

Qdzqds
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد حطاب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière : Électronique

Spécialité : Instrumentation

présenté par :

ZEROUALI Mohamed

Etude et mise en œuvre de la technique de mesure à trois signaux et applications

Proposé par : Omar Nadjemi & Abderrahmane Hamidat

Remerciements

اعتبر هذا العمل محصلة خمس سنوات كلها مثابرة و اصرار في محيط وجدت فيه الدعم الكافي من الاساتذة و الوالدين لذا اود ان اشكر اولاً :
الله على توفيقى و اشكر اسرتى خاصة امى و جدتى و ابنى.

اتقدم بالشكر للأسرة الجامعية بدا بمؤطرى ناجمى عمر الذى كان دائماً استاذى المقرب والمعلم و مؤطرى عبد الرحمان حميدات الذى استقبلنى ضمن فرقة البحث التى يشرف عليها .

اشكر الاساتذة أعضاء لجنة المناقشة على تفضلهم بتقويم مذكرتى و جميع الاساتذة الذين درسونى دون ان انسى الاستاذ دراوى عبد الرحمان الذى اعطانى المفاهيم الأساسية فى ميدان الهندسة الكهربائية

فى النهاية اتقدم بالشكر الى كل الاشخاص والطلبة الذين كانوا بجنبى فى دراستى

ملخص: في هذا المشروع سنتطرق للدراسة و محاكات المشاكل الشائعة لأنظمة القياس ودراسة و تطبيق تقنية القياس بالإشارات الثلاثة لجعل القياس مستقل عن تأثيرات الانحرافات الموجودة في سلسلة القياس وهذا بالتطرق الى : دراسة عامة على سلسلة القياس، دراسة و محاكات مشاكل سلاسل القياس، دراسة و محاكات تقنية القياس بالإشارات الثلاثة، عرض بعض تطبيقات تقنية الإشارات الثلاثة. الهدف الاخير من هذه الدراسات الحصول على نظام ذاتي المعايرة يقوم بتقديم قياس يحتوي على ارتياب نظامي اصغري.

الكلمات المفتاحية: محاكات ، أنظمة القياس ، سلسلة القياس ، الانحرافات ، معايرة ذاتية ، القياس بالإشارات الثلاثة ، ارتياب نظامي.

Résumé : Dans ce projet on va étudier et simuler les problèmes liés aux systèmes de mesure et appliquer la technique de mesure à trois signaux pour rendre le résultat indépendant de l'influence des dérives de la chaîne de mesure. Pour cela, on procède par l'étude générale sur la chaîne de mesure, l'étude et simulation des problèmes liées aux chaînes de mesure, L'étude et simulation de la technique de la mesure à trois signaux et applications. L'objectif final de cette étude est d'obtenir un système de mesure auto-calibré qui permet d'effectuer une mesure avec une erreur systématique minimale.

Mots clés : simulation, mesure, chaîne de mesure, dérives, technique de mesure à trois signaux, auto-calibration, incertitude systématique.

Abstract: In this project we will study and simulate the problems related to the measurement systems and apply the three-signal measurement technique to make the measurement independent of the influence of the drifts of the chain. For this, we proceed by the general study on the chain of measurement, the study and simulation of the problems related to the chains of measurement, the study and simulation of the technique of the measurement with three signals and applications. The ultimate goal of this study is to obtain a self-calibrated measurement system that allows for a measurement with minimal systematic Uncertainly.

Key words: simulation, measurement, measurement chain, drifts, three-signal measurement technique, whatever the disturbances.

Table des matières

Introduction général	1
Chapitre 1: Généralités sur la chaine de mesure	2
1.1 Introduction	2
1.2 Eléments de la chaine de mesure	3
1.2.1 Le capteur	3
<i>a.</i> Exemple de capteurs de température.....	4
<i>b.</i> Exemple de Capteur des irradiations	6
1.2.2 Conditionnement de capteurs	8
1.2.3 Conditionnement de signal	9
<i>a.</i> L'amplification du signal.....	9
<i>b.</i> Le filtrage	10
<i>c.</i> La conversion analogique/numérique.....	10
1.2.4 L'utilisation du signal conditionné	11
1.3 Problèmes liés au conditionnement de capteurs	12
1.3.1 Les dérives	12
1.3.2 Les fluctuations	13
1.3.3 Les tolérances	13
1.3.4 Les impédances parasites	14
1.3.5 Problèmes de l'amplification	14
<i>a.</i> Le décalage	14
<i>b.</i> Le signal mode commun	15
1.3.6 Problèmes de conversion analogique/numérique	16
<i>a.</i> Erreur de quantification	16

<i>b.</i> Erreur d'offset	17
<i>c.</i> Erreur de gain.....	17
1.4 Conclusion	18
Chapitre 2 : Simulation des défauts de chaine de mesure.....	19
2.1 Introduction.....	19
2.2 L'environnement NI multisim.....	20
2.2.1 Présentation général du logiciel	20
2.2.2 Saisie de schémas	20
<i>a.</i> L'environnement.....	20
<i>b.</i> Composants	21
<i>c.</i> Instruments virtuels	22
<i>d.</i> Câblage.....	22
2.3 Simulation des défauts de chaine de mesure	24
2.3.1 Principe defonctionnement	24
2.3.2 Simulation de conditionnement sans défaut.....	26
2.3.3 Simulation des défauts de conditionnement	29
<i>a.</i> Défaut de générateur V1	29
<i>b.</i> Influence de tolérance sur la résistance R1	31
<i>c.</i> Influence des défauts d'amplification.....	32
<i>d.</i> Influence de la ligne.....	33
<i>e.</i> Influence des défauts de conversion A/N.....	36
<i>f.</i> Simulation de l'ensemble des défauts.....	37
2.4 Conclusion	38

Chapitre 3 : La technique à trois signaux et application.....	39
3.1 Introduction	39
3.2 La technique de mesure à trois signaux.....	40
3.2.1 Principe de mesure à trois signaux.....	40
3.2.2 Etude théorique de la technique à trois signaux	40
3.2.3 Simulation de la technique à trois signaux.....	43
3.3 Applications de la technique à trois signaux.....	48
3.3.1 Application à l'auto-calibration	48
<i>a.</i> Principe et circuit utilisé.....	48
..	
<i>b.</i> Elaboration et calcul des résultats	49
3.3.1 Application à l'étalonnage du capteur de température type TD4A	54
<i>a.</i> La série TD de capteurs et le capteur TD4A	54
<i>b.</i> Principe et circuit d'étalonnage utilisé	56
<i>c.</i> Elaboration et calcule des résultats	58
3.4 Conclusion	62
Conclusion général	63
Annexes.....	64
.	
Bibliographie.....	70

Liste des figures

figure 1.1. La chaine de mesure.....	3
figure 1.2. La sonde PT100.....	5
figure 1.3. Caractéristiques de la thermistance et de la PT 100.....	5
figure 1.4. Effet thermoélectrique.....	6
figure 1.5. Caractéristiques des thermocouples.....	6
figure 1.6. La photodiode	7
figure 1.7. Circuit équivalent de la photodiode	7
figure 1.8. Caractéristique d'une photodiode	7
figure 1.9. Conditionnement de capteur passif	8
figure 1.10. Conditionnement de capteur actif	8
figure 1.11. Amplificateur d'instrumentation	9
figure 1.12. Filtre passe bas.....	10
figure 1.13. Conversion analogique/numérique	11
figure 1.14. Visualisation du signal	12
figure 1.15. Dérive de la résistance	13
figure 1.16. Tension d'offset	15
figure 1.17. Tension différentielle et tension mode commun	15
figure 1.18. Erreur de quantification	16
figure 1.19. Erreur d'offset	17
figure 1.20. Erreur de gain	17
figure 2.1. L'environnement de simulation NI multisim	21
figure 2.2. Différents symboles de composants	22
figure 2.3. Barre de menu d'instruments	22
figure 2.4. Barre de menus des composants	23
figure 2.5. Renommer les fils	23

figure 2.6. Conditionnement du capteur PT100	24
figure 2.7. Équivalence Norton Thévenin	25
figure 2.8. Modèle de PT100	26
figure 2.9. Circuit de mesure	27
figure 2.10. Tension de la sortie du système sans défauts.....	27
figure 2.11. Mesure idéale de la PT100.....	28
figure 2.12. Tolérance du générateur	29
figure 2.13. Mesure en présence de la tolérance de générateur	30
figure 2.14. Loi de densité dérivée d'arcsinus	30
figure 2.15. Effet de fluctuation	31
figure 2.16. Introduction de la tolérance de la résistance R1	31
figure 2.17. Effet de la tolérance sur R1.....	32
figure 2.18. Amplificateur d'instrumentation AD624	32
figure 2.19. Effet des défauts d'amplification.....	33
figure 2.20. Mesure à deux fils	34
figure 2.21. Effet de la ligne en utilisant mesure à deux fils.....	34
figure 2.22. Mesure à 4 fils	35
figure 2.23. Résultat de mesure à 4 fils	35
figure 2.24. Mesure avec un convertisseur de 8 bits	36
figure 2.25. Mesure avec un convertisseur de 16 bits	36
figure 2.26. Simulation de l'ensemble des défauts.....	37
figure 2.27. Effet de l'ensemble des défauts sur la mesure.....	37
figure 2.28. Mesure de la résistance en présence des défauts	38
figure 3.1. Système de mesure linéaire	40
figure 3.2. Processus de mesure par la technique à trois signaux	43
figure 3.3. Introduction des paramètres de l'amplificateur	44

figure 3.4. Simulation de la technique à trois signaux	44
figure 3.5. Signaux de contrôle	45
figure 3.6. Signaux de sortie du système	46
figure 3.7. Simulation de mesure de température à distance	48
figure 3.8. Signaux à la sortie du système de mesure	49
figure 3.9. Résultat de la mesure.....	50
figure 3.10. Comparaison du résultat de mesure avec le résultat du 2 ^{eme} chapitre	50
figure 3.11. Le capteur TD4A.....	54
figure 3.12. Caractéristique théorique du capteur TD4A.....	55
figure 3.13. Circuit d'étalonnage.....	56
figure 3.14. Signaux mesurées.....	58
figure 3.15. Résultat de l'étalonnage du capteur TD4A.....	59
figure 3.16. Comparaison de la caractéristique expérimentale avec la théorique.....	59
figure 3.17. Application de la méthode des moindres carrés.....	50

Liste des tableaux

tableau 2.1. Mesures idéales sans défauts.....	27
tableau 3.1. Résultats de simulation de la technique à trois signaux	47
tableau 3.2. Valeurs mesurés	51
tableau 3.3. Erreur sur la mesure de la résistance de la PT100.....	52
tableau 3.4. Erreur sur la mesure de la température	53
tableau 3.5 Valeurs de résistance de TD4A pour un courant inférieur à 100 μ A.....	55
tableau 3.6 Calculs et résultats.....	60

Conclusion générale

Nous avons dans ce mémoire étudié et simulé les problèmes liés aux systèmes de mesure et appliquer la technique de mesure à trois signaux pour rendre le résultat indépendant de l'influence des erreurs systématiques dues à la chaîne de mesure qu'on a considérée comme un système linéaire. Les résultats satisfaisants obtenus, nous ont conduits à tester cette technique sur d'abord la mesure à distance de la température d'une PT100 pour l'appliquer sur l'auto-calibration d'un système de mesurage. Une deuxième application a ensuite été réalisée sur l'étalonnage d'une sonde de température TD4A en utilisant la résistance de platine PT100 comme étalon. L'étude et la simulation entreprises peuvent faire l'objet de plusieurs TP analogues associant les modules capteurs et métrologie de la filière Master instrumentation. Il devient dans ce cas intéressant d'utiliser les outils de Labview pour pouvoir piloter des circuits de Multisim et exploiter le chargement des données effectuées à partir de celui-ci .

Il demeure évident que pour valider les travaux effectués, un calcul théorique d'incertitude selon la méthode GUM doit être entrepris afin de comparer les différents résultats de calculs fictifs, de simulation et théorique.

Chapitre 1 Généralités sur la chaîne de mesure

1.1 Introduction

Ce chapitre présente la structure générale d'une chaîne de mesure en précisant la définition et le rôle de chaque élément de cette chaîne. Le fonctionnement de l'ensemble de ces éléments engendre des défauts qui font l'objet d'une étude dans ce chapitre.

1.2 Éléments de la chaîne de mesure

La grandeur physique objet de la mesure : déplacement, température, pression, etc. est désignée comme le mesurande. L'ensemble des opérations expérimentales qui concourent à la connaissance de la valeur numérique du mesurande constitue son mesurage.

Lorsque le mesurage utilise des moyens électroniques de traitement du signal, il est nécessaire de produire à partir du mesurande une grandeur électrique qui en soit une représentation aussi exacte que possible : ceci signifie que la grandeur électrique et ses variations apportent toute l'information nécessaire à la connaissance du mesurande [1].

L'acquisition de l'information contenue dans la grandeur mesurande n'est pas simple, elle fait appel à plusieurs éléments électroniques, qui ont une fonction bien précise, L'ensemble des éléments qui permettent le passage de la grandeur physique en grandeur exploitable forment la chaîne de mesure, la structure de base d'une chaîne de mesure comprend au minimum trois étages :

- Un capteur sensible aux variations d'une grandeur physique et qui, à partir de ces variations, délivre une autre grandeur physique.

- Un conditionneur de signaux dont le rôle principal est l'amplification du signal délivré par le capteur pour lui donner un niveau compatible avec l'unité de visualisation ou d'utilisation. Cet étage peut parfois intégrer un filtre qui réduit les perturbations présentées sur le signal.
- Une unité de visualisation et/ou d'utilisation permet de lire la valeur de la grandeur et/ou de l'exploiter dans le cas d'un asservissement par exemple.

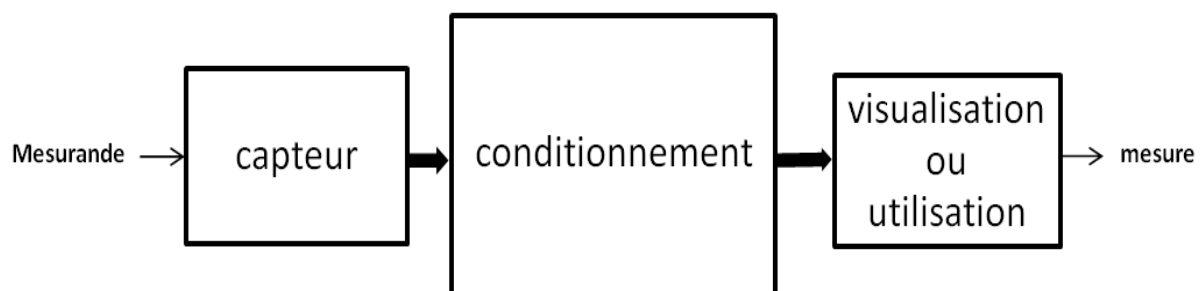


figure 1.1. La chaîne de mesure

Cette structure de base se rencontre dans toutes les chaînes de mesure, quel que soit leur complexité et leur nature.

1.2.1 Le capteur :

Selon la définition VIM (vocabulaire international de métrologie) : le capteur est un élément d'un appareil de mesure ou d'une chaîne de mesure auquel est directement soumise l'action du mesurande [2].

Le capteur permet de transformer une grandeur physique en une grandeur électrique qui n'est pas forcément exploitable, on distingue deux grandes classes de capteurs :

Capteur passif: Ce type de capteurs ne fournit pas d'énergie, la grandeur électrique de sortie est généralement une impédance qui varie avec la grandeur à mesurer, afin de pouvoir obtenir un signal utilisable ce type de dispositif nécessite la mise en œuvre d'un

conditionneur qui transforme les variations en une différence de potentiel ou en un courant électrique[3].

Capteur actif : C'est un capteur pour lequel la grandeur de sortie est une tension ou courant électrique, cette grandeur est directement utilisable par l'instrumentation de mesure et ne nécessite qu'un traitement du signal fourni [3].

Dans les deux grandes classes on peut aussi classifier les capteurs selon la nature de l'élément sensible (résistance, capacité ...).

a Exemple de capteurs de température

Détecteur de température à résistance (RTD) :

Les RTD sont conçus en fonction de l'effet thermo résistif des métaux. Bien que tout métal pourrait être utilisé pour mesurer la température, le métal sélectionné devrait avoir une fusion élevée et être résistant à la corrosion. Le platine est le matériau RTD le plus répandu en raison de sa stabilité dans l'air, large plage de température, facilité de fabrication et coût. Un RTD est un capteur passif, nécessitant le passage d'un courant pour produire une Tension. Si le courant d'excitation passant à travers un RTD est I_{ex} , et la tension de sortie aux bornes du RTD est V_{out} , la relation liant $R(T)$ à T est donnée par :

$$R(T) = R_0(1 + AT + BT^2) \quad (1.1)$$

Alors la température mesurée T (en ° C) peut être obtenue par :

$$T = \frac{-A.R_0 + \sqrt{(A \times R_0)^2 - 4R_0 \times B(R_0 - R(T))}}{2BR_0} \quad (1.2)$$

ou

$$T = \frac{2(V_{out} - I_{ex}R_0)}{I_{ex}R_0[A^2 + 4B(V_{out} - I_{ex}R_0)/(I_{ex}R_0)]} \quad (1.3)$$

Où R_0 est la résistance du RTD à 0°C; A et B sont les coefficients de température. Le courant d'excitation aussi provoque le réchauffement intérieur du RTD, ce qui peut entraîner des erreurs de mesure. Pour minimiser les erreurs d'auto-échauffement, on excite le RTD par un courant inférieur à 1 mA. Les RTD peuvent être difficiles à mesurer en raison de leur résistance relativement faible (100 Ω), qui ne change que légèrement avec la température ($\Delta R < 0,4 \Omega / ^\circ C$). Pour mesurer précisément ces petits changements de résistance, on utilise

des méthodes spéciales pour minimiser les erreurs qui sont dues à la résistance des câbles de connexion, c'est l'objet du chapitre 3 [4].



figure 1.2. La sonde PT100

Les thermistances

Les thermistances sont de type NTC (négative température coefficient), dont la résistance diminue avec l'augmentation de la température, ou de type PTC (positive température Coefficient), dont la résistance augmente avec l'augmentation de la température, Les thermistances NTC sont fabriquées en utilisant des céramiques, elles peuvent fournir une bonne précision et une bonne résolution, pour mesurer des températures entre -100°C et $+300^{\circ}\text{C}$ [4].

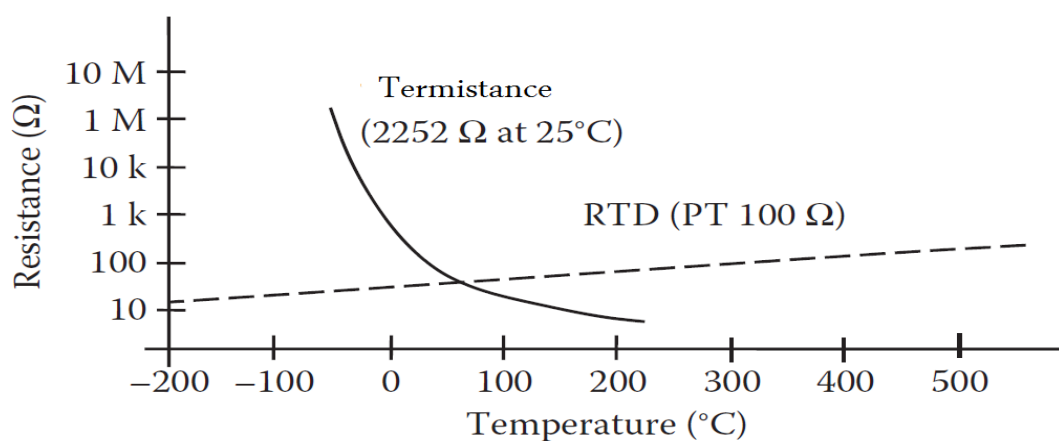


figure 1.3. Caractéristiques de la thermistance et de la PT 100

Le thermocouple

Le thermocouple est basé sur l'effet décrit par Seebeck en 1821 : un courant de faible intensité circule lorsque deux conducteurs constitués de métaux différents A et B sont reliés et soumis à une différence de température. Les deux conducteurs reliés l'un à l'autre sont appelés thermocouple (figure 1.4)[5].

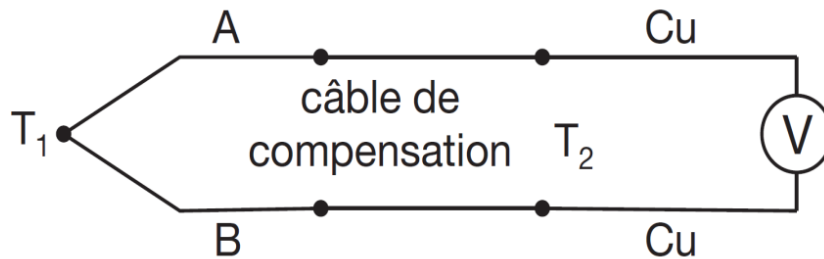


figure 1.4. Effet thermoélectrique

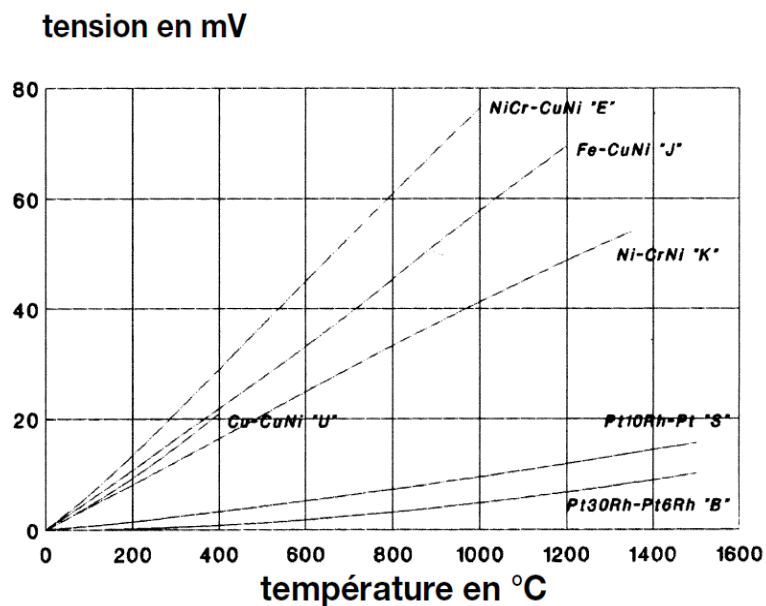


figure 1.5. Caractéristiques des thermocouples

b Exemple de Capteur des irradiations :

La photodiode :

La photodiode est un élément semi-conducteur sensible à la lumière qui permet de transformer l'énergie des irradiations en énergie sous forme de courant électrique. Quand le dispositif est exposé à l'éclairage de la lumière, une création des paires électron-trou

apparaîtra afin d'absorber des photons, ce qui génère un courant électrique. Un modèle électrique de ce capteur est un générateur de courant parallèle à une résistance r_d et capacité C , tous sont en série avec une résistance r_s .



figure 1.6. La photodiode

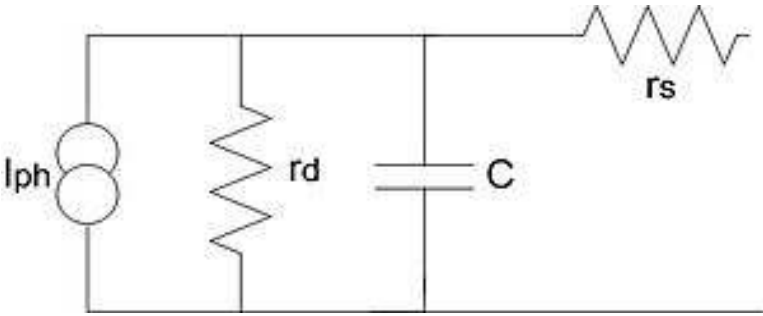


figure 1.7. Circuit équivalent de la photodiode

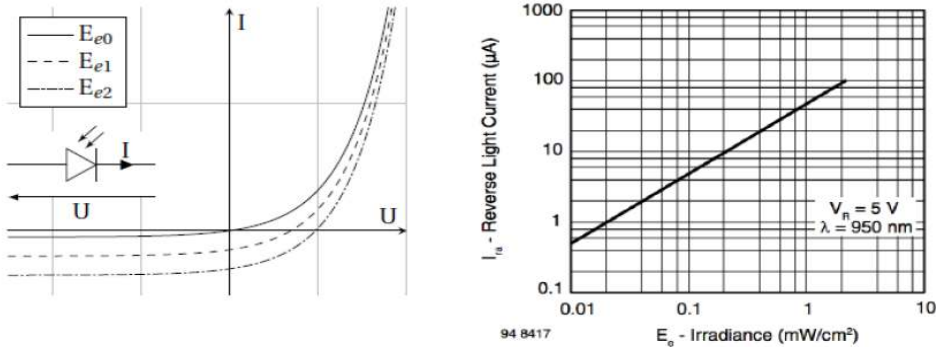


figure 1.8. Caractéristique d'une photodiode

1.2.2 Conditionnement de capteurs

Il s'agit d'un circuit électronique associé au capteur, il permet de traduire la variation de grandeur fournie par le capteur en une autre grandeur plus facile à manipuler (tension ou courant électrique).

Généralement, tout capteur passif nécessite un circuit de conditionnement.

a Exemples des circuits de conditionnement de capteurs passifs

La figure (1.9) montre deux exemples de conditionnement : conditionnement par pont de Watson et par générateur de courant

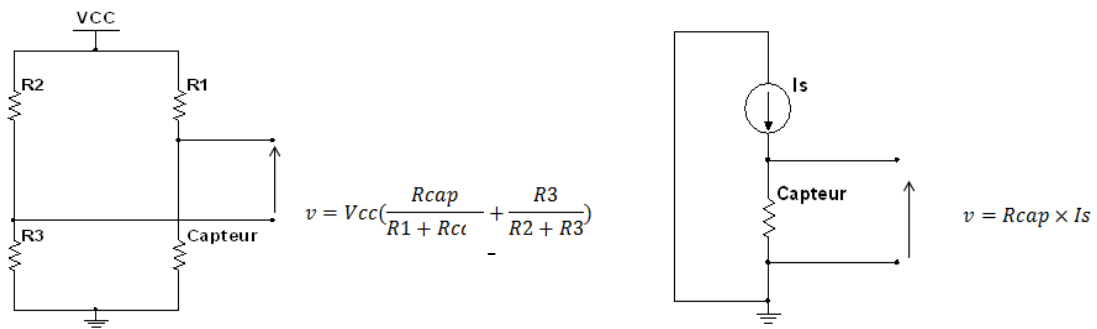


figure 1.9. Conditionnement de capteurs passifs

b Exemple de circuit de conditionnement de capteur actif

La figure (1.10) montre un circuit de conditionnement et le point de fonctionnement d'une photodiode.

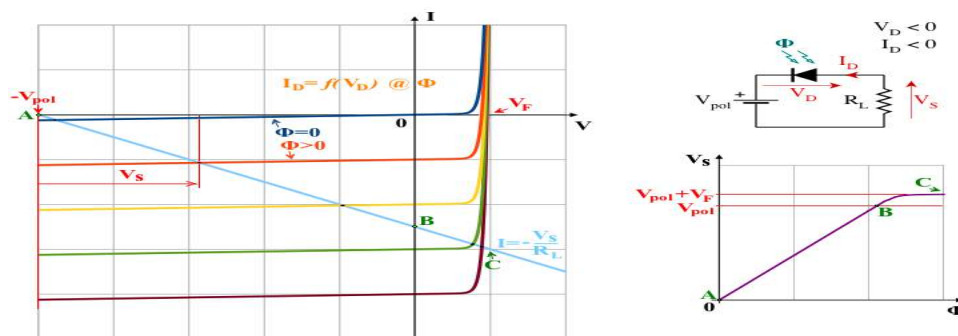


figure 1.10. Conditionnement de capteur actif

1.2.3 Conditionnement de signal

Généralement le signal de sortie de capteurs est un signal analogique de très faible niveau et très bruité, sa variation n'est pas forcément linéaire avec le mesurande, et sa nature analogique n'est pas compatible pour qu'on le traite par un ordinateur, donc l'amplification, le filtrage, la linéarisation et la conversion en signal numérique sont des opérations indispensables pour obtenir un signal utile.

a L'amplification du signal

L'amplification de signal se fait par un amplificateur qui doit être caractérisé par :

- Une entrée différentielle.
- Une très grande impédance d'entrée et très faible impédance de sortie.
- Un Gain stable et ajustable.
- Une très faible sensibilité aux signaux mode commun et très faible décalage d'entrée
- Un faible bruit.

Un amplificateur de ce type est appelé amplificateur d'instrumentation, c'est un amplificateur différentiel optimisé par ses performances en continu. Un ampli d'instrumentation présente un grand gain en tension, un fort taux de réjection mode commun, de faibles décalages d'entrée, une faible dérive en température et une forte impédance d'entrée. Ces amplificateurs sont réalisés à base de circuits intégrés tels que (AD620, INA118) [6].

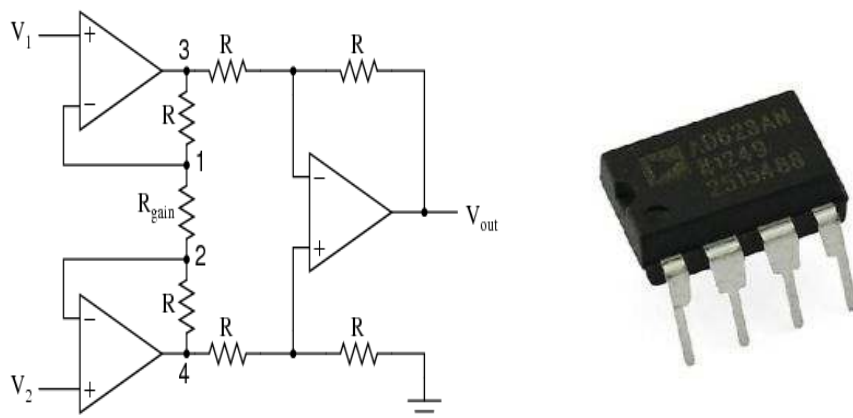


figure 1.11. Amplificateur d'instrumentation

b Le filtrage :

Dans la majorité des cas, le signal informatif est superposé à d'autres signaux non informatifs, donc on a besoin d'un filtrage de signal fourni par le capteur. Cette fonction peut être réalisée par des composants actifs ou passifs.

Exemple de filtre actif passe bas du 2ème ordre Bessel de fréquence de coupure $f_c=1\text{KHz}$.

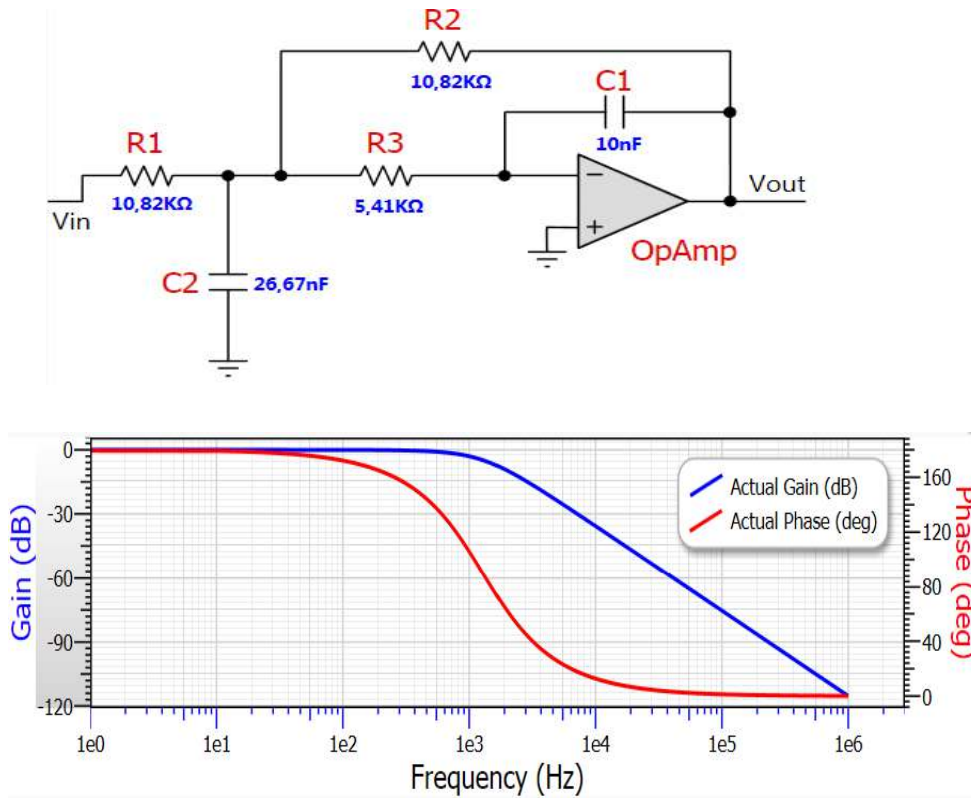


figure 1.12. Filtre passe bas

c La conversion analogique/numérique

La conversion de signal après le traitement analogique en signal numérique est indispensable si on veut utiliser un calculateur numérique (ordinateur, DSP, microcontrôleur). Le convertisseur analogique /numérique (DAC) est un circuit électronique intégré qui permet de transformer un signal analogique évoluant de façon continue en suites de valeurs binaires qui sont les échantillons de signal numérique à chaque instant

d'échantillonnage. Le passage du mode analogique au mode numérique se fait par trois étapes essentielles : **l'échantillonnage, le blocage et la quantification**

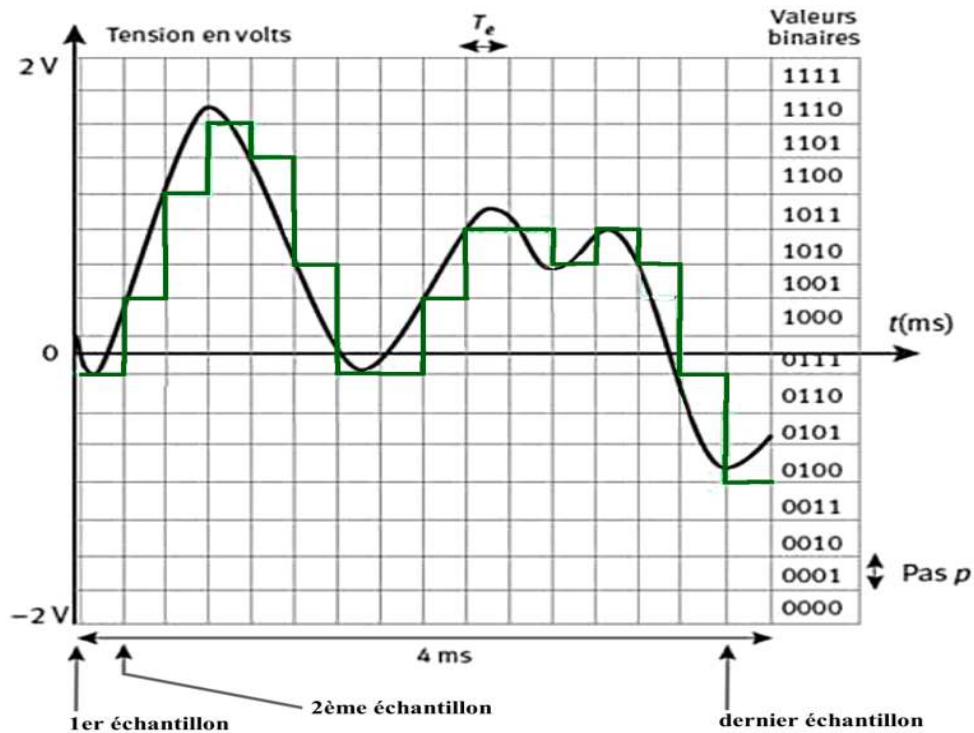


figure 1.13. Conversion analogique/numérique

La quantification engendre des erreurs dites de quantification. Plus la résolution du convertisseur est importante plus les erreurs de quantification sont faibles, nous allons aborder ce problème dans le chapitre 2

1.2.4 L'utilisation du signal conditionné :

Le calculateur permet de traiter le signal conditionné pour présenter l'information transportée par la grandeur physique sous forme de valeurs en fonction du temps, ou aussi l'enregistrer.

Il existe des logiciels qui permettent de visualiser et traiter la valeur mesurée comme (LabVIEW, Matlab...etc.).

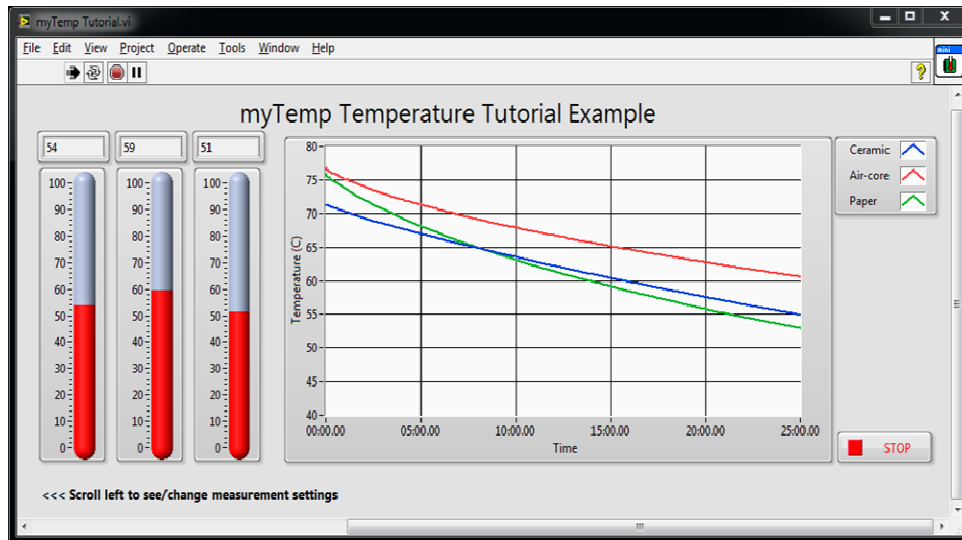


figure 1.14. Visualisation du signal

1.3 Problèmes liés au conditionnement de capteurs:

1.3.1 Les dérives

Le circuit de conditionnement est constitué d'un ensemble de composants électroniques qui sont par nature sensibles aux grandeurs physiques (température, pression, courant, tension) donc leurs caractéristiques ne sont pas invariantes dans le temps, par conséquent elles engendrent des problèmes dans le conditionnement du capteur, ce qu'on appelle les dérives.

Un exemple de dérive dans les résistances ou les fils conducteurs est la dérive thermique, c'est une augmentation de la résistance due à la sensibilité à l'augmentation de la température dans le conducteur par l'effet de la température du milieu extérieur ou l'auto-échauffement par l'effet joule, plus les coefficients de température du conducteur sont faible, plus la sensibilité à la température est faible, donc une faible dérive thermique.

On note que ce phénomène est à la base du fonctionnement de quelques capteurs tel que la sonde Pt 100.

Exemple de simulation de dérive de résistance de $1k\Omega$ avec des coefficients de température de $A=0.0002/^\circ C$ et $B=0.000001/^\circ C^2$ de l'équation (1.1)

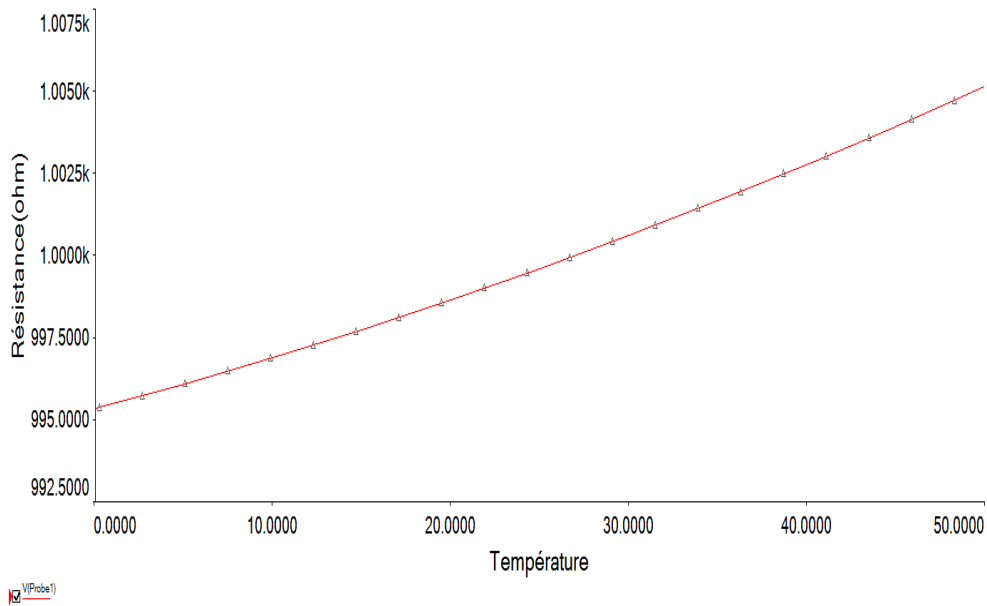


figure 1.15.Dérive de la résistance

1.3.2 Les fluctuations

Les fluctuations sont l'augmentation ou la diminution de nature aléatoire du courant ou de la tension dans le circuit de conditionnement, un tel problème peut être réglé par une technique d'auto-calibration du système de mesure, comme on va le voir plus loin.

Les tensions et les courants fournis par les alimentations électroniques subissent toujours des fluctuations.

1.3.3 Les tolérances

La tolérance des composants électronique est un défaut de construction qui ne peut pas être éliminé et qu'on rencontre dans tous les composants constituant la chaîne de mesure.

Exemples de tolérances des composants:

- Tolérance du capteur.
- Tolérance de la tension d'alimentation.
- Tolérance des résistances et des capacités constituant le conditionneur du capteur.
- Tolérance du gain des amplificateurs.

1.3.4 Les impédances parasites

Les impédances parasites sont de trois formes :

- Les résistances parasites: sont des résistances de lignes, résistances internes des générateurs. l'effet des résistances parasites apparaît lorsque le capteur est de nature résistive de faible résistance telle que la sonde Pt100, aussi bien lorsque le conditionnement du capteur exige des résistances de faible valeur.
- Les capacités parasites: sont des capacités qui se forment entre deux fils conducteurs, leur valeur est très faible généralement de l'ordre du pF, l'influence de ces capacités n'est plus significative à basses fréquences, mais elles deviennent un vrai problème en hautes fréquences.
- Les inductances parasites : ce sont des inductances des fils. Plus les fils de connexion sont longs plus leur inductance est importante, l'effet des inductances parasites augmente aussi par l'augmentation de la fréquence.

En cas de mesure à distance, le constructeur de fils de connexion donne les valeurs de ces impédances par unité de longueur.

Exemple : Un câble de connexion type (24AWG x 4P) utilisé pour mesurer à distance la température captée par une sonde PT100 par exemple, possède une résistance de $9.38\Omega/100m$ et une capacité de $330\text{ pF}/100m$. [7]

1.3.5 Problèmes de l'amplification

Les amplificateurs de tension subissent des défauts tels que le décalage (tension offset), l'amplification du signal mode commun et aussi la tolérance du gain (tolérance de gain).

a Le décalage :

Lorsqu'un amplificateur ne reçoit aucun signal aux entrées (Les deux entrées reliées à la masse), il fournit généralement une tension continue de décalage. Ce défaut provient de deux phénomènes : la tension de décalage propre au circuit interne de l'amplificateur d'une part, et l'influence des courants de polarisation de la paire différentielle des transistors d'entrée sur le circuit extérieur d'autre part, on mesure ce décalage en μV .

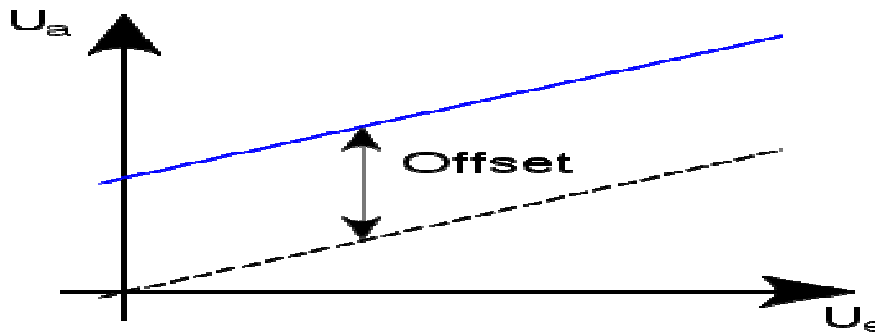


figure 1.16. Tension d'offset

b le signal mode commun

La tension de mesure (V_m) issue d'un capteur est une tension différentielle entre deux conducteurs (A et B) : $V_m = V_A - V_B$. On définit la tension de mode commun V_{mc} comme étant la tension commune à V_A et V_B qui ne contient pas d'information. Ainsi en posant :

$$V_{mc} = \frac{V_A + V_B}{2}$$

$$V_A = V_{mc} + \frac{1}{2}V_m \text{ et } V_B = V_{mc} - \frac{1}{2}V_m$$

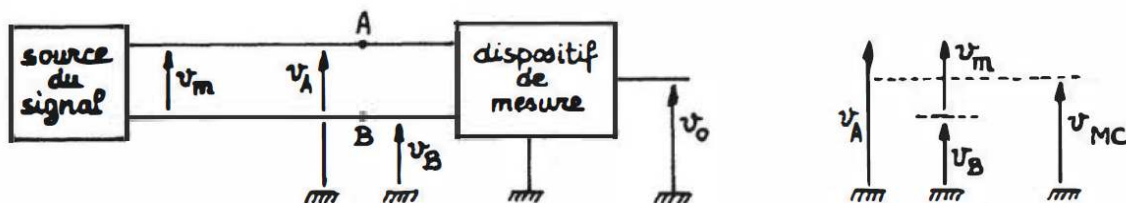


figure 1.17. Tension différentielle et tension mode commun

Si nous considérons

G_+ : Gain positif d'amplification de V_A , et G_- : Gain négative d'amplification de V_B

Alors : $V_{out} = \frac{G_+ + G_-}{2} V_m + (G_+ - G_-) V_{mc}$, soit $V_{out} = G_m \times V_m + G_{mc} \times V_{mc}$

$$V_{out} = G_m \left(V_m + \frac{G_{mc}}{G_m} V_{mc} \right)$$

La tension V_{mc} qui est commune à V_A et V_B peut être très supérieure à V_m . Faire une mesure de bonne précision revient à masquer cette tension de mode commun de manière à extraire

la tension V_m (tension différentielle de mesure) tout en étant indépendante de V_{mc} (tension de mode commun), c'est-à-dire $\frac{G_m}{G_{mc}} \gg 1$.

Cette tension de mode commun V_{mc} peut avoir plusieurs origines :

- Tension de mode commun due à l'alimentation : cas du conditionnement par montage en pont
- Tension de mode commun de masse (transmission unifilaire) : Lors de la transmission du signal capteur, si celui-ci se fait sur un fil, la présence d'un courant de masse peut entraîner une f.e.m. de masse qui va se superposer à la tension capteur. Cette tension de masse sera amplifiée de la même manière que le signal
- Tension de mode commun de perturbations (transmission bifilaire) : La transmission engendre des tensions parasites qui se retrouvent de manière commune sur les deux fils de transmission de perturbation. Par exemple la perturbation du réseau électrique 50 Hz. [1]

1.3.6 Problèmes de conversion analogique/numérique

Le convertisseur A/N engendre des erreurs de conversion, trois sont principales:

a Erreur de quantification (ou de codage)

C'est la différence entre la valeur du signal échantillonné et la valeur analogique d'entrée correspondant au code de sortie (correspondance donnée par la droite de transfert idéale), l'erreur de codage est exprimée en LSB. La figure 1.17 donne l'erreur de codage d'un CAN à 3 bits pour une quantification linéaire par défaut.[8]

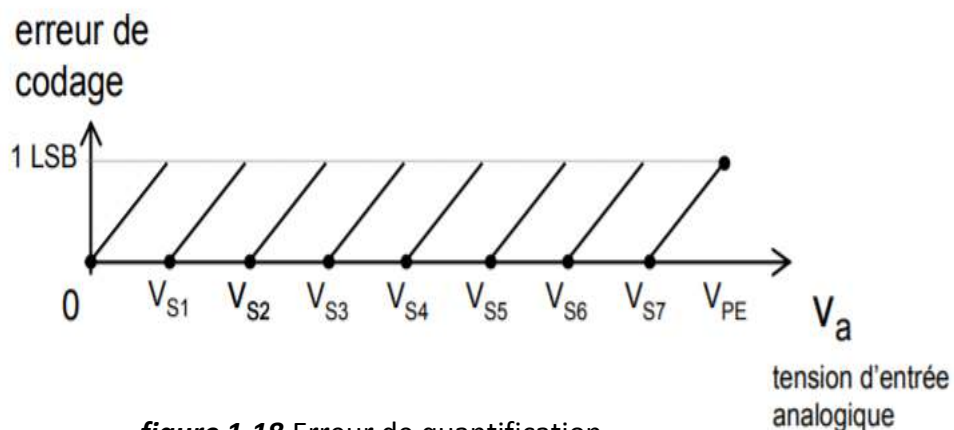


figure 1.18. Erreur de quantification

Plus la résolution (le nombre de bits) d'un CAN est élevée plus l'erreur de quantification est réduite.

b Erreur d'offset (erreur de décalage)

C'est le décalage horizontal de la caractéristique de transfert d'un CAN, l'erreur d'offset est exprimée usuellement en LSB (figure 1.18). Une mesure de l'offset peut être faite en retranchant $\frac{1}{2}$ LSB à la première tension de seuil V_{S1} .

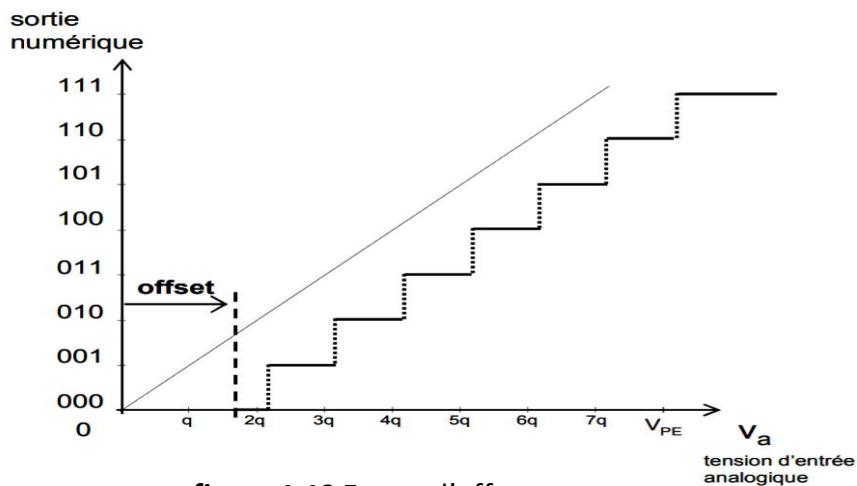


figure 1.19. Erreur d'offset

c Erreur de gain

L'erreur de gain mesure l'écart entre la pente de la caractéristique idéale de transfert et la pente de la caractéristique réelle obtenue par régression linéaire des centres de paliers (figure 1.18).

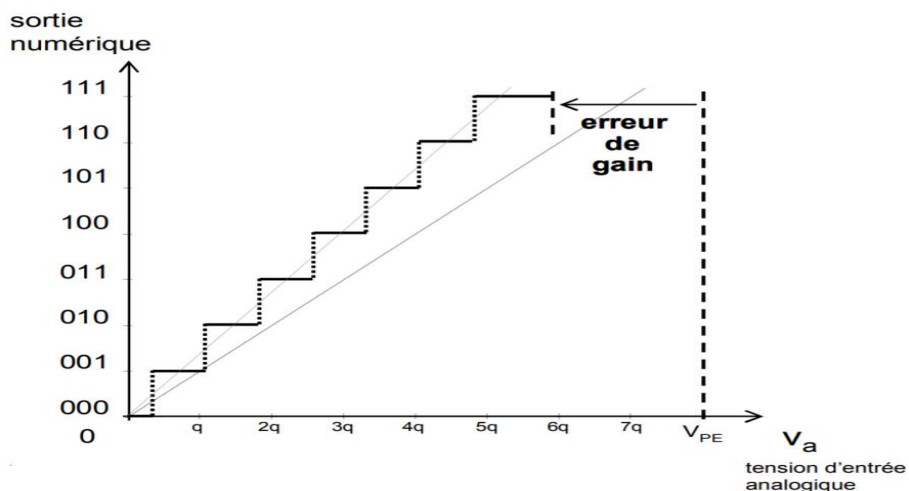


figure 1.20. Erreur de gain

1.4 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter les éléments d'une chaîne de mesure (capteur-conditionneur-utilisation) et d'étudier les différents défauts liés au conditionnement (les dérives, les fluctuations, les impédances parasites, les tolérances des composants, problèmes d'amplification, les erreurs de conversion).

Ces défauts vont être simulés dans le chapitre suivant.

Chapitre 2 Simulation des défauts de la chaîne de mesure

2.1 Introduction :

Ce chapitre traite les différents problèmes liés au conditionnement et leurs influences sur l'exactitude de la mesure, en tenant compte des défauts de la chaîne de mesure étudiés et caractérisés précédemment dans le 1^{er} chapitre.

La simulation des défauts de la chaîne de mesure sera faite à travers le logiciel NI Multisim afin d'évaluer la fiabilité du système de mesure.

Ce chapitre se résume comme suit :

- Présentation du logiciel de simulation.
- Simulation des défauts de conditionnement.
- Conclusion.

2.2 L'environnement NI multisim

2.2.1 Présentation général du logiciel[8]

NI Multisim (anciennement MultiSIM) est un programme de capture et de simulation de schémas électroniques qui fait partie d'une suite de programmes de conception de circuits, avec NI Ultiboard. Multisim est l'un des rares programmes de conception de circuits à utiliser la simulation logicielle originale basée sur Berkeley SPICE. Multisim a été créé à l'origine par une société nommée Electronics Workbench, qui est maintenant une division de National Instruments. Multisim inclut la simulation de microcontrôleur (anciennement connue sous le nom de MultiMCU), ainsi que des fonctionnalités d'importation et d'exportation intégrées au logiciel de mise en page Printed Circuit Board de la suite NI Ultiboard.

La simulation avec Multisim est conçue sur la base du standard industriel du domaine, SPICE. La simulation SPICE utilise des algorithmes complexes qui ont fait leur preuve pour converger avec précision sur une solution mathématique en ce qui concerne le fonctionnement d'un circuit.

Avec Multisim, on peut tirer avantage de la simulation SPICE sans avoir besoin de connaissances précises dans le domaine. On peut rapidement simuler des circuits élémentaires de façon interactive à l'aide d'instruments intégrés, ou simuler des applications plus complexes.

Multisim intègre la version 3F5 du moteur d'exécution SPICE et XSPICE comme principal moteur de simulation personnalisée avec une optimisation des performances de simulation et pour améliorer la convergence.

2.2.2 Saisie de schémas

a L'environnement

L'interface utilisateur NI Multisim est composée d'éléments standards illustrés dans la figure ci-dessous.

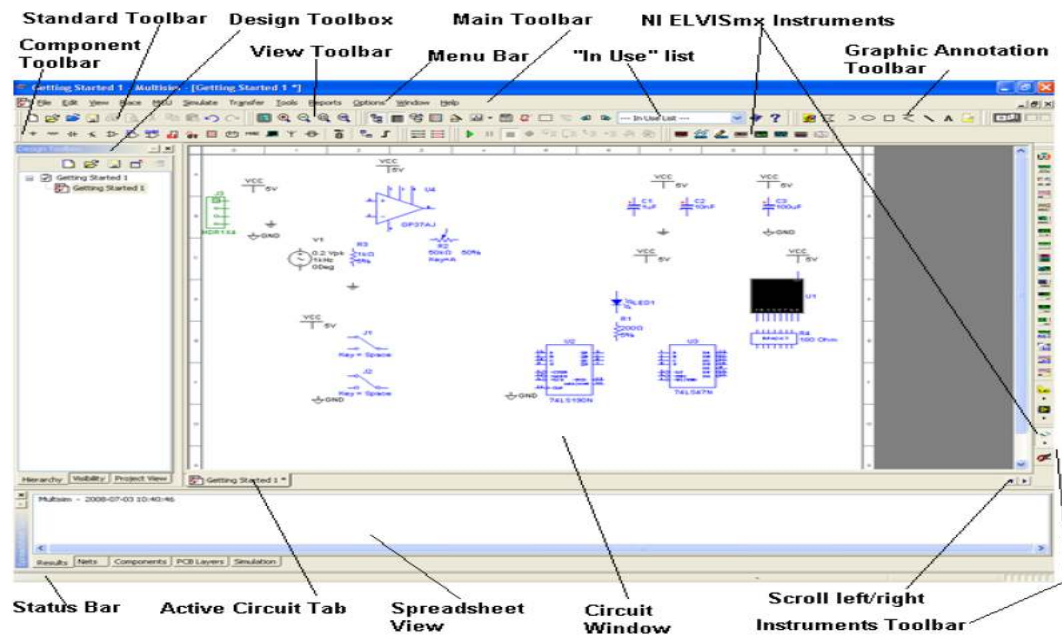


figure 2.1. L'environnement de simulation NI multisim

b Composants

Les composants de la base de données constituent la base de tout circuit. Tout ce qui peut être placé sur le schéma peut être considéré comme étant un composant.

Multisim définit deux catégories de composants : les composants réels et les composants virtuels. Il est important de comprendre la différence entre ces deux types de composants pour tirer pleinement parti de leurs avantages.

Les composants réels peuvent être différenciés des composants virtuels notamment par le fait qu'ils ont une valeur spécifique qui ne peut être modifiée de même qu'une empreinte PCB réelle.

Les composants virtuels sont des composants uniquement destinés à la simulation, auxquels on peut attribuer des caractéristiques personnalisées. Par exemple, une résistance virtuelle peut avoir une valeur arbitraire. Les composants virtuels peuvent contribuer à vérifier certaines formules en simulant les circuits avec des composants précis. Les composants virtuels peuvent aussi être des composants idéaux comme ceux présentés en Figure 2.2.

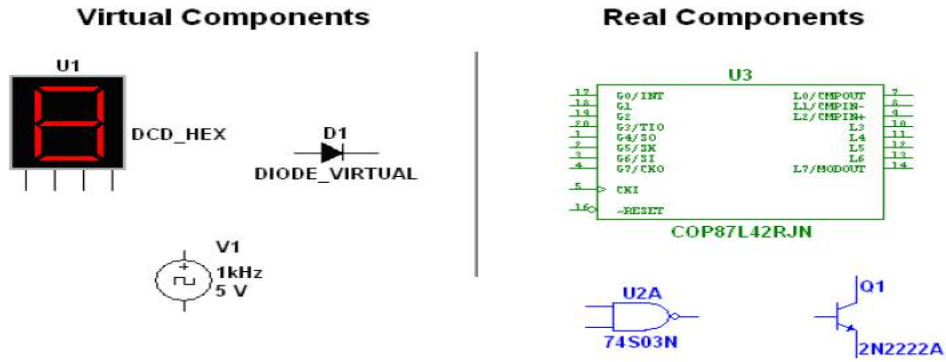


figure 2.2. Différents symboles de composants

c Instruments virtuels

Multisim fournit plus de 25 instruments virtuels pour mesurer le comportement des circuits. Ces instruments, comme les oscilloscopes, générateurs de fonctions ou multimètres, fonctionnent à l'image de leurs correspondants réels. Ils ont un aspect identique à celui des instruments sur la table des laboratoires ce qui facilite la transition de la simulation au monde réel et vice-versa. Chaque instrument virtuel est associé à trois vues. L'icône identifie l'instrument une fois placé sur le circuit. À travers la face-avant, les utilisateurs peuvent paramétrer l'instrument et visualiser les données. L'utilisation d'instruments virtuels est le meilleur moyen d'étudier le comportement d'un circuit et de visualiser les résultats.

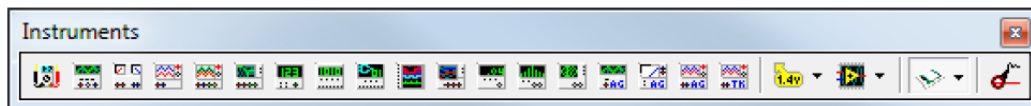


figure 2.3. Barre de menu d'instruments

d Câblage

Multisim garantit un fonctionnement non modal : l'action effectuée par le curseur de la souris dépend de l'emplacement du curseur. Il n'est pas nécessaire de sélectionner un outil ou un mode lorsque l'on travaille avec Multisim. Le curseur change en fonction de l'objet sur lequel il se trouve.

Si le curseur se trouve sur une broche ou un terminal d'un composant, il est possible de câbler ce composant par un clic gauche. Lorsque le curseur se trouve sur un câble existant proche d'une broche ou d'un terminal, vous pouvez facilement continuer le câblage.

Lorsqu'on place un fil, Multisim lui attribue automatiquement une référence numérique. La valeur de cette référence (net) est initialisée à 1 et s'incrémente de façon séquentielle. Les fils reliés à la masse portent toujours la référence 0. Il s'agit d'une contrainte des simulateurs de type SPICE. Pour modifier la valeur de la référence ou lui attribuer un nom, on double-clique simplement sur le fil et on saisit la valeur dans le champ Net name. On coche la case Show, si vous on souhaite visualiser la référence sur le schéma.[8]




Cursor	Mode
	Place or Move Part Select Menu Item or Icon
	Place Wire
	Re-wire

figure 2.4. Barre de menus des composants

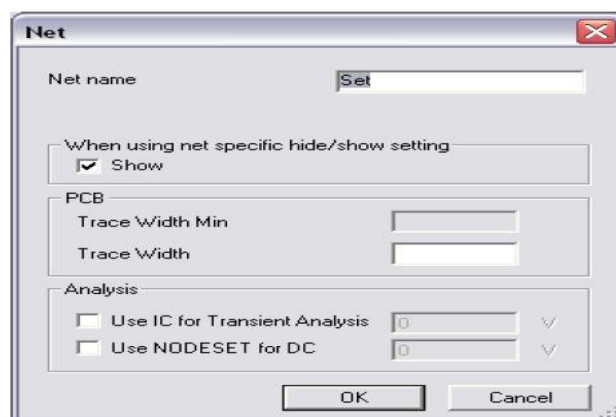


figure 2.5. Renommer les fils

2.3 Simulation des défauts de lachaine de mesure

Pour étudier l'influence de chaque défaut de mesure due à la simulation, un système de mesure typique est proposé. Il mesure la tension amplifiée aux bornes du capteur résistif PT100 à distance et contient la plupart des défauts cités auparavant. Les résultats de mesure seront comparés aux résultats du même système mais avec utilisation d'une technique à trois signaux dans le chapitre suivant.

2.3.1 Principe de fonctionnement

Une chaine de mesure de tension issue du capteur de température (sonde PT100) va être simulée par le circuit de conditionnement suivant :

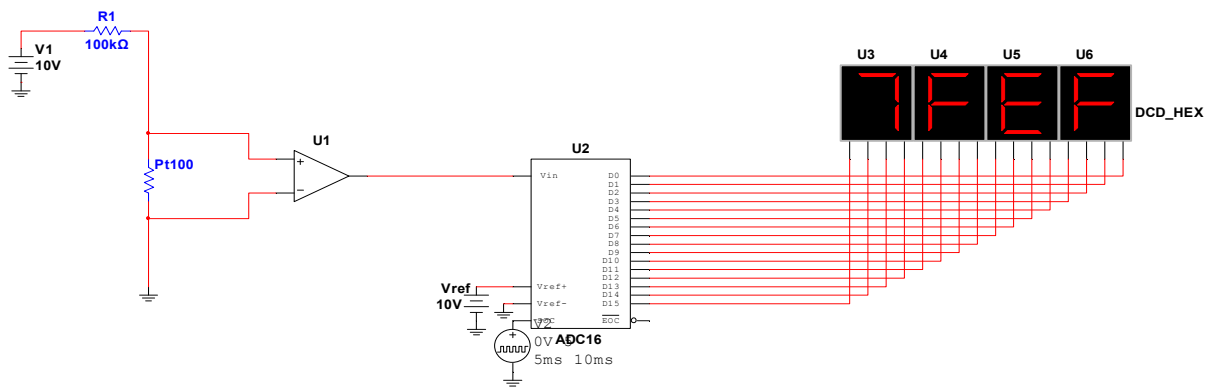


figure 2.6.Conditionnement du capteur PT100

L'ensemble de générateur V1 et la résistance R1 en série forment un générateur de Norton constant vis à vis de la résistance de la sonde PT100.

$$R_N = 100\text{k}\Omega \quad I_N = 0.1\text{mA}$$

Cette valeur de $R_1 = 100\text{k}\Omega$ permet aussi de limiter la valeur du courant à une intensité de l'ordre de $100\mu\text{A}$ donc l'effet joule dans le capteur PT100 sera négligeable ce qui va éviter l'auto échauffement de la résistance du capteur.

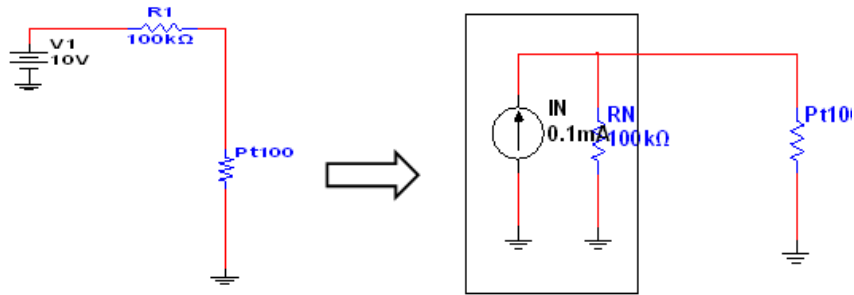


figure 2.7.Equivalence Norton Thévenin

La résistance de la sonde PT100 varie autour de 100Ω, le rapport entre les deux résistances est égal à $R_N/1000$, alors le générateur fournit un courant constant dans la charge PT100.

L'amplificateur U1 sert à amplifier la tension aux bornes de la PT100 donc la sortie de l'ampli donne une tension de sortie :

$$V_s = G \times I \times R_{PT100} \quad (2.1)$$

La valeur du courant qui circule dans la résistance R_{PT100} est donnée par $10/(R_1+R_{PT100})$

Soit donc :

$$I = \frac{10}{100100} = 99.90\mu A$$

$$R_{PT100} = V_s / (G \times I) \quad (2.2)$$

L'équation (2.2) permet de trouver la valeur de la résistance RPT à partir de la tension de sortie, puisque notre but est l'étude de l'influence des défauts de la chaîne sur la mesure on va choisir arbitrairement la tension de la sortie de l'amplificateur comme notre mesure.

Pour une bonne mise en échelle de cette tension, on choisit un gain de l'amplificateur $G=500$.

Pour rendre le signal exploitable par un ordinateur, on associe un convertisseur A/N de 16 bits qui transforme le signal analogique de sortie de l'amplificateur en un signal numérique codé sur 16 bits.

2.3.2 Simulation de conditionnement sans défauts

Dans cette partie on utilise les composants idéaux pour réaliser le système, formés par :

- Des résistances idéales.
- Des sources de tension idéales.
- Des lignes de connexion idéales.
- Un Amplificateur différentiel idéal.
- Un Convertisseur A/N idéal.

La valeur de la mesure obtenue est considérée exacte avec laquelle on va comparer les résultats des mesures en présence des défauts.

Les coefficients de température de la sonde PT100 sont introduits manuellement :

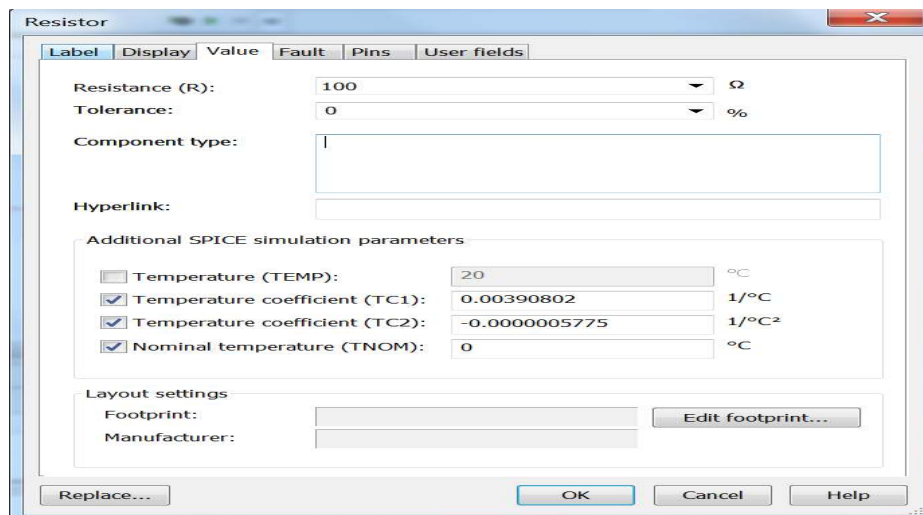


figure 2.8. Modèle de PT100

Le logiciel multisim permet de simuler le comportement et l'évaluation des signaux dans le circuit en fonction de la température, comme il permet de tracer ou de transférer les valeurs des signaux sur Excel. Ces fonctions aident dans l'évaluation de la tension de sortie de l'amplificateur en fonction de la température.

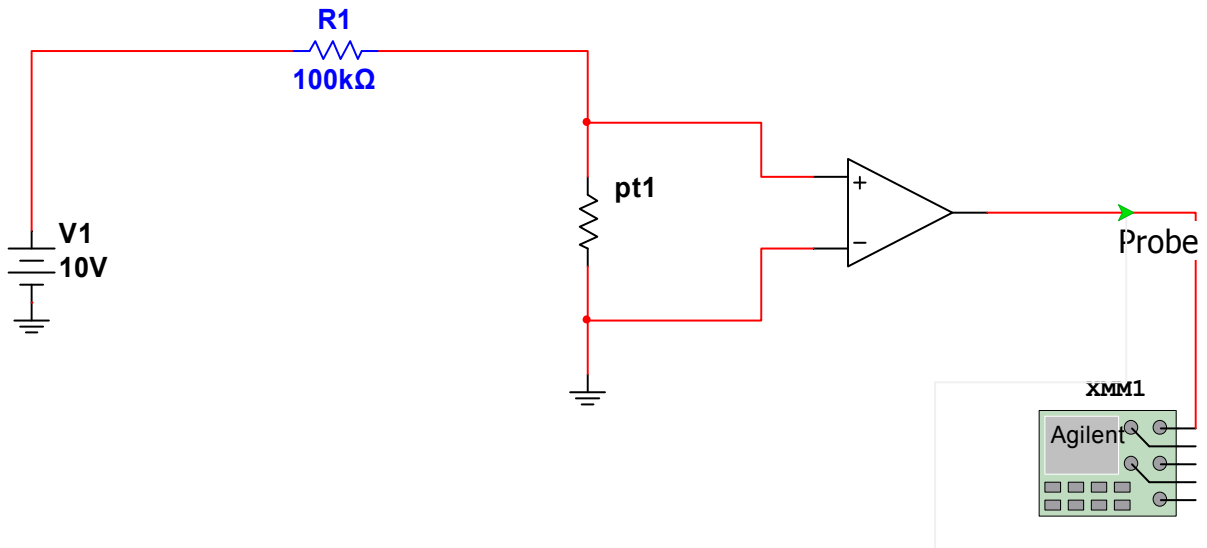


figure 2.9. Circuit de mesure

T(°C)	Vs	RPT100	T(°C)	Vs	RPT100
0	4,99499001	99,9998	21	5,40320722	108,172317
1	5,01448807	100,390152	22	5,42258108	108,560182
2	5,03398022	100,780385	23	5,44194903	108,947929
3	5,05346645	101,170499	24	5,46131107	109,335557
4	5,07294676	101,560496	25	5,4806672	109,723067
5	5,09242116	101,950374	26	5,50001741	110,110459
6	5,11188965	102,340133	27	5,51936171	110,497732
7	5,13135222	102,729774	28	5,5387001	110,884887
8	5,15080888	103,119297	29	5,55803258	111,271924
9	5,17025962	103,508701	30	5,57735914	111,658842
10	5,18970444	103,897987	31	5,5966798	112,045642
11	5,20914336	104,287154	32	5,61599454	112,432323
12	5,22857635	104,676203	33	5,63530337	112,818886
13	5,24800344	105,065134	34	5,65460629	113,205331
14	5,26742461	105,453946	35	5,6739033	113,591658
15	5,28683987	105,84264	36	5,6931944	113,977866
16	5,30624921	106,231215	37	5,71247958	114,363956
17	5,32565264	106,619672	38	5,73175886	114,749927
18	5,34505015	107,008011	39	5,75103223	115,13578
19	5,36444175	107,396231	40	5,77029968	115,521515
20	5,38382744	107,784333			

tableau 2.1. Mesures idéales sans défauts

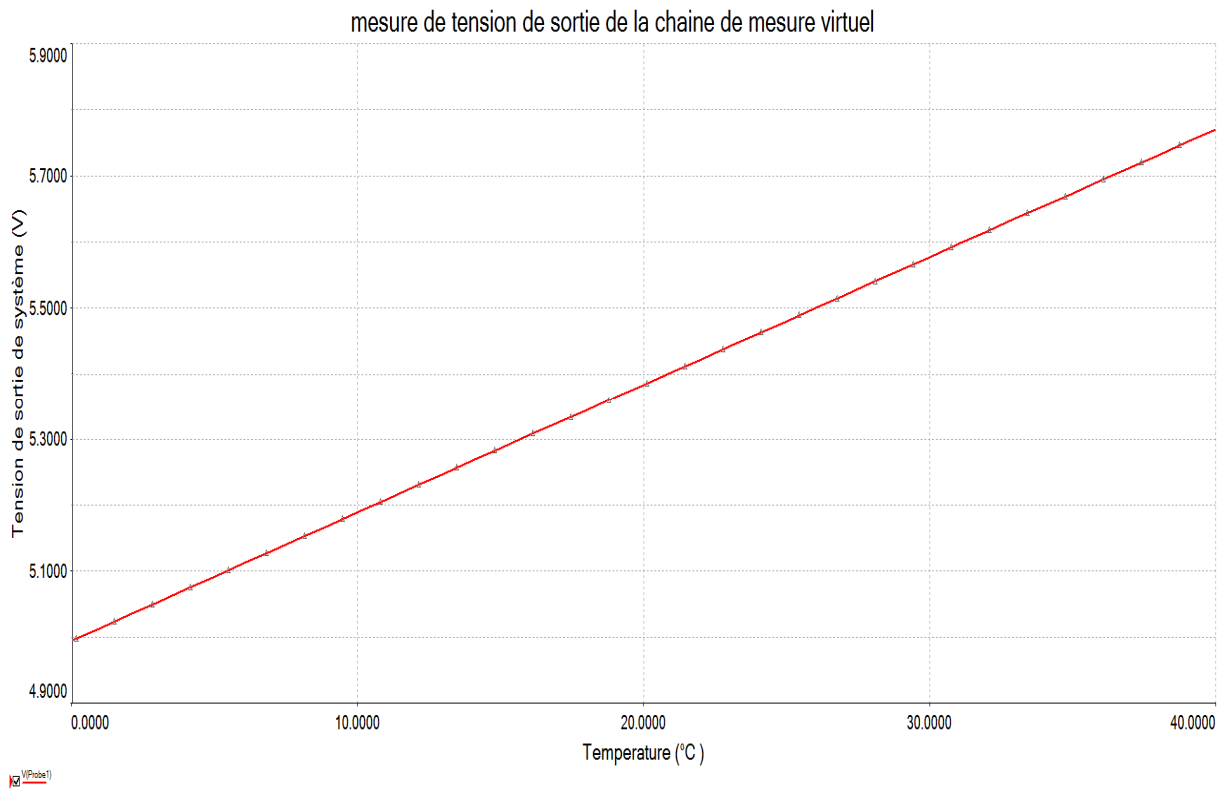


figure 2.10. Tension de la sortie du système sans défauts

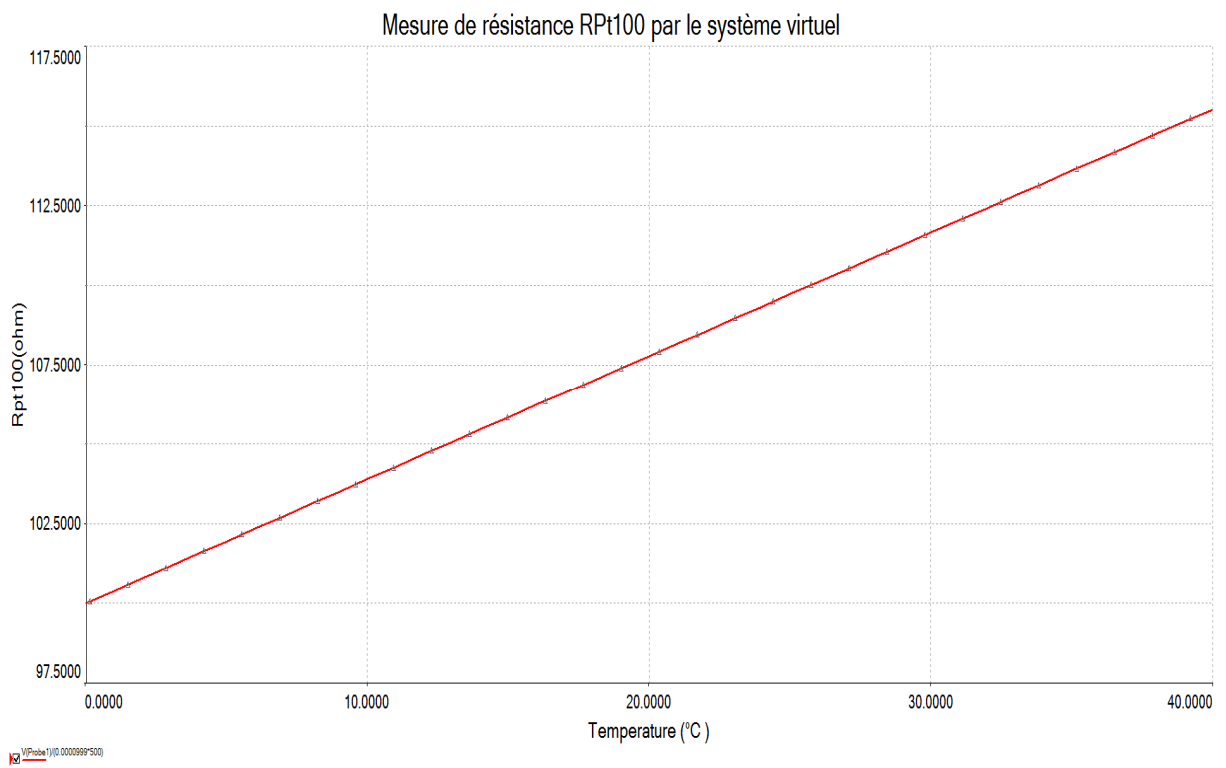


figure 2.11. Mesure idéale de la PT100

2.3.3 Simulation des défauts de conditionnement

Cette partie simule l'influence de chaque défaut sur la mesure, pour cela on introduit les défauts suivants :

- Défauts de générateur V1 (tolérance, fluctuations).
- Défaut de tolérance de la résistance R1.
- Défauts d'amplification (le décalage, le gain).
- Défaut de la ligne (résistance parasite).
- Défaut de conversion A/N (erreur quantification).

Remarque :

- Les composants qui ne sont pas disponibles sur notre version de logiciel multisim, sont simplement modélisés.

- Dans ce qui suit les courbes en rouge renvoient la mesure virtuelle.

a Défaut de générateur V1

❖ Influence de tolérance :

On associe au générateur de tension V1 une tolérance de 1% :

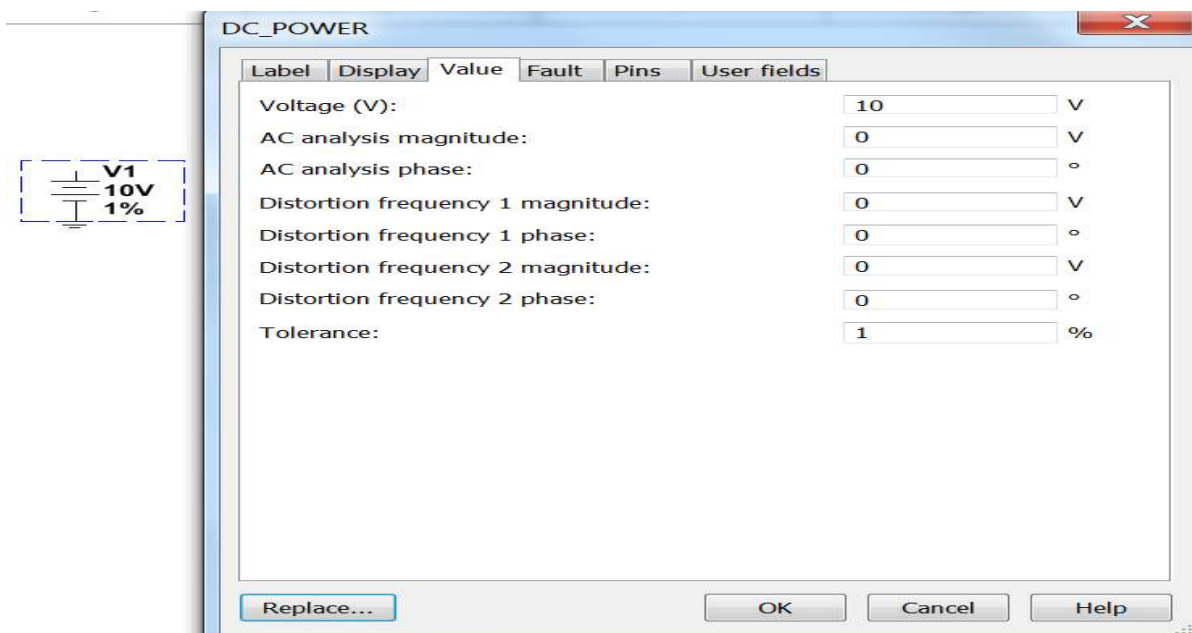


figure 2.12. Tolérance du générateur

Résultat de la simulation pour trois générateurs de même valeur et de même tolérance :

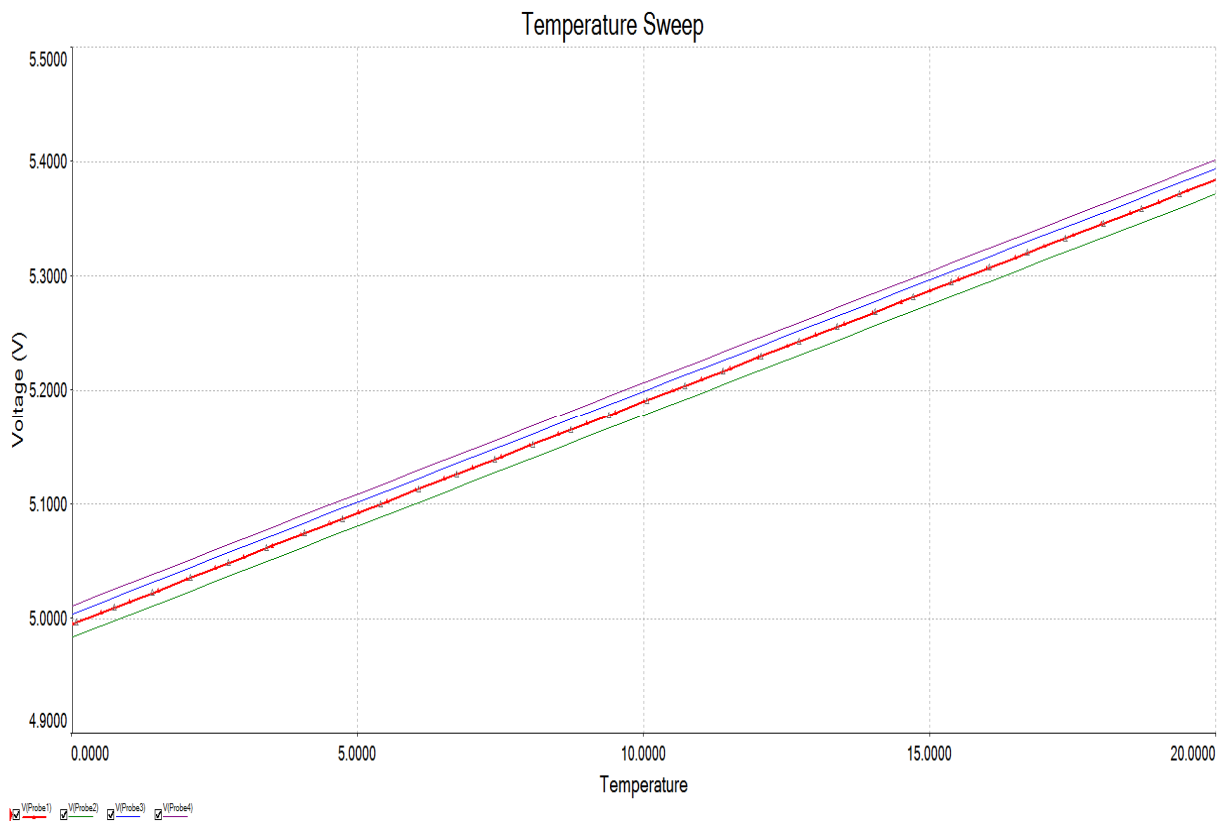


figure 2.13. Mesure en présence de la tolérance de générateur

❖ **Simulation de l'influence de fluctuation**

Selon GUM: (**G**uide to the expression of **U**ncertainty in **M**asurement (1993))

Une grandeur oscillante entre deux extremas de façon sensiblement sinusoïdale peut être modélisée par une loi de densité de probabilité dérivée de fonction arcsinus sur le résultat de la mesure.

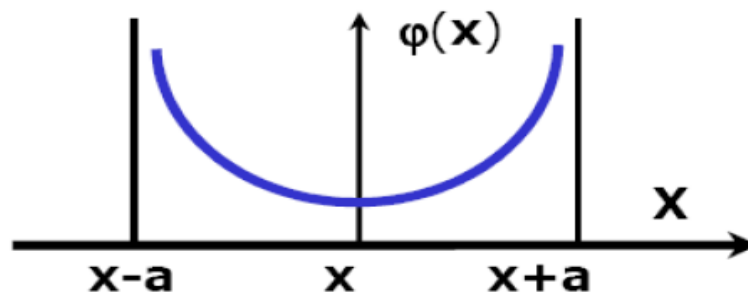


figure 2.14. Loi de densité dérivée d'arcsinus

On va simplement superposer au générateur une source de tension sinusoïdale de valeur crête de 0.01V.

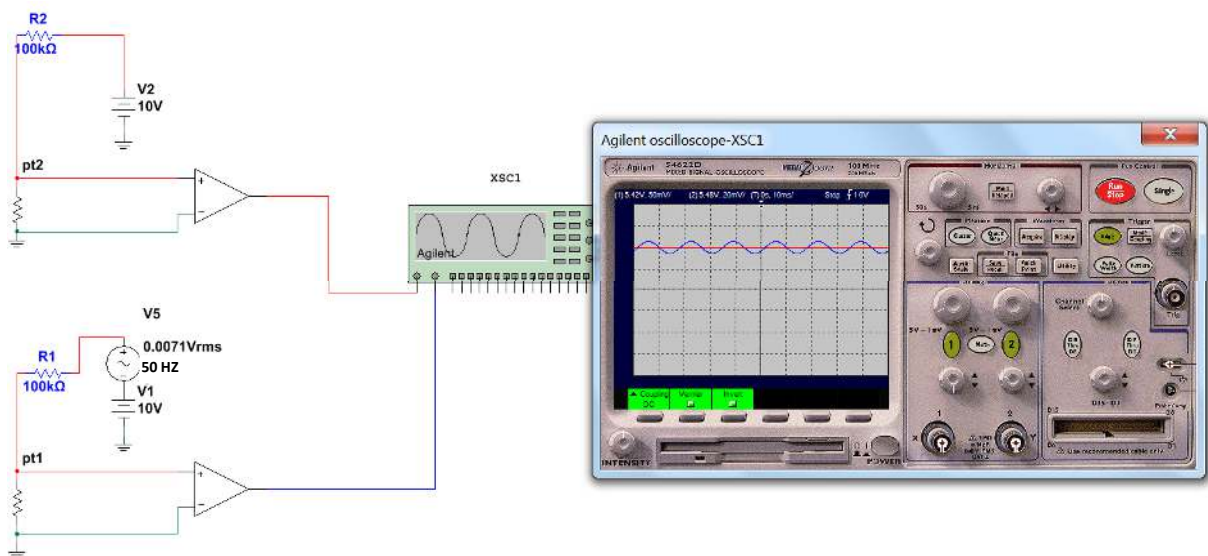


figure 2.15. Effet de fluctuation

b influence de tolérance sur la résistance R1

La résistance R1 joue le rôle de résistance de thévenin du générateur V1, donc elle a une influence directe sur le courant fourni par le générateur de Norton équivalent.

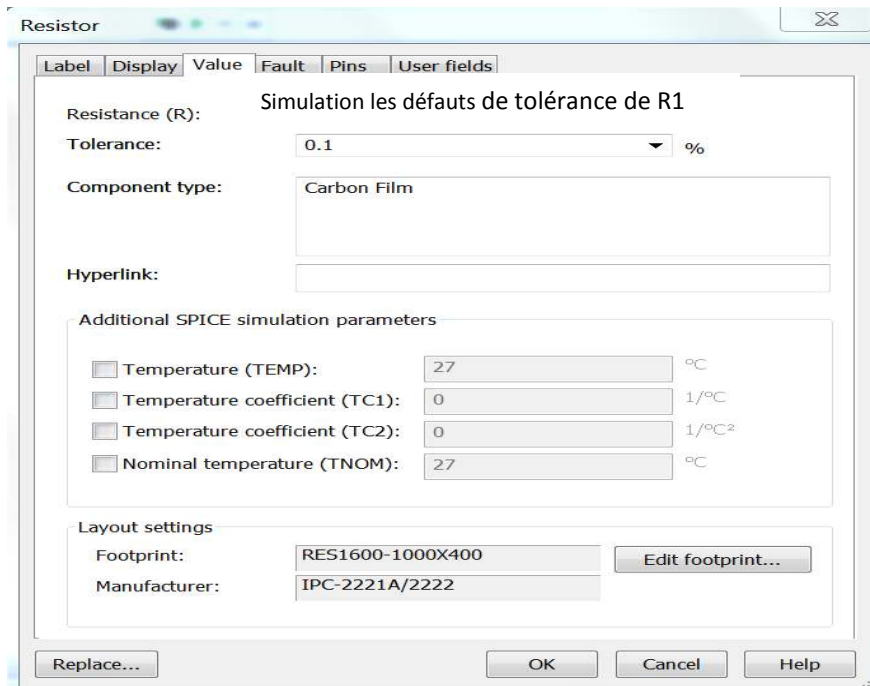


figure 2.16. Introduction de la tolérance de R1

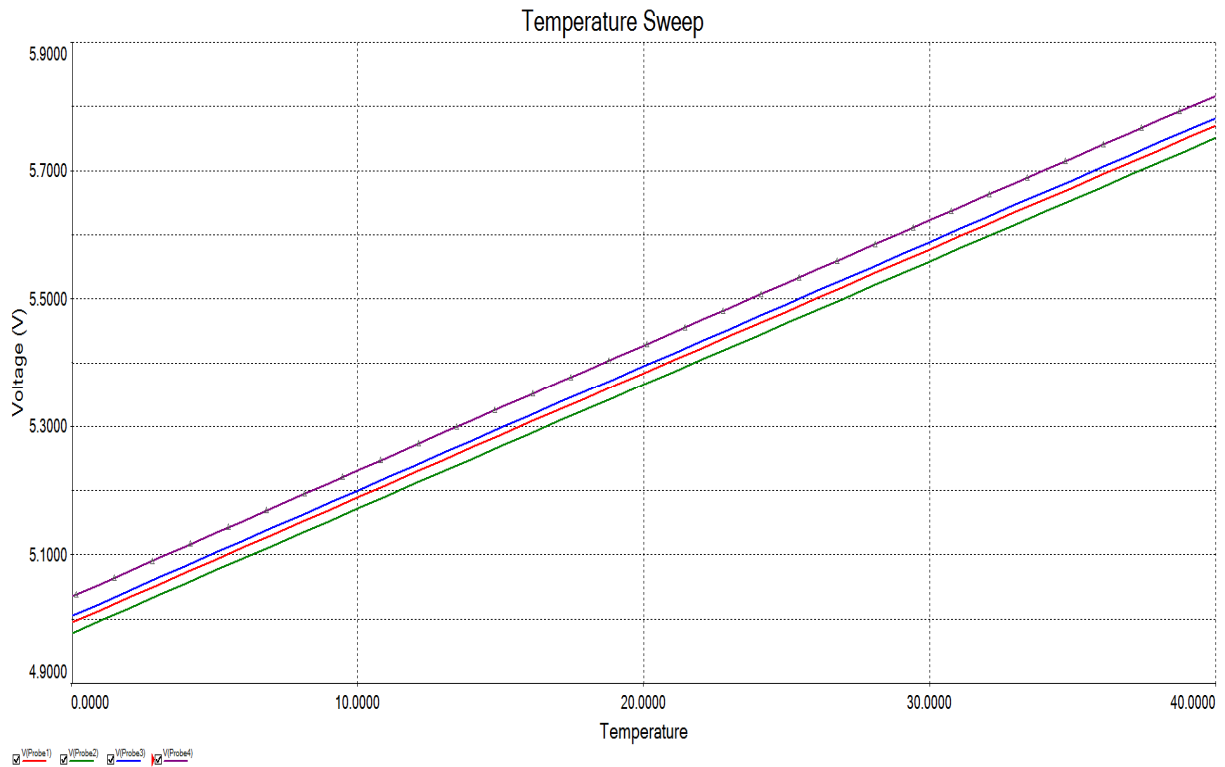


figure 2.17. Effet de tolérance sur R1

c Influence des défauts d'amplification

La bibliothèque des composants du logiciel Multisim contient des modèles réels des amplificateurs, on choisit un exemple de l'amplificateur d'instrumentation AD624 :

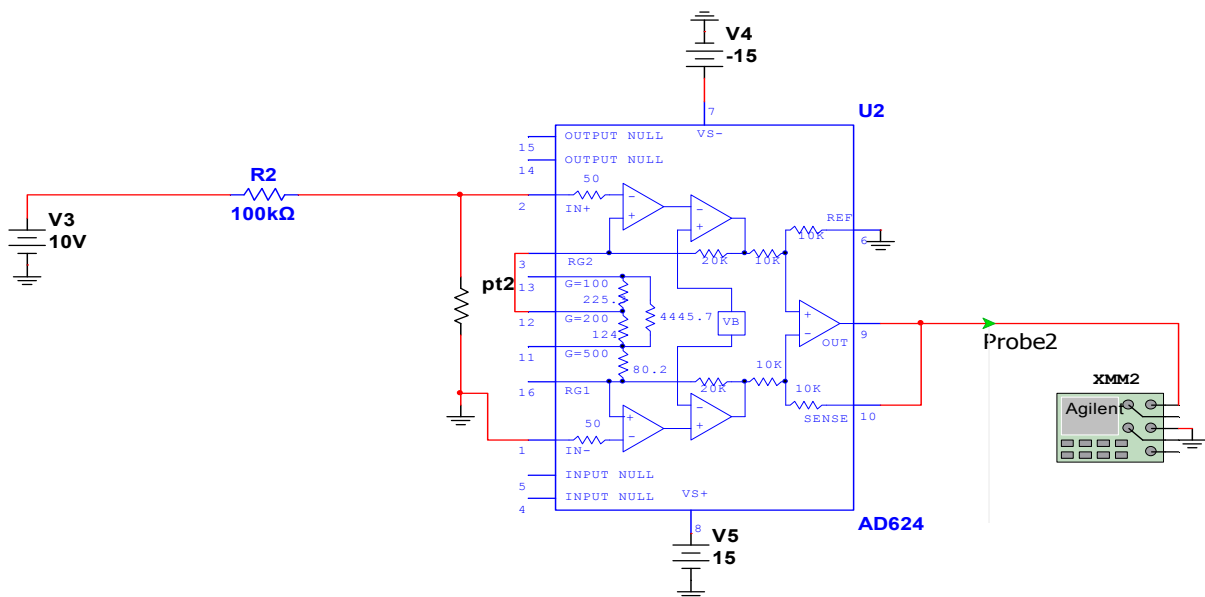


figure 2.18. Amplificateur d'instrumentation AD624

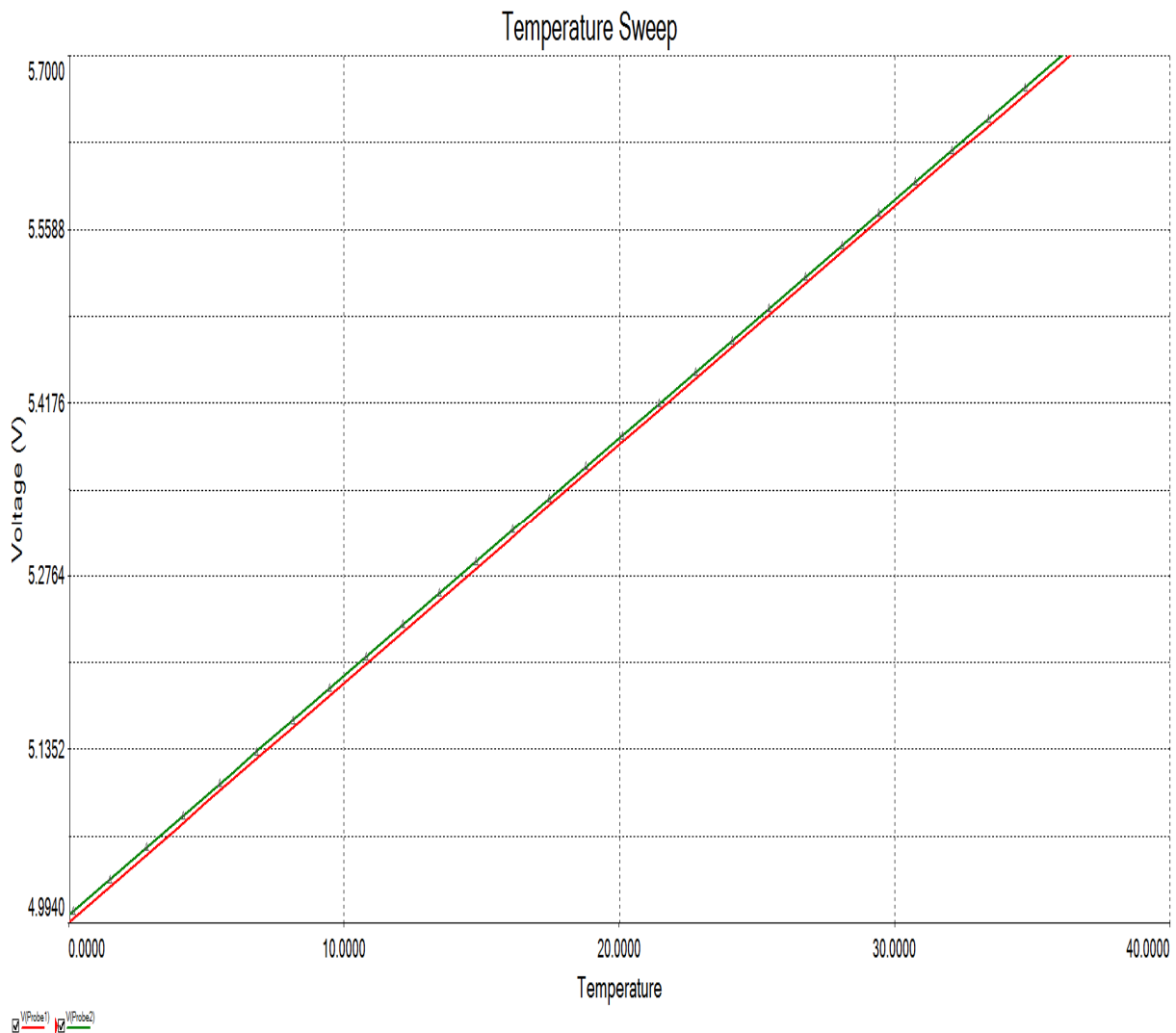


figure 2.19. Effet des défauts d'amplification

d influence de la ligne

On va simuler une ligne de 100m type (24AWG x 4P) dont les caractéristiques sont $9.38\Omega/100$ et $330p/100$ et dont la longueur du fil aller-retour vaut 200m.

Une fois la ligne simulée, on procède à la mesure de la tension au niveau du capteur par deux méthodes:

1. Mesure de tension directe (deux fils).
2. Mesure par la méthode à 4fils.

1) Mesure directe :

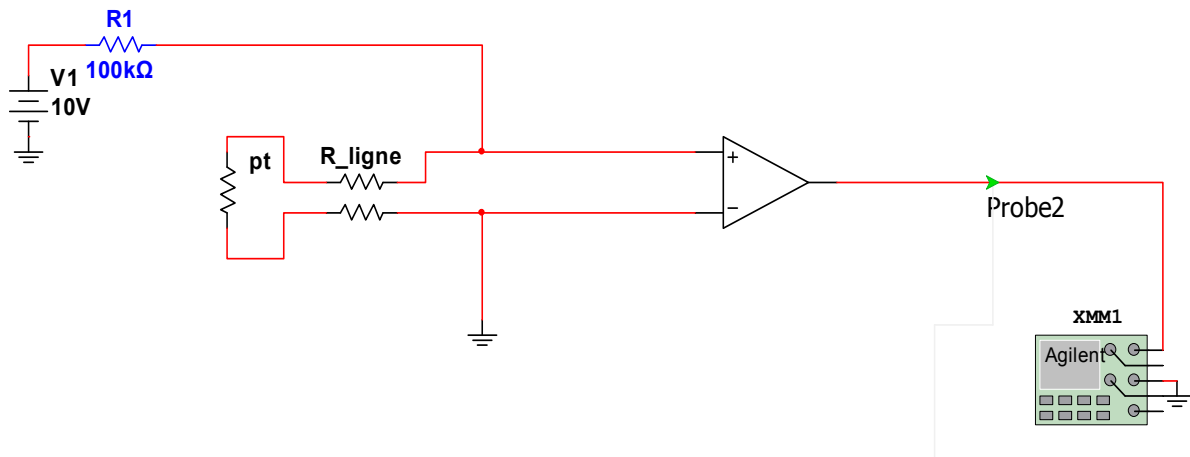


figure 2.20. Mesure à deux fils

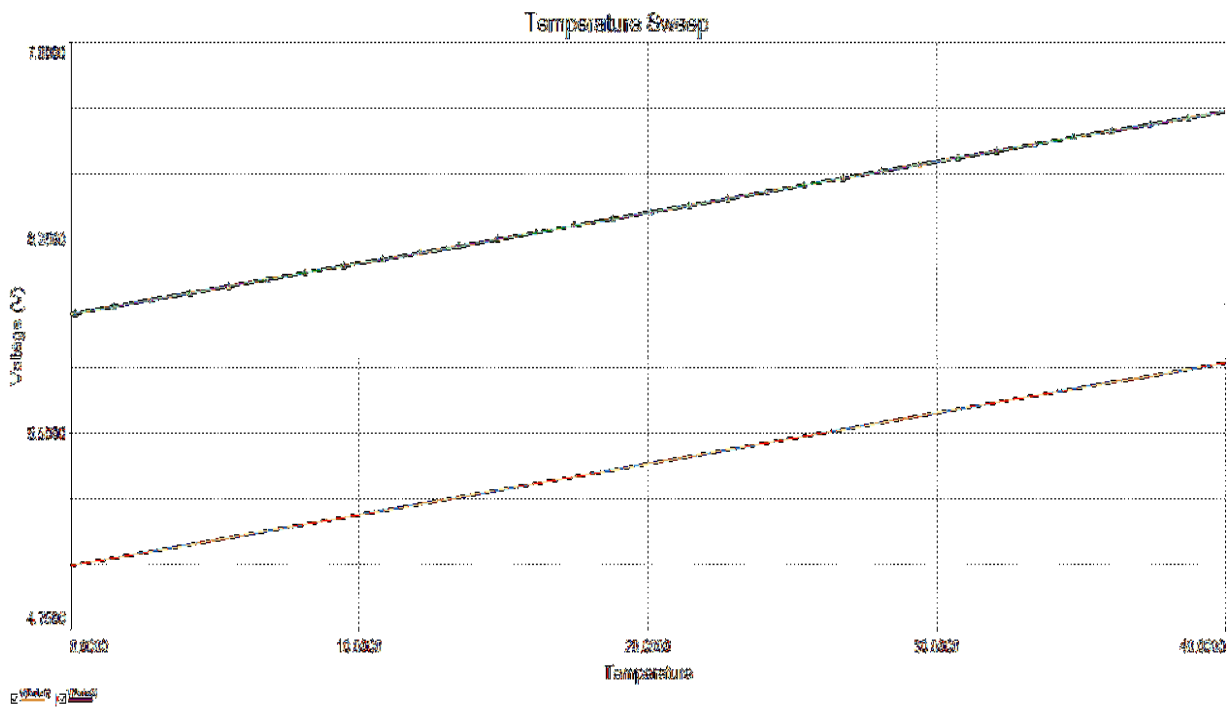


figure 2.21. Effet de la ligne en utilisant une mesure à deux fils

On voit bien que l'erreur de mesure est très importante, on peut donc dire que la mesure à distance en utilisant cette méthode n'a aucune exactitude. Le système de mesure calcule au lieu de la résistance R_{PT} la résistance $R_{PT} + R_{ligne}$, d'où le grand écart entre la résistance avec et sans défauts de ligne.

2) Mesure par la méthode à 4 fils :

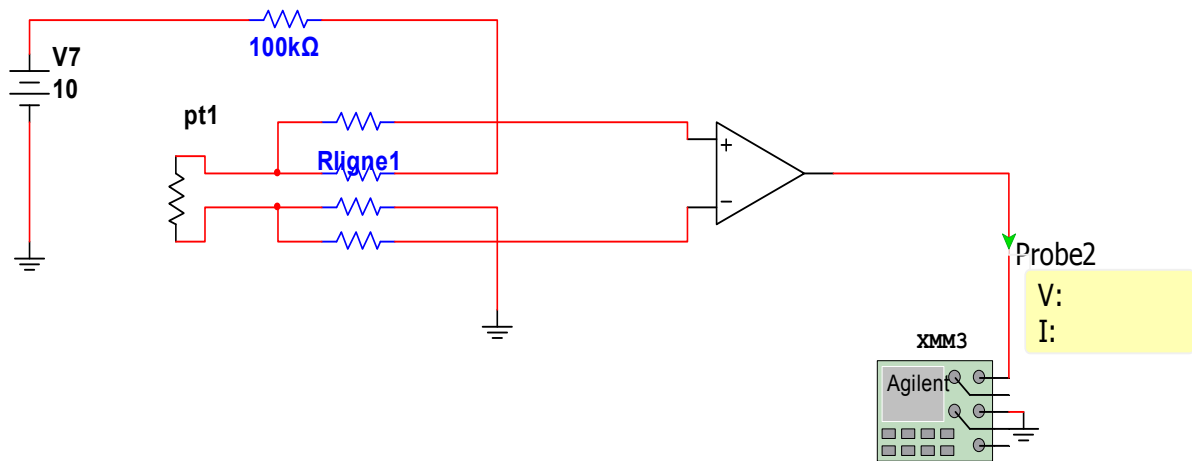


figure 2.22. Mesure à 4 fils

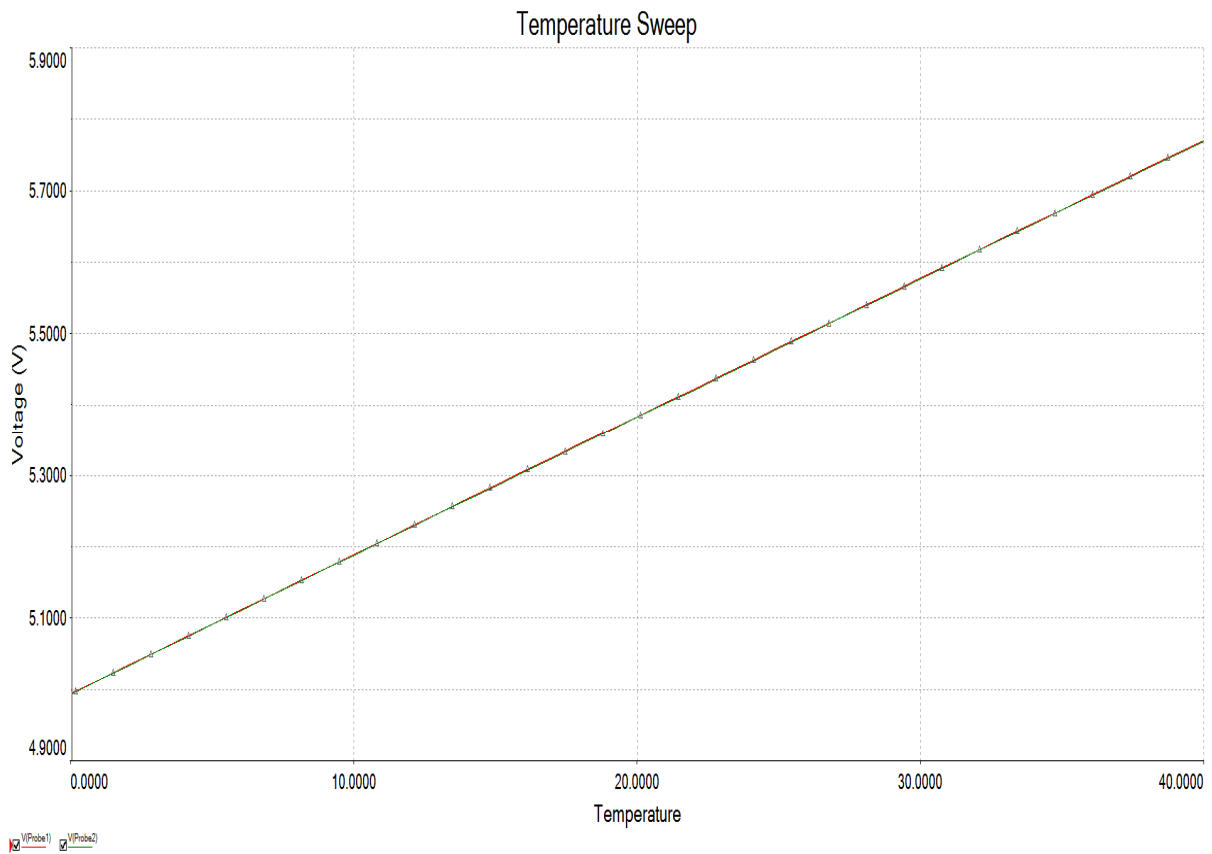


figure 2.23. Résultat de mesure à 4 fils

En utilisant la méthode à 4 fils l'influence de la ligne sur la mesure n'a plus lieu.

e Influence des défauts de conversion A/N

Notre version NI Multisim ne contenant pas de modèles réels de convertisseurs A/N, on se limite à modéliser uniquement l'erreur de quantification.

On simule l'erreur de quantification pour une température de 27°C par deux convertisseurs virtuels de 16 bits et de 8 bits disponibles dans la bibliothèque du logiciel.

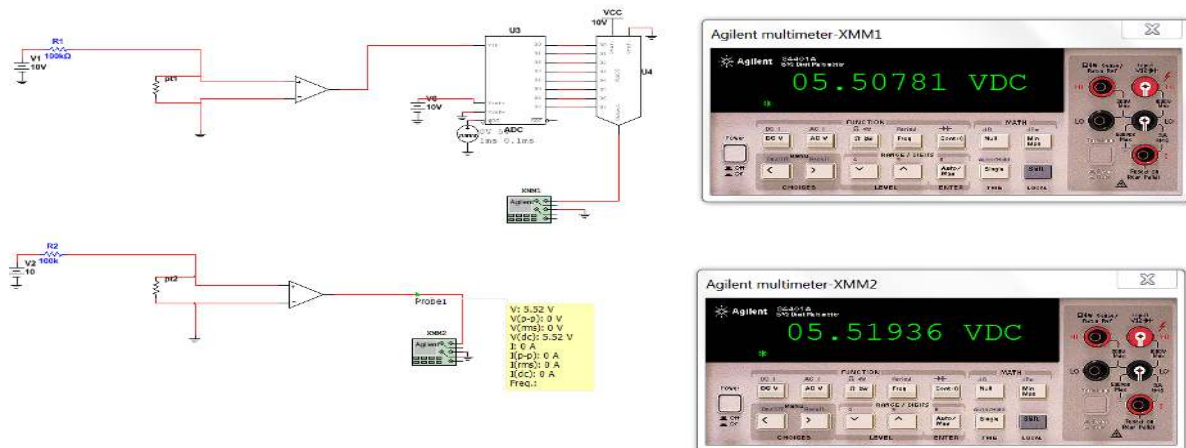


figure 2.24. Mesure avec un convertisseur de 8 bits

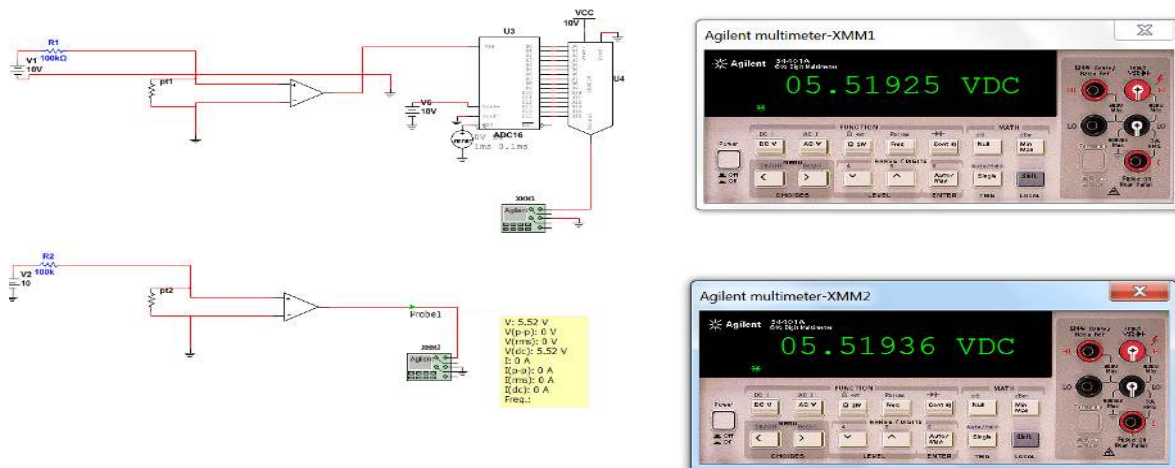


figure 2.25. Mesure avec un convertisseur de 16 bits

On remarque qu'avec un convertisseur de 16 bits l'erreur de quantification devient plus faible.

f simulation de l'ensemble des défauts

On va faire correspondre à chaque température la valeur de la tension de sortie:

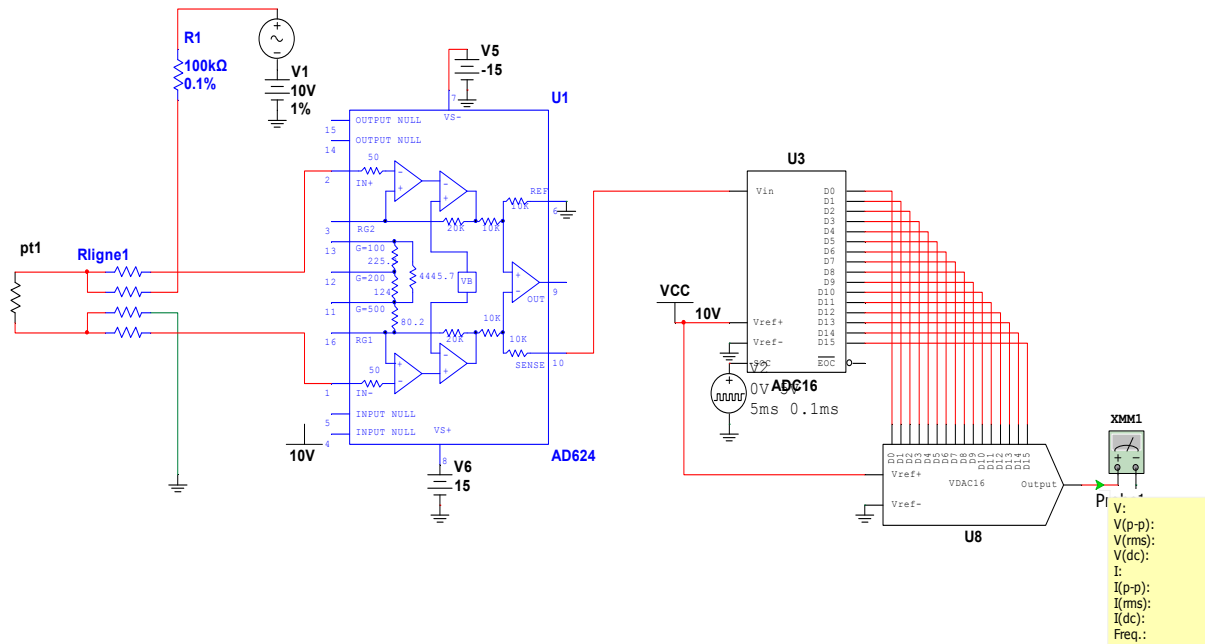


figure 2.26. Simulation l'ensemble des défauts

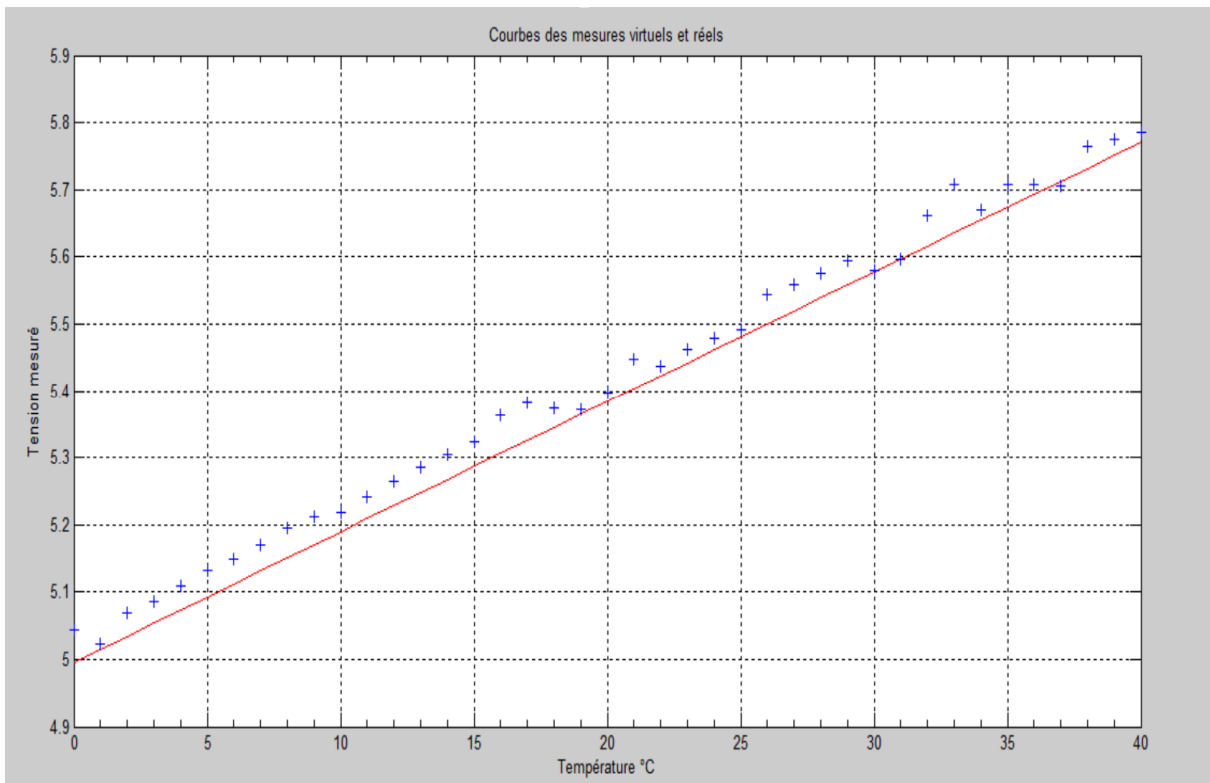


figure 2.27. Effet de l'ensemble des défauts sur la mesure

Pour calculer la valeur de la résistance correspondante on utilise la relation suivante :

$$RPT100 = \frac{V_s}{G \times I}$$

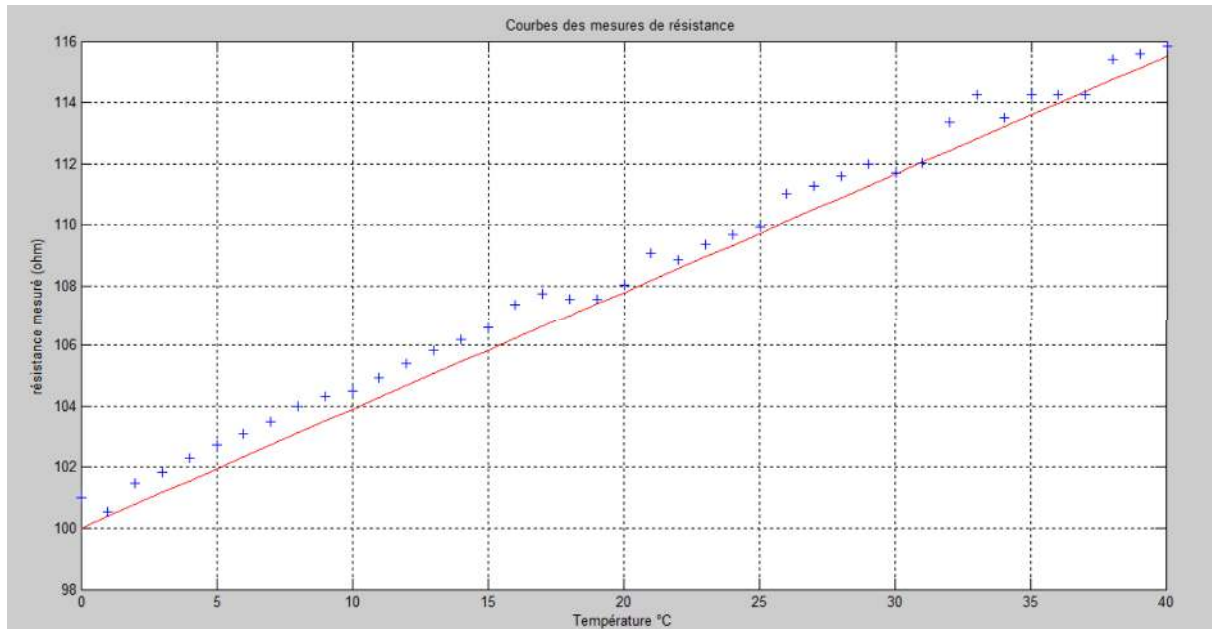


figure 2.28. Mesure de la résistance en présence des défauts

2.4 conclusion

La simulation des défauts de la chaîne de mesure a montré qu'on ne peut jamais atteindre une mesure exacte d'une grandeur en présence des différentes incertitudes introduites sur les grandeurs associées aux éléments de la chaîne. Pour cela une technique de mesure à trois signaux sera présentée dans le chapitre 3 afin de tester si on arrive à remédier à ce problème en minimisant l'incertitude sur le résultat.

Chapitre 3 La technique à trois signaux et application

3.1 Introduction :

Le chapitre précédent a permis de traiter et de simuler les défauts qui souvent se trouvent dans une chaîne de mesure, ainsi que l'influence de ces défauts sur l'exactitude de la mesure. Dans ce chapitre on présente la technique de mesure à trois signaux qui permettra d'éliminer l'influence des défauts de conditionnement rencontrés précédemment sur la mesure.

Les trois points essentiels de ce chapitre sont :

- Présentation et explication du principe de mesure à trois signaux.
- Simulation de la technique à trois signaux.
- Applications.
- Conclusion.

3.2 La technique de mesure à trois signaux

3.2.1 Principe de mesure à trois signaux

La mesure directe (ordinaire) prend une phase unique de mesure (mesure directe), contrairement, la nouvelle technique de mesure va prendre deux phases supplémentaires, ce qu'on appelle la technique à trois signaux. Cette technique permet d'éliminer les effets de décalages inconnus et des gains dans un système linéaire. Pour appliquer cette technique, en plus de la mesure du signal issue du capteur, deux signaux de référence supplémentaires doivent être mesurés de manière identique.

3.2.2 Etude théorique de la technique à trois signaux

Supposons qu'un système a une fonction de transfert linéaire :

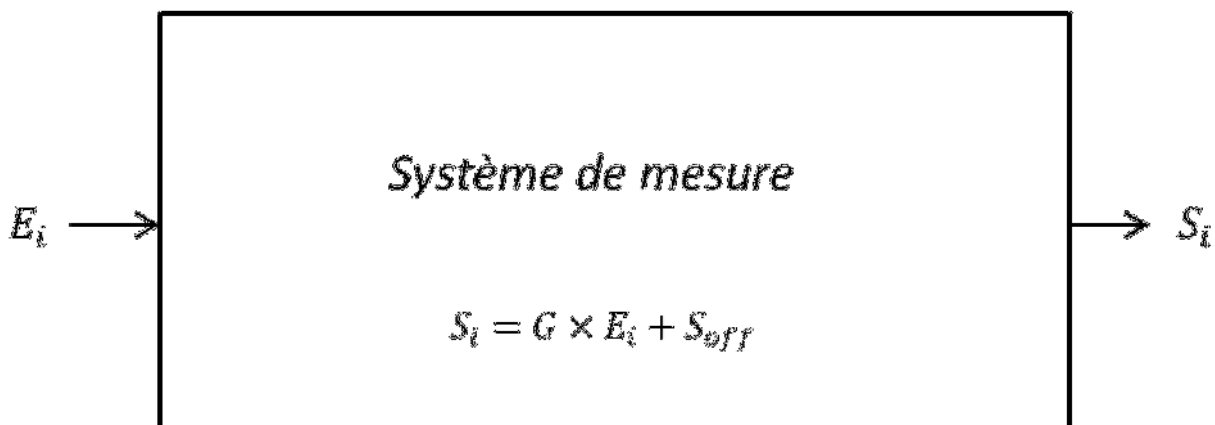


figure 3.1. Système de mesure linéaire

$$S_i = G \times E_i + S_{off} \quad (3.1)$$

G et S_{off} sont des coefficients qui représentent l'effet du système sur le signal E_i à mesurer. La valeur du coefficient G dépend généralement de toute cause d'amplification ou d'atténuation du signal E_i . Par exemple dans le paragraphe précédent le facteur G dépend du gain d'amplificateur d'instrumentation AD624, et dépend aussi de l'erreur du gain et du gain mode commun.

La valeur de *Soff* dépend des dérives, des fluctuations et des tolérances des composants qui peuvent avoir des valeurs connues en sens et variations ou inconnues et généralement de l'offset des amplifications.

Toutes ces valeurs peuvent être rassemblées sous les effets des erreurs systématiques

Puisque les défauts de conditionnement sont inconnus et la valeur de *G* et *Soff* dépend directement du système de mesure, les coefficients *G* et *Soff* sont aussi inconnus.

La technique de mesure à trois signaux permet de rendre les mesures indépendantes de ces coefficients comme nous allons le démontrer dans ce qui va suivre.

Les trois signaux mesurés sont :

1) le signal de référence :

$$S_{ref} = S(E_{ref})$$

$$S_i = G \times E_i + S_{off}$$

Avec $E_i = E_{ref}$ on a à la sortie du système le signal S_{ref} :

$$S_{ref} = G \times E_{ref} + S_{off}$$

2) Mesure du signal nul :

$$S_{zer} = S(E_{zer})$$

Le signal nul est un signal qui prend une valeur qui est normalement égale à zéro. Par exemple dans le cas de la mesure du signal de la tension nulle, on prend la tension de la masse. On note qu'il faut pour des considérations pratiques remplacer cette mesure de signal nul par une mesure d'un deuxième signal de référence. Mais dans la plupart des cas, il suffit de mesurer uniquement le signal nul.

$$E_i = E_{zer} = 0$$

$$S_{zer} = G \times E_{zer} + S_{off}$$

$$S_{zer} = S_{off}$$

Dans le cas où le signal nul est remplacé par un signal de référence non nul E_0 , la relation s'écrit comme suit :

$$S_0 = G \times E_0 + S_{off}$$

3) Mesure du signal informatif :

$$S_{inf} = S(E_{inf})$$

$$\text{Avec } E_i = E_{inf}$$

On obtient à la sortie du système le signal:

$$S_{inf} = G \times E_{inf} + S_{off}$$

L'opération qui permet de rendre la mesure indépendante du comportement intrinsèque du système revient à effectuer par programme les calculs d'un rapport comme il suit :

Soit M le rapport de la différence ($S_{inf} - S_{zer}$) à la différence ($S_{ref} - S_{zer}$) :

$$M = \frac{S_{inf} - S_{zer}}{S_{ref} - S_{zer}}$$

$$M = \frac{G \times E_{inf}}{G \times E_{ref}}$$

Le coefficient G se simplifie et le résultat du rapport entre les signaux donne:

$$M = \frac{E_{inf}}{E_{ref}}$$

$$\text{Soit } E_{inf} = M \times E_{ref} \quad (3.2)$$

Dans le cas où on remplace le signal nul par un deuxième signal de référence le résultat s'écrit comme il suit :

$$M = \frac{G \times E_{inf} + S_{off} - G \times E_0 - S_{off}}{G \times E_{ref} + S_{off} - G \times E_0 - S_{off}}$$

$$M = \frac{E_{inf} - E_0}{E_{ref} - E_0}$$

$$\text{Soit } E_{inf} = M (E_{ref} - E_0) + E_0 \quad (3.3)$$

On voit bien que le résultat de mesure ne dépend que des signaux de référence et du facteur M qui nécessite uniquement la mesure de trois signaux successifs.

Selon le principe de la technique à trois signaux, une mémoire de stockage est nécessaire pour sa mise en œuvre. Une meilleure solution pour cela est donc d'utiliser un microcontrôleur qui peut permettre la mémorisation des données et effectuer les calculs nécessaires. [9]

On peut donc schématiser le processus de mesure de la technique à trois signaux par le schéma bloc suivant :

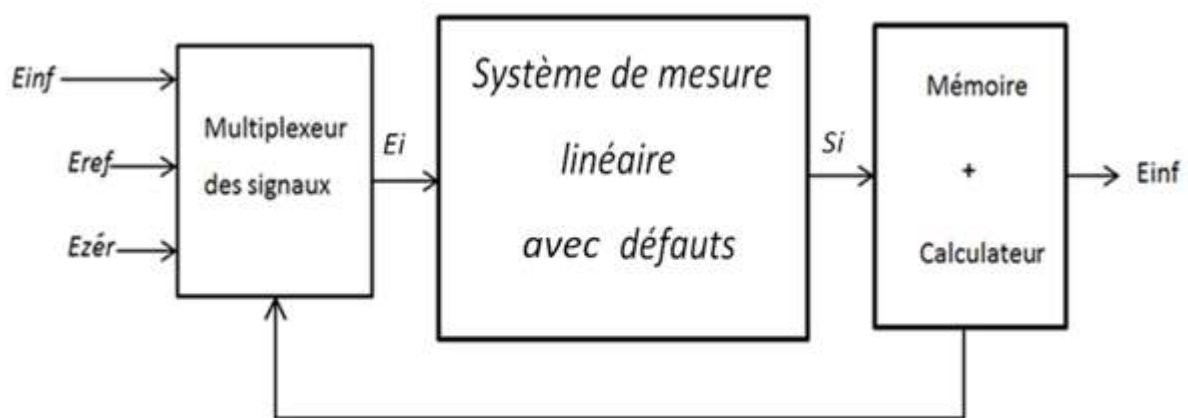


figure 3.2.Processus de mesure par la technique à trois signaux

3.2.3 Simulation de la technique à trois signaux

Ce paragraphe reprend la simulation de l'exemple de mesure du signal informatif E_{inf} en utilisant la technique à trois signaux. Le signal informatif E_{inf} est une tension de faible valeur notée V_{inf} qui subit les influences des défauts de conditionnement. L'ensemble des défauts de fluctuation et des dérives sera modélisé par une tension sinusoïdale de valeur crête 0.01V superposée au signal mesuré. L'effet des tolérances et de décalages sera modélisé par une tension constante superposée au signal mesuré. Les défauts de l'amplification sont introduits dans le modèle de l'amplificateur comme indiqué par la figure 3.3 ci-dessous. Quant aux signaux de références, ils sont représentés par les tensions V_{ref} et V_0 de même nature que V_{inf} .

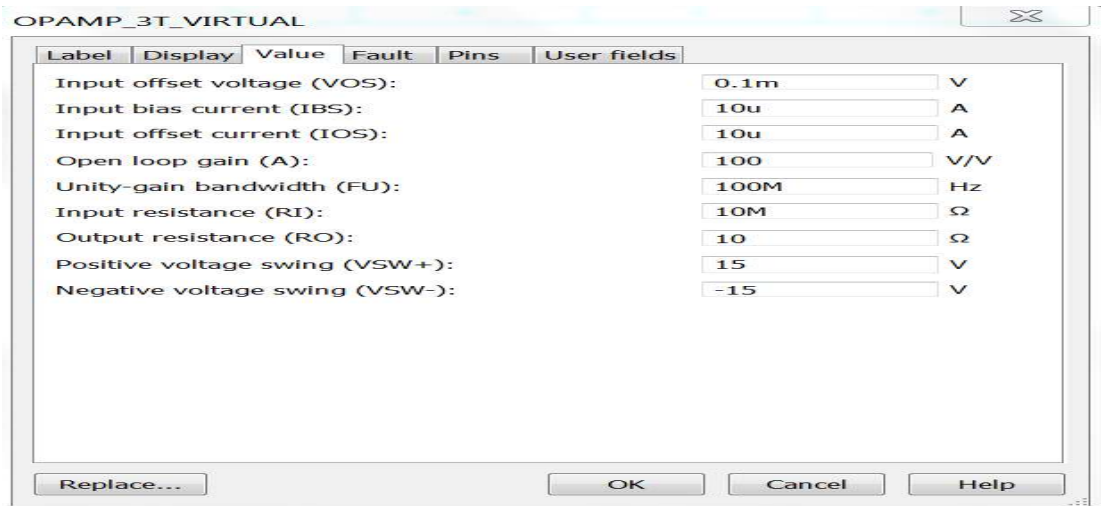


figure 3.3. Introduction des paramètres de l'amplificateur

On choisit un switch analogique ADG411 contrôlé par un compteur binaire asynchrone et un décodeur pour commander le système. L'ensemble compteur et décodeur permet de générer les trois phases de mesure des trois signaux constituant la technique utilisée par multiplexage des entrées Figure 3.5 .

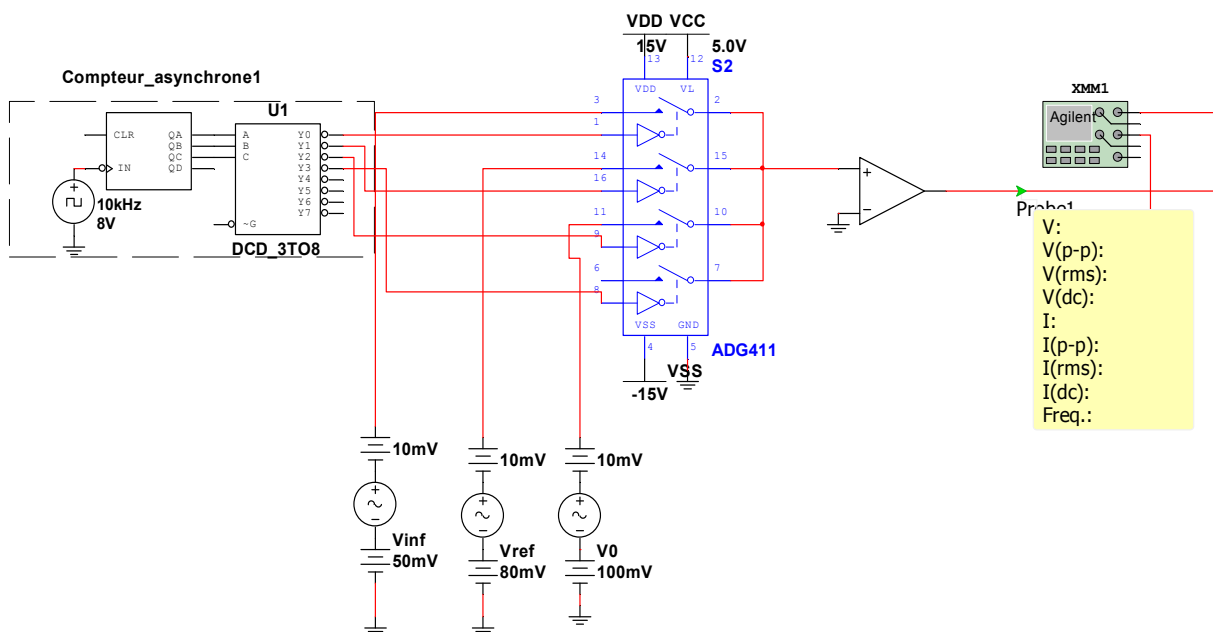


figure 3.4. Simulation de la technique à trois signaux

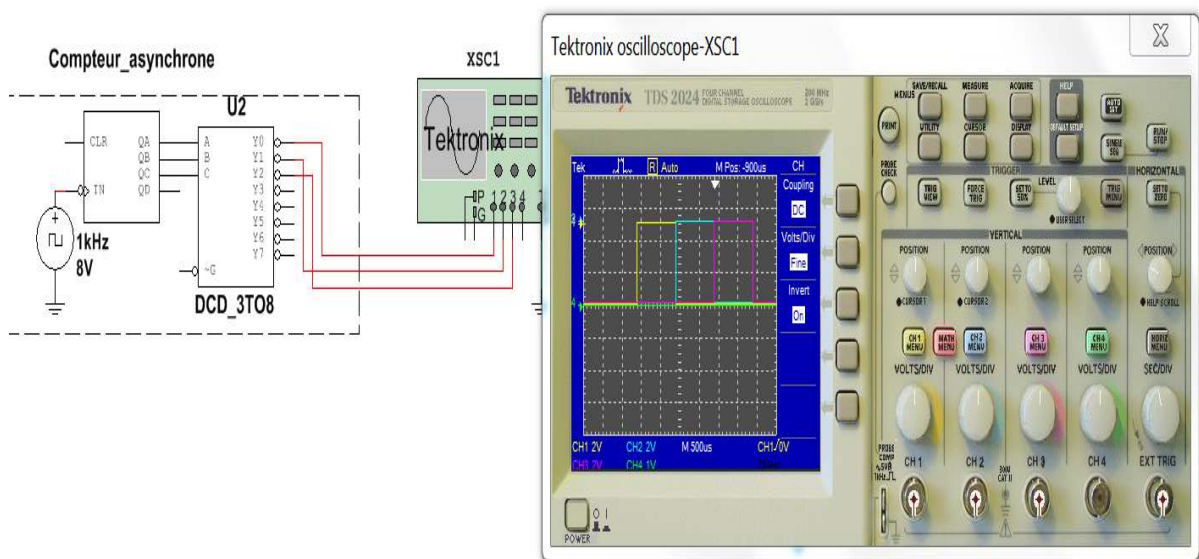


figure 3.5.Signaux de contrôle

On prend : $V_{inf} = 50 \text{ mV}$, $V_{ref} = 80\text{mV}$ et $V_0 = 100\text{mV}$ comme indiqué par la figure 3.4

Afin de valider la technique à trois signaux on doit obtenir la valeur très proche de V_{inf} égale à 50mV à la sortie de la chaîne de mesure.

La figure 3.6 représente les signaux obtenus à la sortie de l'amplificateur à l'issus des trois phases de mesure constituant la technique étudiée.

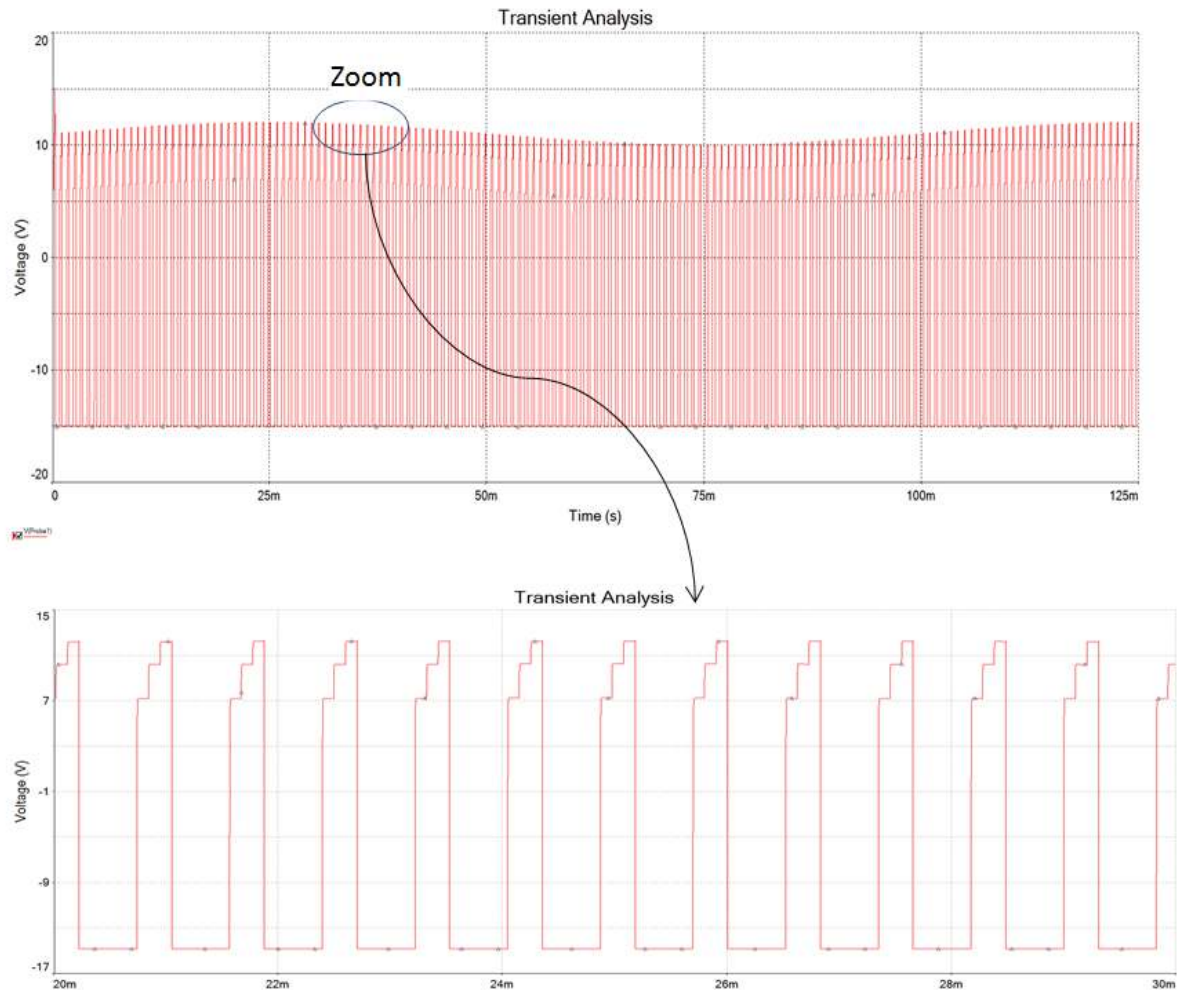


figure 3.6. Signaux de sortie du système

La première mesure :

$$S_{inf} = G \times V_{inf} + S_{off}$$

La deuxième mesure :

$$S_{ref} = G \times V_{ref} + S_{off}$$

La troisième mesure :

$$S_0 = G \times V_0 + S_{off}$$

Le rapport des signaux :

$$M = \frac{S_{inf} - S_0}{S_{ref} - S_0}$$

En utilisant la relation (3.3) V_{inf} peut s'exprimer comme suit :

$$V_{inf} = M (V_{ref} - V_0) + V_0$$

Traitement :

Transfert des données vers Excel et calcul des résultats :

$S(E_{inf})$ (V)	$S(E_{ref})$ (V)	$S(E_0)$ (V)	M	$E_{inf} = M \times (E_{ref} - E_0) + E_0$ (mV)
6,07132437	9,07758245	11,0838411	2,49843991	50,0312017
6,12137271	9,12758894	11,1338039	2,49845168	50,0309664
6,17103211	9,17719104	11,1833467	2,49846745	50,030651
6,22017753	9,22626349	11,2323441	2,49848712	50,0302577
6,26868469	9,27468218	11,2806725	2,49851044	50,0297911
6,31643112	9,32232498	11,3282113	2,49853649	50,0292702
6,36329605	9,36907137	11,3748358	2,49856847	50,0286306
6,41339925	9,41480340	11,4176035	2,49860396	50,02792079
6,45391081	9,45940564	11,4648858	2,49864105	50,0271789
6,49743185	9,50276510	11,5080822	2,49868230	50,0263539
6,53961406	9,54477247	11,5499131	2,49872702	50,0254596

tableau 3.1. Résultats de simulation de la technique à trois signaux

On voit très bien l'efficacité de la technique de mesure à trois signaux.

La tension obtenue est très proche de 50mV

Malgré les défauts très importants introduits dans la chaîne de mesure, l'erreur de mesure est de l'ordre de ± 0.03 mV, soit une erreur relative de l'ordre de 0.12 %.

On remarque qu'avec cette technique les défauts du système de mesure influent moins sur la mesure, et on peut mesurer des tensions de valeur inférieure à 50mV avec une très bonne exactitude malgré l'influence des défauts du système de mesure.

3.3 Applications de la technique à trois signaux

3.3.1 Application à l'auto-calibration

Dans ce paragraphe on va appliquer la technique à trois signaux à l'auto-calibration de la mesure de la température à distance.

a Principe et circuit utilisé

On va proposer le même système de mesure traité dans le chapitre 2, les éléments qu'on va ajouter sont : la résistance de référence R_{ref} et le multiplexeur des signaux.

On considère les trois signaux à mesurer suivants :

- $E_{inf} = V_{PT100}$: la tension aux bornes de la PT100
- $E_{ref} = V_{ref}$: la tension aux bornes de la résistance de référence
- $E_0 = 0$: la tension de la masse pour former le signal nul

On va utiliser le modèle d'un multiplexeur analogique réel (ADG 409TQ) et un compteur asynchrone de 4 bits pour le contrôler, on choisit enfin une résistance de référence de précision (tolérance de 0.1%).

Le nouveau circuit électronique est représenté par la figure suivante:

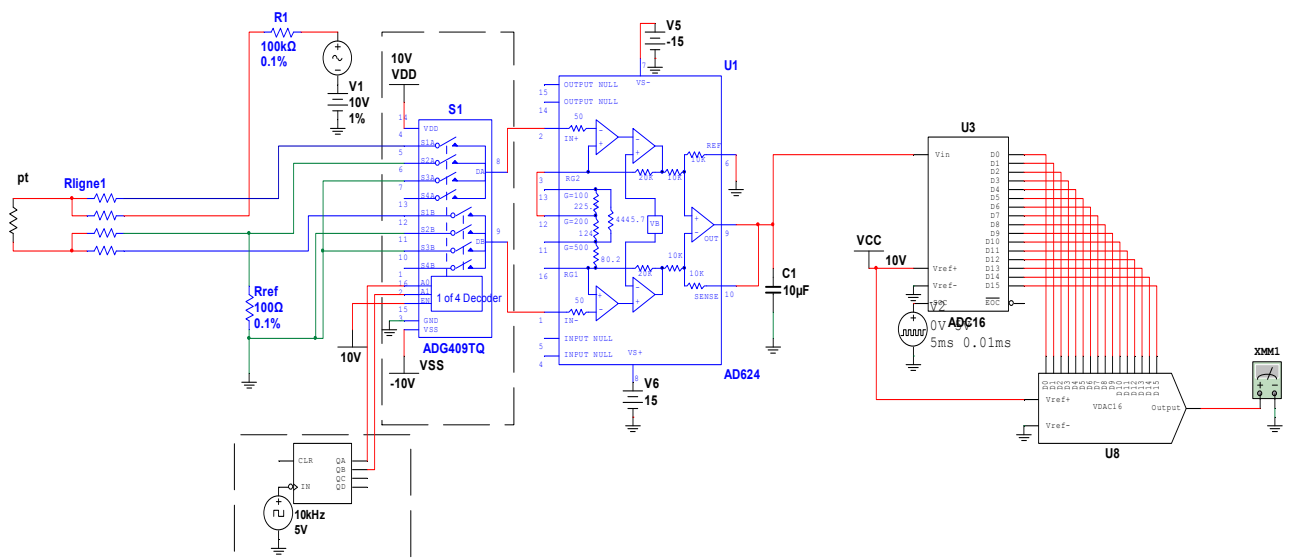


figure 3.7. Simulation de la mesure de la température à distance

On va supposer les mêmes défauts de conditionnement utilisés dans le 2^{ème} chapitre.

Le multiplexeur est attaqué par 4 signaux binaires de contrôle (00, 01, 10, 11), alors on mesure 4 signaux à la sortie de notre système. Le signal de contrôle (00) permet de mesurer la tension aux bornes du capteur résistif *VPT100*, le signal(01) permet de mesurer la tension aux bornes de la résistance de référence *Vref*, le troisième signal de contrôle (10) permet de mesurer la tension nulle (tension de masse). Le quatrième signal (11), mesure une tension de sortie du multiplexeur à entrée en l'air dont le seul intérêt est de synchroniser le compteur à 4 états. Dans le cas ou on utilise un microcontrôleur on peut facilement générer uniquement les 3 signaux.

b Elaboration et calcul des résultats

La figure 3.8 suivante présente les signaux à la sortie de notre système :

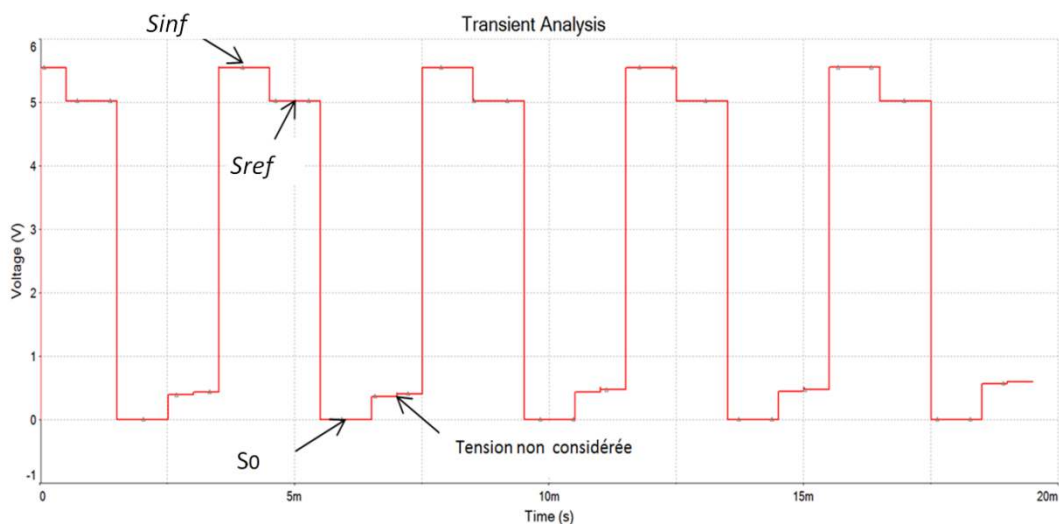


figure 3.8. Signaux à la sortie du système de mesure

Calcul de la résistance de PT100 par la technique à trois signaux :

D'après la relation (3.2) $V_{PT100} = M \times V_{ref}$

$$R_{PT100} \times I = M \times R_{ref} \times I$$

En trouve donc : $R_{PT100} = M \times R_{ref}$

Avec : $M = \frac{S_{inf} - S_{zer}}{S_{ref} - S_{zer}}$ le rapport entre la combinaison des signaux mesurés à la sortie du système .

On voit bien que Le calcul de la résistance R_{Pt100} est indépendant du coefficient G et des fluctuations et dérives sur le courant de conditionnement I contenues dans le coefficient S_{off} du système de mesure; c'est ce qu'on appelle l'auto-calibration.

La figure 3.9 suivante présente le résultat de mesure :

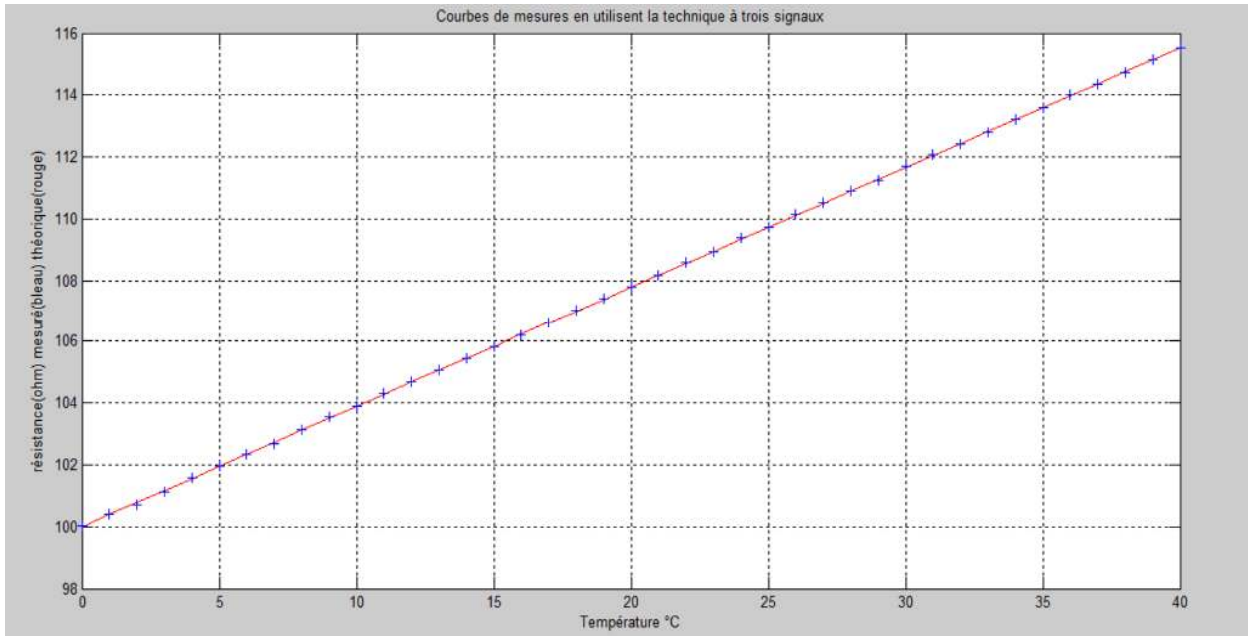


figure 3.9.Résultat de la mesure

La figure 3.10 présente la comparaison entre la mesure du 2^{ème} chapitre et la mesure auto-calibrée obtenue en utilisant la technique des trois signaux

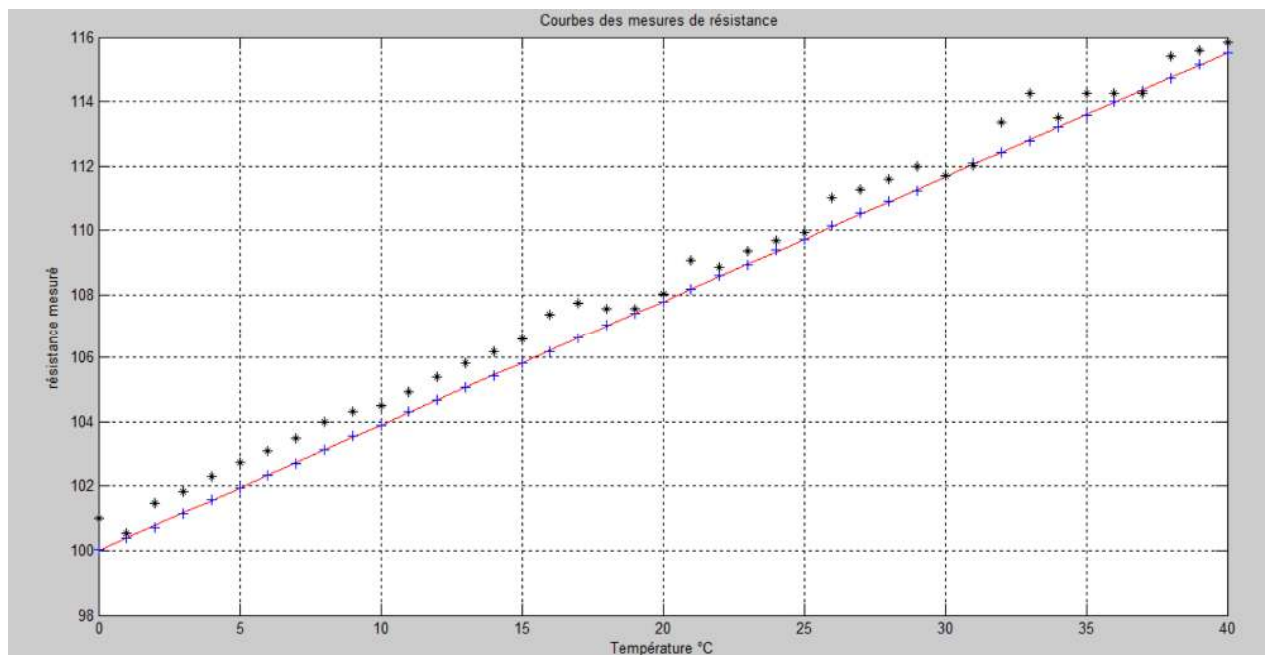


figure 3.10.Comparaison du résultat de mesure avec le résultat du 2^{ème} chapitre

Les tableaux 3.2 et 3.3 présentent les valeurs des résultats obtenus

Température théorique (°C)	Vinf(V)	Vref(V)	Vzer(V)	M	R _{Pt100} mesuré (Ω)
0	5,03405772	5,03299207	0,00880926	1,0002121	100,02121
1	5,02317992	5,00304414	0,00881095	1,00403181	100,403181
2	5,07665963	5,04026841	0,00882804	1,00723276	100,723276
3	5,07223793	5,01511653	0,00880721	1,01140988	101,140988
4	5,11268228	5,03250904	0,00881418	1,01595902	101,595902
5	5,15068048	5,05201773	0,00882078	1,01956353	101,956353
6	5,14324461	5,02553716	0,00881322	1,02346301	102,346301
7	5,18172607	5,04625072	0,00881431	1,02689371	102,689371
8	5,17857217	5,02207092	0,0088278	1,03121757	103,121757
9	5,18999416	5,01240711	0,00881419	1,03549191	103,549191
10	5,24376845	5,04850022	0,00881165	1,03874609	103,874609
11	5,22892039	5,01248546	0,00881199	1,04325521	104,325521
12	5,22194553	4,98836444	0,00881152	1,04690804	104,690804
13	5,27257215	5,01796171	0,00883287	1,05082928	105,082928
14	5,34588909	5,07062723	0,00880927	1,05438004	105,438004
15	5,36529823	5,07042212	0,00881484	1,05825741	105,825741
16	5,35678527	5,04444964	0,00881433	1,06202507	106,202507
17	5,33999338	5,00867394	0,00881022	1,06626569	106,626569
18	5,35693913	5,00535368	0,00881273	1,07036577	107,036577
19	5,40872921	5,03617175	0,00881266	1,074106	107,4106
20	5,44187321	5,04957605	0,00881617	1,077825	107,7825
21	5,42278854	5,01452489	0,00880967	1,0815595	108,15595
22	5,44724527	5,01645419	0,00882762	1,086027	108,6027
23	5,45703387	5,01014176	0,00880343	1,0893545	108,93545
24	5,48756552	5,01758311	0,0088112	1,09383186	109,383186
25	5,53333336	5,04377507	0,00881646	1,09723184	109,723184
26	5,52254332	5,01477699	0,00881672	1,10143235	110,143235
27	5,54177194	5,01458693	0,00881571	1,10531544	110,531544
28	5,58000666	5,03279172	0,00881189	1,10892061	110,892061
29	5,61225304	5,04618589	0,00881028	1,11237343	111,237343
30	5,58733188	5,00318743	0,00881124	1,11696044	111,696044
31	5,60650521	5,00302268	0,00881634	1,12083652	112,083652
32	5,67207256	5,04585818	0,00881241	1,12432176	112,432176
33	5,70336928	5,05767409	0,00882183	1,1278895	112,78895
34	5,71090071	5,04565628	0,00881674	1,13207576	113,207576
35	5,72737365	5,04356789	0,00881557	1,13581716	113,581716
36	5,76174815	5,05562029	0,00881737	1,13991588	113,991588
37	5,74992278	5,02976281	0,00881667	1,14343113	114,343113
38	5,80451828	5,06038073	0,00880958	1,14730814	114,730814
39	5,82123272	5,05621846	0,00881446	1,15156589	115,156589
40	5,82103198	5,03998914	0,00881458	1,15524066	115,524066

Tableau3.2 Valeurs mesurées

Température T théorique (° C)	Résistance théorique à T (Ω)	RPT100 mesuré (Ω)	Erreur de la résistance de la PT100(Ω) (valeur exact-valeur mesuré)
0	100	100,02121	-0,0212104
1	100,390152	100,403181	-0,0130286
2	100,780385	100,723276	0,0571087
3	101,170499	101,140988	0,0295108
4	101,560496	101,595902	-0,0354059
5	101,950374	101,956353	-0,0059793
6	102,340133	102,346301	-0,0061682
7	102,729774	102,689371	0,04040302
8	103,119297	103,121757	-0,0024597
9	103,508701	103,549191	-0,0404895
10	103,897987	103,874609	0,02337789
11	104,287154	104,325521	-0,0383666
12	104,676203	104,690804	-0,0146015
13	105,065134	105,082928	-0,0177945
14	105,453946	105,438004	0,01594212
15	105,84264	105,825741	0,01689942
16	106,231215	106,202507	0,02870796
17	106,619672	106,626569	-0,0068973
18	107,008011	107,036577	-0,028566
19	107,396231	107,4106	-0,0143688
20	107,784333	107,7825	0,00183261
21	108,172317	108,15595	0,01636664
22	108,560182	108,6027	-0,0425179
23	108,947929	108,93545	0,0124785
24	109,335557	109,383186	-0,0476294
25	109,723067	109,723184	-0,000117
26	110,110459	110,143235	-0,0327762
27	110,497732	110,531544	-0,0338123
28	110,884887	110,892061	-0,0071738
29	111,271924	111,237343	0,0345814
30	111,658842	111,696044	-0,0372023
31	112,045642	112,083652	-0,0380102
32	112,432323	112,432176	0,00014742
33	112,818886	112,78895	0,02993592
34	113,205331	113,207576	-0,0022452
35	113,591658	113,581716	0,00994202
36	113,977866	113,991588	-0,0137218
37	114,363956	114,343113	0,02084318
38	114,749927	114,730814	0,01911291
39	115,13578	115,156589	-0,0208086
40	115,521515	115,524066	-0,0025506

Tableau3.3. Erreur sur la mesure de la résistance de la PT100

En utilisant la relation (1.2) du 1^{er} chapitre permettant de calculer la résistance de PT100 en fonction de la température. On peut déterminer la température correspondant à la valeur de la résistance :

<i>Température théorique (°C)</i>	<i>Température mesuré (°C)</i>	<i>Erreur de température (°C)</i>
0	0,05427258	0,05427258
1	1,0316758	0,0316758
2	1,85074788	-0,1492521
3	2,9196063	-0,0803937
4	4,08365832	0,08365832
5	5,00599501	0,00599501
6	6,00381048	0,00381048
7	6,88167168	-0,1183283
8	7,98807807	-0,0119219
9	9,08181368	0,08181368
10	9,91450695	-0,085493
11	11,0683183	0,06831831
12	12,0030195	0,00301953
13	13,0064018	0,00640182
14	13,914985	-0,085015
15	14,9071421	-0,0928579
16	15,8712262	-0,1287738
17	16,9563332	-0,0436668
18	18,0054785	0,00547846
19	18,9625435	-0,0374565
20	19,9141766	-0,0858234
21	20,8697752	-0,1302248
22	22,0129373	0,01293729
23	22,8643917	-0,1356083
24	24,0100762	0,01007624
25	24,8800828	-0,1199172
26	25,9549208	-0,0450792
27	26,9485418	-0,0514582
28	27,8710475	-0,1289525
29	28,7545687	-0,2454313
30	29,9283113	-0,0716887
31	30,920138	-0,079862
32	31,8119558	-0,1880442
33	32,7248832	-0,2751168
34	33,796081	-0,203919
35	34,7534457	-0,2465543
36	35,8022422	-0,1977578
37	36,7017391	-0,2982609
38	37,6938038	-0,3061962
39	38,7832941	-0,2167059
40	39,7236096	-0,2763904

Tableau3.4.Erreur sur la mesure de la température

3.3.2 Application à l'étalonnage du capteur de température type TD4A

On se propose dans cette application d'étalonner un capteur de température type TD4A en prenant comme référence de température la température de la sonde PT100.

a La série TD des capteurs de température et le capteur TD4A

Ce sont des capteurs de température de MICRO SWITCH de nature résistive (RTD) qui répondent rapidement au changement de la température, leur précision est égale à $\pm 0,7^{\circ}\text{C}$ à 20°C . Ces capteurs fournissent une sensibilité de $8\Omega/^{\circ}\text{C}$, l'élément de détection est une puce de silicium, de 0.040×0.050 " avec un modèle de réseau film mince résistif

Les puces sont ajustées individuellement par laser pour fournir une résistance nominal égal à 2000 ohms à température ambiante (20°C) avec une précision de $\pm 0,7^{\circ}\text{C}$, l'Erreur maximale tolérée sur toute la plage de fonctionnement de -40 à $+150^{\circ}\text{C}$ est égale $\pm 2,5^{\circ}\text{C}$.

On va choisir l'un des capteurs de cette série, le capteur TD4A conçu pour mesurer la température des liquides, sa réponse typique est de 4 minutes dans l'air et 15 secondes dans le liquide.

L'équation qui relie la résistance du capteur à la température s'écrit comme suit :

$$R_T = R_{0,c}(1 + A_c \times T + B_c \times T^2)$$

Avec : $A_c = 3.84 \times 10^{-3}\Omega/T$; $B_c = 4.49 \times 10^{-6}\Omega/T^2$; $R_{0,c} = 1854 \Omega$



figure 3.11.Le capteur TD4A

INTERCHANGEABILITY (with 100 μ A maximum current)

Temperature	Resistance (Ohms)	Temperature	Resistance (Ohms)
-40°C (-40°F)	1584 \pm 12 (1.9°C)	+60°C (140°F)	2314 \pm 9 (1.1°C)
-30°C (-22°F)	1649 \pm 11 (1.7°C)	+70°C (158°F)	2397 \pm 10 (1.2°C)
-20°C (-4°F)	1715 \pm 10 (1.5°C)	+80°C (176°F)	2482 \pm 12 (1.4°C)
-10°C (14°F)	1784 \pm 9 (1.3°C)	+90°C (194°F)	2569 \pm 14 (1.6°C)
0°C (32°F)	1854 \pm 8 (1.1°C)	+100°C (212°F)	2658 \pm 16 (1.8°C)
+10°C (50°F)	1926 \pm 6 (0.8°C)	+110°C (230°F)	2748 \pm 18 (2.0°C)
+20°C (68°F)	2000 \pm 5 (0.7°C)	+120°C (248°F)	2840 \pm 19 (2.0°C)
+30°C (86°F)	2076 \pm 5 (0.7°C)	+130°C (266°F)	2934 \pm 21 (2.2°C)
+40°C (104°F)	2153 \pm 6 (0.8°C)	+140°C (284°F)	3030 \pm 23 (2.4°C)
+50°C (122°F)	2233 \pm 7 (0.9°C)	+150°C (302°F)	3128 \pm 25 (2.5°C)

Tableau3.5.Valeurs de la résistance TD4A pour un courant inférieur à 100 μ A

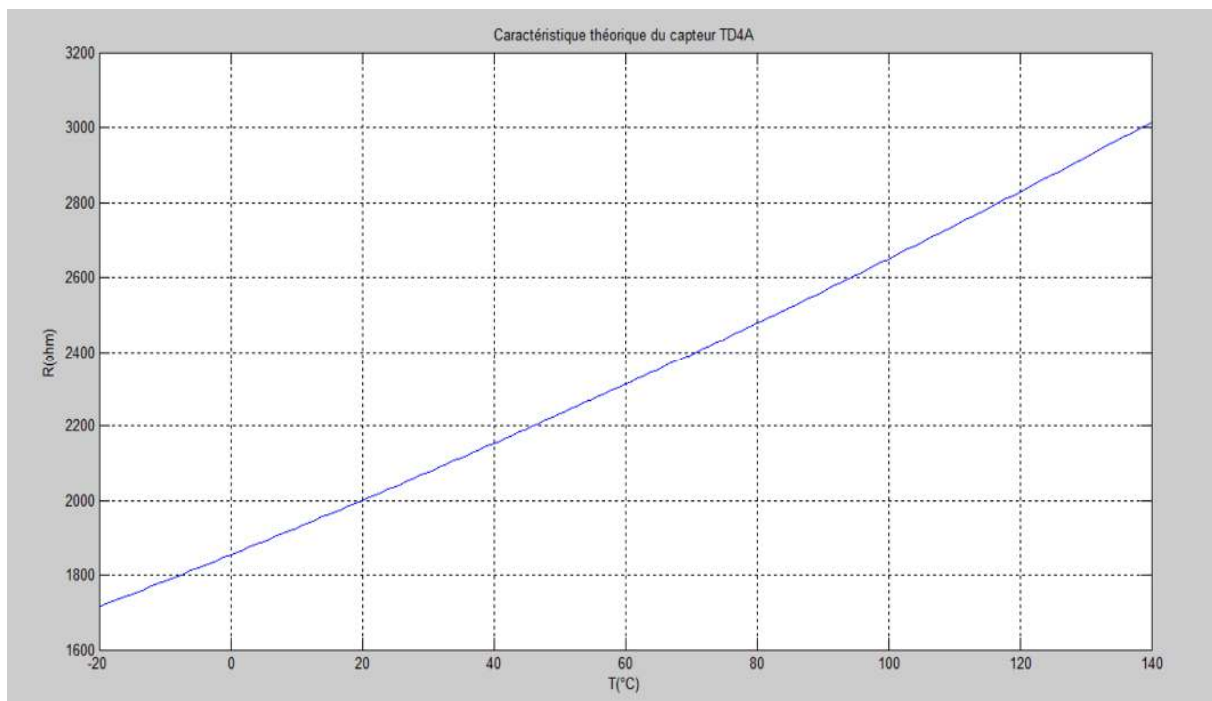


figure 3.12.Caractéristique théorique du capteur TD4A

b Principe et circuit d'étalonnage utilisé :

Le principe est basé sur la lecture de la température de l'étalon (Température mesurée par la PT100) et calcul de la résistance du capteur à étalonner, la technique à trois signaux permet de déterminer la résistance indiquée par l'étalon et d'obtenir la valeur de la résistance du capteur à étalonner en fonction de celle ci avec une très bonne exactitude. Dans cette opération, l'élément étalon et l'élément à étalonner doivent être soumis aux mêmes conditions, donc la comparaison entre les différents paramètres doit être simultanée. Nous allons faire l'étalonnage dans une plage de température entre 0 et 40°C, pour cela on propose le circuit présenté dans la figure 3.13.

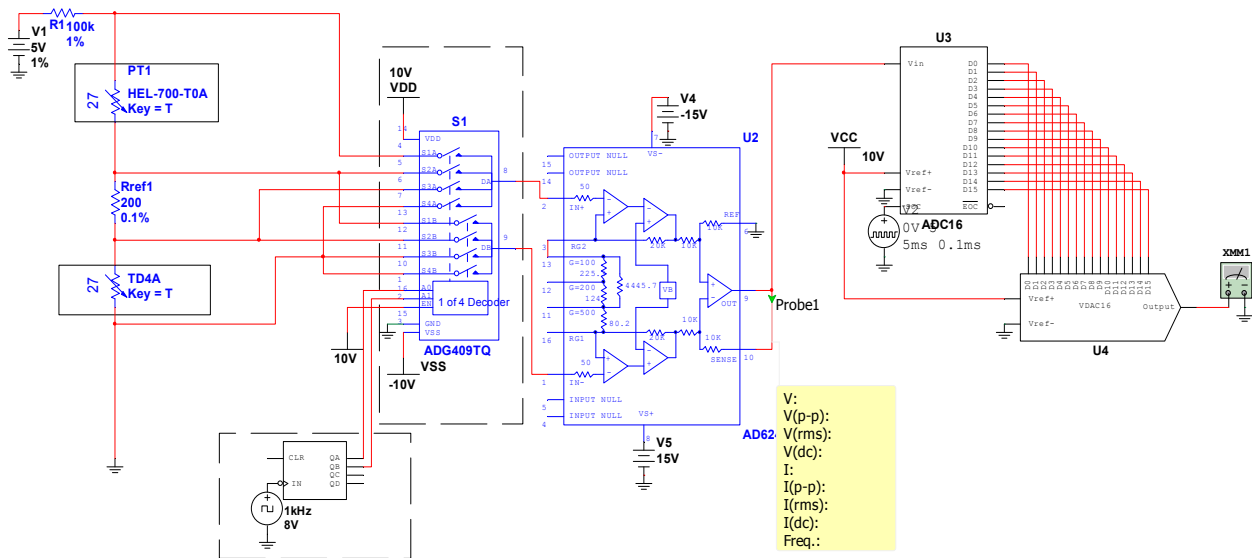


figure 3.13.Circuit d'étalonnage

Dans le paragraphe 3.3.1 nous avons utilisé 3 signaux parmi 4 signaux de mesure, le 4eme signal n'avait pas d'intérêt pour la technique à trois signaux.

Dans ce paragraphe le 4eme signal est utilisé pour la mesure de la tension aux bornes du capteur à étalonner.

Ainsi, le 1^{er} signal correspond à la tension aux bornes du capteur étalon, le 2^{eme} à la tension de référence, le 3^{eme} à la tension nulle, et le 4^{eme} signal à la tension aux bornes du capteur à étalonner.

Les 4 signaux de mesure sont donc :

1. *Sétalon*
2. *Sréférence*
3. *Szerro*
4. *Scapteur*

On applique la technique à trois signaux simultanément et on choisit les deux séries des trois signaux suivantes :

(*Séta, Sref, Szer*) pour obtenir la valeur de la résistance PT100 pour une température T donnée et (*Scap, Sref, Szer*) pour déterminer la résistance TD4A correspondante.

On associe pour la 1^{ere} série des trois signaux, le coefficient : $M1 = \frac{Sétal - Szer}{Sref - Szer}$ (3.4)

On associe pour la 2^{eme} série des trois signaux, le coefficient : $M2 = \frac{Scap - Szer}{Sref - Szer}$ (3.5)

Le résultat de l'application de la technique à trois signaux pour la 1^{ere} et la 2^{eme} série donne :

$$Rétal = M1 \times Rref \quad (3.6)$$

$$Rcap = M2 \times Rref \quad (3.7)$$

On combine les deux équations (3.6) et (3.7) pour obtenir :

$$Rcap = \frac{M2}{M1} \times Rétal \quad (3.8)$$

En utilisant la relation (1.1) et (3.8) on peut écrire

$$Rcap = \frac{M2}{M1} \times R0,e \times (1 + AeT_{étal} + BeT_{étal}^2) \quad (3.9)$$

$T_{étal}$ est la température détectée en même temps par la PT100 et la TD4A, elle est donnée par la relation suivante :

$$T_{\text{étal}} = \frac{-Ae \cdot R_{0,e} + \sqrt{(Ae \times R_{0,e})^2 - 4R_{0,e} \times Be(R_{0,e} - R_{\text{étal}}(T))}}{2BeR_{0,e}}$$

c Elaboration et calcul des résultats

On choisit $R_{\text{ref}} = 200\Omega$ de précision 0.1 %. Pour éviter la saturation on va prendre un gain de l'amplificateur AD624 égal à $G=100$ et une tension $V1=5V$ pour le générateur.

La figure 3.14 montre les signaux de mesure utilisée pour effectuer l'étalonnage :

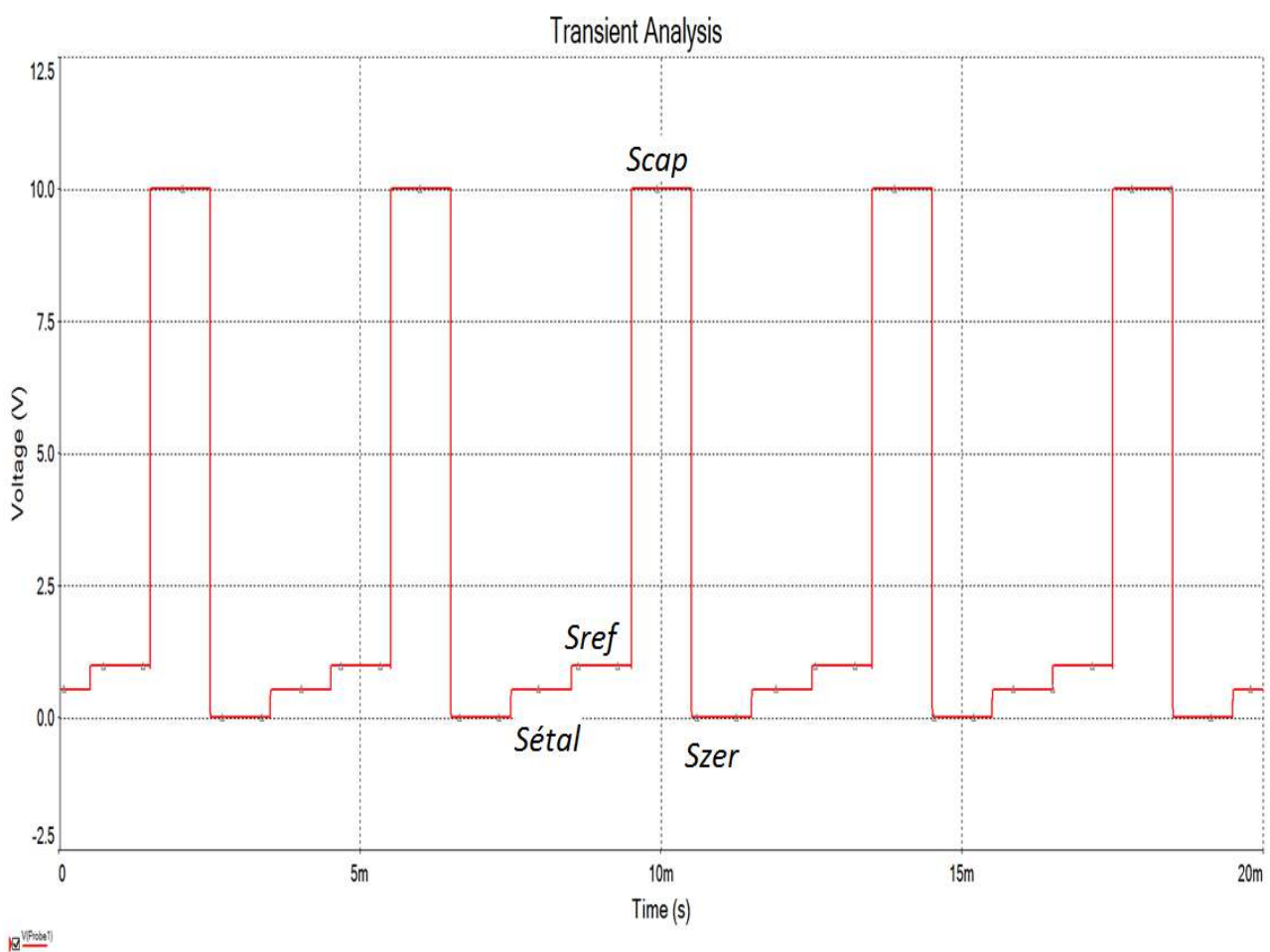


figure 3.14. Signaux mesurés

Le résultat de l'étalonnage du capteur est présenté par la figure 3.15 :

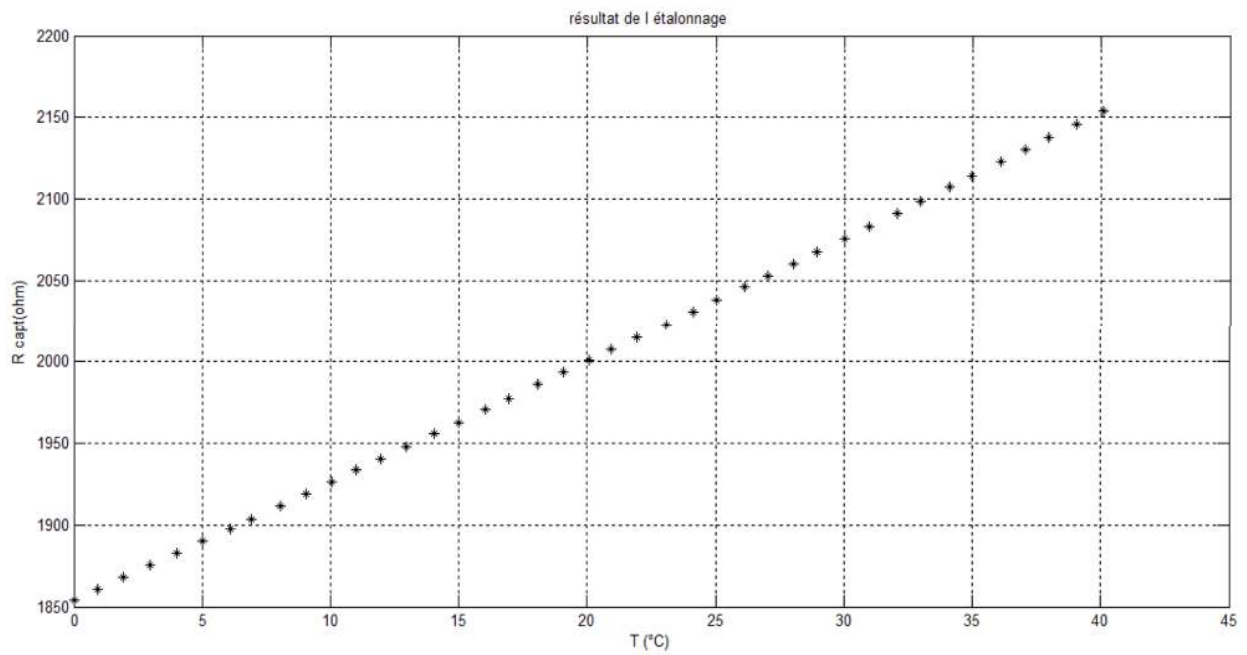


figure 3.15. Résultat d'étalonnage du capteur TD4A

La comparaison de la courbe obtenue par l'étalonnage avec la courbe théorique est présentée par la figure 3.16 :

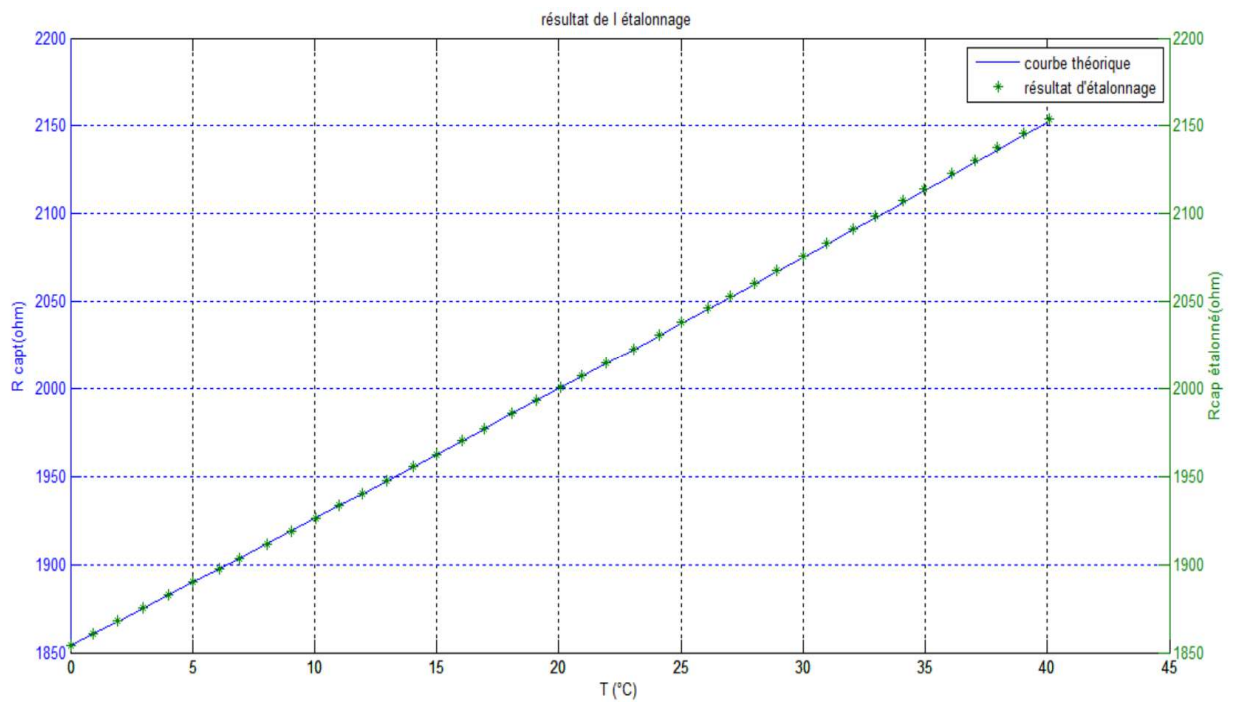


figure 3.16. Comparaison de la caractéristique obtenue à la caractéristique théorique

<i>Tthéo</i> (°C)	<i>S étal</i> (V)	<i>Sref</i> (V)	<i>Scap</i> (V)	<i>Szer</i> (V)	<i>M1</i>	<i>M2</i>	<i>R</i> étalon (ohm)	<i>T</i> étalon (°C)	<i>Rcap</i> étalonné (ohm)
0	0,489281	0,976017	9,026325	0,002566	0,499989	9,269865	99,99793	0,0052821	1853,973
1	0,494614	0,983036	9,124657	0,002565	0,501849	9,303783	100,3698	0,9466044	1860,756
2	0,491198	0,972457	9,060753	0,002565	0,503801	9,339379	100,7603	1,9460507	1867,875
3	0,501584	0,989176	9,252686	0,002563	0,505791	9,375642	101,1583	2,9653821	1875,128
4	0,498524	0,979151	9,196005	0,002568	0,507847	9,413881	101,5695	4,0185415	1882,776
5	0,503618	0,985473	9,290091	0,002564	0,509766	9,449023	101,9533	5,0021245	1889,804
6	0,501466	0,977222	9,250085	0,002562	0,511875	9,487947	102,3750	6,0828061	1897,589
7	0,509059	0,988970	9,390981	0,002563	0,513475	9,517798	102,6951	6,9035284	1903,559
8	0,505879	0,978559	9,331989	0,002562	0,515695	9,558865	103,1391	8,0421390	1911,773
9	0,510246	0,983307	9,413272	0,002564	0,517650	9,595487	103,5301	9,0450925	1919,097
10	0,505869	0,971202	9,332458	0,002561	0,519601	9,631941	103,9203	10,046470	1926,388
11	0,515071	0,985405	9,503399	0,002571	0,521451	9,666771	104,2902	10,995950	1933,354
12	0,518724	0,988871	9,571920	0,002565	0,523326	9,702218	104,6652	11,958637	1940,443
13	0,514365	0,976961	9,491564	0,002568	0,525246	9,738372	105,0493	12,945165	1947,674
14	0,518662	0,981174	9,571916	0,002563	0,527379	9,778509	105,4758	14,040841	1955,701
15	0,521893	0,983917	9,632679	0,002564	0,529197	9,813097	105,8395	14,975583	1962,619
16	0,522366	0,980950	9,642360	0,002559	0,531287	9,852709	106,2574	16,049910	1970,541
17	0,528450	0,989165	9,756266	0,002571	0,533025	9,886225	106,6050	16,943633	1977,245
18	0,523595	0,976036	9,667565	0,002564	0,535230	9,928383	107,0460	18,078100	1985,676
19	0,526384	0,977662	9,720240	0,002567	0,537195	9,965879	107,4391	19,089519	1993,175
20	0,527515	0,976270	9,742494	0,002564	0,539126	10,00294	107,8253	20,083428	2000,588
21	0,533183	0,983748	9,849280	0,002564	0,540794	10,03554	108,1589	20,942204	2007,108
22	0,530209	0,974846	9,795616	0,002569	0,542685	10,07227	108,5370	21,916027	2014,455
23	0,533300	0,976573	9,854336	0,002567	0,544896	10,11468	108,9793	23,055383	2022,937
24	0,540124	0,985461	9,983044	0,002566	0,546912	10,15416	109,3825	24,094315	2030,832
25	0,538978	0,980089	9,963370	0,002564	0,548747	10,18982	109,7495	25,040146	2037,964
26	0,536092	0,971169	9,911543	0,002564	0,550821	10,23015	110,1642	26,109411	2046,030
27	0,546046	0,986182	10,09844	0,002563	0,552534	10,26401	110,5068	26,993066	2052,803
28	0,546623	0,983794	10,11150	0,002565	0,554466	10,30232	110,8932	27,989839	2060,464
29	0,545219	0,978088	10,08734	0,002565	0,556269	10,33781	111,2538	28,920476	2067,563
30	0,543601	0,971493	10,05935	0,002567	0,558385	10,37931	111,6770	30,012932	2075,863
31	0,547582	0,975485	10,13602	0,002564	0,560187	10,41550	112,0375	30,943670	2083,100
32	0,551548	0,978892	10,21194	0,002565	0,562294	10,45691	112,4588	32,031817	2091,383
33	0,554517	0,981079	10,26967	0,002562	0,564073	10,49252	112,8146	32,951083	2098,505
34	0,549999	0,969270	10,18826	0,002561	0,566290	10,53647	113,2581	34,097291	2107,294
35	0,560962	0,985709	10,39506	0,002565	0,567970	10,57068	113,5941	34,965953	2114,136
36	0,553289	0,968511	10,25487	0,002561	0,570141	10,61370	114,0282	36,088432	2122,741
37	0,559975	0,977133	10,38212	0,002561	0,571957	10,65037	114,3915	37,028252	2130,075
38	0,564690	0,982303	10,47299	0,002568	0,573749	10,68700	114,7498	37,955441	2137,401
39	0,561930	0,973958	10,42491	0,002564	0,575838	10,72926	115,1677	39,037085	2145,852
40	0,565875	0,977455	10,50120	0,002567	0,577812	10,76907	115,5625	40,0591810	2153,814

Tableau 3.6. Calcul et résultats

L'étalonnage du capteur TD4A, par l'application de la technique de mesure à trois signaux revient à déterminer la valeur de $R_{0,cap}$ et les coefficients A_c et B_c dans l'équation

$$R_{cap} = R_{0,cap} \times (1 + A_c T_{\acute{e}tal} + B_c T_{\acute{e}tal}^2)$$

à partir des résultats précédent.

On détermine bien à partir du tableau de mesure 3.6 que pour $T = 0^\circ\text{C}$ $R_{0,c} = 1853.973 \Omega$, soit si on se limite à un nombre de 4 chiffres significatifs $R_{0,c} = 1854 \Omega$, ce qui est conforme avec la valeur donnée par le constructeur du capteur TD4A, $R_{0th\acute{e}orique} = 1854 \Omega$

Pour déterminer les valeurs des coefficients A_c et B_c il faut tracer la courbe réduite de la résistance du capteur $(R_c(T) / 1854) - 1 = A_c.T + B_c.T^2$ et obtenir les valeurs de A_c et B_c par la méthode des moindres carrés fournies par la figure 3.17.

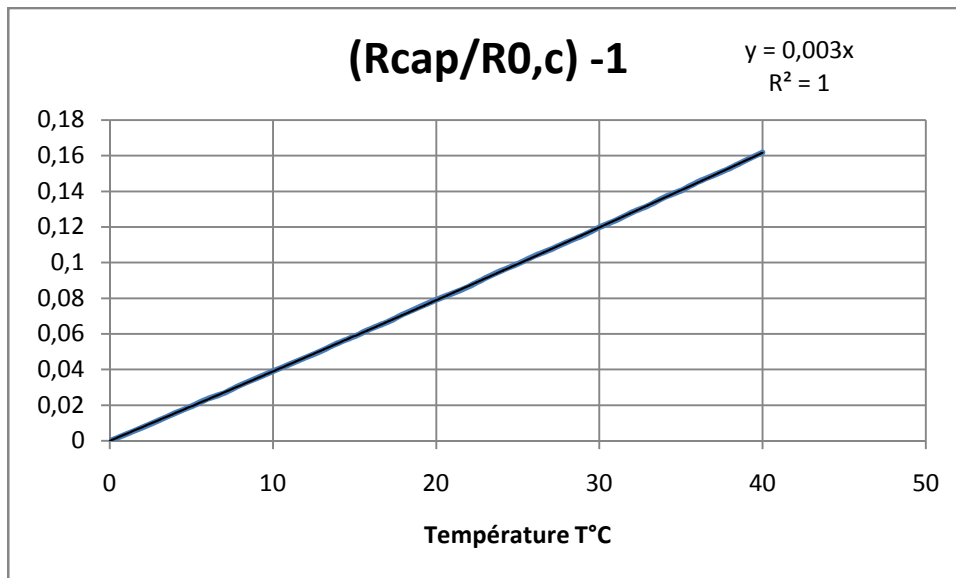


figure 3.17. Application de la méthode des moindres carrés

On déduit à partir de l'équation $R_{cap}/R_{0,c} - 1$ réduite obtenue par la méthode des moindres carrés la caractéristique du capteur TD4A entre la température 0°C et 40°C

$$R_{cap \acute{e}talonné} = 1854(1 + 0.003 T)$$

Soit : $A_c = 3.0 \times 10^{-3} \Omega/T$, $B_c = 0$ $R_{0,c} = 1854 \Omega$

Pour obtenir la caractéristique complète du capteur TD4A en fonction de la température il faut simuler l'étalonnage de celui-ci entre -40°C et 150°C comme indiqué par la plage de fonctionnement donnée par le tableau 3.5 précédent.

.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons testé la technique à trois signaux, sa simulation a prouvé l'exactitude du résultat de la mesure par apport à la mesure ordinaire en présence des erreurs systématiques. Deux applications très intéressantes ont été mises en œuvre à savoir : L'auto-calibration d'une chaîne de mesure de la température détectée par une PT100 à une distance de 100 m et l'étalonnage d'un capteur de température au Silicium. Les résultats satisfaisants obtenus sont très encourageant et prometteurs pour nous permettre de les exploiter dans l'enseignement pratiques des notions des capteurs et erreurs en Génie électrique .

Introduction générale

Introduction :

Les signaux électriques issus des capteurs sont généralement de faible niveau. Si l'on souhaite travailler avec une bonne sensibilité, il est nécessaire de les amplifier. Cette amplification ne doit concerner que le signal utile, or ce dernier contient bien souvent une tension parasite (souvent du même ordre de grandeur que le signal utile). Il faut donc faire une amplification « sélective » qui élimine ou atténue fortement tout signal ne contenant pas d'information pour ne garder que le signal capteur. La capacité à prendre des mesures aussi exactes que possible de ces signaux requiert donc une méthode pour éliminer les différentes contraintes de mesure : à noter les fluctuations des courants, les tensions offset des amplificateurs, les capacités parasites, les résistances des fils de connexion ... etc.

La technique de mesure à trois signaux ou programmable qui consiste à réaliser trois opérations de mesure successives du signal du capteur, du signal nul et du signal d'une référence adaptée peut être utilisée pour résoudre le problème posé.

Pour cela l'organisation de notre travail sera présentée comme suit:

Le premier chapitre est constitué des généralités, il présente les définitions de base sur la mesure et la chaîne de mesure et les capteurs en général. Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude et la simulation des défauts de la chaîne de mesure. Le troisième chapitre présente la technique à trois signaux et son application. En fin, notre travail sera clôturé par une conclusion générale.

Bibliographie

[1] Georges Asch et coll : 'Les capteurs en instrumentation industrielle ', Dunod, 7^{ème} édition.

[2] Lorenzo Zago ' Bases de Métrologie' Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud, 2012.

[3] Prieur et M.Nadi : 'Mesures physiques', Masson.

[4] Winncy Y. Du: 'Resistive, Capacitive, Inductive, and Magnetic Sensor Technologies' CRC Press.

[5] Matthias Nau 'Mesure électrique de la température Avec des thermocouples et des sondes à résistance' FAS 146 Référence article : 00431166.

[6] A.P. Malvino, Principes d'électronique, 6 édition 2002 ; Sciences-Sup, Dunod.

[7] <http://www.bellcomt.com> "datasheet 24AWG x 4P".

[8] Initiation à la Plat-forme NI d'enseignement de l'électronique Session de travaux pratiques. National Instruments.

[9] Mesurer précisément des petits signaux issus de capteurs distants avec un microcontrôleur. Copyright © 2002 by. Bob Andriesse (Smartec) et Hervé Assier (Fondation E.P.F. Ecole d'ingénieurs).

Mémoires :

- Conception et réalisation de la base de mesure de la température d'un panneau photovoltaïque. Présenté par: EL MOUIAH HICHEM, MEKKAOUI WADIE. Proposé par : NADJEMI OMAR. 2010/2011

- Conception et réalisation d'un datalogger de la température et de l'intensité d'ensoleillement d'un panneau photovoltaïque. Présenté par : ACHOUR MOHAMED, ZERAUOI MENAD. Proposé par : NADJEMI OMAR & BELMILI HOCINE. 2009/2010

Annexes

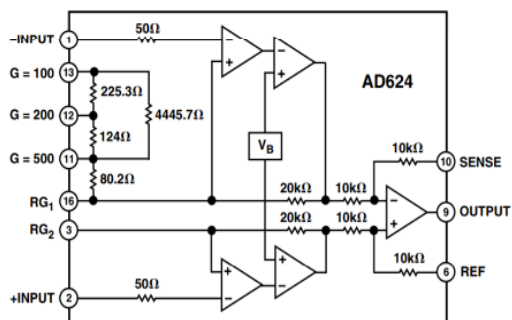
Basic values in Ω for measuring resistors Pt 100 according to DIN/ IEC 751

$^{\circ}\text{C}$	Ω	$^{\circ}\text{C}$	Ω	$^{\circ}\text{C}$	Ω	$^{\circ}\text{C}$	Ω	$^{\circ}\text{C}$	Ω	$^{\circ}\text{C}$	Ω
-200	18,52	0	100,00	200	175,86	400	247,09	600	313,71	800	375,70
-190	22,83	10	103,90	210	179,53	410	250,53	610	316,92	810	378,68
-180	27,10	20	107,79	220	183,19	420	253,96	620	320,12	820	381,65
-170	31,34	30	111,67	230	186,84	430	257,38	630	323,30	830	384,60
-160	35,54	40	115,54	240	190,47	440	260,78	640	326,48	840	387,55
-150	39,72	50	119,40	250	194,10	450	264,18	650	329,64	850	390,48
-140	43,88	60	123,24	260	197,71	460	267,56	660	332,79		
-130	48,00	70	127,08	270	201,31	470	270,93	670	335,93		
-120	52,11	80	130,90	280	204,90	480	274,29	680	339,06		
-110	56,19	90	134,71	290	208,48	490	277,64	690	342,18		
-100	60,26	100	138,51	300	212,05	500	280,98	700	345,28		
- 90	64,30	110	142,29	310	215,61	510	284,30	710	348,38		
- 80	68,33	120	146,07	320	219,15	520	287,62	720	351,46		
- 70	72,33	130	149,83	330	222,68	530	290,92	730	354,53		
- 60	76,33	140	153,58	340	226,21	540	294,21	740	357,59		
- 50	80,31	150	157,33	350	229,72	550	297,49	750	360,64		
- 40	84,27	160	161,05	360	233,21	560	300,75	760	363,67		
- 30	88,22	170	164,77	370	236,70	570	304,01	770	366,70		
- 20	92,16	180	168,48	380	240,18	580	307,25	780	369,71		
- 10	96,09	190	172,17	390	243,64	590	310,49	790	372,71		

FEATURES

Low Noise: 0.2 μV p-p 0.1 Hz to 10 Hz
Low Gain TC: 5 ppm max (G = 1)
Low Nonlinearity: 0.001% max (G = 1 to 200)
High CMRR: 130 dB min (G = 500 to 1000)
Low Input Offset Voltage: 25 μV , max
Low Input Offset Voltage Drift: 0.25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max
Gain Bandwidth Product: 25 MHz
Pin Programmable Gains of 1, 100, 200, 500, 1000
No External Components Required
Internally Compensated

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT DESCRIPTION

The AD624 is a high precision, low noise, instrumentation amplifier designed primarily for use with low level transducers, including load cells, strain gauges and pressure transducers. An outstanding combination of low noise, high gain accuracy, low gain temperature coefficient and high linearity make the AD624 ideal for use in high resolution data acquisition systems.

The AD624C has an input offset voltage drift of less than 0.25 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, output offset voltage drift of less than 10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, CMRR above 80 dB at unity gain (130 dB at G = 500) and a maximum nonlinearity of 0.001% at G = 1. In addition to these outstanding dc specifications, the AD624 exhibits superior ac performance as well. A 25 MHz gain bandwidth product, 5 V/ μs slew rate and 15 μs settling time permit the use of the AD624 in high speed data acquisition applications.

The AD624 does not need any external components for pre-trimmed gains of 1, 100, 200, 500 and 1000. Additional gains such as 250 and 333 can be programmed within one percent accuracy with external jumpers. A single external resistor can also be used to set the 624's gain to any value in the range of 1 to 10,000.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD624 offers outstanding noise performance. Input noise is typically less than 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz.
2. The AD624 is a functionally complete instrumentation amplifier. Pin programmable gains of 1, 100, 200, 500 and 1000 are provided on the chip. Other gains are achieved through the use of a single external resistor.
3. The offset voltage, offset voltage drift, gain accuracy and gain temperature coefficients are guaranteed for all pretrimmed gains.
4. The AD624 provides totally independent input and output offset nulling terminals for high precision applications. This minimizes the effect of offset voltage in gain ranging applications.
5. A sense terminal is provided to enable the user to minimize the errors induced through long leads. A reference terminal is also provided to permit level shifting at the output.

FEATURES

- 44 V supply maximum ratings**
- ±15 V analog signal range**
- Low on resistance (< 35 Ω)**
- Ultralow power dissipation (35 μW)**
- Fast switching times**
 - $t_{ON} < 175 \text{ ns}$
 - $t_{OFF} < 145 \text{ ns}$
- TTL-/CMOS-compatible**
- Plug-in replacement for DG411/DG412/DG413**

APPLICATIONS

- Audio and video switching**
- Automatic test equipment**
- Precision data acquisition**
- Battery-powered systems**
- Sample-and-hold systems**
- Communication systems**

GENERAL DESCRIPTION

The ADG411, ADG412, and ADG413 are monolithic CMOS devices comprising four independently selectable switches. They are designed on an enhanced LC²MOS process which provides low power dissipation yet gives high switching speed and low on resistance.

The on resistance profile is very flat over the full analog input range ensuring excellent linearity and low distortion when switching audio signals. Fast switching speed coupled with high signal bandwidth also make the parts suitable for video signal switching. CMOS construction ensures ultralow power dissipation, making the parts ideally suited for portable and battery-powered instruments.

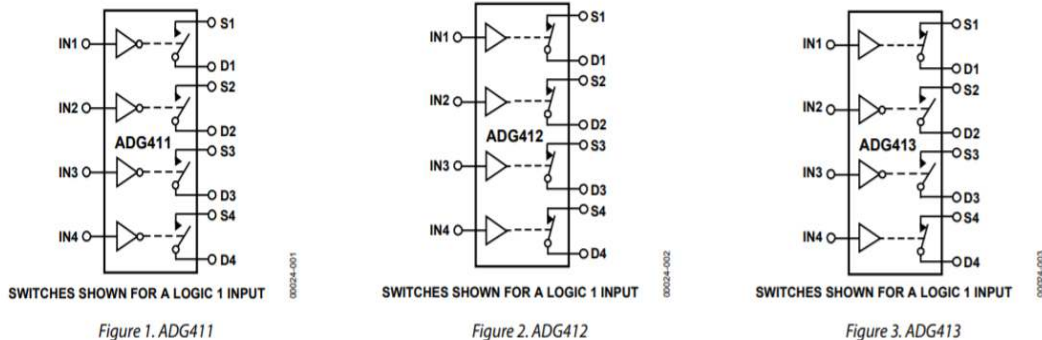
The ADG411, ADG412, and ADG413 contain four independent SPST switches. The ADG411 and ADG412 differ only in that the digital control logic is inverted. The ADG411 switches are turned on with a logic low on the appropriate control input, while a logic high is required for the ADG412. The ADG413 has two switches with digital control logic similar to that of the ADG411 while the logic is inverted on the other two switches.

Each switch conducts equally well in both directions when on, and each has an input signal range that extends to the supplies. In the off condition, signal levels up to the supplies are blocked. All switches exhibit break-before-make switching action for use in multiplexer applications. Inherent in the design is low charge injection for minimum transients when switching the digital inputs.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Extended signal range
The ADG411, ADG412, and ADG413 are fabricated on an enhanced LC²MOS, giving an increased signal range which extends fully to the supply rails.
2. Ultralow power dissipation
3. Low R_{ON}
4. Break-before-make switching
This prevents channel shorting when the switches are configured as a multiplexer.
5. Single-supply operation
For applications where the analog signal is unipolar, the ADG411, ADG412, and ADG413 can be operated from a single-rail power supply. The parts are fully specified with a single 12 V power supply and remain functional with single supplies as low as 5 V.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



Rev. D
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

FEATURES

44 V supply maximum ratings
V_{SS} to V_{DD} analog signal range
Low on resistance (100 Ω maximum)
Low power (I_{SUPPLY} < 75 μA)
Fast switching
Break-before-make switching action
Plug-in replacement for DG408/DG409

APPLICATIONS

Audio and video routing
Automatic test equipment
Data acquisition systems
Battery-powered systems
Sample-and-hold systems
Communication systems

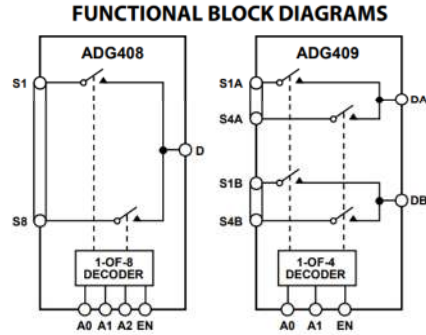


Figure 1.

GENERAL DESCRIPTION

The **ADG408/ADG409** are monolithic CMOS analog multiplexers comprising eight single channels and four differential channels, respectively. The **ADG408** switches one of eight inputs to a common output as determined by the 3-bit binary address lines A0, A1, and A2. The **ADG409** switches one of four differential inputs to a common differential output, as determined by the 2-bit binary address lines A0 and A1. An EN input on both devices is used to enable or disable the device. When the device is disabled, all channels are switched off.

The **ADG408/ADG409** are designed on an enhanced LC²MOS process that provides low power dissipation yet gives high switching speed and low on resistance. Each channel conducts equally well in both directions when on and has an input signal range that extends to the supplies. In the off condition, signal levels up to the supplies are blocked. All channels exhibit break-before-make switching action, preventing momentary shorting when switching channels. Inherent in the design is low charge injection for minimum transients when switching the digital inputs.

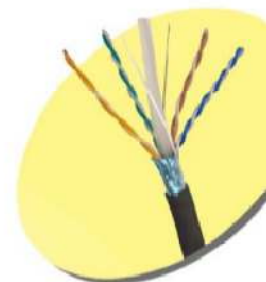
The **ADG408/ADG409** are improved replacements for the DG408/DG409 analog multiplexers.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. **Extended Signal Range.** The **ADG408/ADG409** are fabricated on an enhanced LC²MOS process, giving an increased signal range that extends to the supply rails.
2. **Low Power Dissipation.**
3. **Low R_{ON}.**
4. **Single-Supply Operation.** For applications where the analog signal is unipolar, the **ADG408/ADG409** can be operated from a single rail power supply. The parts are fully specified with a single 12 V power supply and remain functional with single supplies as low as 5 V.

RP-CAT6RFO

Cat.6 FTP/4P/24AWG Solid Outdoor Cable



Feature

- UL 444 & CSA-C22.2 No.214: Type CMX outdoor, 24AWG x 4P
- ISO/IEC 11801: Horizontal Cable (Solid Conductor)

Specification

Conductor	<ul style="list-style-type: none">• Material / Size: Bare copper / 24AWG
Insulation	<ul style="list-style-type: none">• HDPE(CMI-75E)• Min. Avg. Thickness: 0.201mm;• Min. Thickness: 0.175mm
Color Code	<ul style="list-style-type: none">• Pair 1: Blue & White/Blue• Pair 2: Orange & White/Orange• Pair 3: Green & White/Green• Pair 4: Brown & White/Brown
Shield	<ul style="list-style-type: none">• Drain wire(tinned copper conductor) and aluminum-tape
Jacket	<ul style="list-style-type: none">• CMX outdoor PVC Compound (CMI-800)• Min. Avg. Thickness: 0.585 mm;• Min. Thickness: 0.458 mm• Approximate Overall diameter: 6.5 mm +/- 0.3mm
Electric Requirements (Cable length: 100M)	<ul style="list-style-type: none">• Characteristic Impedance(Z_0): 85~115Ω (1~250 M)• DC. Resistance Capacitance Unbalance: 5%• Pair-to-Ground Capacitance Unbalance: 330 pF/100M• Conductor Resistance: 9.38Ω/ 100M 20$^{\circ}$C Max• Mutual Capacitance: 5600 pF/100 m Max

Temperature Sensors

TD Series



FEATURES

- Interchangeable without sensor-to-sensor recalibration
- Very small thermal mass for fast response
- Air or liquid temperature sensing
- Linear temperature sensitivity
- Proven thin film processing reliability
- Low cost
- Long term stability
- 2000 ohms nominal resistance at 20°C

TYPICAL APPLICATIONS

- HVAC – room, duct and refrigerant temperature
- Motors – overload protection
- Electronic circuits – semiconductor protection
- Process control – temperature regulation
- Automotive – air or oil temperature
- Appliances – cooking temperature

GENERAL INFORMATION

TD Series temperature sensors from MICRO SWITCH respond rapidly to temperature changes, and are accurate to $\pm 0.7^\circ\text{C}$ at 20°C —completely interchangeable without recalibration. They are RTD (resistance temperature detector) sensors, and provide $8 \Omega/^\circ\text{C}$ sensitivity, with inherently near linear outputs.

The sensing element is a silicon chip, $0.040 \times 0.050''$ with a thin film resistive network pattern. The chips are individually laser trimmed to provide 2000 ohms nominal resistance at room temperature (20°C), accurate to $\pm 0.7^\circ\text{C}$. Maximum error over the entire operating range of -40 to $+150^\circ\text{C}$ (-40 to $+302^\circ\text{F}$) is $\pm 2.5^\circ\text{C}$. This extremely accurate trimming provides true sensor-to-sensor interchangeability without recalibration of the user circuit.

Temperature Sensors

TD Series

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Operating temperature range	-40 to $+150^\circ\text{C}$ (-40 to $+302^\circ\text{F}$)
Storage temperature range	-55 to 165°C (-67 to $+338^\circ\text{F}$)
Voltage	10 VDC Continuous (24 hours)

INTERCHANGEABILITY (with 100 μA maximum current)

Temperature	Resistance (Ohms)	Temperature	Resistance (Ohms)
-40°C (-40°F)	1584 ± 12 (1.9°C)	$+60^\circ\text{C}$ (140°F)	2314 ± 9 (1.1°C)
-30°C (-22°F)	1649 ± 11 (1.7°C)	$+70^\circ\text{C}$ (158°F)	2397 ± 10 (1.2°C)
-20°C (-4°F)	1715 ± 10 (1.5°C)	$+80^\circ\text{C}$ (176°F)	2482 ± 12 (1.4°C)
-10°C (14°F)	1784 ± 9 (1.3°C)	$+90^\circ\text{C}$ (194°F)	2569 ± 14 (1.6°C)
0°C (32°F)	1854 ± 8 (1.1°C)	$+100^\circ\text{C}$ (212°F)	2658 ± 16 (1.8°C)
$+10^\circ\text{C}$ (50°F)	1926 ± 6 (0.8°C)	$+110^\circ\text{C}$ (230°F)	2748 ± 18 (2.0°C)
$+20^\circ\text{C}$ (68°F)	2000 ± 5 (0.7°C)	$+120^\circ\text{C}$ (248°F)	2840 ± 19 (2.0°C)
$+30^\circ\text{C}$ (86°F)	2076 ± 5 (0.7°C)	$+130^\circ\text{C}$ (266°F)	2934 ± 21 (2.2°C)
$+40^\circ\text{C}$ (104°F)	2153 ± 6 (0.8°C)	$+140^\circ\text{C}$ (284°F)	3030 ± 23 (2.4°C)
$+50^\circ\text{C}$ (122°F)	2233 ± 7 (0.9°C)	$+150^\circ\text{C}$ (302°F)	3128 ± 25 (2.5°C)

It is recommended that resistance measurements be made at 100 μA or less to minimize internal heating of the sensor. Measurements at currents up to 1mA will not damage the sensor, but the resistance characteristics should be adjusted for internal heating.

Linearity

- $\pm 2\%$ (-25 to 85°C)
- $\pm 3\%$ (-40 to 150°C)

TD sensors can be linearized to within $\pm 0.2\%$.

Repeatability

$\pm 1 \Omega$

Figure 1
TD Series Resistance vs Temperature

