts, } R_G \text{ in ohms, } R_{LIN} = \infty)$$

where V_{IN} is the differential input voltage. With no R_G connected ($R_G = \infty$), a 0V to 1V input produces a 4-20mA output current. With $R_G = 25\Omega$, a 0V to 10mV input produces a 4-20mA output current. Other values for R_G can be calculated according to the desired full-scale input voltage, V_{FS} , with the formula in Figure 1.

Negative input voltage, V_{IN} , will cause the output current to be less than 4mA. Increasingly negative V_{IN} will cause the output current to limit at approximately 3.6mA.

Increasingly positive input voltage (greater than V_{FS}) will produce increasing output current according to the transfer function, up to the output current limit of approximately 34mA.

EXTERNAL TRANSISTOR

Transistor Q_1 conducts the majority of the signal-dependent 4-20mA loop current. Using an external transistor isolates the majority of the power dissipation from the precision input and reference circuitry of the XTR103, maintaining excellent accuracy.

Since the external transistor is inside a feedback loop its characteristics are not critical. Requirements are: $V_{CEO} = 45V$ min, $\beta = 40$ min and $P_D = 800mW$. Power dissipation requirements may be lower if the loop power supply voltage is less than 40V. Some possible choices for Q_1 are listed in Figure 1.

The XTR103 can be operated without this external transistor by connecting pin 11 to 14 (see Figure 2). Accuracy will be somewhat degraded by the additional internal power dissipation. This effect is most pronounced when the input stage is set for high gain (for low full-scale input voltage). The typical performance curve "Input Offset Voltage vs Loop Supply Voltage" describes this behavior.

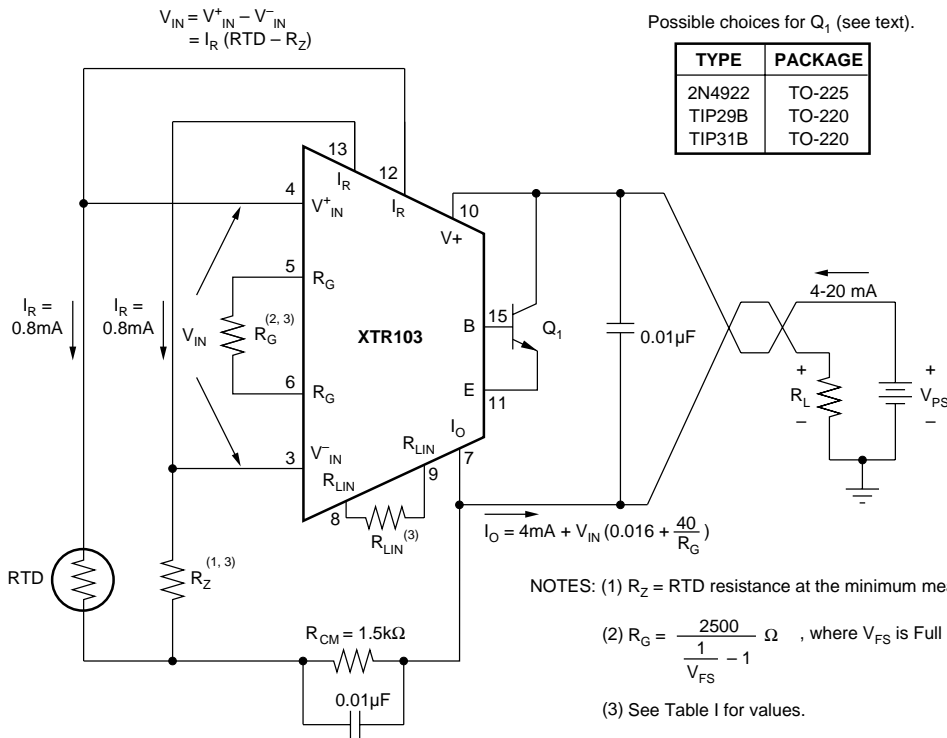


FIGURE 1. Basic RTD Temperature Measurement Circuit. 282

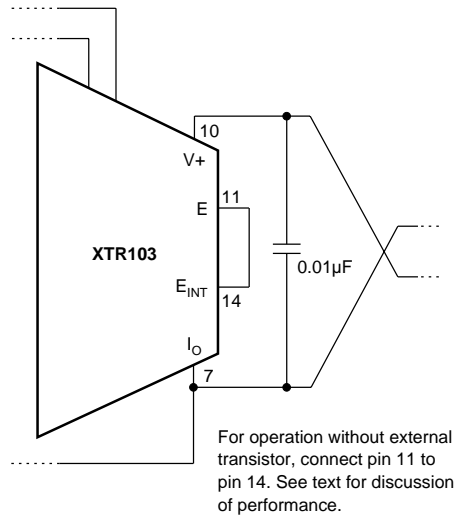


FIGURE 2. Operation Without External Transistor.

LOOP POWER SUPPLY

The voltage applied to the XTR103, V₊, is measured with respect to the I_O connection, pin 7. V₊ can range from 9V to 40V. The loop supply voltage, V_{PS}, will differ from the voltage applied to the XTR103 according to the voltage drop on the current sensing resistor, R_L (plus any other voltage drop in the line).

If a low loop supply voltage is used, R_L must be made a relatively low value to assure that V₊ remains 9V or greater for the maximum loop current of 20mA. It may, in fact, be prudent to design for V₊ equal or greater than 9V with loop currents up to 34mA to allow for out-of-range input conditions. The typical performance curve “Loop Resistance vs Loop Power Supply” shows the allowable sense resistor values for full-scale 20mA.

The low operating voltage (9V) of the XTR103 allows operation directly from personal computer power supplies (12V ±5%). When used with the RCV420 Current Loop Receiver (Figure 8), load resistor voltage drop is limited to 1.5V.

LINEARIZATION

On-chip linearization circuitry creates a signal-dependent variation in the two matching current sources. Both current sources are varied equally according to the following equation:

$$I_{R1} = I_{R2} = 0.8 + \frac{500 \cdot V_{IN}}{R_{LIN}}$$

(I_R in mA, V_{IN} in volts, R_{LIN} in ohms)
(maximum I_R = 1.0mA)

This varying excitation provides a 2nd-order term to the transfer function (including the RTD) which can correct the RTD’s nonlinearity. The correction is controlled by resistor R_{LIN} which is chosen according to the desired temperature measurement range. Table I provides the R_G, R_Z and R_{LIN} resistor values for a Pt100 RTD.

If no linearity correction is desired, do not connect a resistor to the R_{LIN} pins (R_{LIN} = ∞). This will cause the excitation current sources to remain a constant 0.8mA.

ADJUSTING INITIAL ERRORS

Most applications will require adjustment of initial errors. Offset errors can be corrected by adjustment of the zero resistor, R_Z.

Figure 3 shows another way to adjust zero errors using the output current adjustment pins of the XTR103. This provides a minimum of ±300µA (typically ±500µA) adjustment around the initial low-scale output current. This is an output current adjustment which is independent of the input stage gain set

MEASUREMENT TEMPERATURE SPAN ΔT (°C)

T _{MIN}	100°C	200°C	300°C	400°C	500°C	600°C	700°C	800°C	900°C	1000°C
-200°C	18/90 653	18/185 838	18/286 996	18/396 1087	18/515 1131	18/645 1152	18/788 1159	18/946 1158	18/1120 1154	18/1317 1140
-100°C	60/84 1105	60/173 1229	60/270 1251	60/374 1249	60/487 1231	60/610 1207	60/746 1181	60/895 1155	60/1061 1128	
0°C	100/81 1287	100/167 1258	100/260 1229	100/361 1201	100/469 1173	100/588 1145	100/718 1117	100/860 1089		
100°C	138/78 1211	138/162 1183	138/252 1155	138/349 1127	138/453 1100	138/567 1073	138/691 1046			
200°C	175/76 1137	175/157 1110	175/244 1083	175/337 1056	175/437 1030	175/546 1003				
300°C	212/73 1066	212/152 1039	212/235 1013	212/325 987	212/422 962					
400°C	247/71 996	247/146 971	247/227 946	247/313 921						
500°C	280/68 930	280/141 905	280/219 881							
600°C	313/66 865	313/136 841								
700°C	345/64 803									
800°C	375/61 743									

R_Z/R_G
R_{LIN} (Values are in Ω.)

NOTE: Values shown are for a Pt100 RTD.
Double (x2) all values for Pt200.

TABLE I. R_Z, R_G, and R_{LIN} Resistor Values for Pt100 RTD.

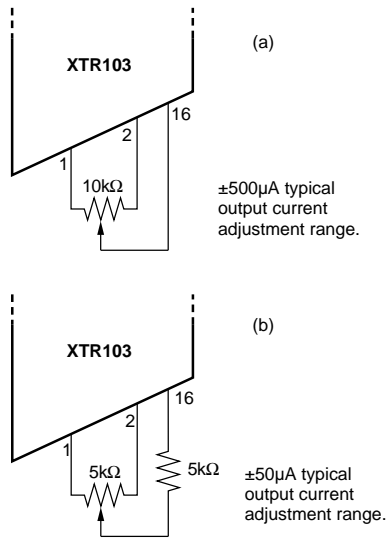
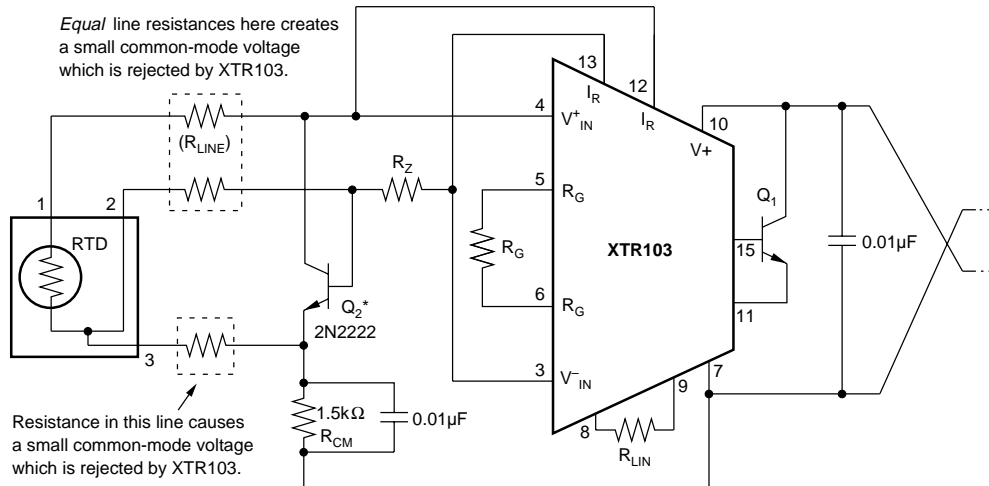


FIGURE 3. Low-Scale Output Current Adjustment.

with R_G . If the input stage is set for high gain (as required with narrow temperature measurement spans) the output current adjustment may not provide sufficient range. In these cases, offset can be nulled by adjusting the value of R_Z .

TWO-WIRE AND THREE-WIRE RTD CONNECTIONS

In Figure 1, the RTD can be located remotely simply by extending the two connections to the RTD. With this two-wire connection to the RTD, line resistance will introduce error. This error can be partially corrected by adjusting the values of R_Z , R_G , and R_{LIN} .



* Q_2 optional. Provides predictable output current if any one RTD connection is broken:

Open RTD Terminal	I_o
1	$\approx 34\text{mA}$
2	$\approx 3.6\text{mA}$
3	$\approx 3.6\text{mA}$

FIGURE 4. Three-Wire Connection for Remotely Located RTDs.

Figure 4, shows a three-wire RTD connection for improved accuracy with remotely located RTDs. R_Z 's current is routed through a third wire to the RTD. Assuming line resistance is equal in RTD lines 1 and 2, this produces a small common-mode voltage which is rejected by the XTR103.

OPEN-CIRCUIT DETECTION

The optional transistor Q_2 in Figure 4 provides predictable behavior with open-circuit RTD connections. It assures that if any one of the three RTD connections is broken, the XTR103's output current will go to either its high current limit ($\approx 34\text{mA}$) or low current limit ($\approx 3.6\text{mA}$). This is easily detected as an out-of-range condition.

REVERSE-VOLTAGE PROTECTION

Figure 5 shows two ways to protect against reversed output connection lines. Trade-offs in an application will determine which technique is better. D_1 offers series protection, but causes a 0.7V loss in loop supply voltage. This may be undesirable if V_+ can approach the 9V limit. Using D_2 (without D_1) has no voltage loss, but high current will flow in the loop supply if the leads are reversed. This could damage the power supply or the sense resistor, R_L . A diode with a higher current rating is needed for D_2 to withstand the highest current that could occur with reversed lines.

SURGE PROTECTION

Long lines are subject to voltage surges which can damage semiconductor components. To avoid damage, the maximum applied voltage rating for the XTR103 is 40V. A zener diode may be used for D_2 (Figure 6) to clamp the voltage applied to the XTR103 to a safe level. The loop power supply voltage must be lower than the voltage rating of the zener diode.

There are special zener diode types specifically designed to provide a very low impedance clamp and withstand large energy surges. These devices normally have a diode characteristic in the forward direction which also protects against reversed loop connections. As noted earlier, reversed loop connections would produce a large loop current, possibly damaging R_L .

RADIO FREQUENCY INTERFERENCE

The long wire lengths of current loops invite radio frequency interference. RF can be rectified by the sensitive input circuitry of the XTR103 causing errors. This generally appears as an unstable output current that varies with the position of loop supply or input wiring.

If the RTD sensor is remotely located, the interference may enter at the input terminals. For integrated transmitter assemblies with short connection to the sensor, the interference more likely comes from the current loop connections.

Bypass capacitors on the input often reduce or eliminate this interference. Connect these bypass capacitors to the I_O terminal as shown in Figure 7. Although the DC voltage at the I_O terminal is not equal to 0V (at the loop supply, V_{PS}) this circuit point can be considered the transmitter's "ground."

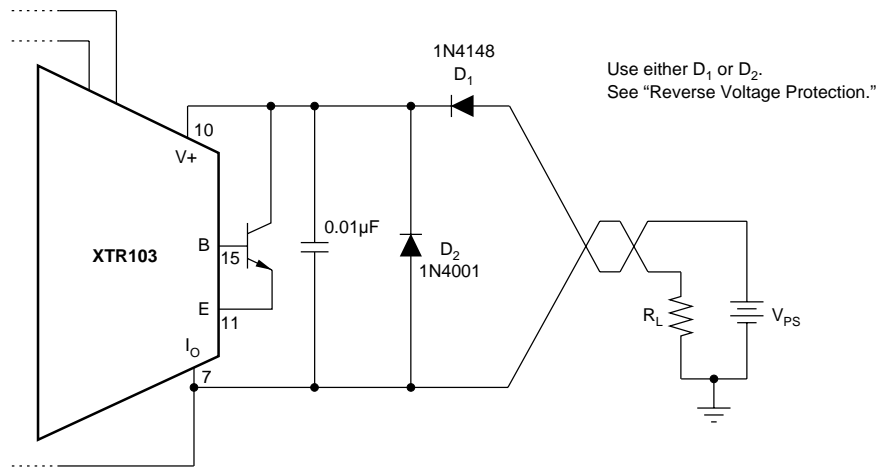


FIGURE 5. Reverse Voltage Protection.

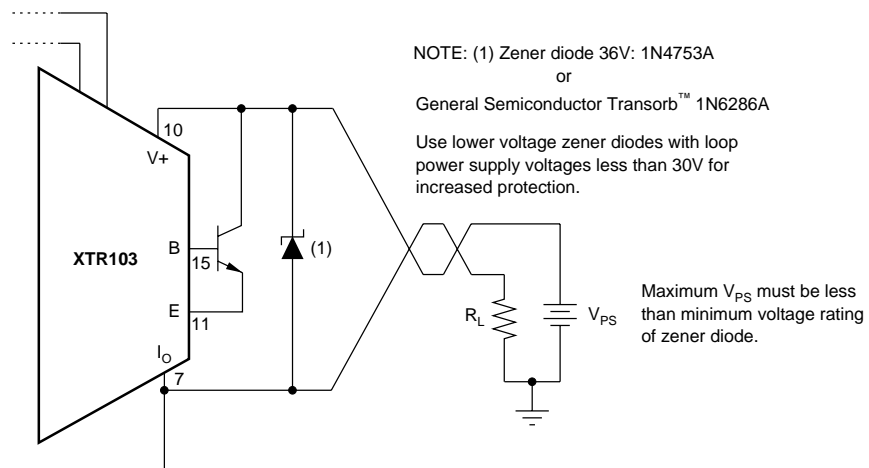


FIGURE 6. Over-Voltage Surge Protection.

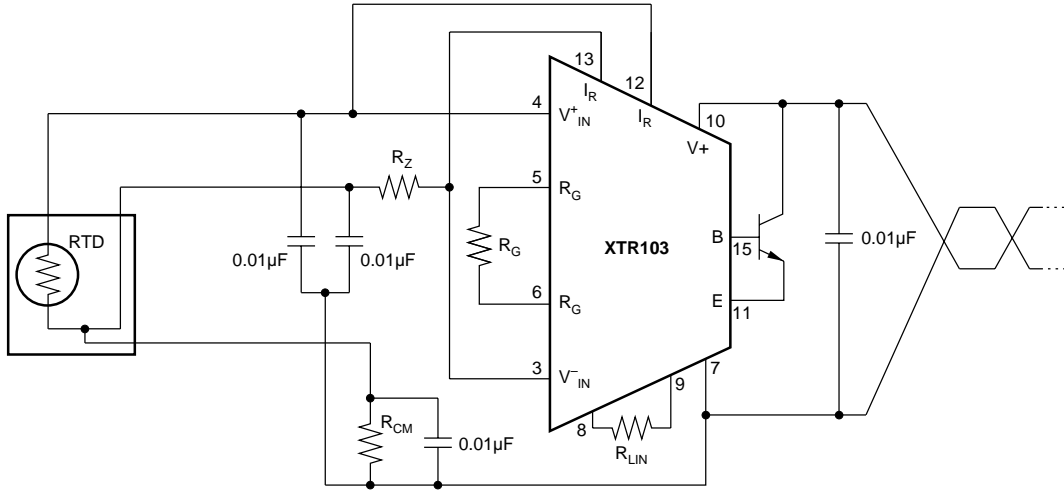


FIGURE 7. Input Bypassing Techniques.

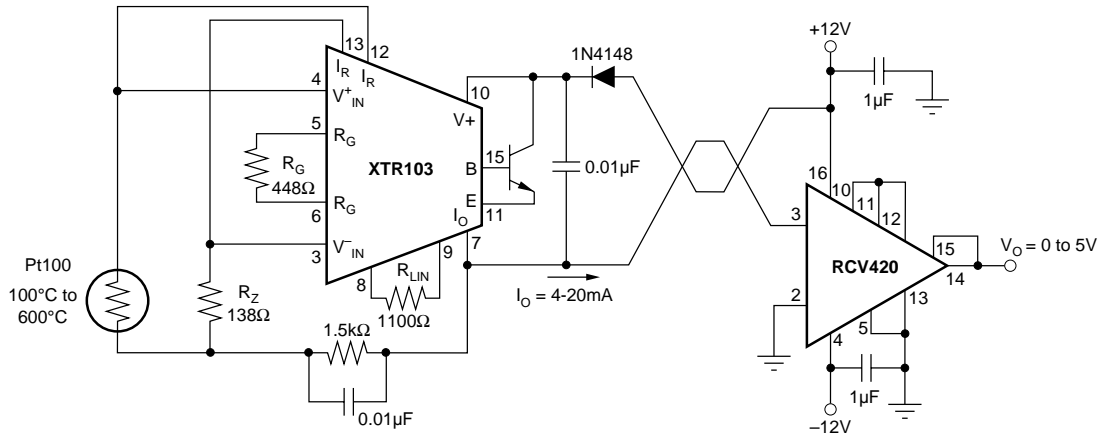


FIGURE 8. ±12V-Powered Transmitter/Receiver Loop.

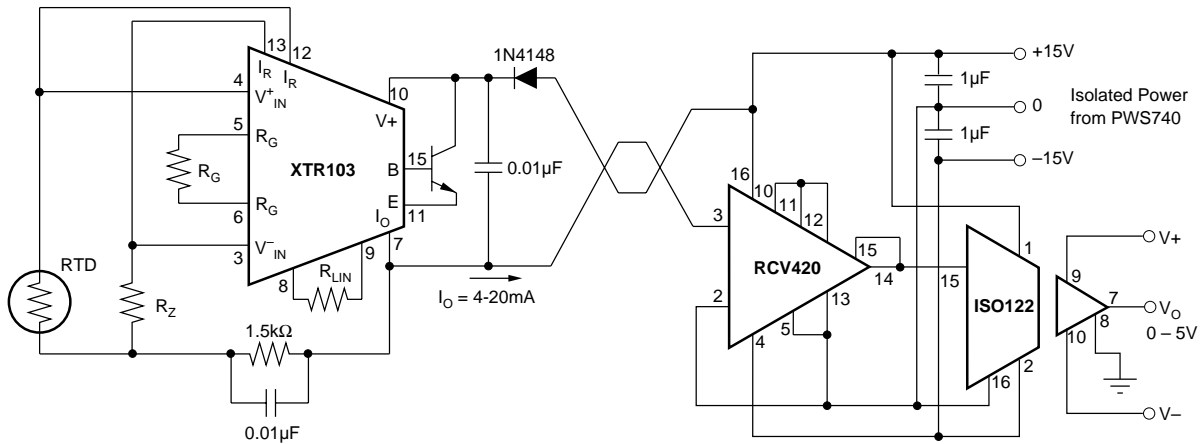
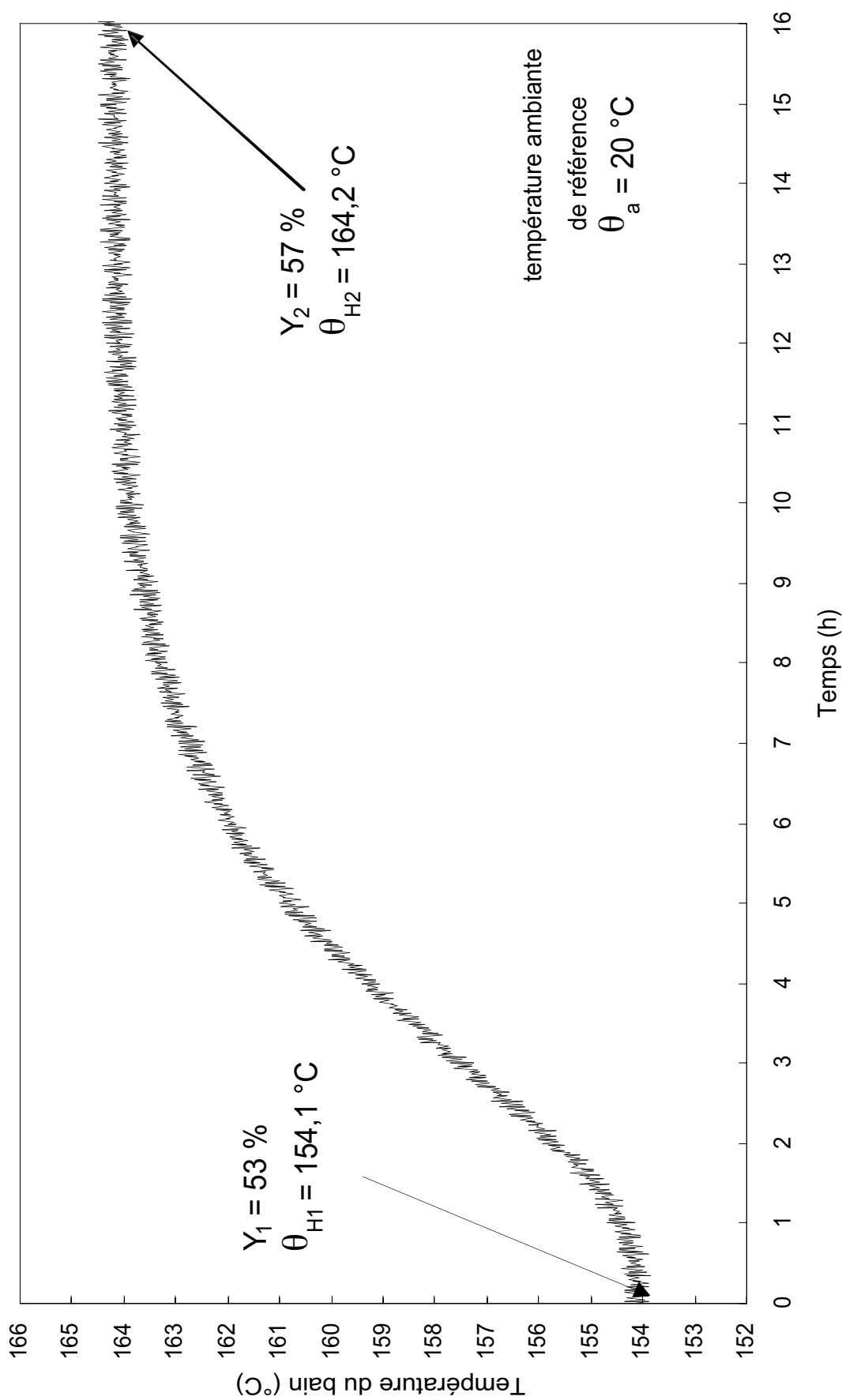


FIGURE 9. Isolated Transmitter/Receiver Loop.

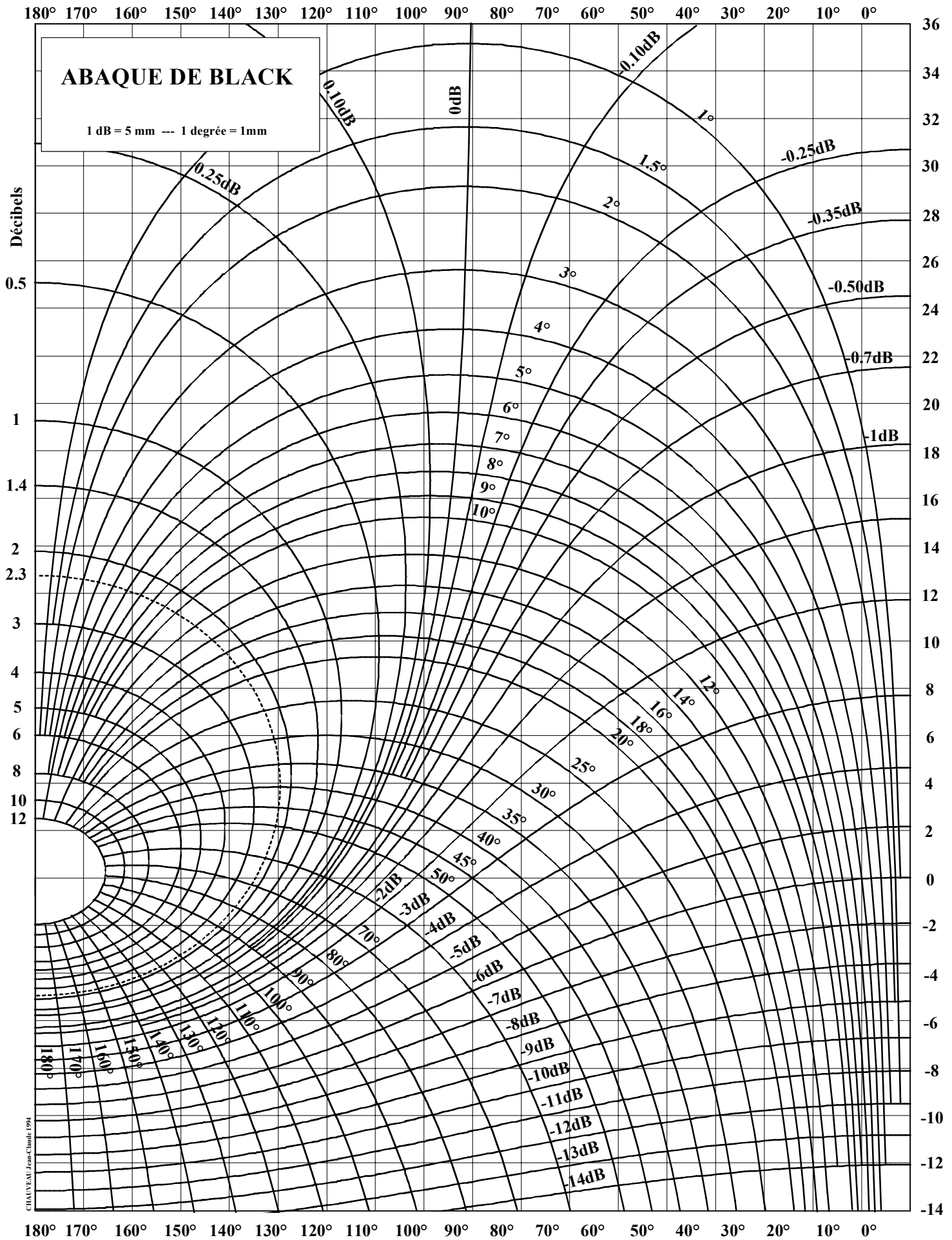
DOCUMENT REPONSE 1

FOUR AICHELIN - BAIN DE TREMPE

Essai expérimental - Réponse indicielle après compensation des variations de la température ambiante

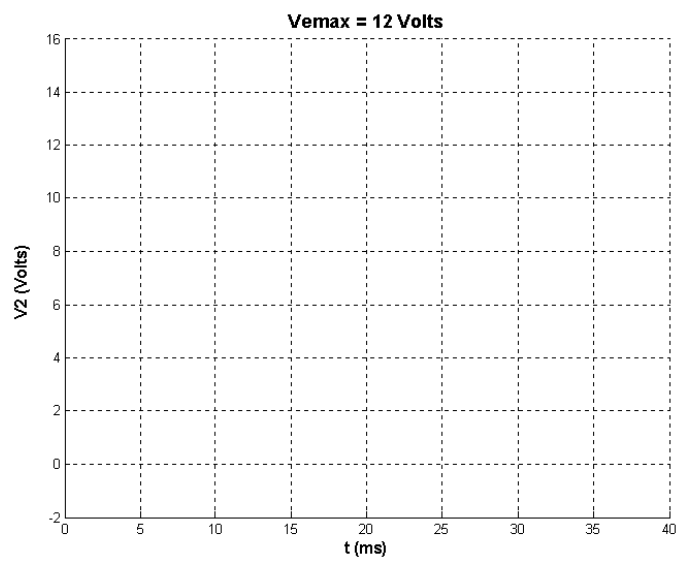
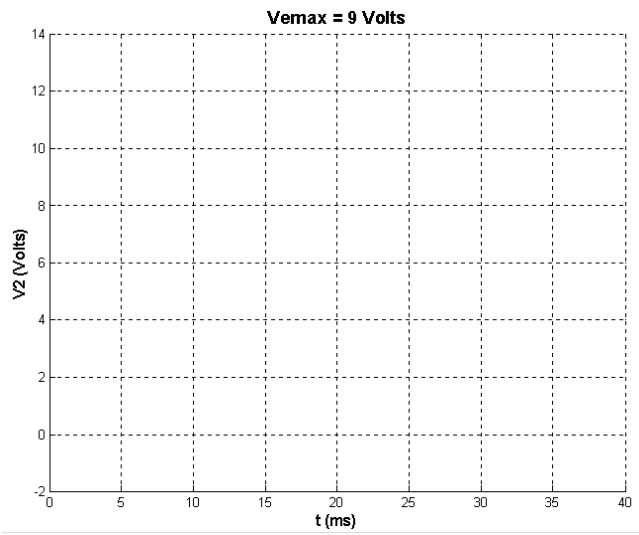
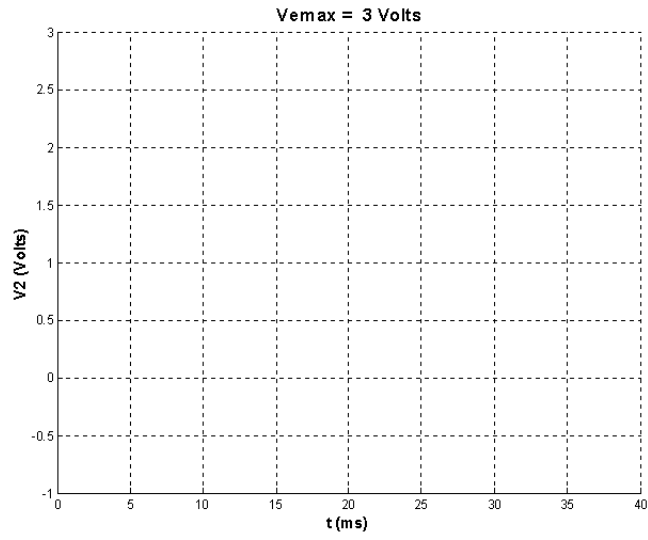


DOCUMENT REPONSE 4, 5 et 6



(source : « Systèmes asservis linéaires » J-C et P CHAUVÉAU – Ed. CASTEILLA)

DOCUMENT REPOSE DRIII-1



DOCUMENT REPOSE III.2

ELEMENTS DE CORRIGE

PARTIE I

I. A. Bilan des déperditions thermiques

I.A.1.

Transfert de chaleur à travers le matériau isolant constituant les parois : conduction,
 Transfert de chaleur principal à la surface de la tôle extérieure : convection,
 Transfert de chaleur à la surface du bain d'huile : rayonnement et convection.

I.A.2.

Résistance thermique globale des parois en brique :

Surface moyenne des parois : $S_{Bmoy} = (S_{ext} + S_{int})/2 = (10,7 + 9,59)/2 = 10,145 \text{ m}^2$

$$R_B = \frac{1}{\lambda_B} \times \frac{1}{S_{Bmoy}} = \frac{1}{0,5} \times \frac{0,05}{10,14} = 9,86 \cdot 10^{-3} \text{ K/W}$$

Résistance thermique correspondant au transfert de chaleur des surfaces extérieures :

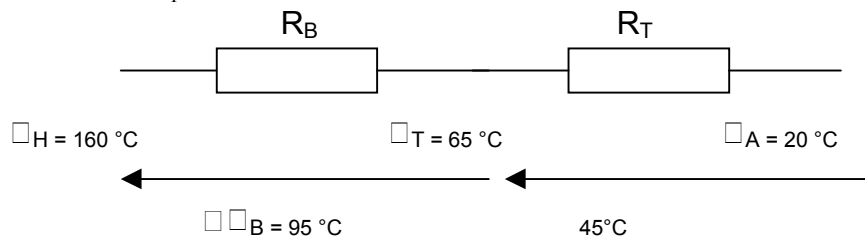
$$R_T = \frac{1}{h_t} \times \frac{1}{S_{ext}} = \frac{1}{20} \times \frac{1}{10,7} = 4,67 \cdot 10^{-3} \text{ K/W}$$

$$D_P = \frac{\theta_H - \theta_A}{R_B + R_T} = \frac{160 - 20}{14,53 \cdot 10^{-3}} = 9635 \text{ W}$$

I.A.3.

Chutes de températures associées à chaque résistance thermique :

$\square \square = D_P \cdot R$



$$\theta_B(x) = \theta_H + \frac{\theta_T - \theta_H}{e_B} \times x = 160 - 19 \times x \text{ avec } x \text{ en centimètres. } \theta_{Bmoy} = 112,5 \text{ °C pour } X = 2,5 \text{ cm}$$

I.A.4.

$$S_H = (L_{ext} - 2 \cdot (e_b + e_c)) \cdot (l_{ext} - 2 \cdot (e_b + e_c)) = 2,905 \text{ m}^2$$

$$D_{H1} = 0,83 \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot 2,905 \cdot [(160+273)^4 - (20+273)^4] = 3\,798 \text{ W}$$

I.A.5.

$$D_{H1} = \varepsilon_H \cdot \sigma \cdot S_H \cdot (T_H^4 - T_A^4) = D_{H1} = \varepsilon_H \cdot \sigma \cdot S_H \cdot (T_H^2 + T_A^2) \cdot (T_H^2 - T_A^2)$$

$$D_{H1} = \varepsilon_H \cdot \sigma \cdot S_H \cdot (T_H^2 + T_A^2) \cdot (T_H + T_A) \cdot (T_H - T_A)$$

$$\text{D'où } h_1 = \varepsilon_H \cdot \sigma \cdot (T_H^2 + T_A^2) \cdot (T_H + T_A) = 9,34 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$$

I.A.6.

$$h_1 = \varepsilon_H \cdot \sigma \cdot (T_H + T_A)^3 \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot T_H \cdot T_A}{(T_H + T_A)^2} \right)$$

$$\text{Avec } T_m = \frac{T_H + T_A}{2} \text{ on a } h_1 = \varepsilon_H \cdot \sigma \cdot 8 \cdot T_m^3 \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot T_H \cdot T_A}{(T_H + T_A)^2} \right) \text{ et } \left(1 - \frac{2 \cdot T_H \cdot T_A}{(T_H + T_A)^2} \right) \approx \frac{1}{2}$$

$$\text{D'où } h_1 \approx 4 \cdot \varepsilon_H \cdot \sigma \cdot T_m^3$$

I.A.7.

$$D_{H2} = h_H \cdot S_H \cdot (\square_H - \square_A) = 35 \cdot 2,905 \cdot (160 - 20) = 14\,235 \text{ W}$$

$$D_H = D_{H1} + D_{H2} = 3\,798 + 14\,235 = 18\,033 \text{ W}$$

I.A.8.

$$D_H = H_1 \cdot S_H \cdot (T_H - T_A) + h_H \cdot S_H \cdot (\square_H - \square_A) = (h_1 + h_H) \cdot S_H \cdot (\square_H - \square_A)$$

$h = h_1 + h_H = 9,34 + 35 = 44,34 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$. h est un coefficient d'échange superficiel global à la surface du bain.

I.A.9.

$$R_{H1} = \frac{\Delta\theta}{D_{H1}} = \frac{1}{h_1 \cdot S_H} = 36,86 \cdot 10^{-3} \text{ K/W} \quad R_{H2} = \frac{\Delta\theta}{D_{H2}} = \frac{1}{h_H \cdot S_H} = 9,83 \cdot 10^{-3} \text{ K/W}$$

I.A.10.

$$R_C = \frac{\Delta\theta}{P_C} = 62,8 \cdot 10^{-3} \text{ K/W}$$

I.A.11.

$$D = D_P + D_H + P_C = 9\,635 + 18\,033 + 2\,228 = 29\,897 \text{ W}$$

I.B. Bilan des capacités thermiques**I.B.1.**

$$C_H = \rho_H \cdot v_H \cdot Cp_H = 875 \cdot 1,8 \cdot 1720 = 2709 \text{ kJ/K}$$

I.B.2.

$$C_C = \rho_C \cdot v_C \cdot Cp_C = 7910 \cdot 47,95 \cdot 10^3 \cdot 460 = 174,47 \text{ kJ/K}$$

I.B.3.

$$C_B = \rho_B \cdot v_B \cdot Cp_B = 450 \cdot 518 \cdot 10^{-3} \cdot 880 = 205,128 \text{ kJ/K}$$

I.C. Schéma équivalent**I.C.1.**

$$R_1 = R_B \quad R_2 = R_T \quad R_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_{H1}} + \frac{1}{R_{H2}} + \frac{1}{R_C}}$$

$$C_1 = C_H + C_C + C_B/2 \quad C_2 = C_B/2$$

I.C.2.

$$K = \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2 + R_3)}$$

$$a = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C_2}{(R_1 + R_2)}$$

$$b = \frac{R_2 \cdot R_3 \cdot (C_1 + C_2) + R_1 \cdot R_3 \cdot C_1 + R_1 \cdot R_2 \cdot C_2}{(R_1 + R_2 + R_3)}$$

$$c = \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C_1 \cdot C_2}{(R_1 + R_2 + R_3)}$$

I.C.3.

$$K = 4,68 \cdot 10^{-3} \quad a = 325,4 \quad b = 14\,418 \quad c = 4\,569\,840$$

I.C.4.

$$P_{(p)} = \frac{P}{p} \text{ d'où } \Delta\theta_{(p)} = K \cdot P \cdot \frac{(1 + \tau_3 \cdot p)}{p \cdot (1 + \tau_1 \cdot p) \cdot (1 + \tau_2 \cdot p)}$$

$$\tau_1 = 323,2 \text{ s} \quad \tau_2 = 14094 \text{ s} \quad \tau_3 = 325,4 \text{ s}$$

$$\theta_H(t) = \Delta\theta(t) + \theta_A = K \cdot P \cdot \left(X + \frac{Y}{\tau_1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + \frac{Z}{\tau_2} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) + \theta_A$$

avec $X = 1$ $Y = -27,4 \cdot 10^{-3}$ $Z = -14093$

$\theta_H(t) = 4,68 \cdot 10^{-3} \cdot P \cdot (1 - 8,5 \cdot 10^{-5} \cdot e^{-\frac{t}{5,38}} \cdot e^{-\frac{t}{234,9}}) + 20$ avec t en minutes

I.C.5.

Identifier $\frac{(1 + a \cdot p)}{(1 + bp + c \cdot p^2)}$ avec $\frac{(1 + \tau_3 \cdot p)}{(1 + \tau_3 \cdot p) \cdot (1 + \tau \cdot p)}$

En négligeant le terme en p^2 (1^{er} ordre), on obtient :

$\tau + \frac{R_1 \cdot R_2 \cdot C_2}{(R_1 + R_2)} = b = \frac{R_2 \cdot R_3 \cdot (C_1 + C_2) + R_1 \cdot R_3 \cdot C_1 + R_1 \cdot R_2 \cdot C_2}{(R_1 + R_2 + R_3)}$

d'où $\tau = \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2 + R_3)} \cdot \left\{ C_1 + C_2 \cdot \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]^2 \right\} = 235 \text{ mm}$

I.C.6.

$C'_2 = C_2 \cdot \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right]^2 = 10,54 \text{ kJ / K}$

I.C.7.

$\Delta\theta_{(p)} \approx K \cdot P \cdot \frac{1}{p \cdot (1 + \tau \cdot p)}$ avec $\tau = 234,9 \text{ mn}$

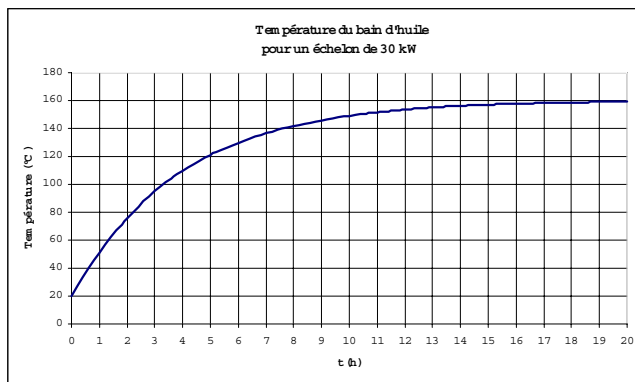
$\theta_H(t) = 4,68 \cdot 10^{-3} \cdot P \cdot (1 - e^{-\frac{t}{234,9}}) + 20$ avec t en minutes

I.C.8.

$P = \frac{\Delta\theta}{K \cdot (1 - e^{-\frac{200}{234,9}})} = \frac{160 - 20}{4,68 \cdot 10^{-3} \cdot (1 - e^{-\frac{200}{234,9}})} = 52,2 \text{ kW}$

I.C.9.

Puissance nécessaire = déperditions $D = 29\,897 \text{ W} \rightarrow \frac{D}{P} = \frac{29897}{54000} = 0,55 = 55\%$

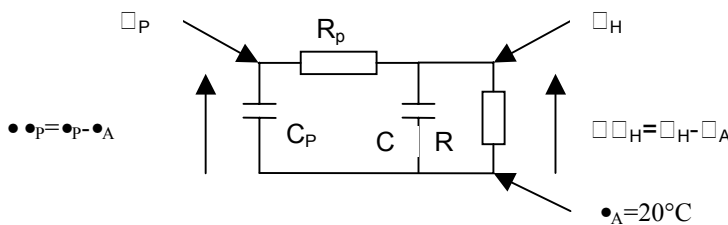


I.D. Etude de l'action « froide »

I.D.1.

$C_p = m_p \cdot C_{p_p} = 500 \cdot 460 = 230 \text{ kJ / K}$

I.D.2.



I.D.3.

$$-C_p \cdot \frac{d\Delta\theta_p}{dt} = C \cdot \frac{d\Delta\theta_H}{dt} + \frac{\Delta\theta_H}{R} = \frac{\Delta\theta_p - d\Delta\theta_H}{R_p}$$

$$R \cdot R_p \cdot C \cdot C_p \cdot \frac{d^2\Delta\theta_H}{dt^2} + (R \cdot C_p + R \cdot C + R_p \cdot C_p) \cdot \frac{d\Delta\theta_H}{dt} + \Delta\theta_H = 0, ..$$

2 solutions réelles r_1 et r_2 : $r_1 = -6,59 \cdot 10^{-5}$ et $r_2 = -1,87 \cdot 10^{-2}$, d'où $\Delta\theta_H(t) = A \cdot e^{r_1 \cdot t} + B \cdot e^{r_2 \cdot t}$
 Les conditions initiales permettent de déterminer les constantes A et B.

$$\theta_H(t) = \Delta\theta_H(t) + \theta_A = 190,48 \cdot e^{-\frac{t}{253}} - 50,48 \cdot e^{-\frac{t}{0,89}} + 20 \text{ avec } t \text{ en minutes}$$

I.D.4.

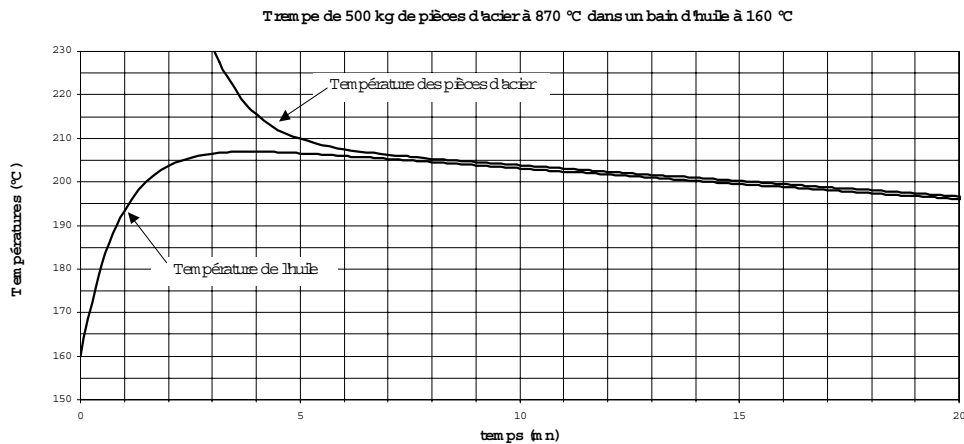
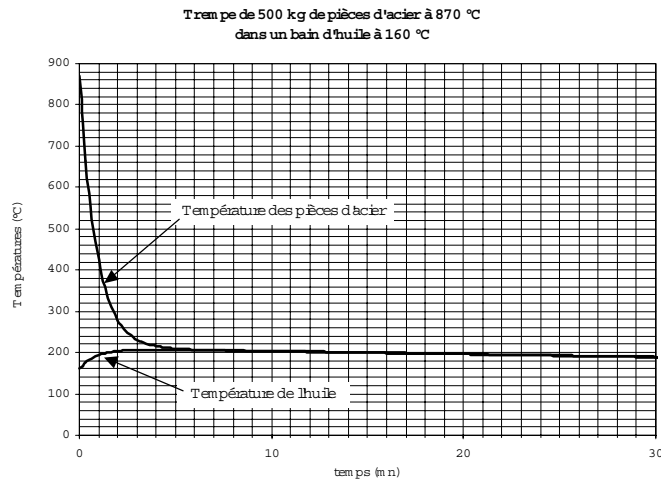
$$-C_p \cdot \frac{d\Delta\theta_p}{dt} = C \cdot \frac{d\Delta\theta_H}{dt} + \frac{\Delta\theta_H}{R} = \frac{\Delta\theta_p - d\Delta\theta_H}{R_p}$$

$$R \cdot R_p \cdot C \cdot C_p \cdot \frac{d^2\Delta\theta_p}{dt^2} + (R \cdot C_p + R \cdot C + R_p \cdot C_p) \cdot \frac{d\Delta\theta_p}{dt} + \Delta\theta_p = 0, ..$$

2 solutions réelles r_1 et r_2 : $r_1 = -6,59 \cdot 10^{-5}$ et $r_2 = -1,87 \cdot 10^{-2}$, d'où $\Delta\theta_p(t) = A \cdot e^{r_1 \cdot t} + B \cdot e^{r_2 \cdot t}$
 Les conditions initiales permettent de déterminer les constantes A et B.

$$\theta_p(t) = \Delta\theta_p(t) + \theta_A = 191,2 \cdot e^{-\frac{t}{253}} + 658,8 \cdot e^{-\frac{t}{0,89}} + 20 \text{ avec } t \text{ en minutes}$$

I.D.5.



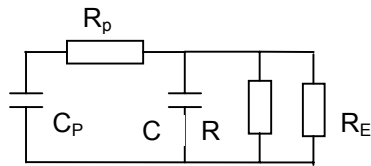
I.D.6.

$\square_{Hmax} \approx 207 \text{ °C à } t \approx 4 \text{ mn.}$

I.D.7.

Pour $t > 5 \cdot 0,89 \text{ mn}$, $\theta_p(t) \approx 191,2 \cdot e^{-\frac{t}{253}} + 20$ d'où $t = 253 \cdot \ln\left(\frac{191,2}{160-20}\right) = 78,85 \text{ mn}$

I.D.8.



I.D.9.

La valeur de la constante A de l'expression : $\Delta\theta_p(t) = A \cdot e^{n_1 \cdot t} + B \cdot e^{n_2 \cdot t}$ est peu modifiée par la présence de R_E . Pour $t > 5 \cdot 0,89 \text{ mn}$, $\theta_p(t) \approx 191,2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} + 20$. Pour que $\theta_p(t) \approx 160 \text{ °C}$ en 15 mn, il faut que la constante de temps globale τ du système soit de :

$$\tau = \frac{15}{\ln\left(\frac{191,2}{160-20}\right)} = 48,12 \text{ mn} \text{ avec } \tau = \frac{R \cdot R_E}{R + R_E} \cdot (C + C_p)$$

$$\frac{R \cdot R_E}{R + R_E} = \frac{\tau}{(C + C_p)} = 0,89 \cdot 10^{-3} \text{ K/W} \text{ et } R_E = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ KW}$$

I.D.10.

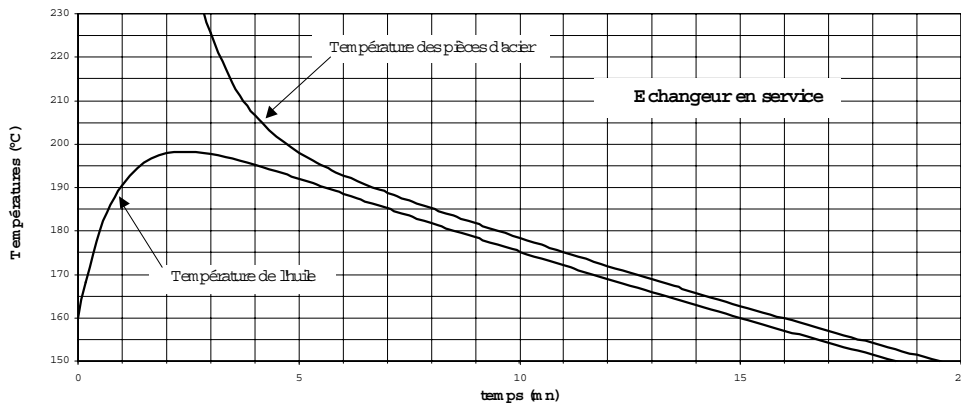
$$\theta_p(t) = \Delta\theta_p(t) + \theta_A = 194,9 \cdot e^{-\frac{t}{48,17}} + 655,1 \cdot e^{-\frac{t}{0,89}} + 20 \text{ avec } t \text{ en minutes}$$

$$\theta_H(t) = \Delta\theta_H(t) + \theta_A = 191 \cdot e^{-\frac{t}{48,17}} - 51 \cdot e^{-\frac{t}{0,89}} + 20 \text{ avec } t \text{ en minutes}$$

$$\theta_{H\text{max}} \approx 198,3 \text{ °C à } t \approx 2,5 \text{ mn.}$$

I.D.11.

Trempe de 500 kg de pièces d'acier à 870 °C dans un bain d'huile à 160 °C



I.D.12.

$$P_{\text{MAXI échangeur}} = \frac{\Delta\theta_{H\text{maxi}}}{R_E} = \frac{197 - 20}{1,1 \cdot 10^{-3}} = 161 \text{ kW}$$

I.D.13.

$$P_{\text{échangeur}} + P_{\text{circulation d'huile}} = \frac{\Delta\theta_H}{R_E} + \frac{\Delta\theta_H}{R_C} = \rho_H \cdot Q_H \cdot Cp_H \cdot (\theta_{He} - \theta_{Hs}) = \rho_E \cdot Q_E \cdot Cp_E \cdot (\theta_{Es} - \theta_{Ee})$$

$$\frac{\Delta\theta_H}{R_E} + \frac{\Delta\theta_H}{R_C} = \frac{180 - 20}{1,1 \cdot 10^{-3}} + \frac{180 - 20}{(160 - 20)/2228} = 875 \cdot \frac{15}{3600} \cdot 1720 \cdot (180 - \theta_{Hs}) = 997 \cdot \frac{5}{3600} \cdot 4180 \cdot (\theta_{Es} - 15)$$

$$\text{d'où } \theta_{Es} = 40,6 \text{ °C} \text{ et } \theta_{Hs} = 156,4 \text{ °C}$$

I.E. Identification du système réel

I.E.1.

$$T_u = 1,1 \text{ h} \quad T_a = 5,5 \text{ h} \quad \left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{mesuré}} = 0,2$$

Le tableau donne un $\left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{tableau}} = 0,104$, donc un système d'ordre $n = 2$

$$\left[\frac{T_a}{\tau} \right]_{\text{tableau}} = 2,718 \text{ donc } \tau = \frac{T_a}{2,718} = 2,02 \text{ h} = 121,4 \text{ mn}$$

$$\text{Le retard pur : } T = \left[\left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{mesuré}} - \left[\frac{T_u}{T_a} \right]_{\text{tableau}} \right] \cdot T_a = (0,2 - 0,104) \cdot 5,5 = 0,528 \text{ h} = 31,7 \text{ mn}$$

$$\text{Le gain statique : } G_S = \frac{\Delta\theta}{\Delta Y} = \frac{164,2 - 154,1}{57 - 53} = 2,53$$

$$\text{D'où la fonction de transfert : } \frac{\Delta\theta(p)}{Y(p)} = G_S \cdot \frac{e^{-T \cdot p}}{(1 + \tau \cdot p)^2} = 2,53 \cdot \frac{e^{-32 \cdot p}}{(1 + 121 \cdot p)^2}$$

I.E.2.

Diagramme de Bode en gain (en B.O)

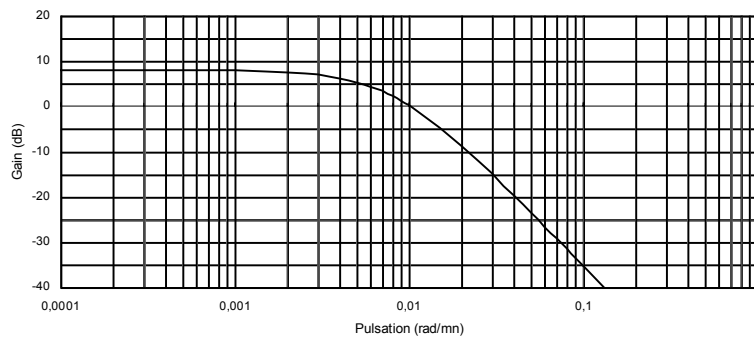
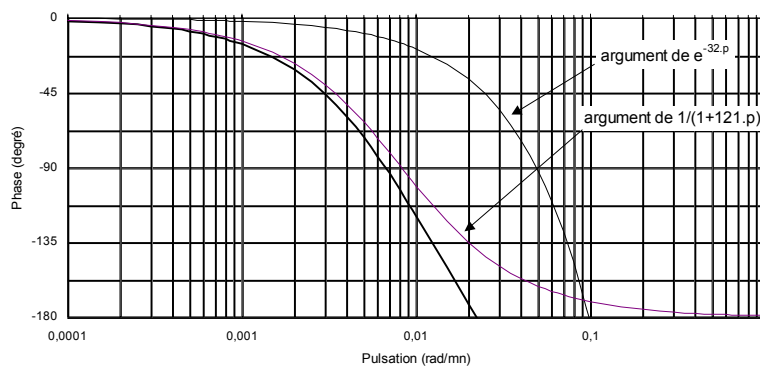
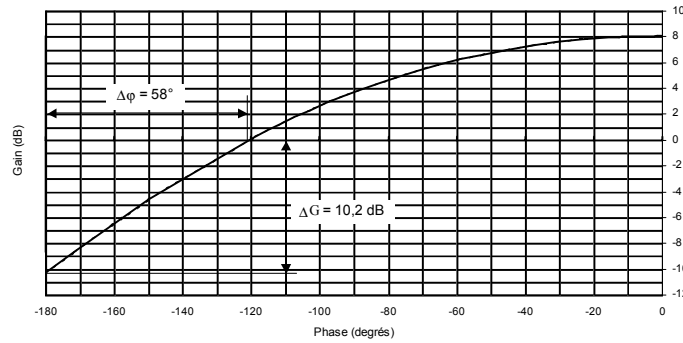


Diagramme de Bode en phase (en B.O)



I.E.3.

Lieu de Black
de la fonction de transfert en BO non corrigée



I.E.4.

$\square \varphi = 58^\circ$ et $\square G = 10,2 \text{ dB}$

I.E.5.

$$H = \frac{G}{1+G} \text{ d'où } \|H\|_{dB} = -10 \log \left(1 + \frac{2}{\lambda} \cdot \cos \varphi + \frac{1}{\lambda^2} \right) \text{ et } \theta = \varphi - \arctg \left(\frac{\sin \varphi}{\frac{1}{\lambda} + \cos \varphi} \right)$$

I.E.6.

$$G = \frac{H}{1-H} \text{ d'où } \|G\|_{dB} = -10 \log \left(1 + \frac{1}{\rho^2} - \frac{2}{\rho} \cdot \cos \theta \right) \text{ et } \varphi = \theta - \arctg \left(\frac{-\sin \theta}{\frac{1}{\rho} - \cos \theta} \right)$$

I.E.7.

Pour les ω tendant vers 0 (gain statique) : $G_{0dB} = 8 \text{ dB}$ d'où $H_{0dB} = -2,9 \text{ dB}$
Le lieu de G est tangent au contour $H_{maxdB} = 0,9 \text{ dB}$ à la résonance $\omega_r = 0,013 \text{ rad/mn}$.

Lieu de Black
de la fonction de transfert en BO non corrigée

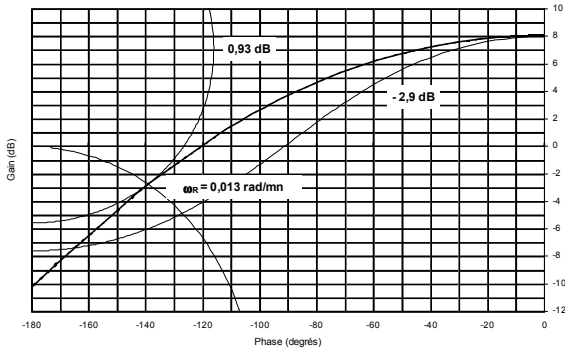
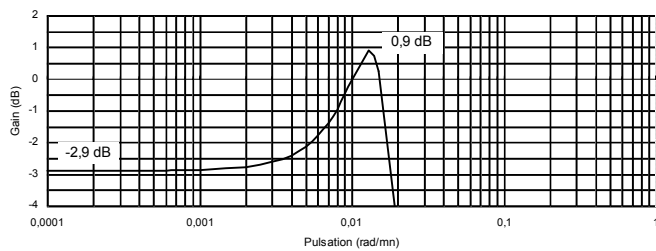


Diagramme de Bode en gain
en boucle fermée



I.E.8.

Facteur de résonance $A_{dB} = H_{maxdB} - H_{0dB} = 0,9 - (-2,9) = 3,8 \text{ dB}$ pour une pulsation de $\omega_r = 0,013 \text{ rad/mn}$.

$$A = 10^{\frac{3,8}{20}} = 1,55 = \frac{1}{2 \cdot m \cdot \sqrt{1-m^2}} \text{ d'où } m = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{A^2}}}{2}} = 0,34$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_R}{\sqrt{1-2 \cdot m^2}} = \frac{0,013}{\sqrt{1-2 \cdot 0,34^2}} = 0,0148 \text{ rad/mn}$$

$$D_{\%} = 100 \cdot e^{\frac{-\pi \cdot m}{\sqrt{1-m^2}}} = 31,6 \%$$

$$t_{r, 5\%} \approx \frac{7,9}{\omega_0} = 533 \text{ mn}$$

I.E.9.

$$\text{Erreur statique : } \varepsilon_s = \frac{1}{1+G_0} = \frac{1}{1+10^{\frac{G_{0dB}}{20}}} = \frac{1}{1+10^{\frac{8}{20}}} = 28\%$$

$$\text{Ou } \varepsilon_s = 1 - H_0 = 1 - 10^{\frac{H_{0dB}}{20}} = 1 - 10^{\frac{-2,9}{20}} = 1 - 0,71 = 28\%$$

$$\text{Valeur finale : } \theta_{H_\infty} = \Delta\theta \cdot \left(1 - \frac{\varepsilon_s}{100}\right) + \theta_A = 140 \cdot (1 - 0,28) + 20 = 120,8^\circ C$$

PARTIE II

CORRECTION DU SYSTEME

II. A. Correction proportionnelle

II.A.1.

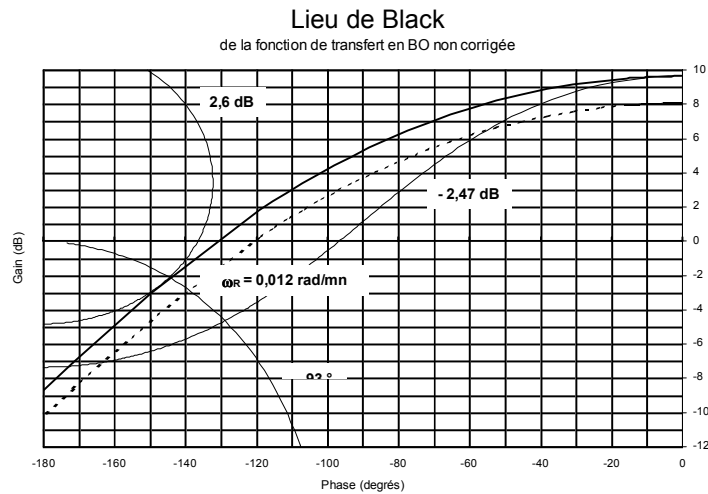
La marge de gain est de $\square G = 10,2 \text{ dB}$, d'où $K_C = 10^{\frac{10,2}{20}} = 3,23$, limite de stabilité.

II.A.2.

$\Delta\varphi = 50^\circ$ correspond à $\varphi = -130^\circ$ et une marge de gain de $\Delta G = 1,6 \text{ dB}$

$$20 \cdot \log K_p = 1,6 \text{ dB d'où } K_p = 10^{\frac{1,6}{20}} = 1,2$$

II.A.3.



II.A.4.

Facteur de résonance $A_{dB} = H_{\text{maxdB}} - H_{0dB} = 2,6 - (-2,47) = 5,07 \text{ dB}$ pour une pulsation de $\omega_r = 0,012 \text{ rad/mn}$.

$$\text{d'où } A = 10^{\frac{5,07}{20}} = 1,79, m = 0,29, \omega_0 = 0,0132 \text{ rad/mn}, D_\% = 38,4\%, t_{r,5\%} \approx \frac{10,1}{\omega_0} = 765 \text{ mn}$$

II.A.5.

$$\text{Erreur statique : } \varepsilon_s = \frac{1}{1+G_0} = \frac{1}{1+10^{\frac{G_{0dB}}{20}}} = \frac{1}{1+10^{\frac{9,65}{20}}} = 24,8\%$$

II. B. Correction proportionnelle et intégrale

II.B.1.

Diagramme de Bode en gain
Correcteur PI série

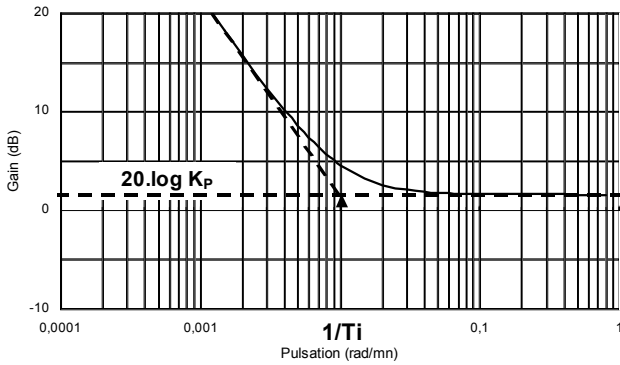
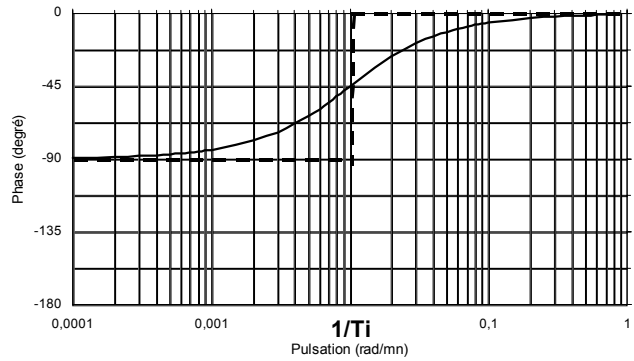


Diagramme de Bode en phase
Correcteur PI série



II.B.2.

La bande passante du système est conservée (rapidité) tout en garantissant une marge de phase suffisante (de l'ordre de 50°).

II.B.3.

Pour $\omega_1 = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{121} = 0,00826 \text{ rd / mn}$, la phase φ de G est de : $-14,8 - 90 = -104,8^\circ$ (retard pur $e^{-T.p}$, et $(1+\tau.p)^2$). Pour avoir $\varphi = -130^\circ$ à ω_1 , le correcteur PI peut avoir une phase de $-130 - (-104,8) = -25,2^\circ$.

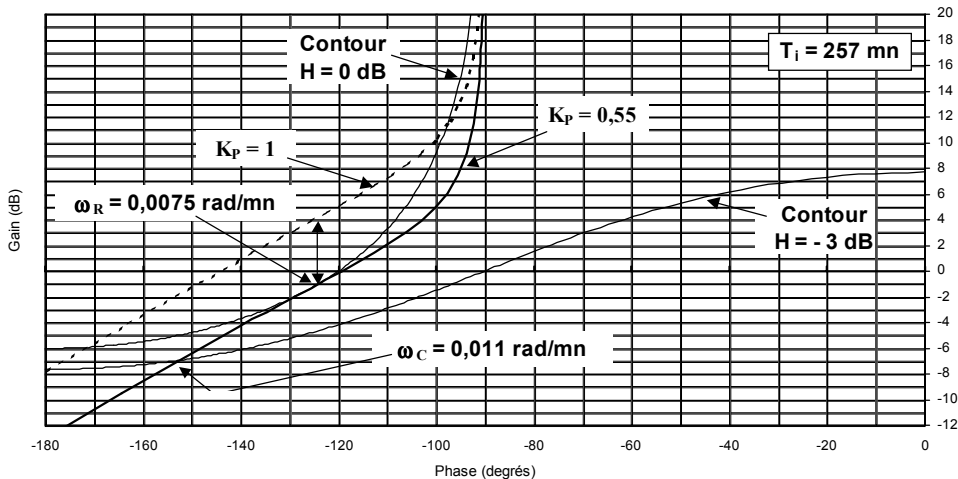
La phase introduite par le correcteur est de : $-90 + \text{arctg} \omega_1 T_i = -25,2^\circ$

D'où $\omega_1 T_i = 2,125$ et $T_i = 257 \text{ mn}$

II.B.4.

Lieu de Black

de la fonction de transfert en BO corrigée



II.B.5.

Pour obtenir un temps de réponse minimal, le « second ordre équivalent » doit avoir un amortissement $m = 0,7$, donc un facteur de résonance de $A = 1$ ou $A_{dB} = 0 \text{ dB}$.

Il faut que le lieu de Black de G soit tangent au contour 0 dB . Pour cela, il faut atténuer le gain de $5,2 \text{ dB}$ (voir graphique). D'où $K_p = 10^{\frac{-5,2}{20}} = 0,55$.

II.B.6.

$A = 1$, $m = 0,7$. La bande passante à -3 dB est de $\omega_C = 0,011 \text{ rad/mn}$

Pour $m = 0,7$, on a $\frac{\omega_C}{\omega_0} = 1,01$, d'où $\omega_0 = 0,0109 \text{ rad/mn}$

$$D\% = 4,6\%, \text{ et } t_{r\ 5\%} \approx \frac{3}{\omega_0} = 270 \text{ mn}$$

II.B.7.

$$\text{Erreur statique : } \varepsilon_S = \frac{1}{1+G_0} = \frac{1}{1+\infty} = 0$$

II. C. Correction proportionnelle, intégrale et dérivée

II.C.1.

$$C(p) = K_P \cdot \left(\frac{1+T_i \cdot p + T_i \cdot T_d \cdot p^2}{T_i \cdot p} \right) \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{T_d}{N} \cdot p \right)}, \text{ le discriminant du numérateur est nul pour } T_i = 4 \cdot T_d,$$

d'où $k = 4$. La racine double est $\frac{T_i}{2}$ ou $2 \cdot T_d$.

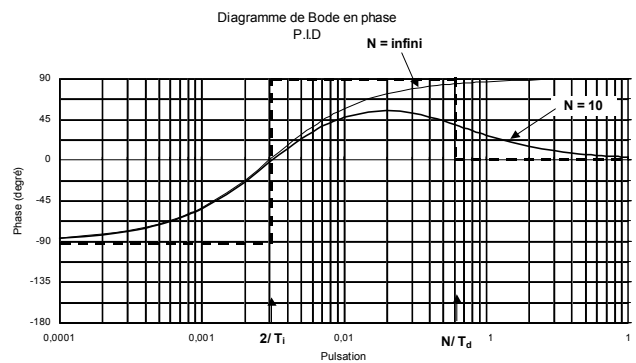
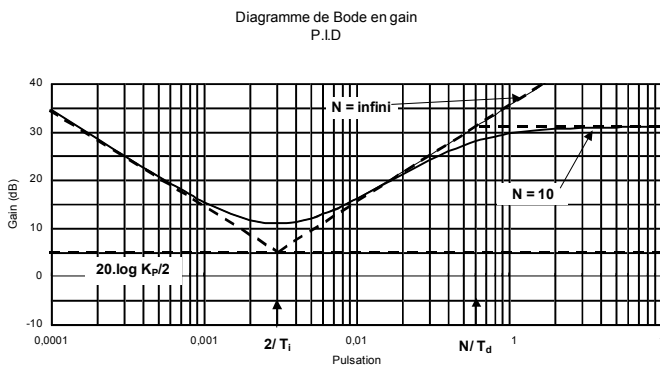
II.C.2.

$$C(p) = K_P \cdot \frac{\left(1 + \frac{T_i}{2} \cdot p \right) \cdot (1 + 2 \cdot T_d \cdot p)}{T_i \cdot p} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{T_d}{N} \cdot p \right)}$$

$$C_1(p) = \frac{K_P}{2} \cdot \frac{\left(1 + \frac{T_i}{2} \cdot p \right)}{\frac{T_i}{2} \cdot p} \text{ correcteur de type P.I. série}$$

$$C_2(p) = \frac{\left(1 + 2 \cdot N \cdot \frac{T_d}{N} \cdot p \right)}{\left(1 + \frac{T_d}{N} \cdot p \right)} \text{ correcteur de type « avance de phase ». } a = 2 \cdot N, \text{ et } \beta = \frac{T_d}{N} = \frac{T_i}{4 \cdot N}$$

II.C.3.



Avec $N = \text{l'infini}$, les signaux de hautes fréquences sont fortement amplifiés, ce qui peut perturber le fonctionnement du régulateur.

Le terme $\frac{1}{\left(1 + \frac{T_d}{N} \cdot p \right)}$ est un filtre passe-bas dont la pulsation de coupure va filtrer les bruits

parasites de hautes fréquences tout en autorisant au correcteur de réaliser l'action dérivée recherchée (avance de phase). N permet de déterminer l'avance de phase souhaitée.

II.C.4.

ψ est l'argument de $C(j\omega)$. $\psi = -90 + 2 \cdot \arctg a \cdot \beta \cdot \omega - \arctg \beta \cdot \omega$

$$\frac{d\psi}{d\omega} = 2 \cdot \frac{a \cdot \beta}{1 + a^2 \cdot \omega^2 \cdot \beta^2} - \frac{\beta}{1 + \omega^2 \cdot \beta^2} = 0 \text{ pour } \omega = \omega_M = \frac{1}{\beta} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot a - 1}{a^2 - 2 \cdot a}} = \frac{1}{T_i} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot N(4 \cdot N - 1)}{N - 1}}$$

II.C.5.

Avec $N = 10$, $a = 2.N = 20$.

$$\psi_{\max} = -90 + 2 \cdot \arctg \left(2.N \frac{1}{T_i} \sqrt{\frac{4.N(4.N-1)}{N-1}} \cdot \frac{T_i}{4.N} \right) - \arctg \left(\frac{1}{T_i} \sqrt{\frac{4.N(4.N-1)}{N-1}} \cdot \frac{T_i}{4.N} \right) = 54,5^\circ$$

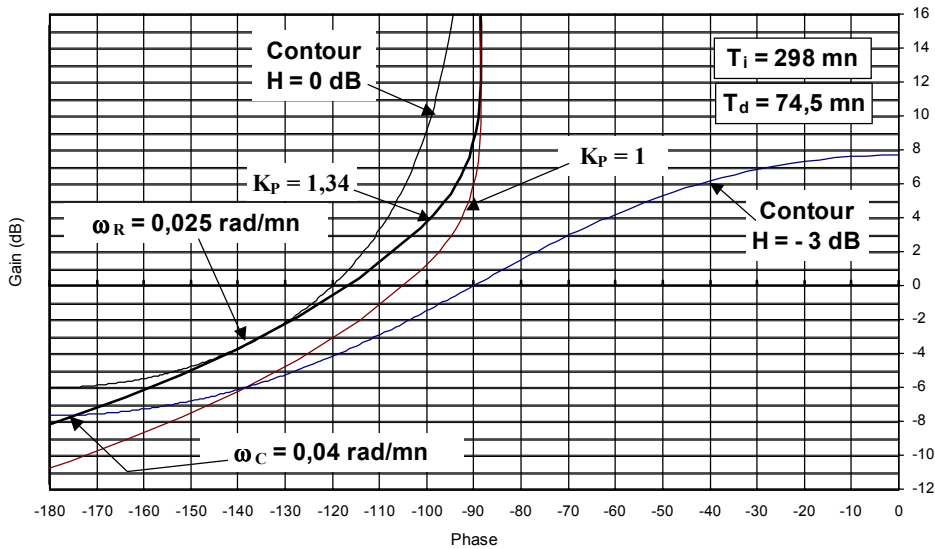
II.C.6.

On veut $\omega_M = \frac{1}{T_i} \sqrt{\frac{4.N(4.N-1)}{N-1}} = 0,0441 \text{ rad/mn}$,

d'où $T_i = \frac{1}{\omega_M} \sqrt{\frac{4.N(4.N-1)}{N-1}} = \frac{13,16}{0,0441} = 298 \text{ mn}$, et $T_d = \frac{T_i}{4} = 74,5 \text{ mn}$

II.C.7.

Lieu de Black
de la fonction de transfert corrigée



II.C.8.

Pour obtenir un temps de réponse minimal, le « second ordre équivalent » doit avoir un amortissement $m = 0,7$, donc un facteur de résonance de $A = 1$ ou $A_{dB} = 0 \text{ dB}$.

Il faut que le lieu de Black de G soit tangent au contour 0 dB . Pour cela, il faut augmenter le gain de $2,54 \text{ dB}$ (voir graphique). D'où $K_p = 10^{\frac{2,54}{20}} = 1,34$.

II.C.9.

$A = 1$, $m = 0,7$. La bande passante à -3 dB est de $\omega_C = 0,04 \text{ rad/mn}$

Pour $m = 0,7$, on a $\frac{\omega_C}{\omega_0} = 1,01$, d'où $\omega_0 = 0,0396 \text{ rad/mn}$,

$D\% = 4,6 \%$, et $t_{r, 5\%} \approx \frac{3}{\omega_0} = 75 \text{ mn}$

II.C.10.

Erreur statique : $\varepsilon_s = \frac{1}{1+G_0} = \frac{1}{1+\infty} = 0$

II.C.11.

$K'_p = \frac{K_p}{2} = 0,67$, $T'_i = \frac{T_i}{K} = 222 \text{ mn}$, $T'_d = 2.T_d = 149 \text{ mn}$, $N' = 2.N = 20$

ELEMENTS DE CORRIGE

PARTIE III

III.A.1

Les thermocouples ont la gamme de mesure la plus étendue et sont bien adaptés aux hautes températures. Ils sont compacts (permettant des mesures de température locales), résistants aux chocs et aux vibrations et ils ont une réponse rapide. Leur fonctionnement est basé sur l'effet **Seebeck** (effet **Peltier** : à la jonction de deux conducteurs isothermes de nature différente s'établit une d.d.p. qui dépend de leur nature et de la θ + effet Thomson : entre des points à des températures différentes d'un même conducteur homogène s'établit une f.e.m. proportionnelle à la différence de température).

Les sondes résistives de température (variation de la résistance en fonction de la température sont des dispositifs de précision (précision, stabilité, linéarité et répétabilité). Leur câblage est plus simple (pas de compensation de soudure froide). Elles fournissent un signal de plus grande valeur et effectuent un moyennage spatial de la température du fait de leur plus grande taille.

Parmi les avantages des thermocouples, on peut citer :

- fonctionnement à des températures élevées (plus de 1 800 °C) ;
- compacité ;
- robustesse ;
- rapidité de la réponse.

Parmi les avantages des sondes résistives de température, on peut citer :

- linéarité ;
- câblage peu coûteux ;
- moyennage spatial de la température mesurée ;
- fidélité.

III.A.2

L'A.O A_3 fonctionne en régime linéaire $\Rightarrow v_+ = v_-$ d'où $R_1 I_1 = R_2 I_2$

Loi des nœuds en 6 (courants d'entrée de A_2 nuls) :

$$I_4 - I_G = 0,1 \text{ mA} \Rightarrow I_4 = I_G + 10^{-4}$$

Loi des mailles entre 5 et 6 :

$$R_G I_G = R_3 I_3 - R_4 I_4 = R_3 (I_3 - I_4) \quad \text{car } R_4 = R_3$$

$$R_G I_G = R_3 I_3 - R_3 (I_G + 1.10^{-4}) \quad \text{d'où } I_3 = I_G (1 + R_G/R_3) + 1.10^{-4}$$

III.A.3

Loi de nœuds en 7 :

$$I_0 = I_1 + I_2 + I_{REF1} + I_{REF2}$$

En négligeant le courant de base du transistor Q et les courants d'entrée de A_1 et A_2 :

$$I_1 = I_3 + I_G = I_G (1 + R_G/R_3) + 1.10^{-4} + I_G$$

$$I_1 = I_G (2 + R_G/R_3) + 1.10^{-4}$$

De plus : $I_2 = (R_1/R_2) \cdot I_1$ d'où $I_2 = (R_1/R_2) \cdot [I_S(2 + R_G/R_3) + 10^{-4}]$

$$I_0 = [I_G(2 + R_G/R_3) + 10^{-4}] \cdot (1 + R_1/R_2) + I_{REF1} + I_{REF2}$$

A_1 et A_2 fonctionnent en régime linéaire, donc $v_- = v_+$, d'où $v_{IN} = R_G I_G$ et $I_G = v_{IN}/R_G$

$$I_0 = [(v_{IN}/R_G)(2 + R_G/R_3) + 10^{-4}] \cdot (1 + R_1/R_2) + I_{REF1} + I_{REF2}$$

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega ; R_2 = 52,6 \Omega ; R_3 = 1,25 \text{ k}\Omega ; (R_1/R_2) \approx 19 ; (1 + R_1/R_2) \approx 20 ; (1/R_3) = 0,8 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{D'où } I_0 = 4 \cdot 10^{-3} + v_{IN} (16 \cdot 10^{-3} + 40/R_G)$$

III.A.4

$$V_{IN} = (R - R_Z) I_{REF} \quad I_0 = 4 \cdot 10^{-3} + (R - R_Z) I_{REF} (16 \cdot 10^{-3} + 40/R_G) \text{ avec } I_{REF} = 10^{-3} \text{ A}$$

- à $\theta = 0^\circ\text{C}$, $R = R_0 = 100 \Omega$ et on veut que $I_0 = 4 \text{ mA}$

$$I_0 = 4 \cdot 10^{-3} = 4 \cdot 10^{-3} + (100 - R_Z) I_{REF} (16 \cdot 10^{-3} + 40/R_G) \Rightarrow R_Z = R_0 = 100 \Omega$$

- à $\theta = 300^\circ\text{C}$, $R = 212,05 \Omega$ et on veut que $I_0 = 20 \text{ mA}$

$$I_0 = 20 \cdot 10^{-3} = 4 \cdot 10^{-3} + (212,05 - R_Z) I_{REF} (16 \cdot 10^{-3} + 40/R_G)$$

$$(40/R_G) = (16 \cdot 10^{-3}/112,05 \cdot 10^{-3}) - 16 \cdot 10^{-3} = 126,79 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{d'où } R_G = 315,47 \Omega$$

III.A.5

$$V_{IN} = [r(\theta) - R_Z] I_{REF} = R_0 \theta (a + b\theta) [I_{R0} + (v_{IN}/2R_{LIN})]$$

$$v_{IN} = \frac{a + b\theta}{1 - \frac{R_0}{2R_{LIN}} \theta (a + b\theta)} R_0 I_{R0} \theta$$

$$1/(1 - X) \approx 1 + X + X^2 + \dots \text{ d'où } \frac{1}{1 - \frac{R_0}{2R_{LIN}} \theta (a + b\theta)} \approx 1 + \frac{R_0 a}{2R_{LIN}} \theta \text{ en se limitant au 1}^{\text{er}} \text{ ordre}$$

$$v_{IN} \approx (a + b\theta) \left(1 + \frac{R_0 a}{2R_{LIN}} \theta \right) R_0 I_{R0} \theta \approx \left(a + \frac{R_0 a^2}{2R_{LIN}} \theta + b\theta \right) R_0 I_{R0} \theta \text{ en se limitant à l'ordre 2 en } \theta$$

On annule le terme en θ^2 : $(R_0 a^2/2 R_{LIN}) + b = 0$ d'où $R_{LIN} = -(R_0 a^2/2b) = 1 \text{ 322 } \Omega$

$$\text{On a alors : } v_{IN} \approx a R_0 I_{R0} \theta$$

III.A.6

La lecture de la documentation technique du XTR103 donne :

$$R_Z = 100 \Omega \quad R_G = 260 \Omega \quad R_{LIN} = 1 \text{ 229 } \Omega$$

III.A.7

- a) sans compensation de non-linéarité ($R_{LIN} \infty$) :

$$v_{IN}(\theta=300^{\circ}\text{C}) = (a + b\theta) \theta R_0 I_{R0} = 89,64 \text{ mV}$$

$$I_0 = 4 \cdot 10^{-3} + v_{IN} (16 \cdot 10^{-3} + 40/R_G) = 19,225 \text{ mA}$$

$$\text{Erreur de non-linéarité : } (20 - 19,225)/20 \approx 4 \%$$

b) avec compensation ($R_{LIN} = 1229 \Omega$) :

$$v_{IN}(\theta=300^{\circ}\text{C}) = a R_0 I_{R0} \theta \approx 93,80 \text{ mV}$$

$$I_{REF} = 0,8 \cdot 10^{-3} + v_{IN}/2 R_{LIN} = 0,838 \text{ mA}$$

$$I_0 = v_{IN} (0,016 + 40/R_G) + 4 \cdot 10^{-3} \quad \mathbf{I_0 = 19,93 \text{ mA}}$$

$$\text{Erreur de non-linéarité : } (20 - 19,93)/20 \approx 0,35 \%$$

c) Les erreurs de non linéarités calculées sont conformes aux valeurs données dans la documentation technique ; la compensation permet de réduire l'erreur d'un facteur 10, elle est indispensable pour obtenir une mesure précise.

III.A.8

La tension v_{IN} s'écrit maintenant :

$$V_{IN} = [R(\theta) + 2r(\theta_a) - R_Z] \cdot I_{REF}$$

On peut ajuster R_Z pour avoir $V_{IN} = 0$ pour $\theta = 0^{\circ}\text{C}$: $R_Z = R(0^{\circ}\text{C}) + 2 r(\theta_a)$, mais lorsque θ_a variera, on aura une erreur sur v_{IN} ($v_{IN} \neq 0$).

III.A.9

Avec une sonde 3 fils, on aura :

$$V_{IN}(\theta) = [R(\theta) + r(\theta_a) - R_Z - r(\theta_a)] \neq [R(\theta) - R_Z]$$

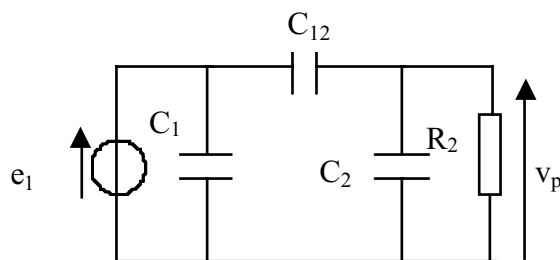
III.A.10

Q_1 permet de dériver la plus grande partie du courant 4 - 20 mA, la puissance correspondante étant dissipée à l'extérieur du circuit intégré et de étages d'entrée et de référence, ce qui améliore la précision.

Q_2 permet de détecter la coupure d'un quelconque des 3 fils de la sonde de température en faisant sortir le courant I_0 de l'intervalle [4, 20 mA].

III.B.1) Couplage capacitif

a)



b)

$$\alpha) \bar{V}_p = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} \frac{jR_2(C_{12} + C_2)\omega}{1 + jR_2(C_{12} + C_2)\omega} E_1$$

$$\beta) \frac{\bar{V}_p}{E_1} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} \frac{jR_2(C_{12} + C_2)\omega}{1 + jR_2(C_{12} + C_2)\omega}$$

fonction de transfert passe haut du 1^{er} ordre, de pulsation de coupure $\omega_c = 1 / R_2 (C_{12} + C_2)$, d'asymptote horizontale $20 \cdot \log [C_{12} / (C_{12} + C_2)] = -12$ dB.

c)

$\alpha)$ $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

$$\bar{V}_p \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} \frac{jR_2(C_{12} + C_2)\omega}{1} E_1 = jR_2 C_{12} \omega E_1 \quad V_p \approx 300 \text{ mV}$$

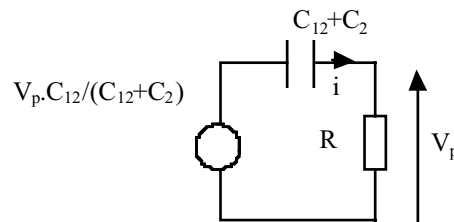
$\beta)$ $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$

$$\bar{V}_p \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} \frac{jR_2(C_{12} + C_2)\omega}{1} E_1 = jR_2 C_{12} \omega E_1 \quad V_p \approx 16 \text{ mV}$$

$\gamma)$ $\bar{V}_p \approx jR_2 C_{12} \omega E_1 \Rightarrow$ on peut modéliser la perturbation par une source de courant de valeur $C_{12} \omega E_1$ placée entre le conducteur 2 et la masse, débitant dans la résistance R_2 , la présence de C_2 étant négligeable. Une faible résistance résultante par rapport à la masse du conducteur victime atténue donc les effets du couplage capacitif.

d)

$\alpha)$ On peut modifier le circuit en appliquant le théorème de Thévenin :



L'équation différentielle correspondante s'écrit :

$$i + \tau \frac{di}{dt} = C_{12} \frac{dv_p}{dt}$$

avec $\tau = R_2 (C_{12} + C_2) = 200 \text{ ns}$ et $dv_p/dt = \text{cste} = 2 \cdot 10^8 \text{ V/s}$ sur un front montant

En prenant comme origine des temps le début d'un front montant :

$$i(t) = C_{12} \cdot 2 \cdot 10^8 (1 - e^{-t/\tau})$$

Le courant est maximum à l'instant 100 ns, puis décroît vers 0 pendant le palier de v_p .

$$I_{\max} = 50 \cdot 10^{-12} (1 - e^{-0.5}) \approx 4 \text{ mA} \text{ d'où } V_{p\max} \approx 4 \text{ V}$$

La valeur est plus élevée que dans le cas du régime sinusoïdal parce que le signal rectangulaire a un slew-rate élevé et est donc riche en harmoniques.

$\beta)$ Le slew-rate est multiplié par 10, donc $V_{p\max}$ aussi : $V_{p\max} \approx 40 \text{ V}$.

Les signaux à forts dv/dt sont donc les plus perturbateurs par couplage capacitif.

e)

α) Pour les harmoniques de rang faible, on peut utiliser l'approximation $(\sin x/x) \approx 1$ valable pour x tendant vers 0 ; les harmoniques de rang pair sont nuls et l'amplitude des harmoniques de rang impair est alors donnée par :

$$E_{1n} \approx 2 E_1 / n\pi$$

On retrouve l'expression des harmoniques d'un signal périodique rectangulaire idéal ($t_r = 0$).

β) On a pour $t_r = 100$ ns :

$$V_{p1} \approx 0,4 \text{ V} \quad V_{p3} \approx 0,4 \text{ V} \quad V_{p5} \approx 0,34 \text{ V} \quad V_{p7} \approx 0,30 \text{ V}$$

Pour $t_r = 10$ ns, ces valeurs restent les mêmes ! ; Le rapport 10 entre les valeurs maximum de v_p pour $t_r = 10$ ns et $t_r = 100$ ns s'explique par la plus grande richesse en harmoniques de rang élevé du signal de temps de montée le plus court .d)β.

γ) La valeur moyenne de $v_p(t)$ est nulle ; la valeur efficace du signal réduit à ses 4 premiers harmoniques non nuls est donnée par :

$$(V_{peff})_4 = \frac{\sqrt{V_{p1}^2 + V_{p3}^2 + V_{p5}^2 + V_{p7}^2}}{\sqrt{2}} \approx 0,5 \text{ V} \quad (\text{pour les deux cas})$$

f) Même schéma équivalent qu'en I) en remplaçant C_2 par $(C_2 + C_{20})$.

g) La fonction de transfert est donc :

$$\frac{V_p^-}{E_1^-} = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2 + C_{20}} \frac{jR_2(C_{12} + C_2 + C_{20})\omega}{1 + jR_2(C_{12} + C_2 + C_{20})\omega}$$

$A = 100$ kHz, on a : $R_2(C_{12} + C_2 + C_{20})\omega = 6,7 \cdot 10^{-2}$, d'où $V_p^- \approx jR_2 C_{12} \omega E_1^-$

$$V_p \approx 12,6 \text{ mV}$$

$$E_{dB} = 20 \log(314/12,57) \approx 28 \text{ dB}$$

Cette valeur est très importante, il n'est pas très difficile de se protéger des champs électriques basse fréquence.

h) Si l'écran n'est pas relié à la masse (ou à une référence de potentiel), il n'a aucun effet ; il peut même contribuer à augmenter le couplage capacitif.

i) Le signal à transmettre, image de la température du bain d'huile varie très lentement au cours du temps ; il est donc facile de filtrer le bruit à l'aide de capacités réalisant un filtrage passe-bas en entrée et en sortie du XTR103.

III.B.2) Couplage inductif

$$\text{a) } E = jM\omega I_1 = jL_2\omega I_2 + (R_E + R_S)I_2 \quad \text{d'où } I_2 = \frac{M}{L_2} \frac{j \frac{L_2\omega}{R_E + R_S} I_1}{1 + j \frac{L_2\omega}{R_E + R_S}}$$

$$\overline{V_p} = R_E \frac{M}{L_2} \frac{j \frac{L_2 \omega}{R_E + R_S}}{1 + j \frac{L_2 \omega}{R_E + R_S}} \overline{I_1}$$

b) Passe-haut du 1^{er} ordre, de pulsation de coupure basse $\omega_c = (R_E + R_S)/L_2$ et d'asymptote horizontale d'ordonnée $20 \log(R_E M/L_2)$.

c) Pour minimiser v_p , il faut que L_2 soit la plus grande possible ; le fait d'éloigner le conducteur aller et le conducteur retour (c'est à dire diminuer la surface de la boucle) augmente L_2 mais augmente aussi M !. On peut faire passer un des deux fils du circuit perturbé à l'intérieur d'une perle de ferrite.

d) Utiliser une paire torsadée de sorte que les flux et donc les f.e.m. des boucles se compensent presque complètement.

e) Dans le cas d'une boucle de courant, la résistance de sortie R_S de l'émetteur est théoriquement infinie, ce qui rend le courant de perturbation i_2 nul ; le courant I_0 transmettant l'information n'est pas affecté.

f) La présence d'un écran autour du conducteur perturbé peut avoir un effet réducteur sur la diaphonie inductive si :

- l'écran est raccordé à une masse aux deux extrémités de la liaison pour permettre la circulation d'un courant créant un champ s'opposant au champ perturbateur (effet réducteur pour les perturbations hautes fréquences) ; ceci n'est pas adapté au cas d'un signal analogique de faible amplitude comme celui fourni par un capteur ;
- l'écran est constitué d'un matériau ferromagnétique, auquel cas il procurera un effet protecteur intrinsèque, surtout en basse fréquence (en hautes fréquences, la perméabilité magnétique diminue fortement).

Les couplages inductifs en basse fréquence sont les plus difficiles à réduire.

g) L'utilisation d'une boucle 4 - 20 mA permet de transmettre le signal sur de grandes distances, car elle présente une bonne protection contre les perturbations électromagnétiques, une insensibilité aux chutes de tension ohmiques et aux variations de la tension d'alimentation. Elle permet de plus la détection des variations de l'impédance de la liaison (rupture ou court-circuit).

III.C

III.C.1

Redressement simple alternance sans seuil (alternance négative)

III.C.2

a)

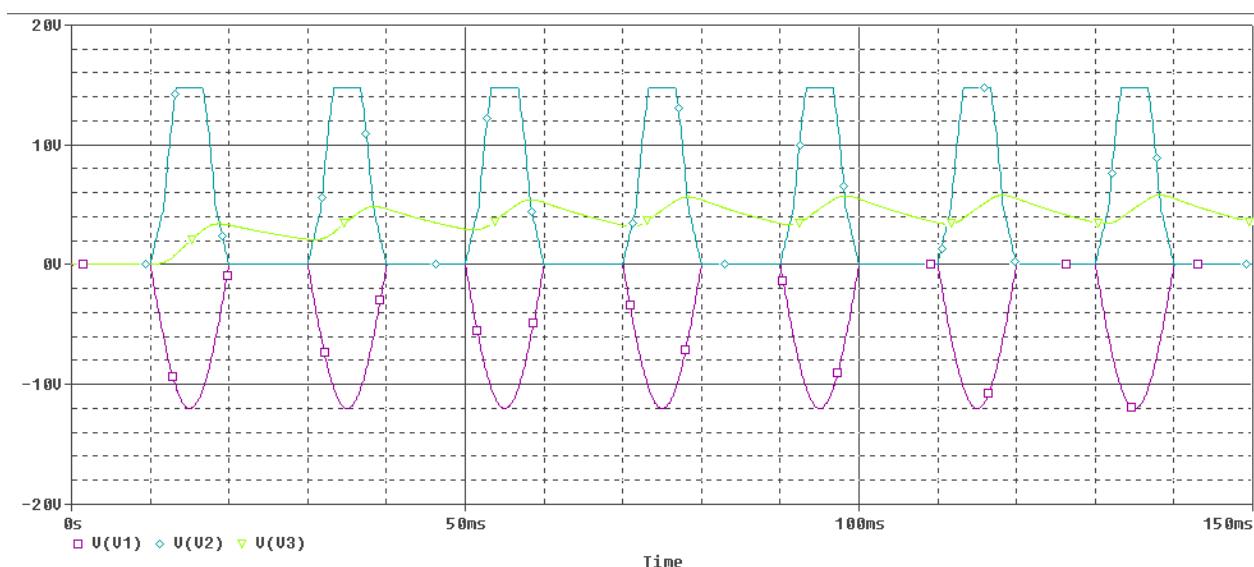
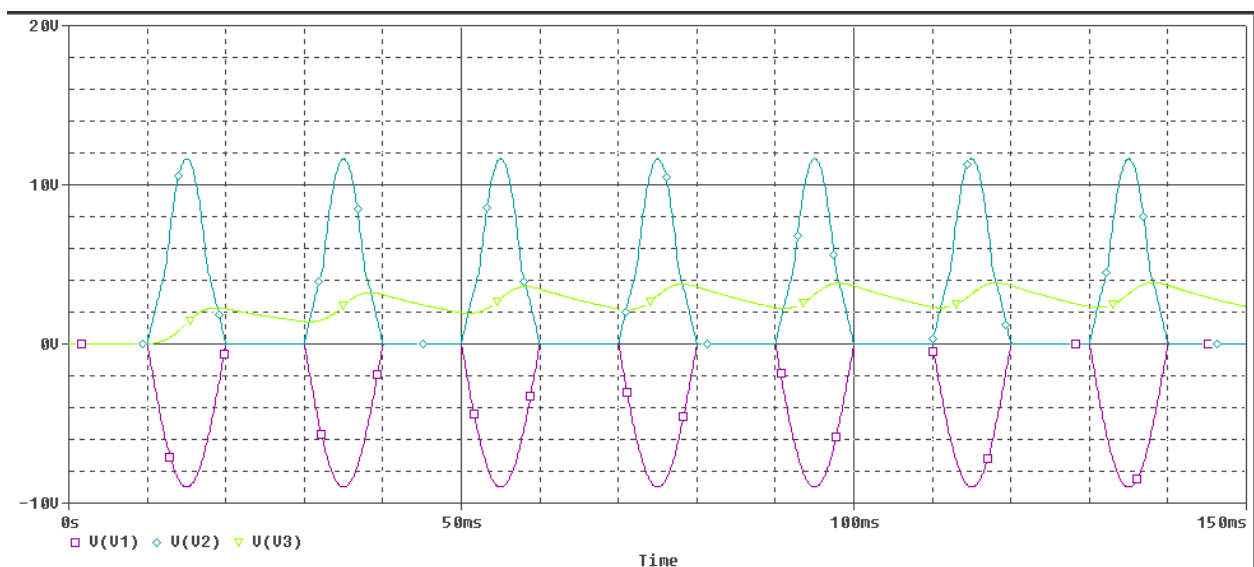
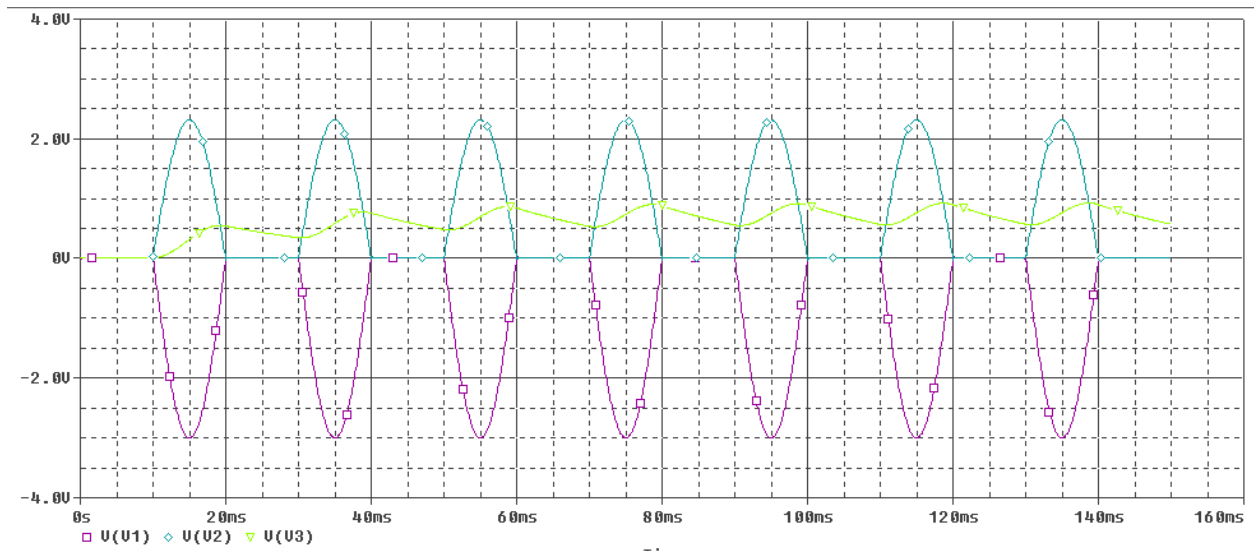
• Pour $V_{\text{emax}} \leq 6,2$ V, D_Z est bloquée : $v_2(t) = -(100 / 130) \cdot v_1(t) = -0,77 \cdot v_1(t)$

• Pour $V_{\text{emax}} \leq 6,2$ V, D_Z est passante : $v_2(t) = -100 [(v_1 / 130) + (v_1 + 6,2)/62] \cdot v_1(t)$

$$v_2(t) = -2,38 v_1(t) - 10 \text{ lorsque } v_1(t) < 0, 0 \text{ sinon}$$

Cette dernière expression n'est valable que si A_2 n'est pas saturé, c.a.d si $V_{\text{emax}} < 10,5$ V

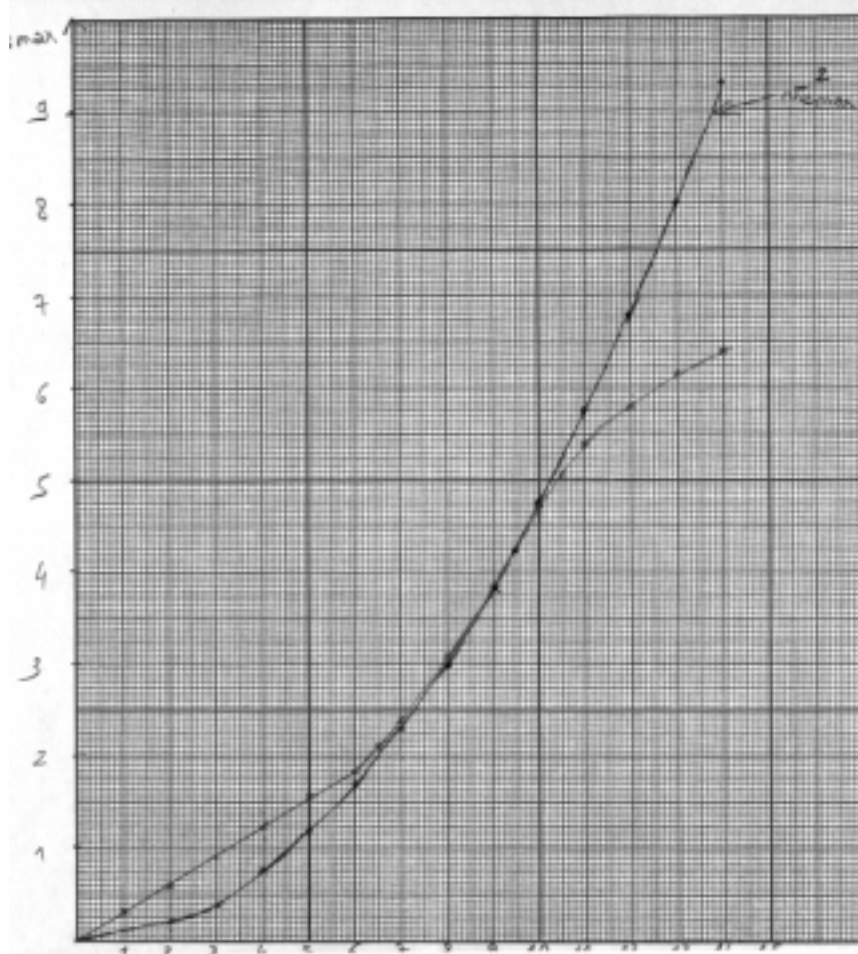
b)



c) Voir allure de $v_2(t)$ sur les courbes de la question précédente.

Il subsiste une forte ondulation sur v_3 car la constante de temps $\tau = RC$ du filtre passe-bas est égale à 22 ms.

III.C.4



Les valeurs crêtes de la tension v_3 représentent une approximation de la parabole V_{emax}^2 pour des valeurs de V_{emax} comprises entre 6 et 11 V.

Partie IV

Exploitations pédagogiques

IV.A.

IV.A.1.

Couplage par impédance commune

Un couplage par impédance commune se produit lorsque deux mailles ont en commun un tronçon dont l'impédance ne peut être considérée comme négligeable. Cette impédance peut être résistive, mais plus souvent inductive lorsque les courants qui la parcourent ont un spectre contenant des hautes fréquences.

Couplage capacitif

Lorsque deux conducteurs sont situés à proximité l'un de l'autre, il existe entre eux une capacité. Celle-ci augmente avec leur longueur, leur surface, et est d'autant plus importante qu'ils sont plus rapprochés. S'il existe entre eux une d.d.p variable au cours du temps, cette capacité est parcourue par un courant et ils sont donc couplés électriquement.

Couplage inductif

Tout conducteur parcouru par un courant crée un champ magnétique. Lorsque le flux correspondant est variable au cours du temps et coupe d'autres conducteurs, il crée dans ceux-ci une force électromotrice induite. Un cas typique est celui de deux mailles indépendantes agissent comme les spires d'un bobinage. Elles s'échangent de l'énergie par induction mutuelle.

Couplage électromagnétique

Il s'agit du cas général où les distances entre circuits perturbateurs et circuits perturbés ne sont plus négligeables devant la longueur d'onde des phénomènes électromagnétiques. Les couplages ne peuvent alors plus être modélisés à l'aide de circuits à constantes localisées (comme dans les deux cas précédents). Les couplages électromagnétiques interviennent donc lorsque les fréquences et les distances sont élevées.

IV.A.2.

a)

50 milliohms, soit environ 2,5cm d'une piste de circuit imprimé de largeur 0,5 mm.

b)

Les courants d'alimentation sont également impliqués.

c)

On peut s'en affranchir en agencant le tracé du circuit de manière à éviter les tronçons communs. On relie alors les masses en un seul point (valable en analogique basse fréquence).

On peut aussi réduire l'influence des tronçons communs en diminuant leur impédance, par exemple en élargissant les pistes, en maillant les masses.

IV.A.3.

Les couplages capacitifs sont d'autant plus importants que les conducteurs impliqués sont proches l'un de l'autre et que la d.d.p. entre eux varie rapidement au cours du temps.

On peut donc les éloigner l'un de l'autre, éviter les longs parcours parallèles, les séparer par un conducteur relié à une référence de potentiel.

Sur un circuit imprimé, les capacités de couplage sont de l'ordre du picofarad par centimètre.

IV.A.4.

Alors que le couplage capacitif est émis par des conducteurs soumis à des variations rapides de tensions, le couplage inductif est provoqué par des conducteurs soumis à des variations rapides de courant. Ces conducteurs, surtout s'ils constituent des boucles de surface importante, génèrent un champ magnétique, capable d'engendrer des forces électromotrices induites dans les conducteurs environnants.

Il est difficile de se protéger contre du champ magnétique. Il vaut beaucoup mieux éviter d'en produire.

Une bonne approche du problème consiste à réduire autant que possible les surfaces de toutes les boucles (les boucles émettrices comme les boucles réceptrices).

L'utilisation d'un plan de masse réduit les surfaces des boucles ainsi que celle de condensateurs de découplage placés le plus près possible des circuits.

IV.A.5.

Les couplages électromagnétiques ne sont pas prépondérants dans les circuits imprimés, du fait des faibles dimensions de ceux-ci. On peut les réduire à l'aide d'écrans électromagnétiques (ou blindages).