

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS
NOMENCLATURE
LISTE DES TABLEAUX
LISTE DES FIGURES
INTRODUCTION
PARTIE 1 : METHODOLOGIE

Chapitre I : DES EQUATIONS DE MAXWELL A LA LOI D'OHM

Chapitre II MESURES : ACQUISITION, INCERTITUDES ET ETALONNAGE

PARTIE 2 : ETUDES, CONCEPTION ET REALISATION

Chapitre 3 : MODULES DE BASE D'UN RÉSISTIVIMÈTRE :

Chapitre IV : SYSTEMES D'INJECTION DE COURANT ET MESURE DE TENSION

Chapitre V RÉSISTIVIMÈTRES : DESCRIPTIONS MATERIELLE ET LOGICIELLE

Chapitre VI : ESSAI DE MESURES, VALIDATION ET DISCUSSION

CONCLUSION GENERALE

REFERENCES

TABLE DES MATIERES

Présentation des articles et communications

ANNEXE A: Design and production of an electrical resistivimeter

ANNEXE B : ACCEPTATION DE COMMUNICATION CIPE 2012

ANNEXE C : ACCEPTATION DE COMMUNICATION CIPE 2014

ANNEXE D : Salon de la recherche 4^e édition du 06 et 07 Septembre 2018

ANNEXE E : CERTIFICAT « Design and Production of an Electrical Resistivimeter »

ANNEXE F : RESISTIVIMETRE

Résumé

Rapport-gratuit.com 
LE NUMERO 1 MONDIAL DU MÉMOIRES

NOMENCLATURE

\vec{H} :	Vecteur champ magnétique
\vec{j} :	Flux de courant de conduction
\vec{D} :	Flux de courant de déplacement
\vec{E} :	Vecteur champ électrique
\vec{B} :	Champ d'induction magnétique
ρ :	Densité volumique de charge
σ :	Conductivité électrique
j_n :	composante normale du vecteur de la densité du courant
V :	Potentiel électrostatique
ξ_0 :	permittivité électrique dans le vide
$J_n(kr)$ et $N_n(kr)$.	Fonctions de Bessel
ρ_{app} :	Résistivité apparente
K :	facteur géométrique
ΔV :	Différence de potentiel entre M et N
I :	Courant d'émission
M_i :	Chargeabilité partielle
M :	Chargeabilité globale moyennée
V_{CE} :	Tension aux bornes du collecteur et de l'émetteur
V_{GS} :	Tension entre la grille et la source
$\varepsilon_{(AB/2)}$:	incertitude relative calculée pour une valeur de $(AB/2)$
U_{ref} :	valeur de U_{NM} obtenue avec le Syscal R2 pour une valeur de $(AB/2)$
U_m :	valeur de U_{NM} obtenue avec le nouveau résistivimètre pour la même valeur de $(AB/2)$.

LISTE DES ACRONYMES/ABRÉVIATIONS

CAN: Convertisseur Analogique Numérique

CIPE : Conférence Internationale Plasma et Energie

CMOS: Complementary metal–oxide–semiconductor

CPU : Central Processing Unit

d.d.p : différence de potentiel

EAD: Equipe d'Accueil Doctorale

EEPROM : Electrically Erasable Programmable Read Only Memory

GPS: General Positioning System

I²C: Inter Integrated Circuit

IJRSET: International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology

IOGA: Institut et Observatoire de Géophysique d'Antananarivo

LAD : Logiciel d'Acquisition de Données

LIGM: Laboratoire d'Instrumentation Géophysique et de Maintenance

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

MOS: Metal Oxide Semiconductor

MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

NMEA: National Marine Electronics Association

PC: Personal Computer

PS: Polarisation Spontanée

PWM: Pulse Width Modulation

RAO: Résistivimètre Assisté par Ordinateur

SDA: Data Line

SCL: Clock Line

SCK: Serial Clock

SIM: Systeme d'injection et mesure

SPI: Serial Peripheral Interface

SRAM: Static Random Access Memory

TFT: Thin Film Transistor

TWI: Two Wire Interface

USART: Universal Synchronous Asynchronous Receiver and Transmitter

USB: Universal Serial Bus

LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau 2.1: Valeurs de k pour divers degrés de liberté et niveaux de confiance.....</i>	<i>27</i>
<i>Tableau 3.1: Brochage du GPS NEO-6M-0-001 ^{[30][31]}</i>	<i>52</i>
<i>Tableau 3.2: Format des phrases entrantes et sortantes des données NMEA^[32]</i>	<i>57</i>
<i>Tableau 5.1: Valeurs prédéfinies des temps en fonction des durées d'injection.....</i>	<i>93</i>
<i>Tableau 6.1: Valeurs des résistances R_2 indiquées et mesurées.....</i>	<i>98</i>
<i>Tableau 6.2: Coefficients de Corrélations de Spearman et de Pearson entre les valeurs des résistivités obtenues du Syscal R_2 et ceux de notre résistivimètre.....</i>	<i>104</i>

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Equipotentielles et filets de courant pour une source unique.....	8
Figure 1.2 : Equipotentielles et filets de courant pour 2 sources	9
Figure 2.1: Disposition des électrodes ^{[10][11]}	15
Figure 2.2: Forme du courant d'excitation et du signal détecté.....	18
Figure 2.3: Phénomène de décharge durant le temps de relaxation	19
Figure 2.4: Forme du courant: modes Rho / Multi Electrodes, Rho -(ON+, ON-).....	20
Figure 2.5: Forme du courant: modes Rho et IP/ Multi Electrodes, (ON+, OFF, ON-, OFF)..	21
Figure 3.1: Schéma synoptique d'un générateur de tension	34
Figure 3.2: Signaux de sortie en opposition de phase du SG3525	36
Figure 3.3: Structure interne du circuit intégré SG3525 ^[22]	37
Figure 3.4: Isolation de la partie commande utilisant le TLP250	38
Figure 3.5: Diagramme fonctionnel de l'IR2110 ^[24]	39
Figure 3.6: Etage de puissance de notre convertisseur ^{[25][26]}	40
Figure 3.7: Schéma électrique de l'étage de sortie du convertisseur C-C ^[26]	41
Figure 4.1: Schéma de principe de l'injecteur de courant ^{[33][34][35][36]}	72
Figure 4.2: Schéma synoptique d'un NE555 monté en astable ^[34]	72
Figure 4.3: Adaptation d'impédance de l'entrée du CAN	74
Figure 5.1: Schéma bloc du résistivimètre.....	79
Figure 5.2: Montage de vérification des électrodes A, B, M et N.....	80
Figure 5.3: Schéma synoptique du module multinode.....	81
Figure 5.4: Etage à 16 relais du module multinode.....	82
Figure 5.2: Organigramme d'activation des électrodes	94
Figure 6.1: Synoptique de l'acquisition pour la mesure d'une résistance.....	97
Figure 6.2: Relevés expérimentaux et approximation polynomiale avec notre dispositif.....	99
Figure 6.3: Relevés expérimentaux et approximation polynomiale avec le Syscal R2	100
Figure 6.4: incertitude relative de la tension UNM entre le résistivimètre et le Syscal R2...	101
Figure 6.5: Plan de masse des travaux.....	102
Figure 6.6: Coupe géoélectrique du profil-1 de direction (NO-SE).....	103
Figure 6.7: Coupe géoélectrique du profil-1 de direction (NO-SE).....	103

INTRODUCTION

L'Institut et Observatoire de Géophysique d'Antananarivo, par son Laboratoire d'Instrumentation Géophysique et Maintenance, s'est toujours fixé comme mission, la recherche des méthodes de conception conduisant à la réalisation d'instruments scientifiques destinés aux géophysiciens de l'IOGA d'une part et d'autres organismes miniers d'autre part. Notre travail s'inscrit donc dans le domaine de la conception multisystème, l'objectif était de construire un résistivimètre électrique capable de donner des informations géolocalisées concernant la nature des conductivités électriques du sous-sol de la zone étudiée. Les systèmes actuels sont d'une complexité sans cesse croissante et composés de modules de natures totalement différentes. Les méthodes de conception adoptées par l'équipe du Laboratoire d'Instrumentation Géophysique et Maintenance sont basées sur le développement des modules respectant un cahier de charges bien défini suivant les spécifications établies par les prospecteurs. Mais la validation du dispositif complet ne s'effectue que lors de la construction et l'expérimentation du prototype.

Actuellement, le Laboratoire de Géophysique Appliquée de l'IOGA participe activement dans les méthodes de prospection électrique pour l'exploration du sous-sol, en particulier des nappes phréatiques, avec son seul et unique résistivimètre SYSCAL R2. Il est alors évident que le Laboratoire d'Instrumentation Géophysique et Maintenance donne sa contribution en orientant ses recherches pour proposer des outils adéquats aux chercheurs de ce Laboratoire dans les domaines et les activités énumérés ci-dessus. Le paramètre étudié est la conductivité électrique ou son inverse, la résistivité électrique, c'est-à-dire l'aptitude des roches à conduire les courants. Ces courants sont le plus souvent des courants continus ou lentement variables injectés dans le sous-sol.

Ce travail a pour but de proposer une méthode de conception d'un résistivimètre électrique s'appuyant sur un environnement de synthèse d'interfaces et de la réalisation des différents modules correspondants : injection de courant, mesures d'intensité et de tension, traitement des informations, système de commande et de récupération des états, localisation du centre des électrodes. La

conception et la réalisation d'un tel dispositif reposent sur la connaissance des phénomènes physiques régnant dans le sous-sol, en particulier, la maîtrise du comportement du champ électrique artificiel et sa propagation dans ce milieu hétérogène et stratifié.

Quel que soit la nature du sous-sol, il est toujours possible d'évaluer la circulation du champ électrique et d'en mesurer la tension entre deux électrodes, l'intensité du courant étant supposée connue. Les équations de LAPLACE et de POISSON ainsi que la théorie du potentiel électrique développée par MAXWELL constituent le fondement de l'acquisition et de l'interprétation des données de résistivité électrique apparente. Le potentiel en un point de la surface est fonction de la distance à la source de courant. La solution de l'équation de LAPLACE permet de l'exprimer et d'en déduire la tension entre deux électrodes sur cette surface et entre lesquelles circule un courant d'intensité connue. La résistivité électrique s'en déduit facilement, tenant compte de la loi d'OHM.

F NEUMANN (1887), C. SCHLUMBERGER (1912) et F. WENNER (1915) ont tour à tour dérivé l'équation de potentiel en n'importe quel point de la surface d'un terrain homogène et isotrope. Ceci nous a permis de mettre à profit la forme différentielle de la loi d'OHM et d'en exprimer l'intensité du courant en fonction du potentiel au voisinage immédiat de ces électrodes. L'originalité de notre thèse réside donc dans les mesures simultanées de l'intensité du courant injecté en un point A et des tensions récupérées au niveau de deux électrodes M et N. La solution théorique paraît assez simple, mais la réalisation pratique est plus complexe. En effet, pour mesurer une résistance dans un laboratoire, il faudra disposer de deux multimètres : l'ampèremètre est mis en série avec la résistance, tandis que le voltmètre en dérivation. La mesure de résistivité électrique en est similaire, notre dispositif doit effectuer les deux opérations en même temps.

Le coût très cher du résistivimètre SYSCAL R2 (environ 60.000 euros avec ses accessoires) et aussi la demande de plus en plus forte dans le marché local nous ont poussé à réaliser le dispositif décrit plus haut et ceci à moindre coût. D'autant plus que les pièces de rechange sont disponibles sur le marché local. Ce résistivimètre conçu et réalisé doit également présenter les mêmes performances

que l'appareil du Laboratoire mais aussi satisfaire d'autres contraintes telles que : le poids, l'encombrement, l'étanchéité et l'autonomie en énergie.

La conception de ce dispositif est rendue facile grâce aux deux principales approches que sont la composition et la cosimulation. L'approche par composition consiste à transformer les spécifications de chaque module en un dispositif unifié. Cette approche autorise la vérification formelle des performances par étalonnage obligatoire du dispositif réalisé avec le Syscal R2, appareil reconnu internationalement. L'approche, basée sur la cosimulation, consiste à interconnecter les environnements de conception associés à chaque module du système réalisé. Cette approche implique l'utilisation des résultats des mesures acquis sur un terrain de référence fournis par un système reconnu pour les comparer avec ceux effectués par notre résistivimètre. La cosimulation permet de valider le dispositif durant toutes les étapes de conception et de réalisation.

Ainsi ce manuscrit est divisé en deux parties. La première partie composée de deux chapitres relate la méthodologie, les mesures, les incertitudes associées et l'étalonnage. Cette partie présentera tour à tour des rappels théoriques sur la méthode électrique par courant continu, les méthodes nécessaires à l'évaluation de l'incertitude de mesure, les caractéristiques et les exigences des appareils de mesure ainsi que l'étalonnage du dispositif réalisé. La deuxième partie concerne la phase de conception. L'étude commence par l'élaboration d'un cahier de charge, suivi des descriptions matérielles et logicielles de ce matériel. Enfin, les résultats pratiques nous montrent la cohérence entre les valeurs obtenues de notre résistivimètre à celles du Syscal R2.

PARTIE 1 : METHODOLOGIE

Chapitre I : DES EQUATIONS DE MAXWELL A LA LOI D'OHM

I.1. Des lois de Maxwell au problème électrique en courant continu

Dans un milieu conducteur hétérogène comme le sous-sol, le comportement des phénomènes électrique et magnétique est régi par un ensemble de quatre lois expérimentales : les équations de Maxwell ^{[1][2]}. Elles s'expriment sous forme de quatre équations :

a. L'équation de Maxwell-Ampère. Elle constitue la traduction analytique du théorème d'Ampère, relative aux distributions volumiques de courants. Elle met en évidence l'existence d'un champ magnétique généré par la présence des flux de courants de conduction et de déplacement ^[1].

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.1)$$

b. Un champ électrique est associé à un champ magnétique variable dans le temps ^{[1][2]}:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (1.2)$$

c. L'équation de Maxwell-Gauss suppose la conservation du flux électrique ^[2]

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (1.3)$$

d. En partant de la loi de Biot et Savart, il est aisé de montrer que :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.4)$$

C'est la condition mathématique caractérisant un flux magnétique conservatif. Cette équation constitue la relation locale fondamentale de l'électromagnétisme ^[2], valable quel que soit le milieu considéré et Maxwell a postulé sa totale généralité même pour les régimes variables.

A ces quatre lois, on peut ajouter la loi d'Ohm déduite des observations expérimentales ^[2] :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} \quad (1.5)$$

Cette loi d'Ohm locale relie linéairement la densité de courant au champ électrique via la conductivité électrique σ ou son inverse, la résistivité électrique ρ .

Dans le cas particulier de l'imagerie électrique, les courants utilisés sont des courants continus ou, pour être exact, à variations suffisamment lentes pour qu'elles n'interfèrent pas avec la mesure. Les signaux sont alors supposés stationnaires ^[2], ce qui simplifie considérablement les équations de Maxwell car les dérivées par rapport au temps disparaissent :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{j} \quad (1.6)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = 0 \quad (1.7)$$

I.2. Relations fondamentales des états stationnaires

I.2.1. Loi de Kirchhoff sous forme différentielle

Soit une coupe géologique où passe un courant continu, examinons un certain volume V de la roche limité par la surface S , supposons aussi qu'il n'y a pas de sources électriques à l'intérieur de cette surface.

Dans ce cas, la quantité des charges électriques qui passe à l'intérieur du volume V par unité du temps est égale à la quantité des charges qui quittent le même volume.

On peut exprimer ce phénomène de la manière suivante ^[3]:

$$\iint_S j_n dS = 0 \quad (1.8)$$

où: j_n : la composante normale du vecteur de la densité du courant

D'après le théorème d'Ostrogradsky-Gauss ^[3] :

$$\iint_S j_n dS = \iiint_V \vec{\nabla} \cdot \vec{j} dV \quad (1.9)$$

Où V le volume délimité par la surface S .

$$\text{D'après (1.8) et (1.9): } \iiint_V \vec{\nabla} \cdot \vec{j} dV = 0; \quad (1.10)$$

Cette égalité est vérifiée pour tout volume et en particulier pour un volume infinitésimal. D'ici nous avons la loi de Kirchhoff sous forme différentielle ^[3]:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{j} = 0 \quad (1.11)$$

qui exprime la continuité des lignes de courant dans un point considéré.

I.2.2. Intensité du champ électrique " E "

L'intensité du champ électrique \vec{E} dérive d'un potentiel électrostatique V (fonction scalaire) [3] et s'exprime par la relation suivante:

$$\vec{E} = -\vec{\nabla}V \quad (1.12)$$

Ce potentiel est défini comme étant le travail qu'il faut appliquer pour déplacer une unité de charge soumise au champ électrique d'un point M à l'infini. S'il s'agit de déplacement de charge d'un point M à un autre point N, ce sera la différence de potentiel:

$$\int_N^M \vec{E} \cdot \vec{dl} = V_M - V_N \quad (1.13)$$

Cette différence de potentiel n'est autre que la circulation du vecteur E le long d'une courbe entre les points N et M. Cette circulation définit la tension électrique entre les points M et N, et ne dépend pas du chemin suivi pour atteindre ces points.

I.2.3. Equation de Poisson

En tenant compte du caractère corpusculaire des charges à l'échelle atomique, nous pouvons considérer une répartition des charges comme étant continue en volume V. Alors nous pouvons définir autour d'un point dans un volume "dV" la densité volumique ρ par :

$$\rho = \frac{dq}{dV} \quad (1.14)$$

Le flux électrique "dN" envoyé par des charges à travers une surface fermée, entourant ces charges peut être déterminé d'un côté, d'après le théorème de Gauss et d'autre côté d'après le théorème d'Ostrogradsky, d'où on obtient l'équation de Poisson:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \quad (1.15)$$

Ou ρ : densité de charge

ϵ_0 : permittivité électrique dans le vide

I.2.4. Equation de Laplace

Lorsque le milieu est homogène et que la résistivité est la même dans tout l'espace, nous obtenons :

$$\vec{\nabla} \vec{E} = 0 \quad (1.16)$$

Dans un domaine ne contenant pas des charges électriques, le flux du vecteur E est conservatif [4]. On donne à ces deux équations une autre forme faisant intervenir le potentiel électrique V et spécialement le Laplacien " Δ " [4].

$$\Delta V = \frac{\rho}{\varepsilon_0} \quad \text{et} \quad \Delta V = 0 \quad (1.17)$$

Souvent, les résistivités des roches dépendent de plus de la direction du courant qui les traverse, on dit qu'elles sont anisotropes [4].

I.3. Les filets de courant et les équipotentiels

La loi d'ohm locale nous permet de prévoir le cheminement des filets de courant dans un milieu homogène isotrope ; soit un terrain homogène et isotrope de résistivité ρ limité par une surface plane du côté de l'air. Envoyons un courant continu i à l'aide d'une électrode ponctuelle A . (figure 1.1) L'écoulement du courant se fera par filets rectilignes rayonnant autour de A et produira des variations de potentiel dans le sol à cause de la résistance ohmique de celui-ci [5]. Les équipotentiels se propagent dans le sous-sol sous forme de demi-sphères centrées sur A [3].

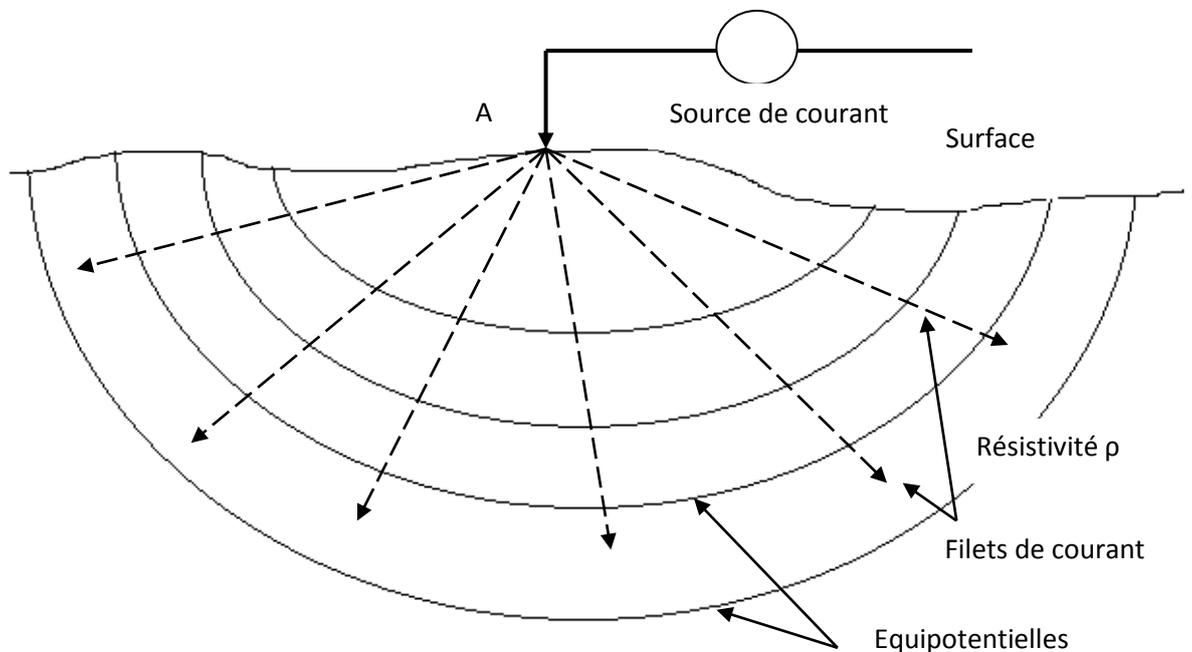


Figure 1.1: Equipotentiels et filets de courant pour une source unique

La figure 1.1 montre que dans un sol homogène et isotrope, les surfaces équipotentielles seront des demi-sphères centrées sur ce pôle. Pour deux pôles (figure 1.2), leur forme sera plus compliquée mais elles resteront sensiblement sphériques au voisinage des prises A et B ^[5]. De même, les lignes de courant qui seraient des droites issues du pôle d'envoi si celui-ci est unique s'incurvent progressivement pour rejoindre la seconde prise ^[3].

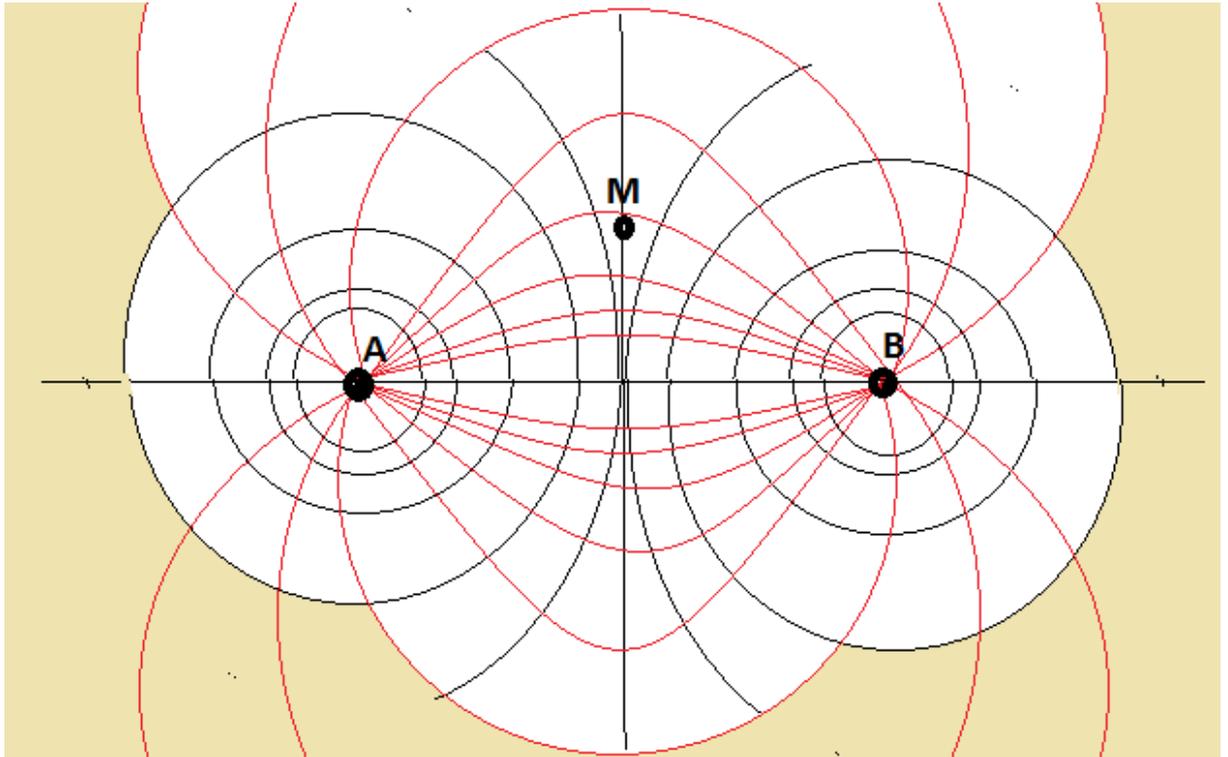


Figure 1.2 : Equipotentielles et filets de courant pour 2 sources

L'injection de courant en A pour le récupérer en B induit des résistances de contact qui rend difficile l'estimation de la résistance aux bornes de A et B ^[6]. Il faut faire appel à deux autres électrodes qui mesureront une différence de potentiel sans envoyer du courant dans le sol ^[5]. Par la suite, nous avons nommé ces électrodes M et N.

I.3.1. Potentiel électrique normal d'une électrode sphérique

On injecte un courant d'intensité I dans une roche homogène de résistivité ρ par l'intermédiaire d'une électrode sphérique de rayon "a". Le potentiel créé en un point M de la surface du sol, dû au courant injecté en A, peut être obtenu par l'intégration de l'équation de Laplace ^[3] définie par la relation (1.17). Nous supposons

en outre que le volume du sous-sol entourant l'électrode de mesure placée en M soit homogène, c'est à dire ne dépend pas des coordonnées du point, alors $\Delta V=0$. Dans un système de coordonnées cylindriques centré sur l'électrode, l'équation de Laplace en coordonnées cylindriques devient ^[7] :

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial V}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \quad (1.18)$$

En première approximation, le sous-sol est stratifié et supposé homogène dans sa couche ^[4], les variables sont découplées. La symétrie du problème ($V_\theta = Cte$) et la séparation des variables $V(r,\Theta,z)=V_r(r) V_\Theta(\Theta) V_z(z)$ conduisent aux deux équations différentielles ^{[4][7]} :

$$\begin{cases} r \frac{d}{dr} \left(r \frac{dV_r}{dr} \right) + (k^2 r^2 - n^2) = 0 \\ \frac{d^2 V_z}{dz^2} + k^2 V_z = 0 \end{cases} \quad (1.19)$$

Si les constantes n et k sont réelles, les solutions linéaires indépendantes de l'équation (1.19.a) sont les fonctions de Bessel $J_n(kr)$ et $N_n(kr)$ ^{[4][7]}. Pour l'équation (1.19.b), la solution est une combinaison linéaire d'harmonique en z. Les solutions de l'équation de Laplace deviennent alors :

$$\begin{cases} V_r(r) = A_n J_n(kr) + B_n N_n(kr), & (k \neq 0) \\ V_r(r) = A r^n + B r^{-n} & (k = 0) \\ V_z(z) = E_k e^{kz} + F_k e^{-kz} & (k \neq 0) \\ V_z(z) = E z + F & (k = 0) \end{cases} \quad (1.20)$$

Si, pour des raisons physiques, le potentiel doit être périodique sur l'axe (0z), k=ik doit être complexe et l'équation de Bessel modifiée ^[7] :

$$r \frac{d}{dr} \left(r \frac{dV_r}{dr} \right) - (k^2 r^2 + n^2) = 0 \quad (1.21)$$

Admet pour solutions les fonctions de Bessel modifiée $J_n(kr)$ et $K_n(kr)$ ^[4].

La distribution potentielle étant de révolution autour de oz, il y a tout intérêt à passer en coordonnées cylindriques d'axe oz. La coordonnée angulaire disparaît dans l'équation de Laplace, laquelle ne contient plus que deux variables : r (rayon) et z (coté) et s'écrit dès lors :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial V}{\partial r} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \quad (1.22)$$

Si l'on cherche des solutions de cette équation ayant la forme :

$$V(r)e^{\pm \lambda z}$$

On est conduit pour V à l'équation de Bessel d'ordre 0 :

$$\frac{d^2V}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dV}{dr} + \lambda^2 V = 0 \quad (1.23)$$

Les solutions classiques de cette équation sont les fonctions $J_0(\lambda r)$ et $K_0(\lambda r)$ (fonctions de Bessel de première et de seconde espèce), ainsi que toute combinaison linéaire de ces fonctions à coefficients constants ^[8].

Nous n'aurons besoin ici que de la fonction de première espèce $J_0(\lambda r)$, laquelle fournit pour l'équation de Laplace les solutions à symétrie cylindrique ^[9] :

$$J_0(\lambda r)e^{\lambda z} \text{ et } J_0(\lambda r)e^{-\lambda z}$$

qui jouent un rôle fondamental pour toutes les questions analogues (présentant une symétrie de révolution autour d'un axe).

Ainsi que nous l'avons remarqué plus haut, toute combinaison linéaire des fonctions précédentes est également une solution de l'équation de Laplace ^[9]. Il en est ainsi en particulier des intégrales :

$$\int J_0(\lambda r)e^{\lambda z} d\lambda \text{ et } \int J_0(\lambda r)e^{-\lambda z} d\lambda$$

prises entre deux limites fixes quelconques (intégrales de Hankel).

En particulier, H. Weber a mis la solution fondamentale $\frac{1}{R}$ de l'équation de Laplace sous la forme :

$$\frac{1}{R} = \int J_0(\lambda r)e^{-\lambda z} d\lambda \quad (1.24)$$

Le potentiel V peut s'écrire alors ^[8] :

$$V = \frac{1}{2\pi} \rho \left(\frac{1}{R} + C \right) \quad (1.25)$$

$\frac{1}{2\pi} \rho \left(\frac{1}{R} \right)$ est un potentiel primaire, qui existerait seul si le sol était homogène et avait une conductibilité égale à celle de la couche superficielle ^[5].

C est un potentiel secondaire ou perturbant dû à la présence des autres couches.

Nous représenterons ces fonctions au moyen d'intégrales de Hankel en posant ^[9] :

$$V = \frac{1}{2\pi} \rho \left\{ \int_0^\infty J_0(\lambda r)e^{-\lambda z} d\lambda \right\} \quad (1.26)$$

Une surface de rayon R dans le voisinage immédiat de l'électrode M est traversée par un courant d'intensité « I ». Si J_n est la densité de courant et en supposant qu'elle conserve la même valeur et la même direction radiale dans tous les points de la sphère de rayon R, nous obtenons :

$$I = \int j_n dS = \frac{C R^2}{\rho} \int dS = -4\pi \frac{C}{\rho} \quad (1.27)$$

Ce qui donne :

$$C = \frac{-\rho I}{4\pi} \quad (1.28)$$

Le potentiel V a pour expression :

$$V = \frac{\rho I}{4\pi r} \quad (1.29)$$

Et le champ électrique de l'électrode placée dans un milieu homogène ne dépend pas du rayon de cette électrode ^[5] (1.30) :

$$E = \frac{\rho I}{4\pi r^2} \quad (1.30)$$

I.3.2. Champ électrique d'une électrode demi-sphérique

Le champ électrique d'une électrode demi-sphérique de rayon « a » situé sur la surface de la terre de résistivité ρ et alimenté par un courant d'intensité « I » a la même répartition de courant que dans le cas précédent mais la densité du courant sera deux fois plus grande ^{[5][8]}.

Le potentiel et le champ électrostatique précédents deviennent :

$$V = \frac{\rho I}{2\pi r} \text{ et } E = \frac{\rho I}{2\pi r^2} \quad (1.31)$$

Ce sont les formules utilisées en prospection électrique.

I.3.3. Champ électrique de deux électrodes ponctuelles (figure 2)

Deux électrodes "A" et "B" placées sur un terrain conducteur injectent respectivement un courant "I" et "-I", ou plus précisément le courant circule de "A" vers "B" en admettant que le potentiel V_A est supérieur au potentiel V_B ^{[10][11]}. On peut calculer le potentiel au niveau d'un point "M" de la surface, d'après la relation (1.32) :

$$V_M = V_A(M) + V_B(M) = \frac{\rho I}{2\pi r_{AM}} - \frac{\rho I}{2\pi r_{BM}} \quad (1.32)$$

L'équation des surfaces équipotentielles est donnée par:

$$C = \frac{\rho I}{2\pi r_{AM}} - \frac{\rho I}{2\pi r_{BM}} \text{ et } \frac{1}{r_{AM}} - \frac{1}{r_{BM}} = \frac{2\pi C}{\rho I} \quad (1.33)$$

Par linéarité, la ddp entre les points M et N se compose et permet d'éliminer les effets des résistances de contact aux points A et B d'injection du courant ^{[1][3]}.

I.3.4. Méthode de Résistivité

Les méthodes de résistivité sont fondées sur la loi d'Ohm. On mesure les différences de potentiels créés par les sources ponctuelles de courant d'intensité connue placées sur la surface de la terre (lieu de la prospection) et calculer par la suite les caractéristiques du milieu, qu'on appelle "résistivité apparente" [8].

Supposons que sur la surface de la terre homogène de résistivité ρ , il y a deux prises de terre ponctuelles A et B et deux électrodes M et N (figure 3) entre lesquelles on peut mesurer la différence de potentiel.

Calculons la différence de potentiel ΔV entre les électrodes M et N.

$$V_M = \frac{\rho I}{2\pi r_{AM}} - \frac{\rho I}{2\pi r_{BM}} \text{ et } V_N = \frac{\rho I}{2\pi r_{AN}} - \frac{\rho I}{2\pi r_{BN}} \quad (1.34)$$

Alors

$$\Delta V = V_M - V_N = \frac{\rho I}{2\pi \left(\frac{1}{r_{AM}} - \frac{1}{r_{bM}} - \frac{1}{r_{AN}} + \frac{1}{r_{BN}} \right)} \quad (1.35)$$

La relation (1.37) constitue la loi d'Ohm appliqué dans les méthodes de résistivité pour différentes configurations. Dans celle de Schlumberger, K désigne le facteur géométrique dépendant de la distance interélectrode, il s'exprime :

$$K = \frac{1}{r_{AM}} - \frac{1}{r_{bM}} - \frac{1}{r_{AN}} + \frac{1}{r_{BN}} \quad (1.36)$$

La résistivité apparente du sous-sol devient :

$$\rho_{app} = K * \frac{\Delta V}{I} \quad (1.37)$$

C'est la formule de Schlumberger exprimant la proportionnalité entre la résistivité apparente, le coefficient du dispositif, la tension entre les électrodes de réception M, N et le courant d'émission I.

La notion d'homogénéité dépend toutefois de l'échelle à laquelle le milieu est observé. Nous faisons appel, dans le cas d'un milieu hétérogène la notion de résistivité apparente qui est le rapport du potentiel mesuré sur le terrain (ΔV) à celui calculé théoriquement dans les mêmes conditions [5][8] (mêmes géométries des électrodes, même intensité de courant) sur un terrain homogène de résistivité :

Afin de sonder une gamme de profondeurs, les mesures sont faites en changeant l'espacement entre les électrodes afin que le courant électrique puisse circuler dans les couches géologiques plus ou moins profondes. Le courant électrique injecté est typiquement de 1-500 mA et les potentiels mesurés varient de quelques Volts à quelques mV selon que les électrodes M et N sont proches ou éloignées des électrodes d'injection A et B et également selon la conductivité électrique des roches ^{[10][11]}.

Ce chapitre nous a permis de comprendre les phénomènes physiques induits par l'injection de courant qui ont lieu effectivement dans le sous-sol par le biais d'une électrode. La réalisation pratique de cette injection et mesure de l'intensité du courant et de la tension seront décrites dans le chapitre 4. Le chapitre suivant relate les principes de ces mesures.

Chapitre II MESURES : ACQUISITION, INCERTITUDES ET ETALONNAGE

II.1. Dispositifs et acquisition :

II.1.1. Dispositifs utilisés

On dispose tout d'abord en coopération avec le sous-sol un dipôle émetteur ainsi qu'un dipôle récepteur (Figure 2.1) sensible au champ électromagnétique. On applique ensuite répétitivement au dipôle émetteur un courant d'excitation impulsionnel de manière à définir des impulsions de polarité alternée, suivies chacune par du courant nul ^{[10][12]}; en même temps, on détecte répétitivement le signal transitoire qui en résulte à la sortie du dipôle récepteur. Un traitement ultérieur des signaux transitoires détectés successifs permet d'obtenir une représentation figurative du phénomène transitoire qui en facilite l'interprétation par les géophysiciens.

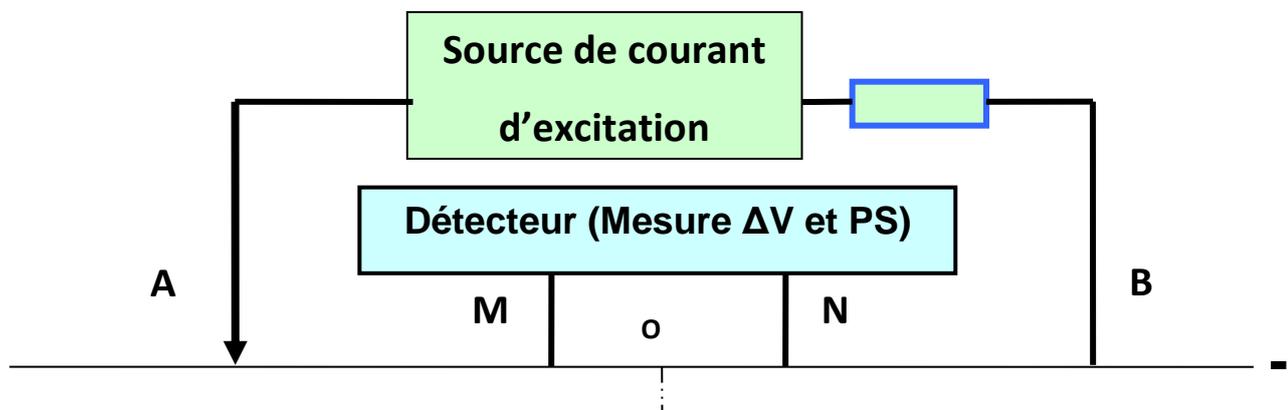


Figure 2.1: Disposition des électrodes ^{[10][11]}

Le dipôle émetteur est un dipôle électrique, comprenant deux électrodes espacées entre lesquelles est appliqué le courant d'émission ^{[8][12]}. Ces deux électrodes définissent un axe d'émission.

Le dipôle récepteur est un autre dipôle électrique comprenant également deux électrodes placées sur le même axe d'émission du dipôle émetteur, et plus court que lui ^[12].

On applique successivement au dipôle émetteur des courants d'excitation sensiblement égaux et de polarité opposée; et l'on détecte simultanément les signaux apparaissant au borne du dipôle récepteur, l'addition à chaque instant, des deux signaux détectés, avec des polarités opposées, permettant de réduire sensiblement l'effet des bruits électriques ambiants sur les signaux transitoires utiles^[12].

II.1.2. Mesure de PS (Polarisation spontanée)

Quand le courant d'excitation appliqué au dipôle émetteur est nul, on détecte simplement les signaux aux bornes du dipôle récepteur : C'est le phénomène de polarisation spontanée^{[10][11]}; elle est due à l'activité électrochimique, électrolytique ou mécanique des électrons de valence ou des ions; sa valeur est de quelques millivolts ; elle sera prise en compte lors de la mesure de la différence de potentiel (ΔV) aux bornes du récepteur.

II.1.3. Positionnement des électrodes

En surface, les mesures peuvent être effectuées en gardant le centre du dispositif fixe et en écartant les électrodes d'injection (sondage électrique) ou en déplaçant un dispositif à écartement constant^{[8][12]} (traîné électrique). Avec la première méthode nous obtenons la variation de la résistivité en 1D (une dimension) sous le dispositif et avec la seconde méthode nous étudions les variations latérales de ce paramètre. En combinant ces deux techniques, il est possible de réaliser des panneaux électriques, sensibles aux variations tant verticales qu'horizontales de la sub-surface.

Ces mesures sont habituellement représentées sous la forme de panneaux électriques (ou pseudo-sections en résistivités apparentes). Les mesures sont particulièrement sensibles aux variations de la résistivité sous le dispositif. Les points de mesure sont reportés à l'aplomb du centre du dispositif et à une ordonnée proportionnelle à la distance séparant les électrodes ($AM/2$ ou $AB/2$ par exemple) définissant des niveaux d'acquisition. Les valeurs sont ensuite interpolées pour tracer les lignes d'isorésistivité.

Les électrodes sont de simples broches en acier inoxydable d'environ 30 cm de long et 1 cm de diamètre ^[10]. Des tensions de plusieurs centaines de Volts et des courants pouvant atteindre 500 mA sont utilisés, ce qui nous amène à réaliser un convertisseur continu - continu 12V/ 300V et capable de fournir un courant constant, indépendamment de la résistivité du sous-sol.

II.1.4. Nature du courant d'excitation

On s'intéressera maintenant à la nature du courant d'excitation appliqué au dipôle émetteur. Contrairement à ce qui a été dit dans le chapitre 1, le courant injecté contient des variations ou transitions. Ainsi, tout type de courant d'excitation, est susceptible de produire une réponse transitoire du sous-sol. Ici, on appelle courant d'excitation impulsionnel, un tel courant comportant au moins une variation ou transition, que l'on définit aussi par le terme «impulsion». En fait, comme les signaux reçus sont très faibles, il est habituel de les mesurer pendant que le courant émis est nul. C'est pourquoi les impulsions du courant d'excitation sont suivies d'intervalles de temps de courant nul ^{[10][12]}.

Dans la pratique, pour des raisons technologiques, les dites impulsions d'excitation sont la plupart du temps constituées d'un courant constant. Ainsi, on connaît des impulsions d'excitation constituées d'un créneau de courant constant suivi d'un intervalle de temps de courant nul, comme l'illustrent les figures 2.2a et 2.2b.

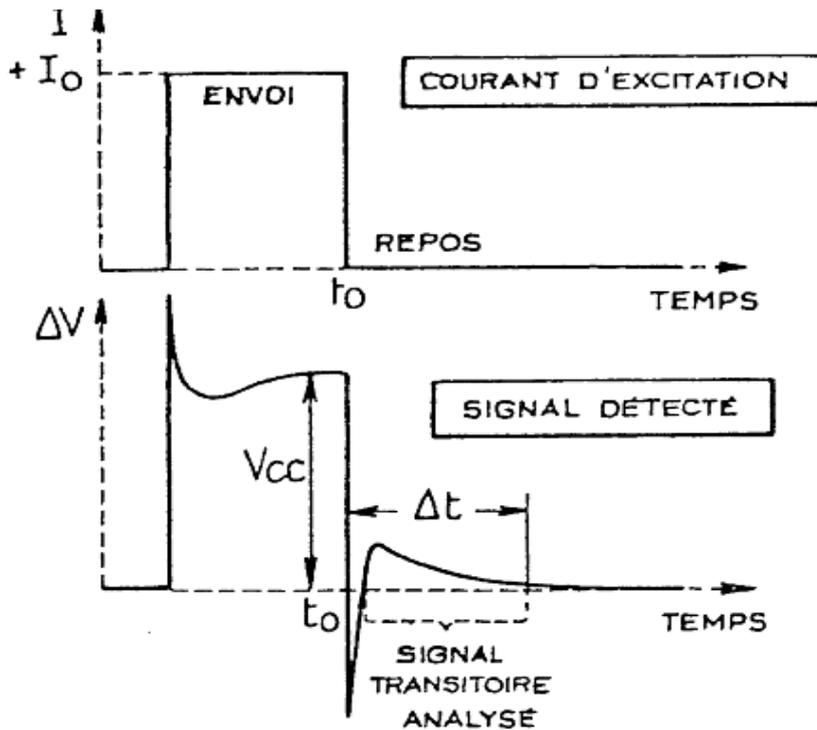


Figure 2.2: Forme du courant d'excitation et du signal détecté

L'allure du signal reçu dépend non seulement de la structure du sous-sol, mais aussi du dispositif de terrain précisément utilisé. Ainsi, un dispositif du type SCHLUMBERGER (figure 2.1) fournira aux bornes du dipôle récepteur un signal reçu de la forme illustrée par la figure 2.2b.

L'examen attentif de la figure 4a montre qu'à partir de l'instant t_0 , c'est-à-dire pendant l'intervalle de temps où le courant d'excitation est nul, le signal transitoire fait l'objet de variations importantes pendant un temps relativement bref^[8], noté Δt , après quoi il tend très rapidement vers zéro.

II.1.5. Signaux transitoires détectés

On s'intéressera maintenant à la détection du signal transitoire, au niveau du dipôle récepteur.

En règle générale, les procédés de la technique antérieure préconisent la mesure d'une valeur ou de quelques valeurs du signal transitoire présent après l'application du créneau de courant d'excitation^[10]. Selon la présente invention, au contraire, on définit des intervalles de temps respectivement consécutifs aux impulsions d'excitation et contemporains du courant nul

d'excitation; ces intervalles de temps sont de durée prédéterminée, choisie pour couvrir sensiblement toute la partie utile du phénomène transitoire ^[12]. Etant observé que le phénomène transitoire tend rapidement vers zéro, la partie utile est définie en tenant compte du fait que, rapidement, le niveau du signal transitoire devient très inférieur au niveau du bruit. Et l'invention prévoit la détection du signal transitoire en fonction du temps au moins pendant chacun des intervalles de temps ainsi définis. Dans la suite, on notera Δt la durée prédéterminée des intervalles de temps pendant lesquels s'effectue la détection.

Selon l'invention, on procède à l'échantillonnage, à la numérisation et à l'enregistrement temporellement repéré du signal détecté, au moins pendant les intervalles de temps prédéterminés de durée Δt . En pratique, on réalise ces opérations d'une manière continue sur le signal détecté ΔV , aussi bien que pour le courant d'excitation I .

II.1.5.1. Mesure de la résistivité apparente et de la chargeabilité

Les mesures des chargeabilités partielles (M_i) et la chargeabilité globale moyennée qui en est déduite (M) nous donnent des informations concernant la capacité du sous-sol à se charger suite à un passage de courant ^{[10][11][13]}.

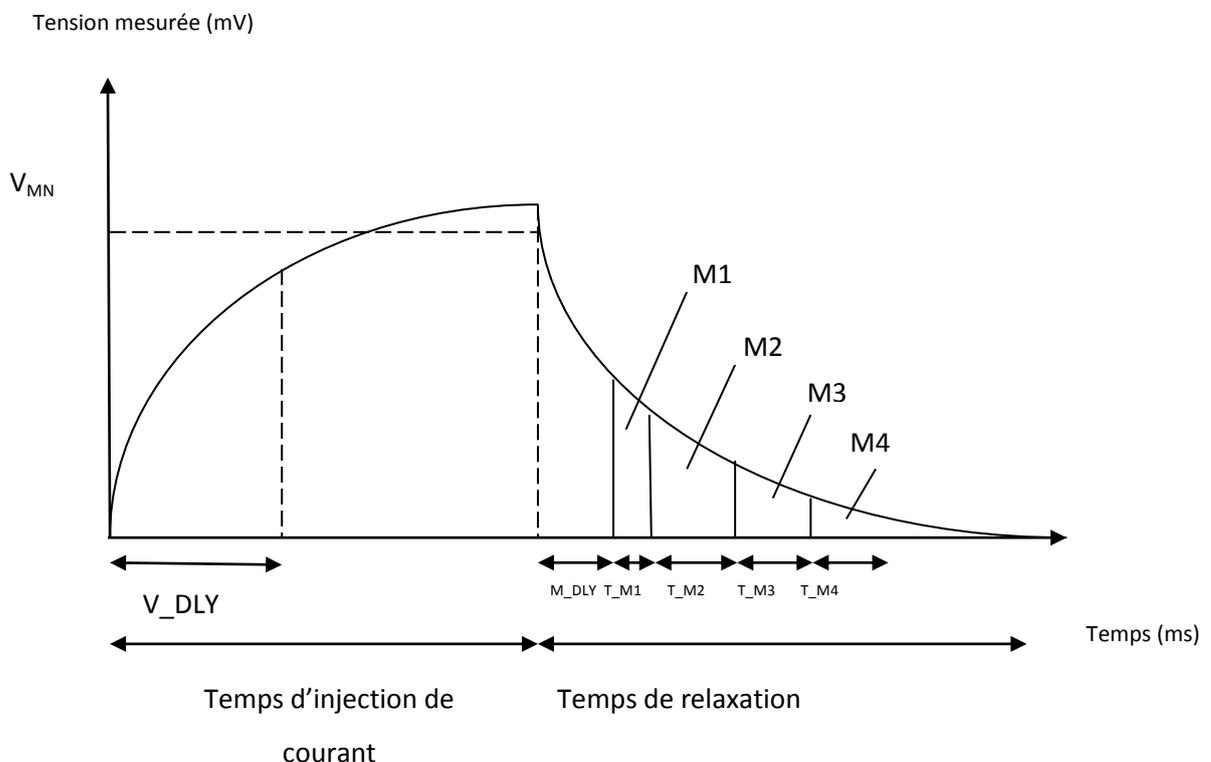


Figure 2.3: Phénomène de décharge durant le temps de relaxation

La chargeabilité partielle relative à la fenêtre "i" est mesurée grâce à la formule suivante ^{[10][13]} :

$$M = \int_{T_Mi} \frac{vdt}{T_{Mi} \cdot V_{MN}} \quad (2.1)$$

Et la chargeabilité globale est calculée grâce à la formule suivante ^[10] :

$$M = \sum_{i=1}^n (Mi \cdot T_Mi) / \sum_{i=1}^n (T_Mi) \quad (2.2)$$

Où

n: nombre de fenêtres PP

T_Mi: longueur de la fenêtre de chargeabilité partielle "i"

Avec ce résistivimètre, jusqu'à 10 fenêtres Polarisation Provoquées peuvent être utilisées pour calculer la chargeabilité globale du sous-sol.

V_DLY : le temps à partir duquel les échantillons de tension (échantillonnage : 10ms) seront pris en compte après le début de l'injection.

M_DLY : le temps à partir duquel les échantillons en mesure de tension (échantillonnage : 10ms) seront pris en compte après la coupure du courant.

T_Mi : la durée de chacune des fenêtres de chargeabilité partielle.

II.1.5.2. Forme du courant injecté de la partie émettrice

Le mode Rho (figure 2.4) permet d'injecter de manière alternative une succession d'impulsions de courant positives et négatives ^[10]. Ce mode permet d'injecter un courant entre les électrodes A,B, de mesurer la différence de potentiel entre les électrodes M,N, et de calculer ainsi la résistivité apparente.

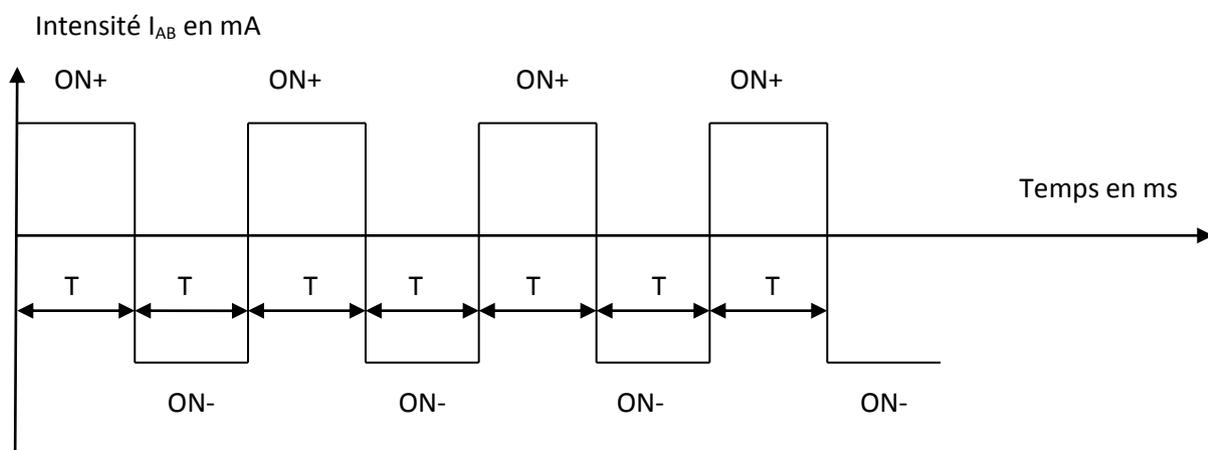


Figure 2.4: Forme du courant: modes Rho / Multi Electrodes, Rho -(ON+, ON-)

Le mode « Rho and IP » ^[10] (figure 2.5) permet d'injecter de manière alternative une succession d'impulsions de courant positives et négatives avec des coupures entre chaque. Ce mode permet d'injecter un courant entre les électrodes A et B, de mesurer la différence de potentiel entre les électrodes M et N, et de calculer la résistivité apparente ainsi que la chargeabilité globale du sol ^[10].

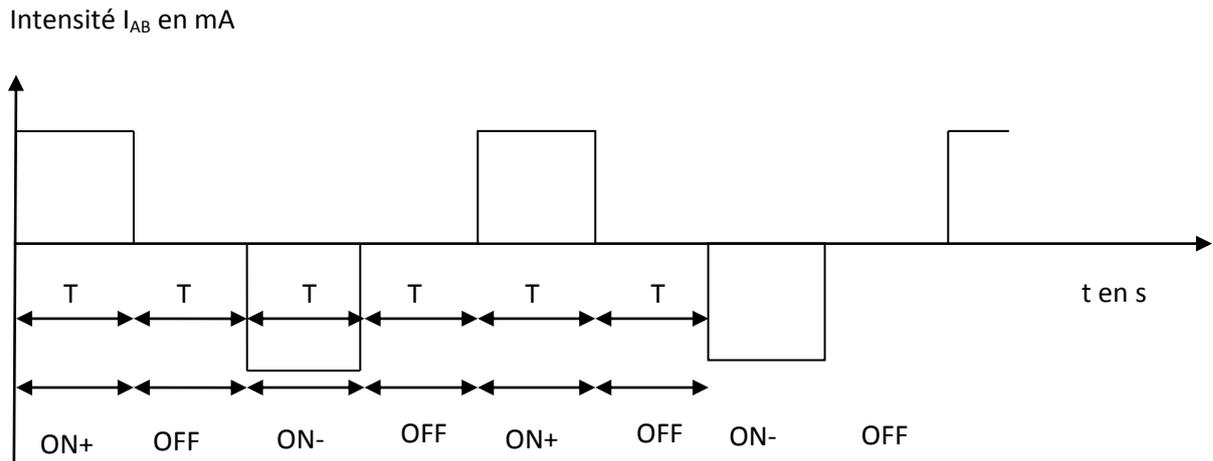


Figure 2.5: Forme du courant: modes Rho et IP/ Multi Electrodes, (ON+, OFF, ON-, OFF)

II.2. Sensibilité des dispositifs électriques

Il est souvent difficile de déterminer, le meilleur dispositif à utiliser lors d'une prospection géophysique. Les caractéristiques d'une information collectée varient en effet suivant l'agencement des électrodes (Dahlin and Loke, 1998). Les propriétés d'un dispositif donné peuvent toutefois être étudiées en évaluant la sensibilité de la mesure en un point par rapport à une variation des propriétés électriques du terrain (Barker, 1979). Cette fonction nous permet de savoir dans quelle mesure les variations de la résistivité dans une région influencera la mesure de la différence de potentiel. Plus la valeur de cette sensibilité est élevée, plus son influence sera grande ^[1].

Il est possible d'évaluer analytiquement les différentes sensibilités pour un sol homogène de résistivité ρ en suivant la formulation de Park et Van (1991). Loke et Barker (1995) ont montré qu'une variation dans le champ de potentiel V pouvant être exprimée par :

$$\frac{\partial V}{\partial \rho} = \frac{1}{\rho^2} \int_{\Omega} \nabla V \cdot \nabla V' d\Omega \quad (2.3)$$

Où V' est le potentiel résultant d'une source de courant d'intensité I située à la position d'un récepteur et Ω le domaine étudié.

II.3. Qualité métrologique d'un appareil de mesure

La qualité métrologique d'un appareil de mesure est l'ensemble des caractéristiques qui fera qu'un appareil de mesure effectuera les mesures avec la qualité correspondante à l'attente de l'utilisateur ^{[14][15][16]}. Ces caractéristiques comprennent:

- **L'étendue de mesurage** : qui est définie par le domaine de variation possible de la grandeur à mesurer (entre deux valeurs minimale et maximale).^{[14][15][16]}
- **La sensibilité** est un paramètre exprimant la variation du signal de sortie d'un appareil de mesure en fonction de la variation de la grandeur à mesurer. Un appareil est d'autant plus sensible qu'une petite variation de la grandeur G à mesurer provoquera un changement plus grand de l'appareil de mesure ^{[14][15][16]}. Si la valeur d'entrée est de même nature que la valeur de sortie, la sensibilité est appelée gain.

$$S = \frac{\Delta_{\text{sortie}}}{\Delta_{\text{entree}}} \quad (2.4)$$

- **La résolution** est la plus petite différence d'indication d'un dispositif afficheur qui peut être perçue de manière significative ^{[14][15][16]}. Pour un afficheur numérique, cette différence d'indication correspond au changement d'une unité du chiffre le moins significatif.
- **La stabilité** : qui est la mesure de la dérive de l'appareil pour une même valeur de la grandeur à mesurer en fonction du temps ou des grandeurs influentes comme la température ambiante, l'humidité, la tension d'alimentation...^{[14][15][16]}
- **La répétabilité** est l'étroitesse de l'accord entre les résultats des mesurages successifs du même mesurande, avec les mesurages effectués dans la totalité des mêmes conditions de mesure ^{[14][15][16]}. Ces conditions sont appelées conditions de répétabilité. Elles

comprennent : même mode opératoire, même observateur, même instrument de mesure utilisé dans les mêmes conditions, même lieu, répétition des mesurages durant une courte période de temps.

- **La reproductibilité** est l'étroitesse de l'accord entre les résultats des mesurages du même mesurande, avec les mesurages effectués en faisant varier les conditions de mesure ^{[14][15][16]}. Pour qu'une expression de la reproductibilité soit valable, il est nécessaire de spécifier les conditions que l'on fait varier. Celles-ci peuvent comprendre : principe de mesure, méthode de mesure, observateur, instrument de mesure, étalon de référence, lieu, conditions d'utilisation, temps.
- **La discrétion**: aptitude d'un instrument de mesure à ne pas modifier le mesurande ^[14].
- **La vitesse de poursuite** (ou rapidité) qui est l'aptitude du capteur à suivre dans le temps les variations du mesurande ^[14]. Une vitesse de poursuite élevée permet de suivre des variations rapides du mesurande. La vitesse de poursuite dépend du temps de réponse du capteur et de son fonctionnement en régime transitoire (réponse à une impulsion, à un échelon, à un régime sinusoïdal,..)

Toutes ces qualités requièrent des mesures et des tests pour les évaluer.

II.2. Incertitudes de mesure

Lorsque l'on effectue une mesure, c'est pour déterminer une valeur numérique Y d'une mesurande physique. Le résultat obtenu Y n'est qu'une estimation de la vraie valeur de la mesurande et de ce fait doit être accompagnée d'une incertitude^{[17][18]}.

Le résultat d'une mesure n'est jamais une valeur : il sera donné sous la forme d'un intervalle des valeurs probables du mesurande $M = m \pm \Delta M$ associé à un niveau de confiance.

Une part importante du travail expérimental réside donc dans l'estimation de ΔM dit intervalle de confiance associé à un niveau de confiance donné.

Lorsque les incertitudes sont évaluées par des méthodes statistiques, l'évaluation est dite de type A ^[18].

Quand la détermination statistique n'est pas possible, on dit que l'évaluation est de type B ^[18].

Lorsque les sources de variabilité de la mesure sont multiples, on estime l'incertitude-type pour chacune d'entre elles et l'on fait un bilan global pour construire une incertitude-type composée, qui peut mélanger des évaluations de type A et de type B ^{[17][18]}.

II.2.1. Incertitude de type A

Elle est basée par une répétition des mesures pour obtenir une meilleure estimation de la grandeur à mesurer ^[17].

L'évaluation de type A de l'incertitude-type est réalisée par l'analyse statistique de séries d'observations. Si on suppose les n observations x_k indépendantes :

- La meilleure estimation du résultat de la mesure est donnée par la moyenne arithmétique :

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^n X_k \quad (2.5)$$

- L'écart-type expérimental a pour expression :

$$S_{exp} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{k=0}^n (x_k - \bar{x})^2} \quad (2.6)$$

Il représente la dispersion des valeurs x_k autour de la moyenne \bar{x}

- L'incertitude-type A est définie comme étant l'écart-type sur la valeur moyenne. Le meilleur estimateur de cet écart-type est :

$$s = \sqrt{\frac{1}{n}} S_{exp} \quad (2.7)$$

En conclusion, si une grandeur X est estimée à partir de n observations répétées indépendantes x_1, x_2, \dots, x_n , alors l'incertitude-type $u(x)$ sur son estimation

$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^n X_k$ est celui défini de la relation (2.7).

II.2.2. Incertitude de type B

Elle est basée par un jugement scientifique fondé sur de toutes les informations disponibles ^[17] comme :

- Des expériences précédentes;
- Des données provenant des modes d'emploi des fabricants;
- Des données fournies par les certificats d'étalonnages ou autres certificats ;
- l'incertitude assignée à des valeurs de référence provenant d'ouvrage ou de manuel.

Ainsi, si on obtient l'estimation x à partir d'une spécification du fabricant, d'un certificat d'étalonnage, d'une publication ou d'une autre source et que son incertitude indiquée soit donnée comme étant un multiple déterminé d'un écart-type, l'incertitude-type $u(x)$ est égale au quotient de la valeur indiquée par le facteur multiplicatif et la variance estimée est égale au carré de ce quotient.

Quand la distribution des mesures est normale. L'incertitude fournie pour x peut définir un intervalle correspondant à un niveau de confiance. Il faut choisir dans ce cas un modèle de distribution classique modélisant le mieux la dispersion des valeurs.

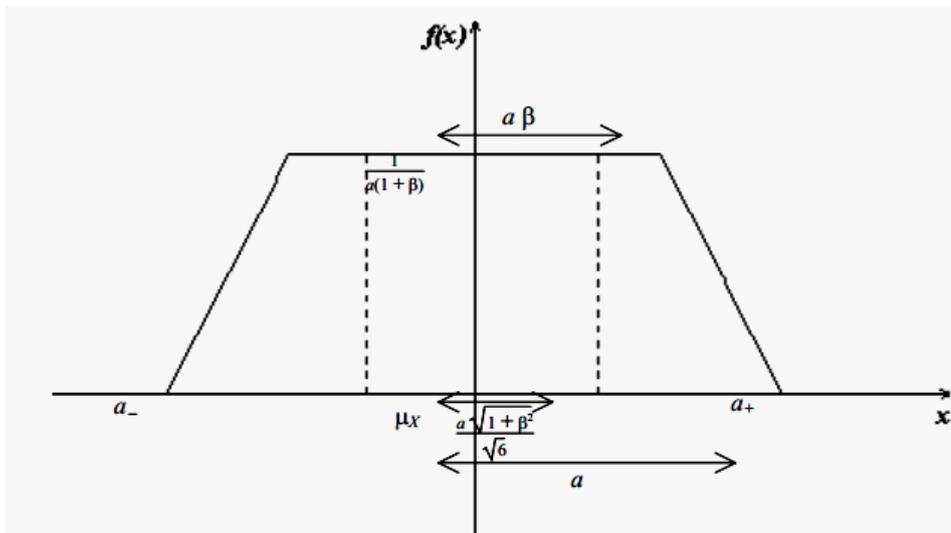


Figure 2.6: Distribution trapézoïdale

Dans de nombreux cas, si les limites inférieure et supérieure pour X sont données sans niveau de confiance et s'il existe des raisons de penser que des valeurs extrêmes sont improbables, il est raisonnable de supposer que X est

distribuée selon une loi trapézoïdale symétrique de pentes opposées, de grande base $2a$ avec $a = \frac{a^+ - a^-}{2}$ et de petite base $2a\beta$ avec $0 \leq \beta \leq 1$.

Lorsque β tend vers 1, cette distribution trapézoïdale tend vers une loi rectangulaire ; si β tend vers 0, on a une distribution triangulaire.

Alors x , l'espérance mathématique de X , est $a = \frac{a^+ - a^-}{2}$ avec la variance associée :

$$u^2(x) = \frac{a^2(1+b^2)}{6} \quad (2.8)$$

II.2.3. Incertitude standard combiné

L'incertitude standard en combinant les deux incertitudes de type A et B s'obtient à la fin par la relation ^[14] :

$$u_c = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} \quad (2.9)$$

u_c est l'incertitude finale qui va accompagner la valeur mesurée.

II.2.4. Incertitudes élargies

Le problème, et notamment dans le cas d'une évaluation de type B pour laquelle le calcul statistique n'est pas possible (mesure unique), est qu'il faut donc arriver à faire "confiance" à notre écart-type, en l'élargissant ^[14], tout simplement :

Si les mesures sont équiprobables et que l'on connaît l'intervalle de valeurs qui englobe sous un pourcentage la plus grande partie de la distribution des valeurs (entre 95% et 99%), l'incertitude élargie se calcule en multipliant u par un coefficient d'élargissement k :

$U = k * u$ avec $k=2$ pour un niveau de confiance de 95%

$k=3$ pour un niveau de confiance de 99%

On parle bien évidemment d'intervalle de confiance: $[g-U(x), g+U(x)]$ ou g est la mesure obtenue en mesurant une grandeur x .

Généralement, on applique la méthode de Student :

$$U(x) = t_{\%} \frac{\sigma_{n-1}}{\sqrt{n}} \quad (2.10)$$

suivant le pourcentage de confiance voulu :

Tableau 2.1: Valeurs de k pour divers degrés de liberté et niveaux de confiance

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$t_{95\%}$	12.7	4.3	3.18	2.78	2.57	2.45	2.37	2.31	2.26
$t_{99\%}$	63.7	9.93	5.84	4.6	4.03	3.71	3.5	3.36	3.25
n	12	14	16	18	20	30	50	100	∞
$t_{95\%}$	2.2	2.16	2.13	2.11	2.09	2.04	2.01	1.98	1.96
$t_{99\%}$	3.11	3.01	2.95	2.9	2.86	2.76	2.68	2.63	2.57

Où n désigne le nombre de mesures effectuées.

II.2.5. Détermination d'une incertitude standard combinée ^[19]

Dans la plupart des cas, la mesurande n'est pas obtenue directement par une mesure mais à partir d'une formule incluant d'autres grandeurs qui sont mesurées ou données.

Supposons que la grandeur de sortie $Y=f(X_1, X_2, \dots, X_k)$ dépend de k valeur X_i . Chaque mesurande Y, X_1, X_2, \dots, X_k est de fait estimée par ses y, x_1, x_2, \dots, x_k qui ont pour espérance mathématique les valeurs Y, X_1, X_2, \dots, X_k avec $Y=f(X_1, X_2, \dots, X_k)$. Développons en série de Taylor f autour des espérances mathématiques:

$$y - \bar{Y} = \sum_{i=1}^k \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) (x_i - \bar{X}_i) \quad (2.11)$$

où les termes d'ordre supérieur sont négligés. Le carré de l'expression donne:

$$\begin{aligned} (y - \bar{Y})^2 &= \left(\sum_{i=1}^k \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) (x_i - \bar{X}_i) \right)^2 \quad (2.12) \\ &= \sum_{i=1}^k \left(\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) \right)^2 (x_i - \bar{X}_i)^2 + 2 \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=i+1}^k \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} (x_i - \bar{X}_i)(x_j - \bar{X}_j) \end{aligned}$$

La variance de y, qui est l'espérance mathématique de la relation ci-dessus, c'est-à-dire, $E(y - \bar{Y})^2$ conduit à ^{[15][16][19]}:

$$u_c^2 = \sum_{i=1}^k \left(\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) \right)^2 u^2(x_i) + 2 \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=i+1}^k \underbrace{\frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} u(x_i) u(x_j) r(x_i, x_j)} \quad (2.13)$$

$$\text{cov}(x_i, x_j)$$

où $r(x_i, x_j)$ est le coefficient de corrélation de X_i et X_j qui est donné par:

$$r(x_i, x_j) = \frac{E((x_i - \bar{X}_i)(x_j - \bar{X}_j))}{\sqrt{u^2(x_i)u^2(x_j)}} = \frac{\text{cov}(x_i, x_j)}{\sqrt{u^2(x_i)u^2(x_j)}} \quad (2.14)$$

Si les variables sont indépendantes car $r_{ij}=0 \forall i, j$ avec $i \neq j$.

II.2.5.1. Variables indépendantes

L'incertitude standard de y , y étant l'estimation de la mesurande Y , et qui provient du résultat de mesures $y=f(x_1, x_2, \dots, x_k)$, est obtenue par la combinaison des incertitudes standards des x_i . L'incertitude standard combinée $u_c(y)$ de l'estimation y s'obtient à l'aide de la variance combinée $u_c^2(y)$ donnée, pour des variables x_i indépendantes, par l'équation simplifiée ^{[15][16][19]}:

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^k \left(\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) \right)^2 u^2(x_i) \quad (2.15)$$

Chaque $u(x_i)$ est l'incertitude standard de x_i qui peut être de type A ou de B. $u(y)$ est l'estimation de l'incertitude standard des valeurs qui peuvent raisonnablement être attribuée à Y .

II.2.5.2. Variables non indépendantes

Si les variables x_i sont corrélées, l'expression ne se simplifie pas et reste comme suit ^{[17][19]}:

$$u_c^2 = \sum_{i=1}^k \left(\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right) \right)^2 u^2(x_i) + 2 \sum_{i=1}^{k-1} \sum_{j=i+1}^k \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} u(x_i)u(x_j) r(x_i, x_j) \quad (2.16)$$

II.2.5.3. Calcul de la covariance

La covariance $\text{cov}(x_i, x_j)$ est une mesure de la corrélation entre les deux variables ^{[17][19]}. Elle est donnée par:

$$\text{cov}(x_i, x_j) = E((x_i - \bar{X}_i)(x_j - \bar{X}_j)) = u(x_i)u(x_j)r(x_i, x_j) \quad (2.17)$$

Si deux variables aléatoires sont indépendantes, leur covariance et leur coefficient de corrélations sont nuls mais l'inverse n'est pas nécessairement vrai.

Son estimation se calcule pour deux variables aléatoires x et y selon:

$$s(x, y) = \frac{\sum_{k=1}^N (x_k - \bar{x}_{exp})(y_k - \bar{y}_{exp})}{(N-1)} \quad (2.18)$$

Et, comme pour le cas de la meilleure valeur de l'incertitude de la valeur moyenne, la meilleure estimation de la covariance de la valeur moyenne est donnée par:

$$s(\bar{x}_{exp}, \bar{y}_{exp}) = \frac{\sum_{k=1}^N (x_k - \bar{x}_{exp})(y_k - \bar{y}_{exp})}{N(N-1)} \quad (2.19)$$

C'est la formule à utiliser pour l'estimation de la covariance dans le calcul de la propagation des incertitudes.

II.2.6. Généralisation des incertitudes

L'adoption de cette méthode entraîne des changements dans la terminologie et le concept des mesures. On ne parle pas d'erreur de mesure qui est la différence entre la vraie valeur inconnue de la mesurande, et la valeur mesurée qui est en réalité une infinité de valeurs dans une certaine distribution statistique. Ainsi, on n'utilise plus les termes « erreurs systématiques » et « erreurs aléatoires ». Ceux qui restent sont plutôt les termes « effets systématiques » et « effets aléatoires » dont le premier terme implique des corrections de la valeur indiquée ^{[14][17]}. D'ailleurs, l'introduction des incertitudes de type A et B ainsi que la composition des incertitudes élimine la distinction entre les effets systématiques ou aléatoires dans les calculs car ils sont traités exactement de la même manière. Suivons l'exemple ci-dessous :

Soit une grandeur z qui est obtenue par la mesure d'une grandeur q par l'équation $z = a + bq$

Ou a et b étant les corrections systématiques.

En répétant n fois les mesures de q_k , la meilleure estimation μ_z de z est la moyenne des q_k observations telle que :

$$\mu_z = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (1 + bq_k) \quad (2.20)$$

En calculant l'incertitude finale de z, on obtient par la propagation des incertitudes :

$$u^2(z) = u^2(a) + \bar{q}^2(b) + b^2 \frac{s^2(q_k)}{n} \quad (2.21)$$

avec $\bar{q} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (q_k)$ la moyenne des q_k et $s^2(q_k)$ la variance expérimentale des q_k .

Le premier et le second terme de la seconde partie de l'équation précédente représentent les incertitudes dues aux effets systématiques, et la troisième partie donne l'incertitude due aux effets aléatoires car elle diminue en fonction du nombre n des observations. Ceci démontre alors la généralisation des incertitudes d'après la méthode qui prend en compte implicitement les effets systématiques et aléatoires sans distinction.

II.3. Étalonnage des appareils de mesure

Dans le cadre d'une bonne pratique métrologique, l'étalonnage des appareils de mesure permet de :

- vérifier que l'appareil fonctionne ^{[18][20]} ;
- vérifier que l'appareil de mesure ne présente ni erreur d'offset ni erreur de sensibilité, ou tout au moins que ces erreurs sont inférieures à des valeurs limites spécifiées par l'utilisateur ^{[18][20]};
- procéder au réglage de l'appareil de mesure pour ramener les erreurs initialement constatées à des valeurs inférieures aux valeurs limites spécifiées par l'utilisateur ^{[18][20]};
- établir une courbe ou une relation d'étalonnage permettant de corriger les valeurs fournies par l'appareil afin de déterminer les valeurs du mesurande avec une incertitude connue inférieure à une valeur limite spécifiée par l'utilisateur ^{[18][20][21]}.

En pratique, on procède généralement de manière combinée à ces quatre types d'opérations. Ce paragraphe a pour objectif de présenter les principes et méthodes d'étalonnage des appareils de mesure et l'usage que l'on peut faire des résultats de cet étalonnage pour la validation et la critique des données. Il aborde successivement :

- le principe de l'étalonnage ;
- la détermination des droites ou des courbes d'étalonnage ;
- l'utilisation de ces droites ou courbes pour l'estimation de la valeur vraie du mesurande et de l'écart type associé ;

- la vérification des capteurs ;

II.3.1. Principe de l'étalonnage

L'étalonnage d'un appareil de mesure est l'opération qui consiste à contrôler ses indications par comparaison avec un autre appareil dit « étalon » ou dispositif équivalent ^{[18][20][21]}. La précision de l'appareil à étalonner résulte de la méthode d'étalonnage utilisée et de la précision des appareils étalons employés.

Le principe consiste en premier lieu à procéder au réglage de l'offset et de la sensibilité de l'appareil pour faire coïncider les valeurs fournies par l'appareil aux valeurs connues du mesurande.

Un autre principe consiste également à utiliser la relation établie pour corriger les indications fournies par l'appareil ou de combiner ces deux méthodes.

II.3.2. Différents types de test et d'étalonnage ^{[18][20][21]}

Test de prototype : Prendre toutes les informations disponibles de l'instrument. Ces tests visent à déterminer toutes les caractéristiques d'un prototype ou modèle particulier d'un instrument en production. Ceci implique de nombreux tests sur une plage de valeur des grandeurs influentes, généralement sous une variété de condition environnementale.

Etalonnage spécial : Dans le cas où l'appareil va être utilisé dans des conditions spéciales en dehors des spécifications normales de départ. Il s'agit de mesurer la réponse et le comportement de l'instrument dans les conditions aux limites.

Etalonnage de routine : Son objectif est de déterminer une courbe d'étalonnage approprié des données mesurées. Il permet de vérifier la conformité de l'appareil aux normes exigées par la grandeur à mesurer et aussi aux spécifications du constructeur.

Test d'acceptance : Il met en évidence la conformité des grandeurs à mesurer aux étalons. Ces tests doivent s'appliquer à tout nouvel instrument qui vient d'être acquis.

II.3.3. Organisation d'une chaine d'étalonnage ^{[18][20][21]}

On définit plusieurs types d'étalons :

-Etalon primaire: Etalon qui est désignée ou largement reconnu comme présentant les plus hautes qualités métrologiques et dont la valeur est établie sans se référer à d'autres étalons de la même grandeur.

-Etalon de référence : Etalon, en général de la plus haute qualité métrologique disponible en un lieu donnée ou dans une organisation donnée, dont dérivent les mesurages qui y sont faits.

-Etalon de transfert : Etalon utilisé comme intermédiaire pour comparer entre eux des étalons.

-Etalon de travail : Etalon qui est utilisé couramment pour étalonner ou contrôler des mesures matérialisées, des appareils de mesure ou des matériaux de référence.

Remarque :

- Le terme dispositif de transfert doit être utilisé lorsque l'intermédiaire n'est pas un étalon.

- Un étalon de travail est habituellement étalonné par rapport à un étalon de référence.

- Un étalon de travail utilisé couramment pour s'assurer que les mesures sont effectuées correctement est appelé étalon de contrôle.

Ce chapitre décrit que le développement de l'instrumentation géophysique n'est motivé que par le désir d'approfondir toujours plus la connaissance des phénomènes physiques : caractéristiques du signal émis et du signal reçu. L'étude de la métrologie s'accompagne toujours des nouveaux dispositifs de mesure ; nous avons élaboré dans ce chapitre aussi les notions d'incertitudes liées aux mesures car la qualité globale des étalonnages est basée sur la maîtrise des incertitudes. Quant à la concrétisation se trouve dans le chapitre 6. Le chapitre suivant évoque les différents modules nécessaires à la réalisation de notre résistivimètre.

PARTIE 2 : ETUDES, CONCEPTION ET REALISATION

Chapitre 3 : MODULES DE BASE D'UN RÉSISTIVIMÈTRE :

Ce chapitre présente une étude des modules entrant dans la conception d'un résistivimètre électrique. Il est décomposé en deux parties : la première partie propose une étude approfondie de la conversion du courant continu de la batterie d'alimentation en courant lentement variable d'injection et des différentes tensions nécessaires au bon fonctionnement de chaque module, selon les concepts employés par les concepteurs. Elle permet de dégager une vision globale et commune sur les composants et outils de spécification des systèmes électroniques. La seconde partie propose une approche globale et synthétique de la conception des systèmes électroniques en unifiant les modules en un seul dispositif. Cette étude est réalisée grâce à la collaboration de toute l'équipe du Laboratoire d'Instrumentation Géophysique et Maintenance de l'IOGA.

III.1. Conversion Continue-Continue

Aujourd'hui, les systèmes complexes font appel à des domaines scientifiques aussi variés que la micro-électronique, l'électronique analogique, l'informatique, ... Chaque partie d'un système est confiée à une équipe spécialisée. Chaque équipe emploie une méthode, des outils dédiés à son domaine d'application. Le premier objectif de ce paragraphe est une étude des solutions existantes d'un point de vue technique et à partir des concepts employés. Le second objectif est une analyse des concepts employés et une méthode de conception permettant une approche globale d'un système et de son raffinement jusqu'au prototype.

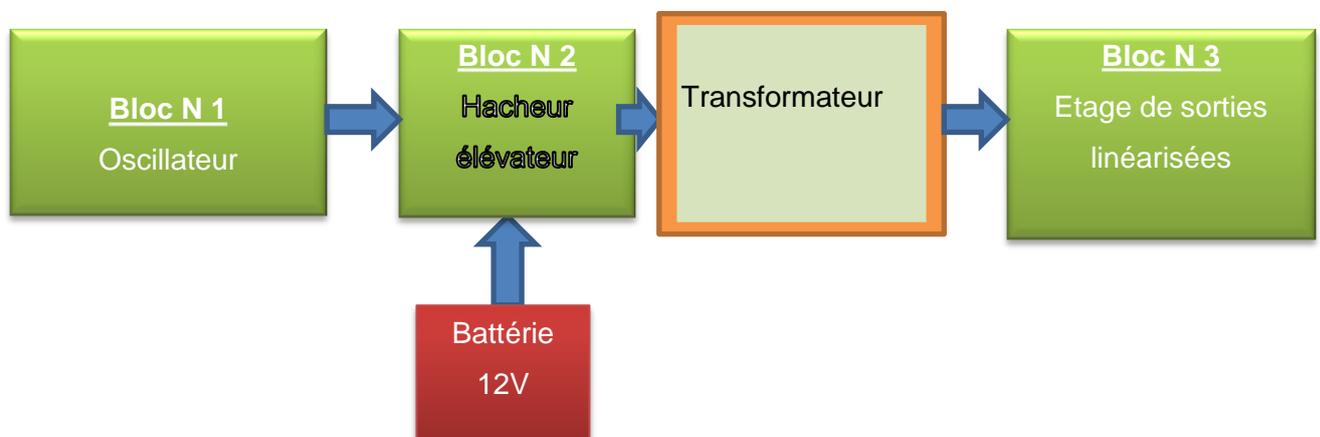


Figure 3.1: Schéma synoptique d'un générateur de tension

Pour générer le courant dans le sol, un convertisseur alimenté par une batterie externe 12V est nécessaire. Ce convertisseur transformera le 12V de la batterie à une valeur plus importante, de l'ordre de 25V-100V-200V-400V. Pour satisfaire ces exigences, la tension de la batterie ne doit pas être en dessous de 10V. Le courant maximal fourni est de 250mA. Ainsi, pour obtenir une tension de 200V précise et stable à partir d'une tension de la batterie externe, le convertisseur doit être piloté par un modulateur de largeur d'impulsion capable de nous fournir la tension voulue. Ce modulateur peut débiter les courants nécessaires à fréquence fixe. Il est réalisé à partir d'un hacheur élévateur de tension commandé par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

L'étude approfondie concerne :

- **la méthode de commande par MLI** (ou PWM) : C'est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuits à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire. Le but du PWM est de permettre d'avoir une tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe.

- **le fonctionnement sur charge résistive et l'expression de la tension moyenne de sortie** : La tension moyenne vue par la charge est dépendante du rapport entre temps d'enclenchement et temps de déclenchement, nous parlons de Taux du PWM, donné habituellement en %. Pour l'exemple montré avec 15 Volts, le PWM nous permet donc de balayer toute la plage de 0V (taux de 0%) à 15V (taux de 100%) et ainsi avoir une source variable de 0 à 15 V.

- **le filtrage du courant de sortie par une self en série avec la résistance de charge** (forme d'onde, influence de la fréquence et du rapport cyclique, tension moyenne de sortie) : le courant monte et descend donc de façon exponentielle à chaque enclenchement et déclenchement. Évidemment plus la fréquence du PWM est élevée moins le courant "oscillera" autour de sa valeur moyenne.

- **le filtrage de la tension de sortie par une cellule LC** (régime de conduction continu et discontinu, forme d'ondes, ondulations, expression de la tension moyenne de sortie).

- les propriétés en régime périodique

III.1.1. Bloc n 1: Oscillateur

Le montage utilise une modulation de largeur d'impulsion à fréquence fixe avec circuit de commande de régulateur de tension de modulation. Le régulateur opère avec une fréquence qui est préprogrammé par une résistance de synchronisation R_T et C_T . R_T a établi un courant de charge constant pour le C_T .

Les valeurs pratiques de C_T se situent entre 0,001 et 0,1 μF [22]. Les valeurs pratiques de R_T se situent entre 1,8 et 100k Ω [22]. Il en résulte une gamme de fréquences typiquement de 120Hz à 500kHz.

$$f = \frac{1}{C_T(0.7 R_T + 3 R_D)} \quad (3.1)$$

Pour les valeurs $R_T = 10\text{k}\Omega$, $C_T = 4.7\text{nF}$ et $R_D = 0$, nous avons opéré à la fréquence de 30kHz.

Pour maintenir stable la tension de sortie du convertisseur, le circuit intégré modifie automatiquement le rapport cyclique des ondes carrées [22].

La figure 3.2 nous montre les signaux de sortie du SG3525 en opposition de phases. Les broches 11 et 14 sont les sorties à partir desquelles les signaux de commande doivent être prélevés. Ce sont les sorties de l'étage pilote interne SG3525 et peuvent être utilisées pour piloter directement des transistors MOSFET et IGBT. Ils ont un courant nominal de 500mA [22].

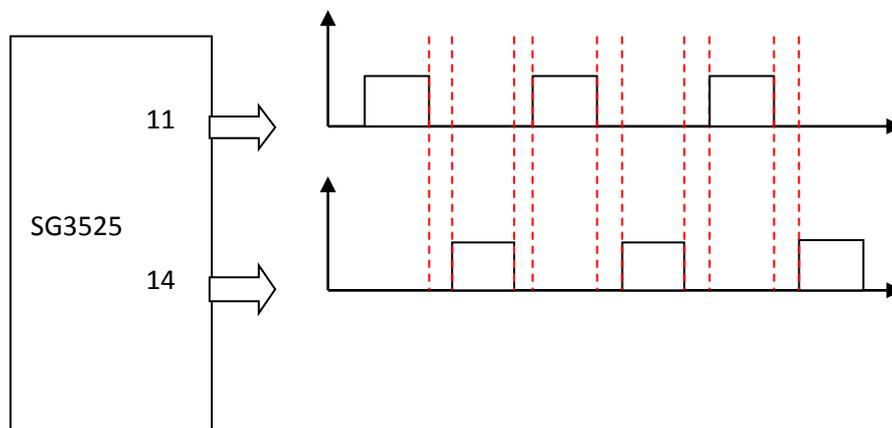


Figure 3.2: Signaux de sortie en opposition de phase du SG3525

La figure 3.3 décrit la structure interne du circuit SG3525.

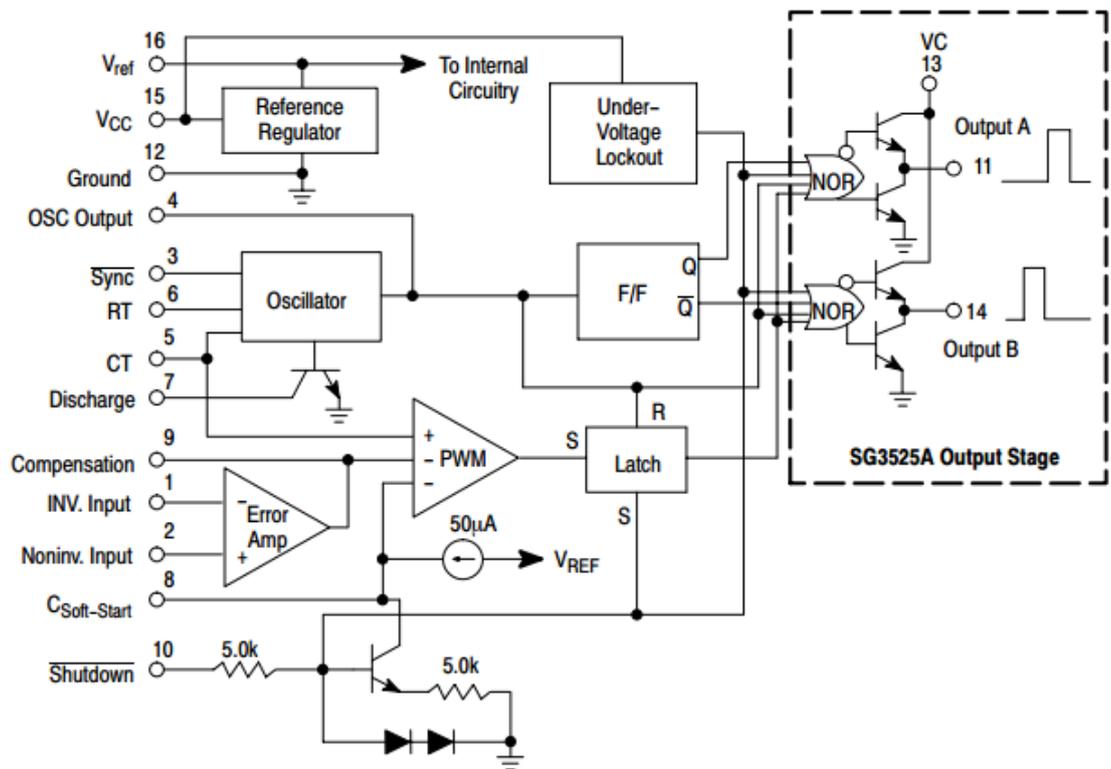


Figure 3.3: Structure interne du circuit intégré SG3525 [22]

Les ordres de commutation sont envoyés à travers un optocoupleur intégré à la platine de commande MLI, de manière à isoler électriquement la commande du circuit de puissance. La transmission de l'information se fait de manière optique entre ces deux composants (la longueur d'onde est comprise entre le rouge et l'infrarouge : limite du visible $0,76\mu\text{m}$) [23]. Dans notre cas, il s'agit du TLP 250 dont le montage avec l'oscillateur interne est illustré par la figure ci-dessous :

S+ et S- (figure 3.4) sont les signaux de sorties de l'optocoupleur qui entrent dans les entrées H_{IN} et L_{IN} de l'IR2110.

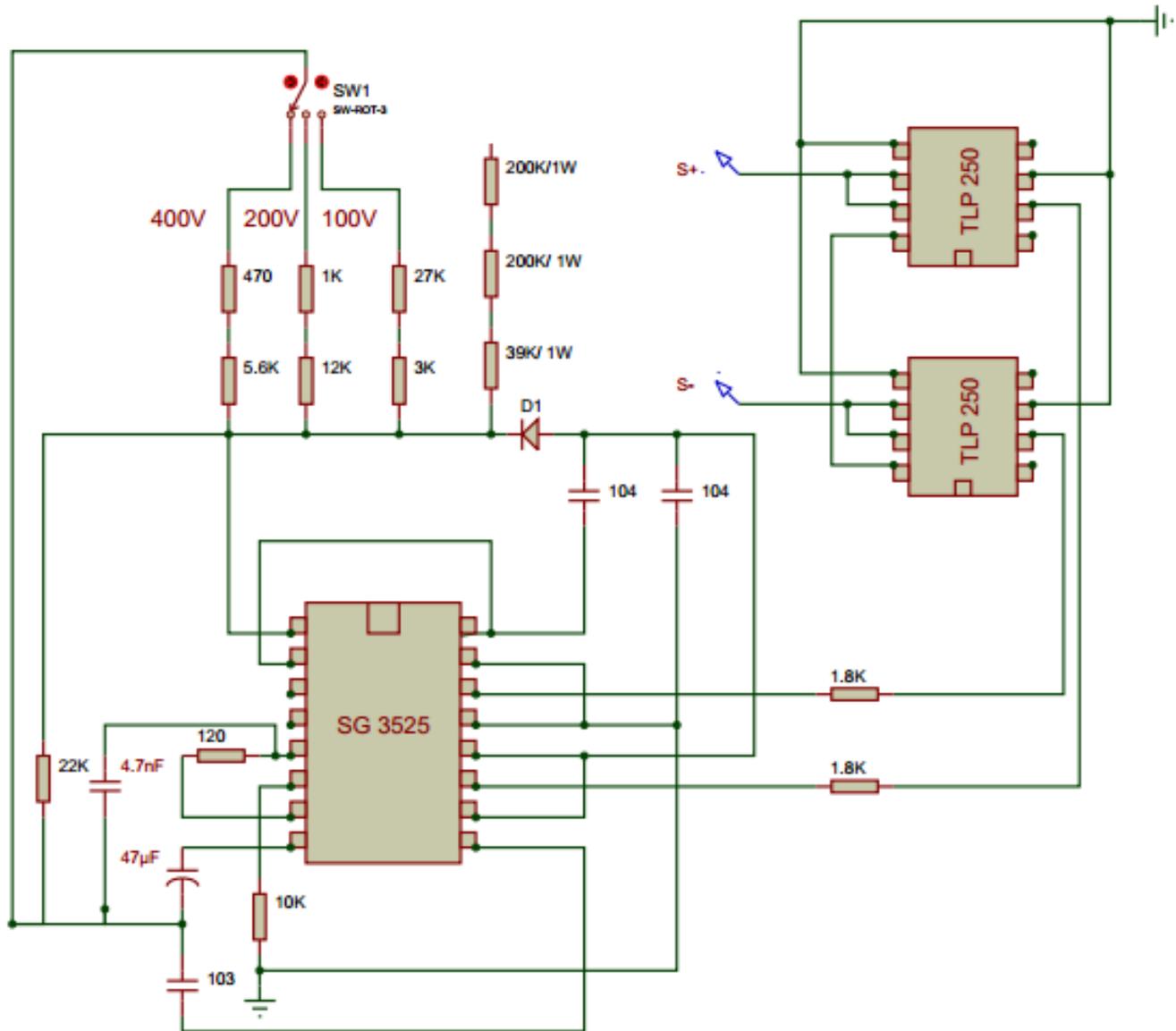


Figure 3.4: Isolation de la partie commande utilisant le TLP250

III.1.2. Bloc n 2 : Hacheur élévateur

III.1.2.1. Remise en forme du signal de commande

Le signal remis en forme est amplifié avant de commander les interrupteurs. L'IR2110 que nous avons choisi a pour rôle principale d'adapter des signaux de pilotage 3.3V ou 5V (de l'oscillateur) avec les signaux commandes très haute tension nécessaire aux MOSFET ^[24].

IR2110 peut d'après sa documentation faire transiter 2 A pour charger ou décharger les grilles des transistors ^[24]. Un courant donc assez important qui permet

de commuter assez vite et donc de limiter les pertes de commutation dans les MOSFET. Le diagramme fonctionnel de l'IR2110 sera décrit dans la figure 3.5 ci-dessous.

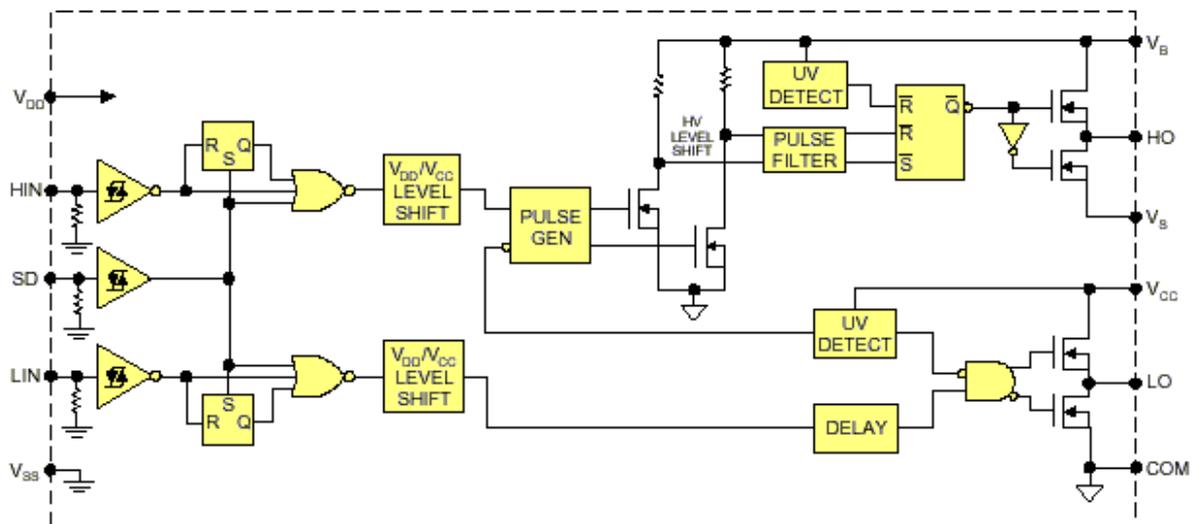


Figure 3.5: Diagramme fonctionnel de l'IR2110^[24]

Ainsi, les 2 signaux à la sortie du TLP250 entre chacun dans la broche HIN et LIN de l'IR2110. Après remis en forme de ces signaux, nous pourrons les récupérer respectivement dans les broches de sortie HO et LO de l'IR2110.

III.1.2.2. La partie puissance

Avec des gains pas toujours bien glorieux à courant élevé pour les transistors courants, il faut recourir à des Darlington à plusieurs niveaux : l'addition de tous les courants de base mène souvent à un chiffre non négligeable, qui pèse sur le rendement de l'appareil.

Une solution intéressante consiste à faire appel à des transistors MOS de puissance, qui se commandent en tension (autrement dit dont l'électrode de commande ne consomme pas de courant en régime statique).

Cette technique permet de commuter directement un courant de plusieurs dizaines d'ampères à partir de niveaux logiques CMOS.

Il faut cependant s'accommoder de la résistance à l'état passant de ces transistors, qui introduit une chute de tension purement ohmique, et donc proportionnelle au courant débité. Par comparaison, un transistor bipolaire saturé

n'introduit qu'une chute de tension de l'ordre du volt, pratiquement indépendante du courant débité.

Cette chute liée au courant consommé va dans le sens d'une protection du convertisseur contre les surcharges, d'autant plus qu'elle augmente avec la température (exactement l'inverse d'un « emballement thermique »).

L'étage de puissance de notre convertisseur (figure 3.6) montre que les MOS de puissance se montent fort bien en parallèle, tandis qu'il en existe dont la résistance à l'état passant est très faible : selon la puissance souhaitée (en pratique celle du transformateur), on choisira donc le type et le nombre des transistors nécessaires en fonction des disponibilités ou des opportunités, sans que cela ne remette en cause si peu que ce soit le reste du montage.

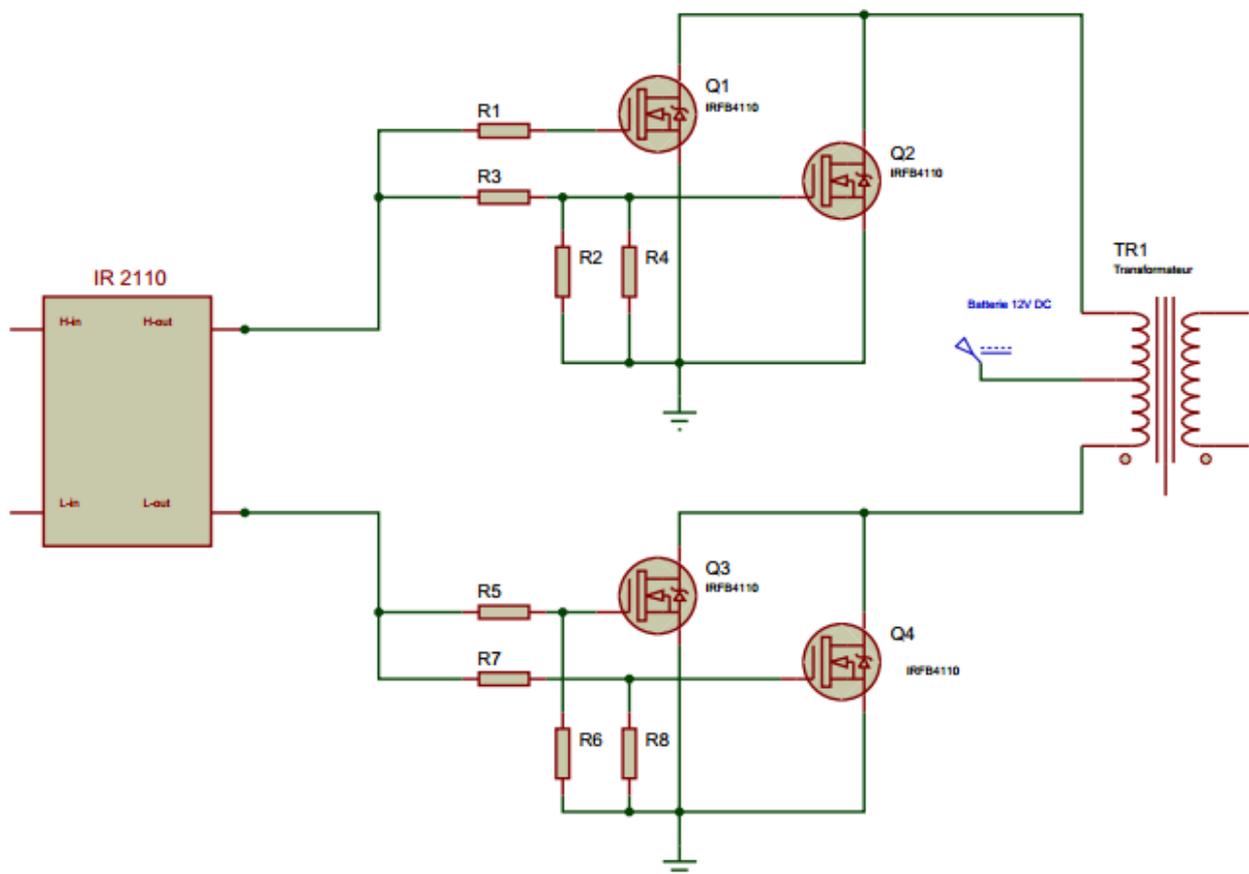


Figure 3.6: Etage de puissance de notre convertisseur ^{[25 [26]]}

Comme le montre la figure 3.2, des broches 11 et 14 de l'oscillateur SG3525 sortent des impulsions à onde carrée déphasées de 180° par rapport à la masse et donc, quand l'impulsion positive se trouve sur la broche 11, nous ne la retrouvons pas sur la broche opposée 14 et vice-versa. De ce fait, quand

sort de la broche 11 l'impulsion positive, les deux MOSFET Q1 et Q2 entrent en conduction et leurs drains court-circuitent à la masse le demi primaire 1-2 du transformateur TR1 [25]. Quand l'impulsion positive sort de la broche 14, les deux MOSFET opposés Q3 et Q4 entrent en conduction et leurs drains court-circuitent à la masse le demi primaire 3-4 de TR1. Du double secondaire sort une tension alternative à 15 kHz redressée par les ponts de diodes "FAST" (ultrarapides), de manière à obtenir les 4 tensions de sortie 400 V, 200 V, 100 V, et 25 V.

III.1.3. Bloc n 3 : Etage de sortie du convertisseur

Nous avons utilisé des diodes à recouvrement progressif en redressement secondaire dans le but d'éviter des surtensions et des parasites difficiles à filtrer, ainsi qu'une possible dégradation des diodes si la surtension générée dans l'inductance de fuite du transformateur atteint la tension d'avalanche.

Le signal redressé sera ensuite filtré par un filtre à base de circuit LC (figure 3.7).

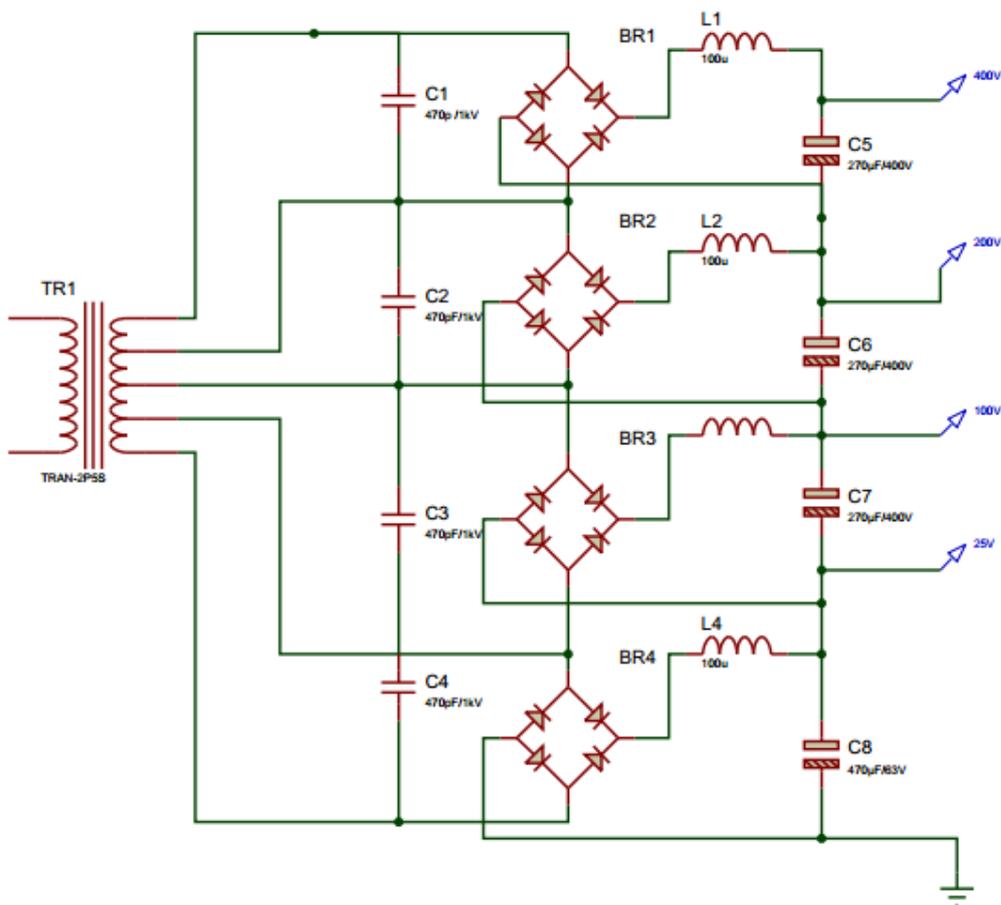


Figure 3.7: Schéma électrique de l'étage de sortie du convertisseur C-C [26]

III.2. Convertisseur analogique - numérique

Les signaux électriques issus des électrodes de mesures sont analogiques par nature. Ils nécessitent une conversion analogique numérique pour les relier au processeur numérique. Conceptuellement, on peut considérer la conversion A-N comme un processus faisant intervenir trois actions successives : l'échantillonnage à période fixe T_e , la quantification du signal et son codage. Pratiquement, ces opérations sont effectuées dans un même élément, le convertisseur A-N (CAN), qui reçoit le signal analogique et le convertit en un signal discret quantifié.

III.2.1. Conversion

Un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) recevant à son entrée un échantillon d'un signal analogique, produit à sa sortie un signal numérique codé en binaire sur n bits. La relation (3.2) entre la grandeur analogique V_a et la grandeur numérique s'écrit :

$$V_a = \frac{1}{2^n} V_{ref} (b_{n-1}2^{n-1} + \dots + b_12^1 + b_0) \quad (3.2)$$

V_{ref} est la tension de référence, b_0 représente le bit de poids le plus faible ou LSB (Lowest Significant Bit), b_{n-1} représente le bit de poids le plus fort ou MSB (Most Significant Bit). La valeur V_a max correspondant à l'état 1 de tous les bits est donnée par la relation (3.3) :

$$V_{a \max} = \frac{2^n - 1}{2^n} V_{ref} \quad (3.3)$$

III.2.2. Étapes de la conversion

La conversion se fait en général en 2 étapes : « Echantillonnage » ou prélèvement de la valeur du signal à l'instant t et la « quantification et codage » ou opération de maintien de la valeur en aval et association à une valeur entière codée en binaire.

III.2.2.1. Échantillonnage

L'échantillonnage consiste à découper le signal continu par intervalle de temps régulier à l'aide d'un signal horloge appelé horloge d'échantillonnage. Chaque échantillon est repéré par son numéro d'ordre n (entier positif) à l'instant nT_e . Cette

suite de valeurs, notée $s(nT_e)$ est représentative du signal d'entrée dans la mesure où la période d'échantillonnage satisfait aux conditions de SHANNON.

III.2.2.2. Quantification et codage

Après échantillonnage, le CAN effectue la numérisation et délivre des séquences numériques codées avec un pas de quantification Q dépendant du nombre de bits du convertisseur. La quantification consiste à associer à la valeur réelle $s(n)$ échantillonnée et bloquée, la valeur numérique entière la plus proche.

III.2.3. Amélioration de précision de mesure : ADS1115

➤ Description ^[27]

L'idée maîtresse de l'ADS1115 16-Bits est l'utilisation d'un convertisseur analogique-numérique de faible consommation, puissant, précis et adaptable aux conversions à réaliser.

Nous avons utilisé l'ADS1115 en mode différentielle d'une part dans la partie injection de courant aux bornes des électrodes A et B, en mesurant l'intensité du courant injecté dans le sous-sol ; et d'autre part en mesurant la différence de potentiel aux bornes des électrodes M et N.

L'ADS111x effectue des conversions à des débits de données supérieurs à 860 échantillons par seconde (SPS). Les offres PGA de l'entrée varie de ± 256 mV à ± 6.144 V, ce qui permet des mesures précises des signaux d'entrées. L'ADS1115 est doté d'un multiplexeur d'entrée (MUX) qui permet deux entrées différentielles ou quatre asymétriques des mesures ^[27] (figure 3.8).

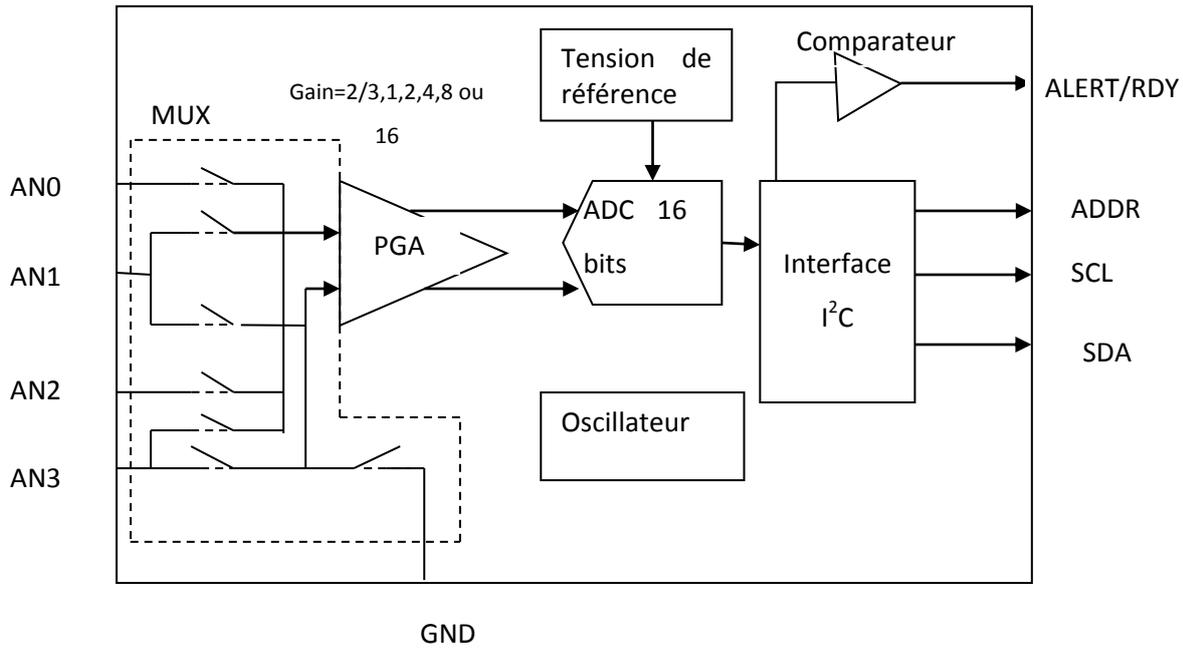


Figure 3.8: Schéma bloc de fonctionnement de l'ADS1115 [27]

L'alimentation, comprise entre 2 et 5,5 V, nous permet d'adapter au microcontrôleur ATMEGA 2560 (figure 3.9). Quant aux canaux de transmission, ils peuvent être utilisés comme canaux d'entrées unidirectionnels ou canaux différentiels. L'avantage des canaux en mode différentiels est qu'on pourra facilement détecter les valeurs négatives de mesure ; et la résolution sera de 15 bits. Enfin, l'interface I²C nous permet de sélectionner jusqu'à 4 adresses esclaves, et donc de connecter simultanément 4 ADC 16-Bits à notre microcontrôleur [27].

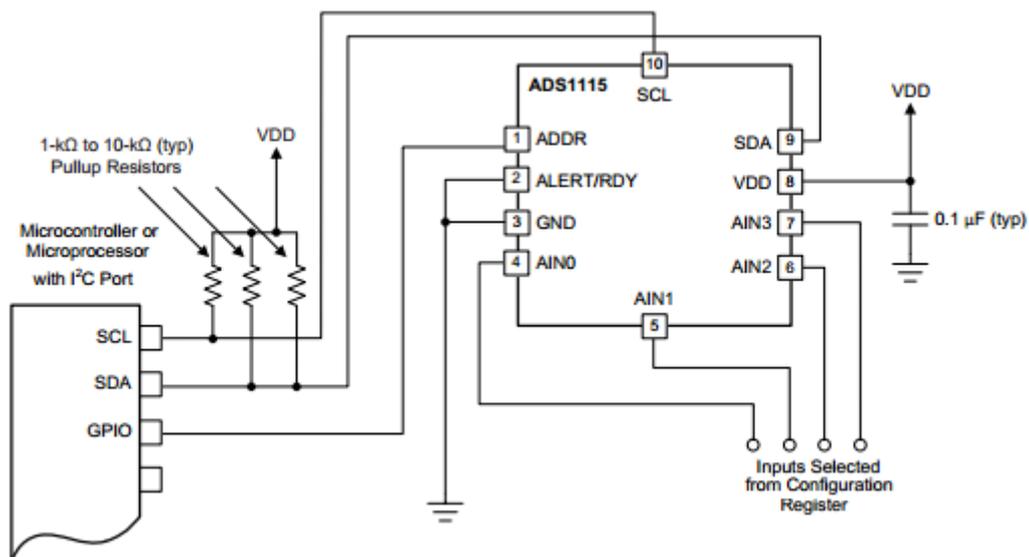


Figure 3.9: Carte à base d'ADS1115 [27]

Ainsi, nous avons utilisé deux ADC 16-bits à notre microcontrôleur, l'un pour la mesure de la tension aux bornes des électrodes M et N et l'autre pour la mesure entre les électrodes A et B du courant injecté dans le sous-sol.

➤ Spécifications techniques du CAN 16-Bit 4 canaux ADS1115 avec amplificateur de gain programmable ^[27]

- Précision : 16 bits
- Tension de fonctionnement : 2-5,5 V
- Consommation : 150 μ A en mode continu (Mode impulsion par impulsion : arrêt automatique)
- Débit de données programmable : 8SPS à 860SPS (échantillons par seconde)
- Tension de référence à faible dérive
- Oscillateur interne
- Amplificateur de gain programmable interne
- Interface I2C : Jusqu'à 4 adresses sélectionnables par broche
- 4 canaux unidirectionnels ou 2 canaux différentiels
- Comparateur programmable

III.3. Carte contrôleur Atmega 2560

III.3.1. Du point de vue externe

C'est un microcontrôleur 8bits de la famille AVR dont la programmation peut être réalisée en langage C. Les références bibliographiques donnent les détails techniques de l'Atmega 2560 ^{[28][29]} que nous résumons ci-après :

FLASH= mémoire programme de 256Ko

SRAM= données (volatiles) 8Ko

EEPROM= données (non volatiles) 4Ko

- 54 broches d'entrées/sorties numériques dont 14 peuvent utiliser comme sorties analogiques PWM.
- 16 entrées analogiques multiplexées ADC0(PC0) à ADC15(PC15) avec une résolution de 10 bits.

- Plusieurs broches multi-fonctions : certaines broches peuvent avoir plusieurs fonctions différentes choisies par programmation
- 4 ports séries (USART) : émission/réception série via ses broches :
 - ✓ Port série 1 : 0 (RX) et 1 (TX);
 - ✓ Port série 2 : 19 (RX) et 18 (TX);
 - ✓ Port série 3 : 17 (RX) et 16 (TX);
 - ✓ Port série 4 : 15 (RX) et 14 (TX).
- Gestion des interruptions externes : Ces interruptions peuvent être configurées par niveau 0 logique, niveau 1 logique, par front montant, par front descendant ou par changement d'états de ces pins selon la valeur attribuée a la fonction « attachInterrupt() ».
 - ✓ Broche 2 (interruption 0),
 - ✓ Broche 3 (interruption 1),
 - ✓ Broche 18 (interruption 5),
 - ✓ Broche 19 (interruption 4),
 - ✓ Broche 20 (interruption 3),
 - ✓ Broche 21 (interruption 2).
- Gestion bus I2C (TWI Two Wire Interface) = le bus est exploité via les broches SDA(20)/SCL(21).
- Gestion des bus SPI via les broches: 50 (MISO), 51 (MOSI), 52 (SCK), 53 (SS).

III.3.2. Organisation interne

L'organisation interne du microcontrôleur est décrite sur la figure ci-après :

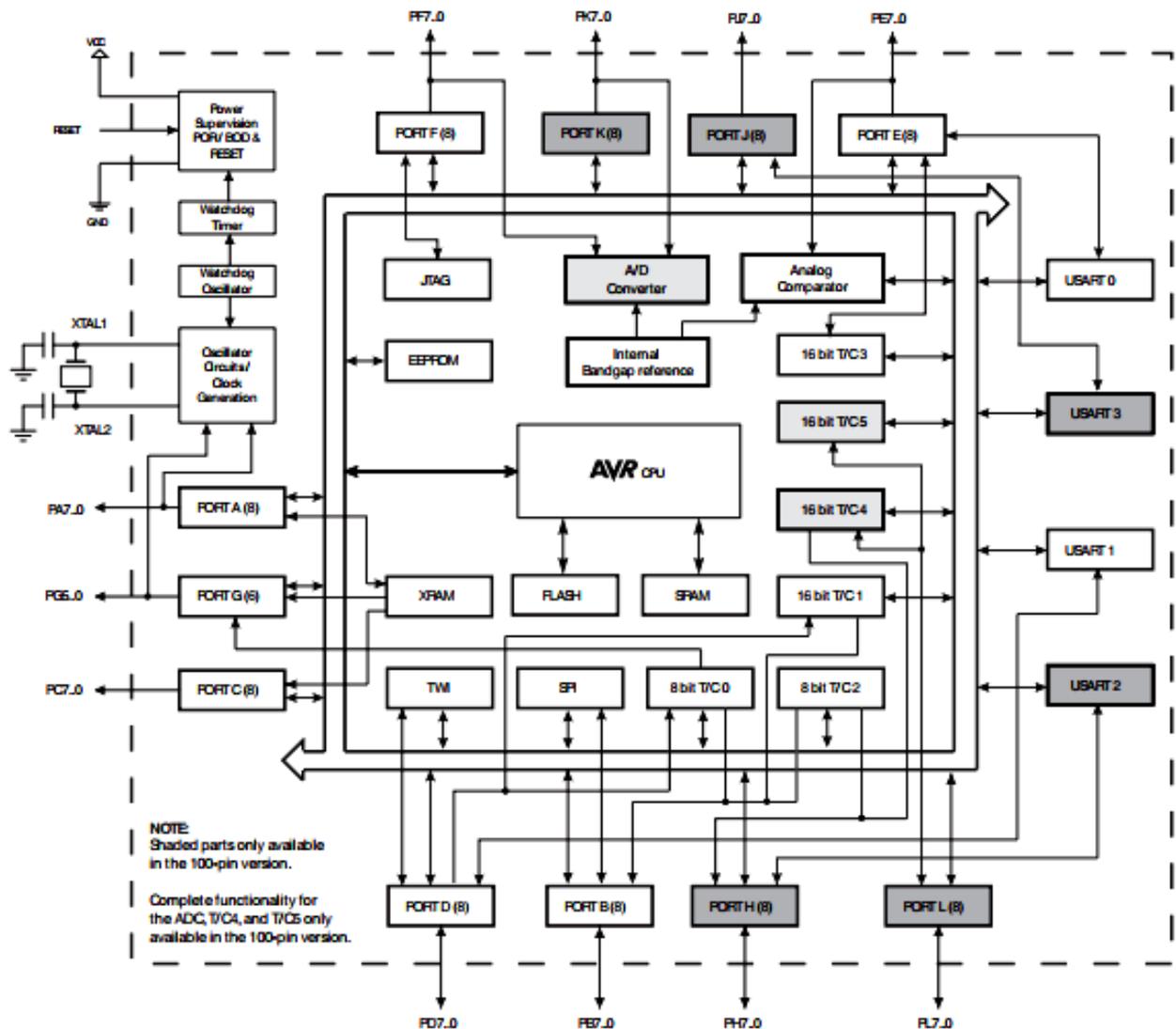


Figure 3.10: Schéma bloc de la carte contrôleur [29]

➤ Les mémoires [28][29]

Le microprocesseur AVR possède 32 registres spéciaux qui pilotent les organes internes du microcontrôleur (figure 3.11). Le principal rôle du CPU est d'assurer l'exécution correcte des programmes. Ainsi, il doit être capable d'accéder en mémoires, faire des calculs, contrôler les périphériques et traiter les interruptions. Les 256 ko de power programme sont logés dans une adresse compris entre 0x0000 et 0x7FFF/0xFFFF/0x1FFFFFF de la mémoire Flash de type EEPROM.

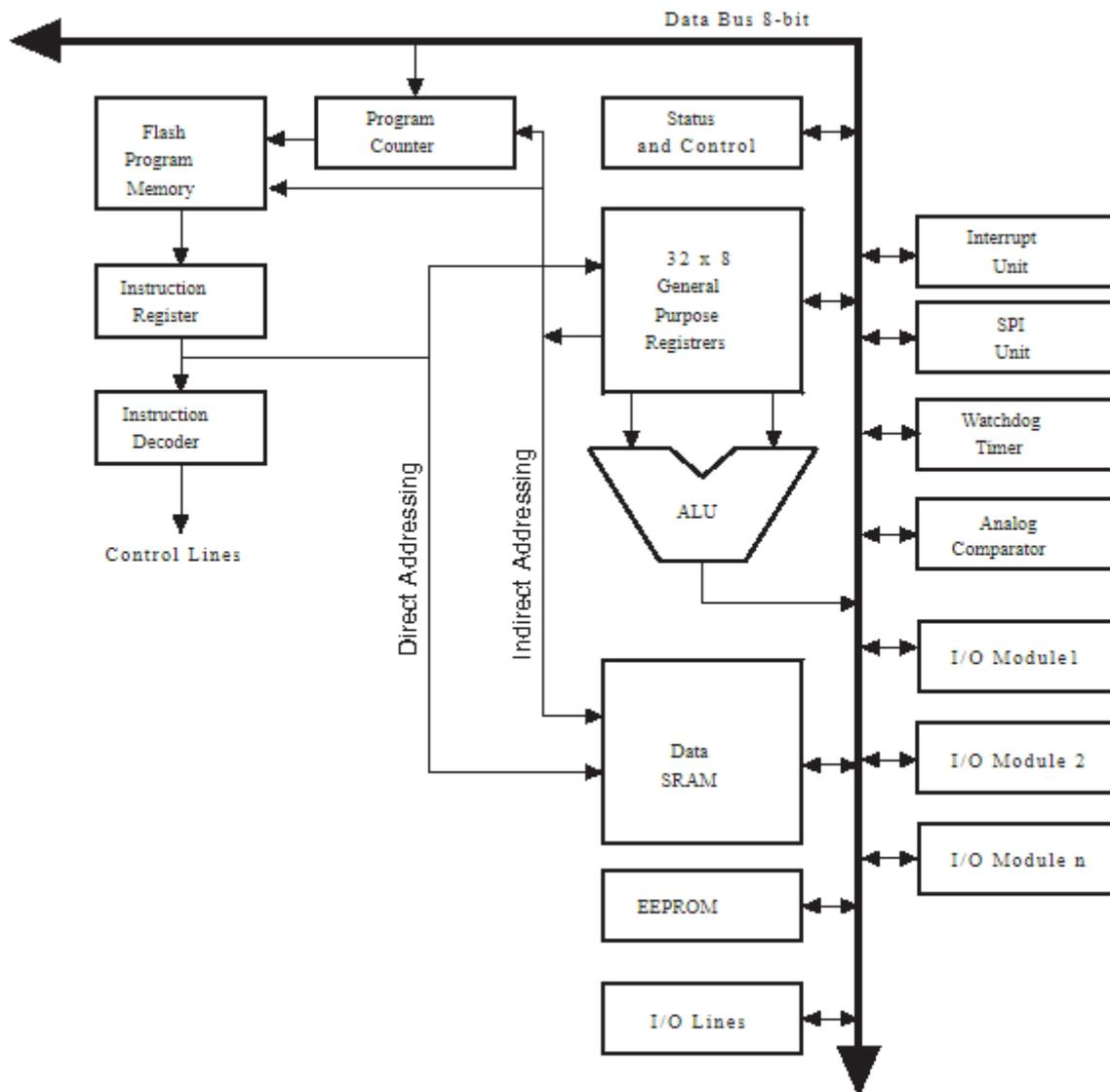


Figure 3.11: Architecture du microprocesseur AVR ^[29]

Les mémoires de données SRAM sont réparties en 2 zones (figure 3.12):

- La mémoire interne répartie en 4 zones dont la zone réservée aux 32 registres spéciaux (\$0000-\$001F), les 64 registres (\$0020-\$005F) réservés dans l'Opcode pour les instructions d'entrées et de sorties, les 416 registres externes (\$0060-\$01FF) qui sont utilisés comme mémoire d'extension et finalement les 8192 mémoires internes de données SRAM (\$0200-\$21FF), ils s'agissent de la RAM utilisateur pour la déclaration des variables.
- La mémoire SRAM externe de 64ko (\$2200-\$FFFF), elle est accessible quand toutes les adresses de la mémoire interne sont utilisées.

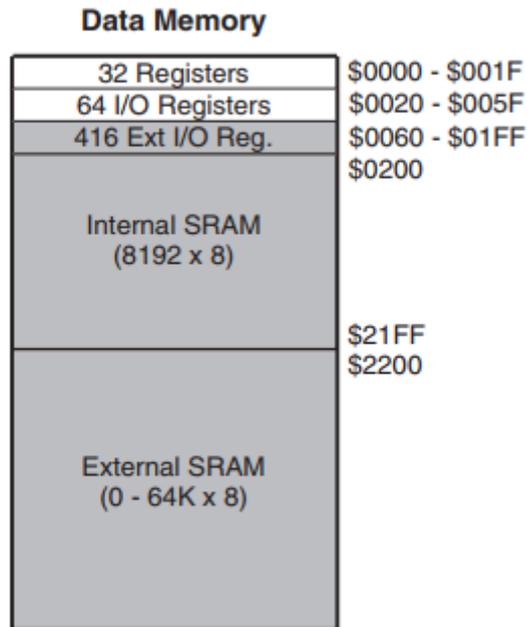


Figure 3.12: Plan mémoire de l'Atmega 2560

La mémoire de données EEPROM contenant 4Ko d'emplacements. La lecture et l'écriture se font par l'intermédiaire des registres EEPROM d'adresses, de données et de contrôles.

III.3.3. Mode de transmission

Pour les modes de transmission, la carte contrôleur utilise en premier lieu l'USART pour l'envoi des commandes (broche 18:TX1 et broche 19: RX1, broche 16:TX2 et broche 15: RX2) vers le multinode composé de 2 microcontrôleurs ATMEGA2560 par l'intermédiaire d'un câble simulateur de modem.

Ensuite, l'ADC 16 bits utilise la communication I²C (broche 20 : SDA et broche 21 : SCL) pour émettre les valeurs mesurées vers la carte contrôleur.

L'ATMEGA2560 utilise également les lignes TX3 (broche 14) et RX3 (broche 13) pour la communication à distance via PC

Enfin, la carte contrôleur va émuler par logiciel la liaison série avec la carte réceptrice GPS.

Le schéma bloc de l'USART (figure 3.13) est divisé en 3 blocs ^[29] : Le générateur d'horloge, l'émetteur et le récepteur. Le générateur d'horloge détermine la vitesse de communication ^[29]. Elle est définie à l'aide du registre de contrôle

UBRR. La broche XCK est utilisée seulement en mode synchrone. La transmission et la réception se font par deux registres à décalage, un pour la transmission (TSR) et un pour la réception (RSR). L'accès au registre tampon peut se faire alors que les registres à décalage sont en train de transmettre/recevoir une donnée.

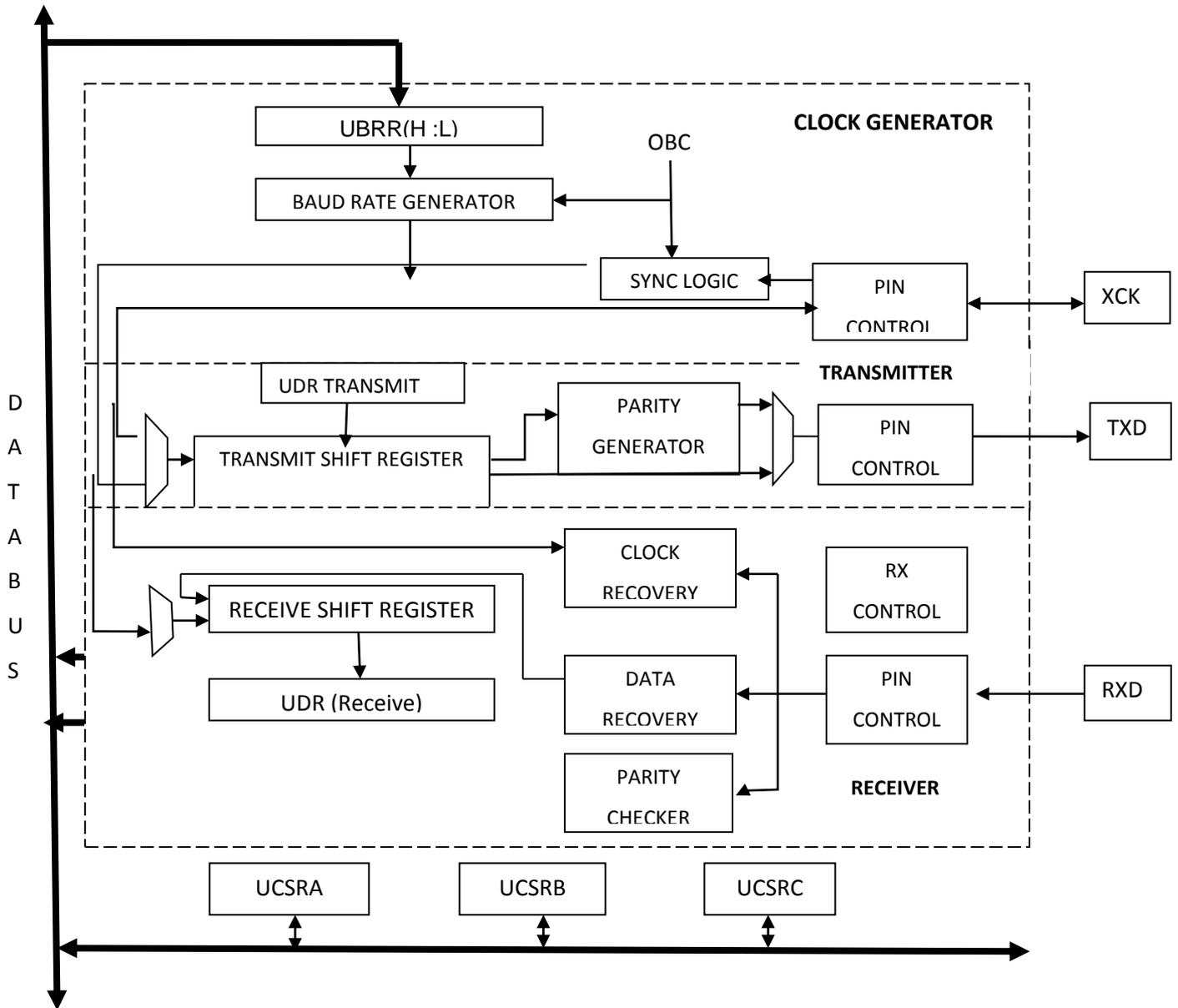


Figure 3.13: Schéma bloc de l'USART ^[38]

La vitesse de transmission est déterminée de la façon suivante :

$$v = \frac{f_{osc}}{a(UBRRn+1)} \quad (3.4)$$

Ou a=8 en mode asynchrone double vitesse et a=16 en mode asynchrone normale.

UBRRn est la valeur à mettre dans le registre UBRR, valeur comprise entre 0 et 4095.

Le bus I²C permet de faire communiquer entre eux le microcontrôleur ATMEGA2560 de la carte contrôleur au convertisseur analogique numérique en utilisant la ligne SDA (signal de données), la ligne SCL (signal d'horloge) et la masse. Comme les lignes SDA et SCL sont utilisées dans les deux sens par les deux circuits qui communiquent, on peut avoir un circuit qui place la ligne à 1 (Vcc) et l'autre qui la place à 0 (masse) ce qui correspond à un court-circuit qui peut détruire les deux composants. Pour éviter ce problème, les E/S SDA et SCL fonctionnent en mode collecteur ouvert (ou drain ouvert) de sorte qu'un circuit ne peut imposer que le niveau bas ou ouvrir la ligne, le niveau haut est obtenu par une résistance de tirage externe. Ainsi une ligne est à 0 quand un des deux circuits impose le 0. Elle passe à 1 quand les deux circuits imposent le 1 (circuit ouvert).

I²C est un bus série synchrone bidirectionnel half-duplex, où plusieurs équipements, maîtres ou esclaves, peuvent être connectés au bus (figure 3.14). Les 2 lignes sont tirées au niveau de tension VDD à travers des résistances de pull-up (R1 et R2).

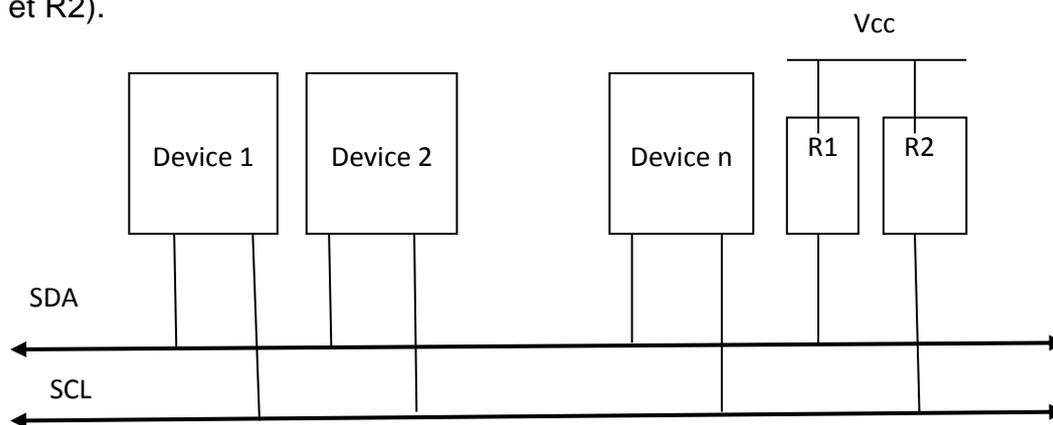


Figure 3.14: Communication I2C de plusieurs circuits électroniques

III.4. Carte réceptrice GPS

Notre résistivimètre utilise un récepteur GPS pour la géolocalisation des lieux de mesure. Ainsi, nous avons consacré un paragraphe pour détailler l'interface matérielle et l'interface logicielle de cette carte réceptrice.

La carte GPS est basée autour du récepteur GPS NEO-6M-0-001 ^[30] de la compagnie américaine u-blox. Le système comprend une antenne avec préamplificateur reliée par câble coaxial à un module électronique de dimension 3.74cm x 2.62cm x 0.5 cm, qui délivre par liaison série des phrases suivant les

protocoles NMEA (phrases GGA, GLL, GSA, GSV, RMC, VTG, TXT) et UBX (phrases NAV-SOL, NAV-STATUS, NAV-SVINFO, NAV-CLOCK, INF, MON-EXCEPT, AID-ALPSERV) ^[30].

III.4.1. Récepteur GPS NEO-6M-0-001

Le brochage du GPS NEO-6M-0-001 sera représenté par le tableau suivant :

Tableau 3.1: Brochage du GPS NEO-6M-0-001 ^{[30][31]}

Broche N	Nom	Fonction
1	Réservé	Réservé
2	SS_N	SPI en mode « Slave »
3	TIMEPULSE	Sortie d'une impulsion par seconde
4	ExtINT0	Entrée d'interruption externe
5	USB_DM	Entrée Sortie des données USB
6	USB_DP	Entrée Sortie des données USB
7	VDD USB	Alimentation USB
8	Réservé	Réservé
9	Vcc_RF	RF Tension de sortie à connecter avec pin 8
10	GND	Masse
11	RF_IN	Signal d'entrée GPS
12	GND	Masse
13	GND	Masse
14	MOSI/CFG_COM0	Configuration en mode SPI/MOSI (laissé libre en cas de non utilisation)
15	MISO/CFG_COM1	Configuration en mode SPI/MISO (laissé libre en cas de non utilisation)
16	CFG_GPS0/SCK	
17	Réservé	Réservé
18	SDA2	Entrée/Sortie des données en mode I2C
19	SCL2	Entrée/Sortie d'horloge en mode I2C
20	TxD1	Sortie des données du port série
21	RxD1	Entrée des données du port série
22	V_BCKP	Tension de maintien du Backup
23	Vcc	Alimentation du module
24	GND	Masse

Et le schéma bloc général de la carte sera représenté comme suit :

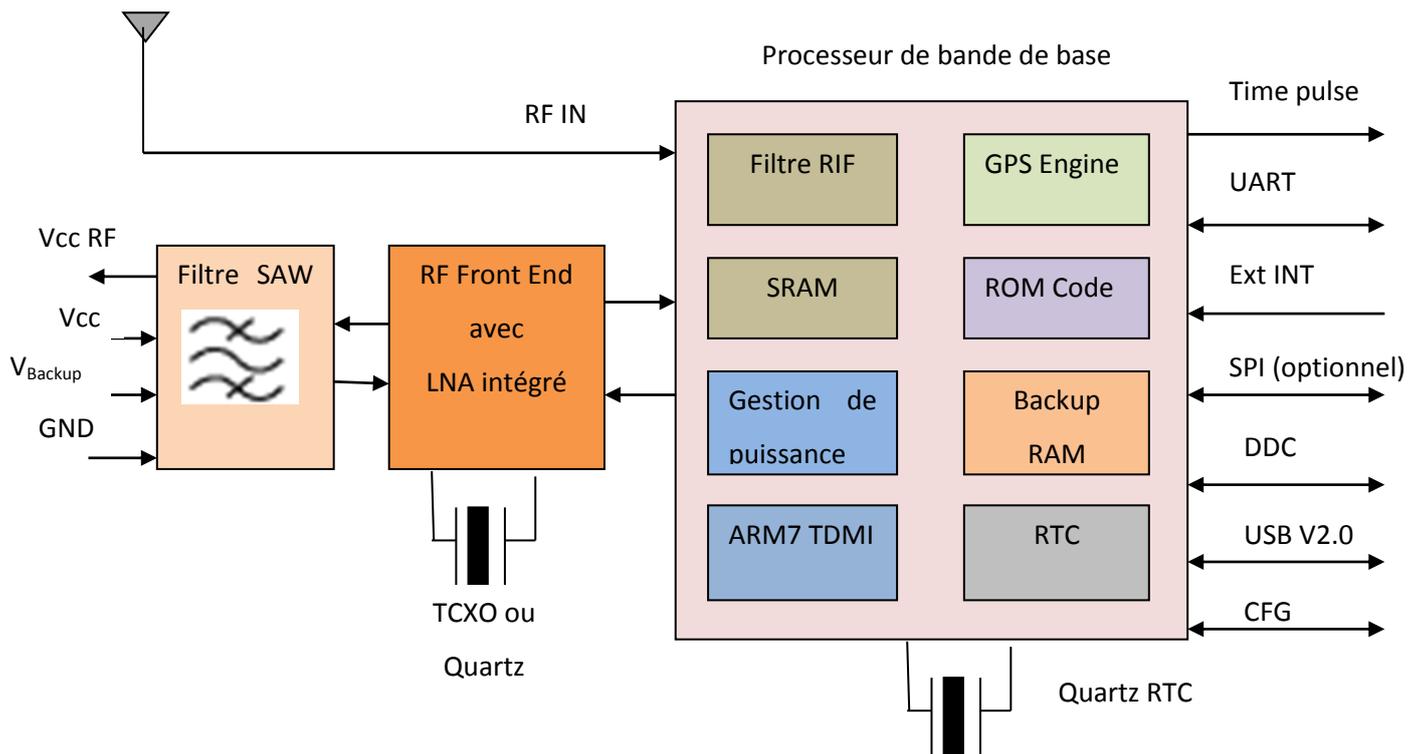


Figure 3.15 : Schéma bloc du récepteur GP NEO-6M^[30]

III.4.2. Schéma détaillé de la carte GPS

Pour pouvoir connecter le module GPS à notre résistivimètre, nous avons utilisé le schéma détaillé de la figure 3.16 suivante :

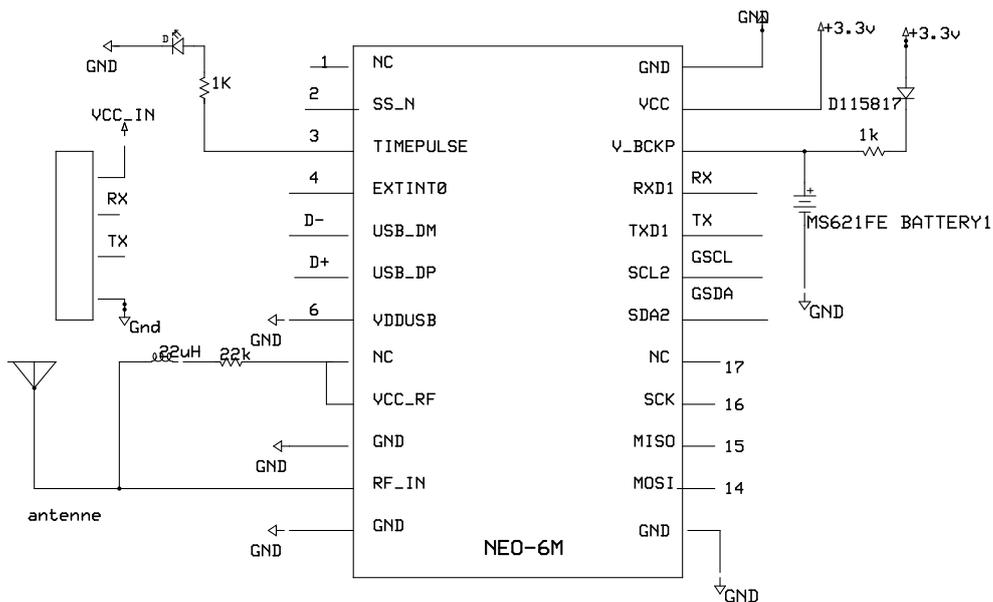
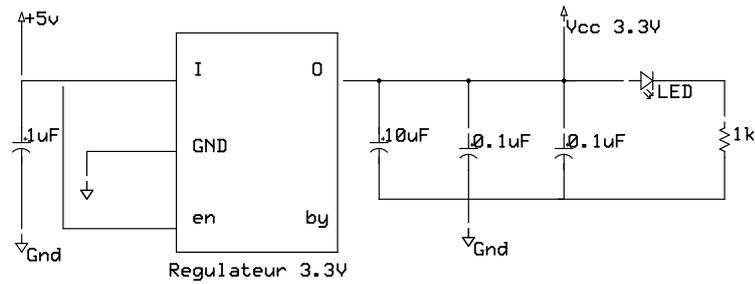


Figure 3.16: Schéma de la carte GPS du résistivimètre^[30]



Alimentation 3.3V pour le NEO-6M

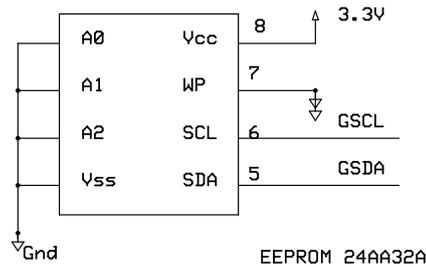


Figure 3.17: Schéma de la carte alimentation 3.3V et de l'EEPROM de la carte GPS [30]

Les lignes Rx et Tx de la carte GPS sont interconnectées avec les lignes Rx et Tx de notre microcontrôleur. La ligne VCC_IN est reliée au 5V fourni par le convertisseur sur son bus d'extension.

La broche V_BCKP, elle est alimentée par une batterie MS621FE, qui est chargée par VCC via une diode. Ainsi, en cas d'une panne de courant sur la broche VCC, l'horloge en temps réel et la RAM de secours sont fournies via la broche V_BCKP. Cela permet au récepteur u-blox 6 de récupérer d'une panne de courant avec un Hotstart ou un Warmstart (en fonction de la durée de panne de VCC) et de maintenir les paramètres de configuration.

L'EEPROM sauvegarde la configuration de notre module GPS pour qu'au prochain démarrage, les paramètres restent inchangés.

Le « TIMEPULSE » peut être configuré entre 0.25Hz et 10MHz. Il est utilisé soit en temps de synchronisation de données (ex : obtention des données toutes les secondes) soit comme fréquence de référence en MHz. Ce dernier présente beaucoup de précisions.

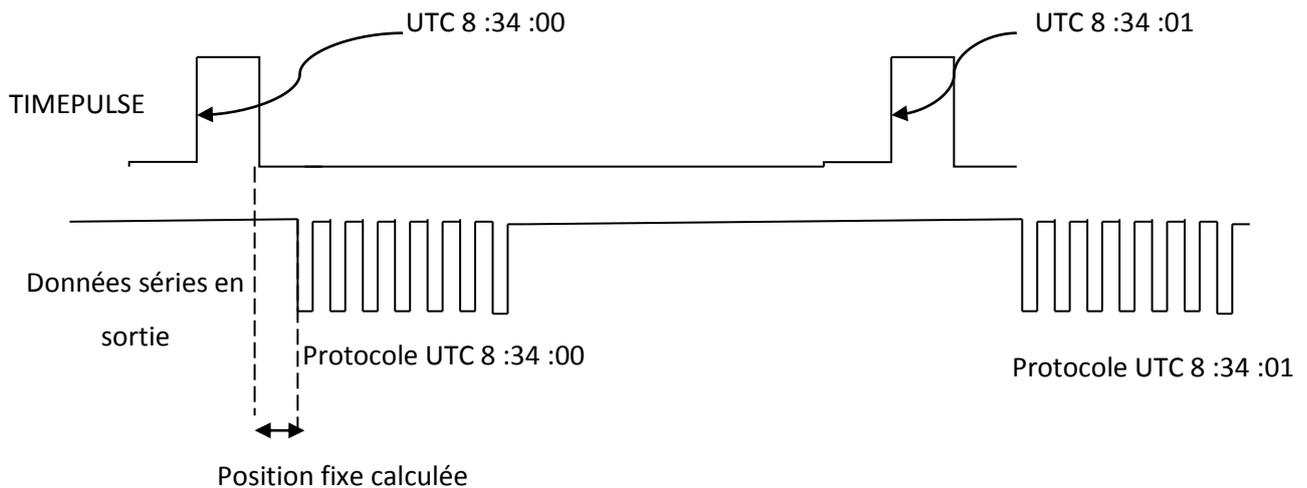


Figure 3.18: Chronogramme de fonctionnement entre Timepulse et les données sériels en sorties ^[31]

III.4.3. Fonctionnement du récepteur NEO-6M

La communication série sera comme suit :

- Asynchrone, full duplex
- 4800 bauds, 1 bit de start, 8 bits de données, 1 bit d'arrêt, pas de bit de parité, pas de contrôle de flux.

Les phrases entrantes et sortantes du NEO-6M sont régies par les protocoles NMEA 0183 et UBX. Dans la suite, nous parlerons simplement du protocole NMEA qui est le protocole que nous avons utilisé pour capturer les données GPS ^{[30][31]}.

Les instruments interconnectés se comportent en « talker », celui qui envoie des phrases, ou en « listener », celui qui reçoit les phrases. Chaque phrase a la forme suivante :

\$	Champ d'adresse	données	checksum	CR LF
----	-----------------	---------	----------	-------

Tous les champs sont en code ASCII, le caractère « \$ » commence une phrase NMEA. Le champ d'adresse ne peut pas être nul ; il est composé de 5 caractères dont les deux premiers sont des identifications du « talker » GPS (parfois GP pour des phrase définies par le protocole, et P pour des phrases privées). Les 3 caractères qui suivent définissent le format de la phrase. Pour le champ de données, chaque information est séparée par des virgules, la longueur peut varier suivant le format de la phrase. Après le dernier champ de données, il n'y a plus de virgule mais

le caractère « * » suivi par deux caractères représentant un nombre hexadécimal. Le checksum est le XOR de tous les caractères entre « \$ » et « * ». Enfin, la phrase se termine par un retour chariot <CR> et un saut à la ligne <LF>.

Prenant l'exemple de la phrase suivante :

\$GPGGA,135042.00,1855.10596,S,04733.10623,E,1,08,4.11,1404.3,M,-12.9,M,,*53

GP : veut dire qu'on a utilisé le protocole standard NMEA avec des données GPS

GGA : La phrase est de type GGA

135042.00 :09h27min25s heure UTC

1855.10596: Latitude suivant le format : Degrés + minutes (ddmm.mmmm)

S : Latitude Sud

04733.10623: Longitude suivant le format : Degrés + minutes (ddmm.mmmm)

E : Longitude Est

1 : C'est un indicateur de qualité de données, « 1 » veut dire qu'on a une position fixe 2D ou 3D. « 0 » veut dire pas de position fixe à cause de la perte de satellite par exemple.

08 : Nombre de satellite qui donnent ces informations

4.11 : Dilution horizontale de la précision. Permet de connaître la fiabilité du calcul. 1 : Valeur optimale, 2 à 3 : excellente, 5 à 6 : bonne, supérieure à 8 : Mesure non fiable

1403.3: Altitude de l'antenne en m par rapport au niveau de la mer.

M : altitude en m

-12.9: Geoid Separation

M : en m

- : Age of Differential Corrections, Champ null si DGPS ne soit pas utilisé.

***53**: Checksum

-: Caractères <CR> et <LF>

Avec le NEO-6M, une phrase ne doit pas comporter plus de 82 caractères, « \$ » et <CR>, <LF> sont inclus. Ainsi, toute phrase dépassant cette taille sera ignorée par le NEO-6M. En effet, le NEO-6M vérifie le checksum sur toute phrase entrante et celle qui comportera des erreurs sera tout simplement ignorée.

Tableau : Phrases NMEA183 supportées par le NEO-6M

54 DTM 0xF0 0x0A Datum Reference

- 55 GBS 0xF0 0x09 GNSS Satellite Fault Detection
- 56 GGA 0xF0 0x00 Global positioning system fix data
- 57 GLL 0xF0 0x01 Latitude and longitude, with time of position fix and status
- 58 GPQ 0xF0 0x40 Poll message
- 59 GRS 0xF0 0x06 GNSS Range Residuals
- 60 GSA 0xF0 0x02 GNSS DOP and Active Satellites
- 61 GST 0xF0 0x07 GNSS Pseudo Range Error Statistics
- 62 GSV 0xF0 0x03 GNSS Satellites in View
- 63 RMC 0xF0 0x04 Recommended Minimum data
- 64 THS 0xF0 0x0E True Heading and Status
- 65 TXT 0xF0 0x41 Text Transmission
- 66 VTG 0xF0 0x05 Course over ground and Ground speed
- ZDA 0xF0 0x08 Time and D

Tableau 3.2: Format des phrases entrantes et sortantes des données NMEA^[32]

N	PHRASES ENTRANTES		PHRASES SORTANTES	
1	0xF0 0x0A	Renvoie la différence entre date sélectionnée et date de référence	GPDTM	Datum reference
2	0xF0 0x09		GPGBS	
3	0xF0 0x00	initialiser position, lat, long	GPGGA	temps, position, altitude, HDOP
4	0xF0 0x01	Initialiser position	GPGLL	Position et heure UTC
5	0xF0 0x40		GPGPQ	
6	0xF0 0x06		GPGRS	
7	0xF0 0x02		GPGSA	
8	0xF0 0x07		GPGST	
9	0xF0 0x03		GPGSV	
10	0xF0 0x04		GPRMC	
11	0xF0 0x0E		GPTHS	
12	0xF0 0x41		GPTXT	
13	0xF0 0x05		GPVTG	
14	0xF0 0x08		GPZDA	

Les informations issues de la platine sont exploitées en utilisant la librairie SoftwareSerial qui gère la lecture de la voie série à 4800 bauds qui la relie au microcontrôleur ATMEGA 328.

Ainsi, nous utilisons les broches digitales D2 et D3 du microcontrôleur et de ce fait il n'y a pas de conflits avec la liaison série reliant (via l'usb) le microcontrôleur et le PC lors du développement.

Le langage C++ a été exploité dans ces parties de programmation du microcontrôleur.

- Déclarations spécifiques à la librairie SoftwareSerial .

```
#include <SoftwareSerial.h >
```

```
#define rx 2
```

```
#define tx 3
```

```
SoftwareSerial gps(rx,tx) ;
```

- Déclarations relatives aux lectures des voies séries.

```
void setup(){
```

```
    Serial.begin(115200); // liaison série à 115200 bauds avec le PC
```

```
    gps.begin(4800) ; // liaison série à 4800 bauds avec le gps
```

```
}
```

III.4.4. Structure générale du logiciel

Le logiciel comporte deux parties :

- Dans la première, en exploitant le flux émis par le récepteur GPS, on extrait de ce dernier une trame GGA valide.
- Dans la seconde, on extrait de la trame GGA, les chaînes associées aux champs qui nous intéressent. Principalement ce sont ceux relatifs à la géolocalisation du lieu de mesure, c'est-à-dire : l'heure, la latitude, la longitude, l'altitude.

Les routines de conversion permettent ensuite d'exprimer la latitude et la longitude dans les deux systèmes : degrés décimaux ou degrés, minutes, secondes.

```
void loop(){
```

```
    // Première partie
```

```
    acquisition des signaux GPS ;
```

```
    extraction d'une trame GGA ;
```

```
    validation de la trame trouvée ;
```

```
    // Seconde partie
```

```
    traitement de la trame trouvée ;}
```

III.4.4.1. Première partie

Les satellites envoient des signaux toutes les secondes. Le minimum requis pour une réception GPS valide est de 4 satellites. En effet, bien que la position du récepteur puisse être déterminée en théorie par 3 satellites en se basant sur la durée de propagation des signaux issus de ces derniers, la précision de la mesure des durées par les horloges des récepteurs GPS, très insuffisante, nécessite un 4ème satellite. (Les satellites sont munis d'horloges atomiques synchronisées très précises, ce qui n'est pas le cas des récepteurs GPS).

III.4.4.2. Acquisition des signaux

La recherche d'une trame GGA consistera à lire pendant 1 seconde, toutes les informations transmises par le récepteur GPS. Elle sont stockées dans un tableau `buffer[]` de type `char`. Le buffer choisi a une taille de 600 caractères ce qui nous semble suffisant.

NB: A 4800 bauds/sec on reçoit (approximativement) 600 caractères ce qui correspond à un peu plus que la longueur de 7 trames de longueur 80.

`// millis()` donne le nombre de millisecondes écoulées depuis l'exécution du logiciel sur l'Arduino.

`//` Les fonctions `gps.available()` et `gps.read()` sont fournies par la bibliothèque `SoftwareSerial()`.

```
    i = 0 ;
    start = millis() ;
    do{
        while ((gps.available())&&(i < BUFFERSIZE)) buffer[i++] = gps.read() ;
    } while(millis() - start < 1000) ;
```

A ce stade il est intéressant de voir les trames qui ont été lues en affichant le buffer à la sortie de la boucle `do{}while`

Comme les trames sont terminées par `0x0D,0x0A` le saut et retour à la ligne se font automatiquement et les trames NMEA se trouvent alignées à l'écran.

III.4.4.3. Recherche d'une trame GGA

Dans un premier temps on recherche le caractère \$ qui marque le début d'une trame. Dans un deuxième temps on extrait de buffer[] dans le tableau NMEA[] tous les caractères compris entre \$ et 0x0D (retour chariot). Finalement on teste si cette trame est une trame GGA. La variable 'courant' de type unsigned dénote l'offset du caractère courant dans buffer[] lors du processus de recherche d'une trame GGA. La variable booléenne « trouve » pilote la recherche d'une trame GGA valide.

```
courant = 0 ;  
trouve = false ;  
while(!trouve){  
    // recherche une trame GGA valide.  
}
```

Recherche d'une trame GGA .

```
// recherche du caractere $  
while((buffer[courant] != '$')&&(courant < BUFFERSIZE))courant++ ;  
if(courant == BUFFERSIZE) break ;  
  
// on extrait l'en tête de la trame (de longueur 6) dans le tableau trame[]  
// grace à la fonction substring().  
substring(buffer, trame , 6) ;  
// si type_trame vaut zero on a affaire à une trame GGA qui devra être validée  
// sinon on poursuit la recherche  
  
type_trame= cmpstr(trame, "$GPGGA");  
if(!type_trame){  
    // extraction , validation , puis traitement d'une trame GGA  
}  
else courant += 6 ; // poursuivre la recherche
```

Dans l'hypothèse où l'on a détecté l'en tête d'une trame GGA on va, dans un premier temps, extraire cette dernière dans le tableau nmea[]. Cette extraction se fait grâce à la routine substring(). On rappelle qu'une chaîne NMEA commence toujours par le caractère \$ et se termine par le caractère de code 0x0D (retour chariot).

```
// La variable len vaut la longueur d'une chaîne commençant à $ et finissant à 0x0D
```

```

    debut = courant      ;
while((buffer[courant] != 0x0D)&&(courant < BUFFERSIZE))courant++ ;
if(courant == BUFFERSIZE) break ;
len = courant - debut ;
substring(buffer,nmea,debut, len) ;

```

III.4.4.4. Validation de la trame GGA extraite

Le *checksum* recalculé sur la chaîne nmea[] doit coïncider avec celui donné par la chaîne elle-même dans le champ cc.

Calcul de la checksum : Ce calcul s'effectue sur tous les caractères de nmea[] de \$ non compris à * non compris. La variable *checkcalc* contient la valeur de la *checksum*.

```
checkcalc = checkSum(nmea) ;
```

On lit le checksum du champ cc de la trame dans le tableau *checklu*].

```
substring(nmea,checklu,offset_checksum,2) ;
```

checklu[] est ensuite converti en l'entier *checklucalc*.

```
checklucalc = ascToByte(checklu)      ;
```

Finalement la chaîne nmea[] extraite est retenue si le *checksum* lu sur cette dernière coïncidé avec celui calculé directement.

```

If (checkcalc == checklucalc) trouve = true ;
else      courant++ ;      // poursuivre la recherche.

```

III.4.4.5. Seconde partie

Dès qu'une trame GGA valide est trouvée les champs qui nous intéressent sont extraits. On rappelle ci-dessous les offsets des champs nécessaires à leur exploitation par la routine *substring2()*. Cette dernière est une variante de *substring()* mieux adaptée à l'extraction des champs, notamment s'ils sont variables.

```

#define offset_utc      07
#define offset_latitude 18
#define offset_longitude 30
#define offset_fix      43
#define offset_satellite 45
#define offset_altitude 52

```

```
#define offset_checksum 72
```

Extraction des champs latitude, longitude, altitude et heure UTC dans les tableaux latitude1[], longitude1[], altitude1[] et utc1[] :

```
substring2(nmea,latitude1,offset_latitude) ;  
substring2(nmea,longitude1,offset_longitude) ;  
substring2(nmea,utc1,offset_utc) ;  
substring2(nmea,altitude,offset_altitude) ;
```

Mise en forme de l'heure (heure, minutes, secondes) dans le tableau utc2[] .

```
utc2[0] = utc1[0] ;  
utc2[1] = utc1[1] ;  
utc2[2] = 'h' ;  
utc2[3] = ' ' ;  
utc2[4] = utc1[2] ;  
utc2[5] = utc1[3] ;  
utc2[6] = 'm' ;  
utc2[7] = ' ' ;  
utc2[8] = utc1[4] ;  
utc2[9] = utc1[5] ;  
utc2[10] = 's' ;  
utc2[11] = 0 ;
```

Décodage de la latitude et de la longitude dans le système degrés, décimal :

La routine decodeDegre10() admet pour arguments :

Premier argument : 0 pour latitude, 1 pour longitude.

Deuxième argument : tableau brut extrait de la trame nmea (ici longitude1[] (resp latitude1[])).

Retourne dans le troisième argument une chaîne représentative au format degrés décimaux.

La routine decodeDegre10() est détaillée en annexe .

```
decodeDegre10(0, latitude1, latitude2) ;  
decodeDegre10(1, longitude1, longitude2) ;
```

Décodage de la latitude et de la longitude dans le système degrés, minutes, secondes.

La routine `decodeDegreMinSec()` admet les mêmes arguments que `decodeDegre10()`.

```
decodeDegreMinSec(0, latitude1, latitude2) ;  
decodeDegreMinSec(0, longitude1, longitude2) ;
```

III.4.5. Affichage des résultats

Il ne reste plus qu'à afficher les résultats, soit à l'écran, soit sur un afficheur.

III.4.5.1. Affichage à l'écran du PC

Exemple d'affichage à l'écran de la latitude et de la longitude en degrés décimaux:
La routine `decodeDegre10()` a été utilisée .

```
Serial.print(" heure utc : ") ;  
Serial.print(utc2) ;  
Serial.print(" nbr sat : ") ;  
Serial.print(satellite) ;  
Serial.print(" altitude : ") ;  
Serial.print(altitude) ;  
//  
Serial.print(" latitude : ") ;  
Serial.print(latitude2) ;  
Serial.print(" longitude : ") ;  
Serial.print(longitude2) ;  
Serial.println() ;
```

Ce qui donne :

```
heure utc : 10h 13m 38s  nbr sat : 07  altitude : 64.8 latitude : 49.3574° longitude :  
003.2499°
```

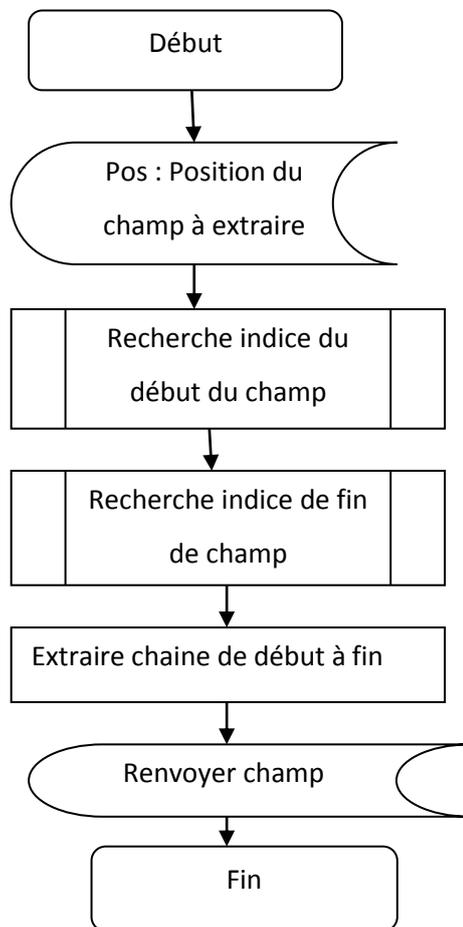


Figure 3.19: Organigramme d'extraction du champ et recherche indice de fin

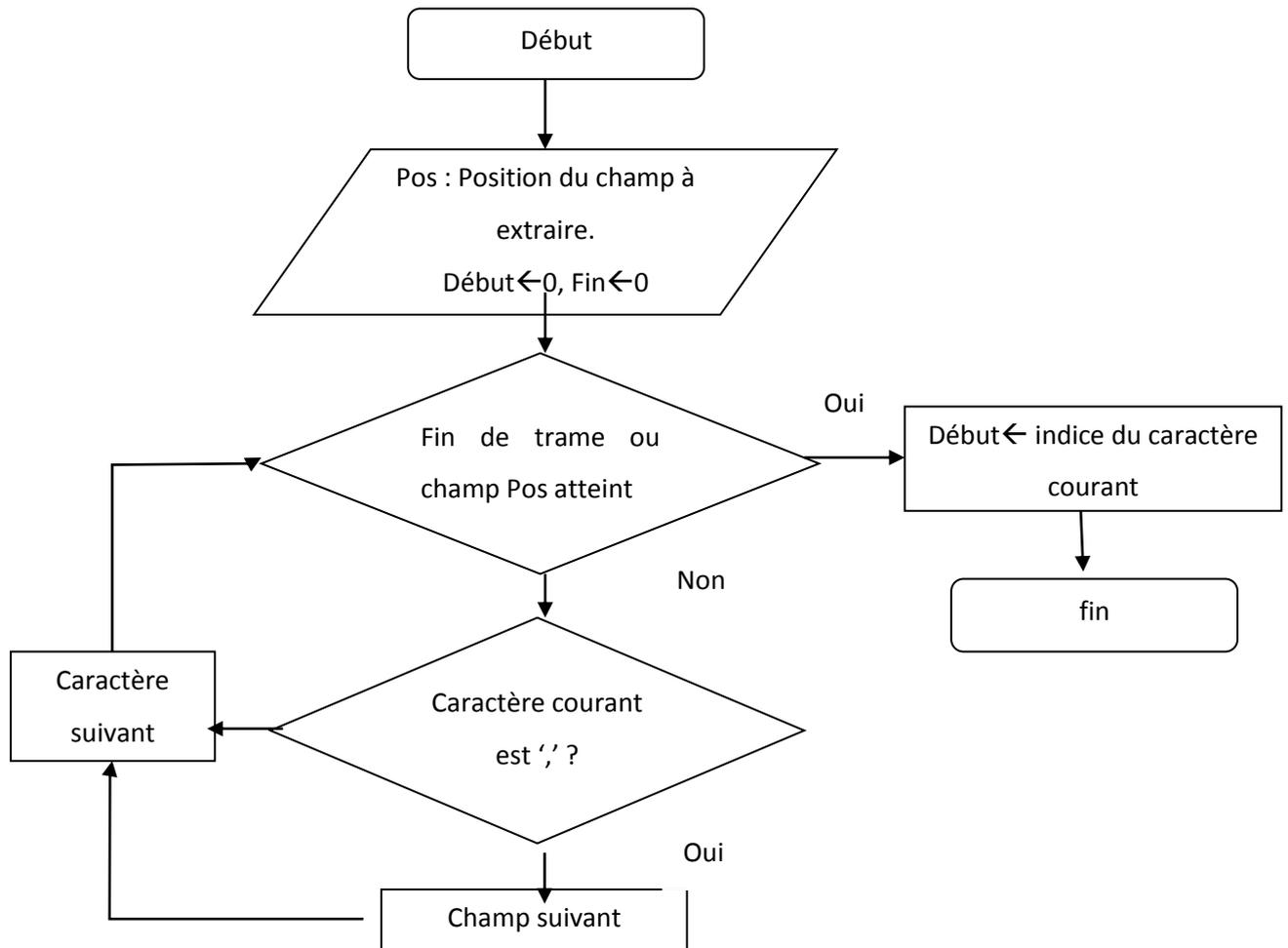


Figure 3.20: Organigramme de Recherche indice de début du champ Pos

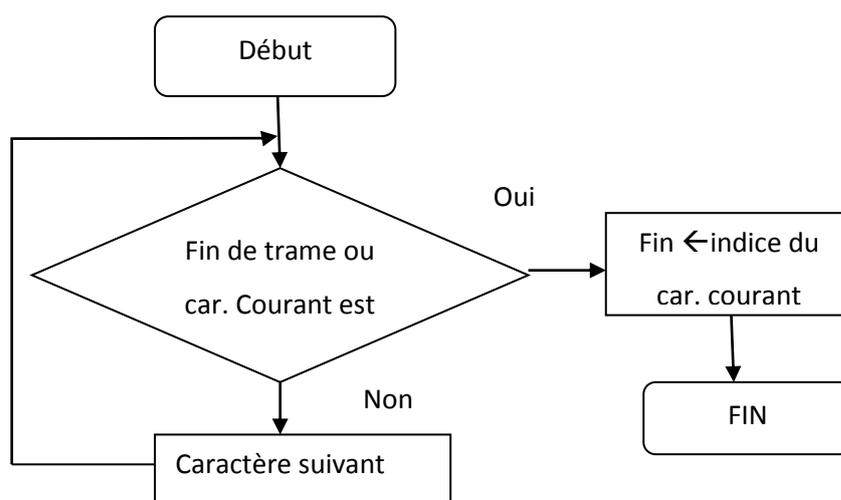


Figure 3.21: Organigramme de recherche indice de fin du champ Pos

III.4.5.2. Affichage sur écran TFT

Toutes les instructions commençant par "tft." appellent des fonctions de l'objet tft déclaré au début du programme comme une instance de la classe Adafruit_ILI9340.

La tension d'alimentation et de fonctionnement est de 3 volts (ou 3.3). Aucune tension de 5 volts n'est tolérée. Les sorties d'Arduino ne doivent jamais être reliées directement à l'afficheur mais par l'intermédiaire d'un 4050 (figure 10.8).

Le connecteur possède 9 broches :

- les liaisons SPI.
 - Vcc (3volts) et GND.
 - LED qui est la tension nécessaire à l'éclairage de l'écran. On l'alimente en 3 volts par une résistance de 22 ohms ou en 5 volts par une résistance de 33 ohms.
- L'afficheur n'envoie aucune donnée à l'Atmega 328 donc le câblage de MISO est inutile.

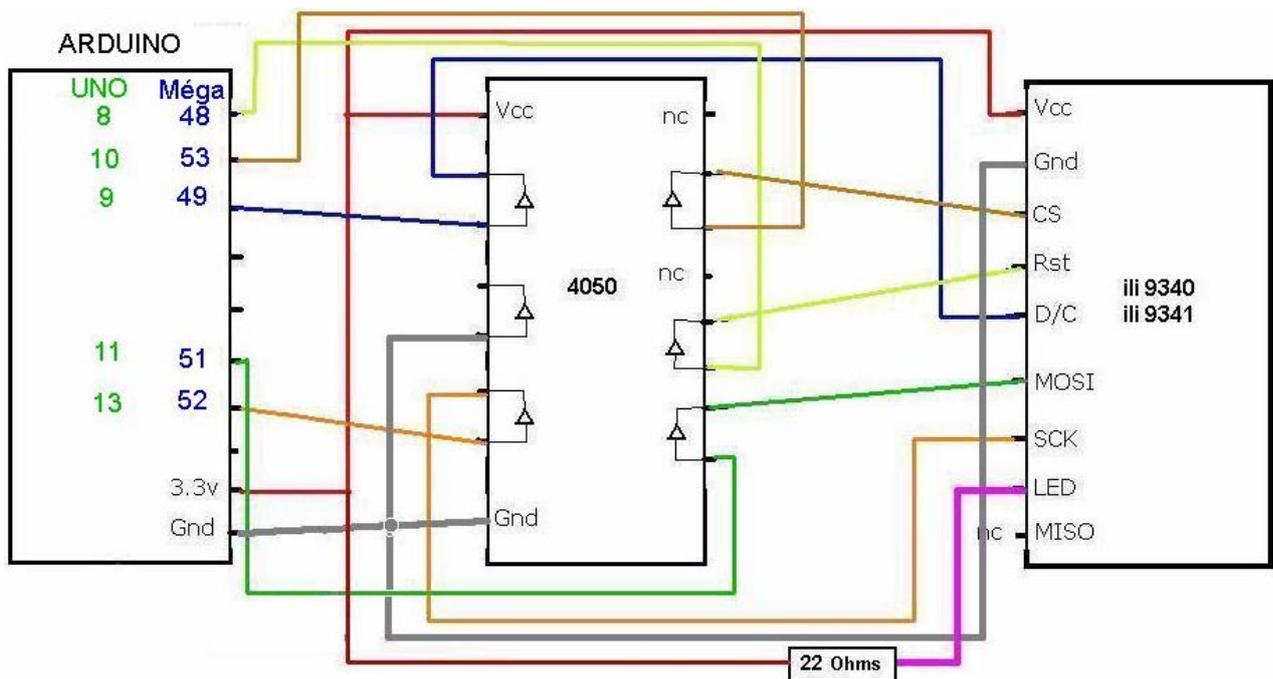


Figure 3.22: Montage entre l'écran TFT et l'Atmega 328.

```
#include <Adafruit_GPS.h>
#include <SoftwareSerial.h>
#include <Adafruit_GFX.h> // Core graphics library
#include <Adafruit_TFTLCD.h> // Hardware-specific library

#define LCD_CS A3 // Chip Select goes to Analog 3
#define LCD_CD A2 // Command/Data goes to Analog 2
```

```

#define LCD_WR A1 // LCD Write goes to Analog 1
#define LCD_RD A0 // LCD Read goes to Analog 0

#define LCD_RESET A4 // Can alternately just connect to Arduino's reset pin
#define BLACK 0x0000
#define BLUE 0x001F
#define RED 0xF800
#define GREEN 0x07E0
#define CYAN 0x07FF
#define MAGENTA 0xF81F
#define YELLOW 0xFFE0
#define WHITE 0xFFFF

Adafruit_TFTLCD tft(LCD_CS, LCD_CD, LCD_WR, LCD_RD, LCD_RESET);
SoftwareSerial mySerial(10, 11); //rx tx
Adafruit_GPS GPS(&mySerial);
#define GPSECHO true
boolean usingInterrupt = false;
void useInterrupt(boolean);
void loop(void) {
  tft.setRotation(2);
  if (!usingInterrupt) {
    char c = GPS.read();
    if (GPSECHO)
      { if (c) Serial.print(c);}
  }
  if (GPS.newNMEAreceived()) {
    if (!GPS.parse(GPS.lastNMEA())) // this also sets the newNMEAreceived() flag to false
      return; // we can fail to parse a sentence in which case we should just wait for another
  }
  if (timer > millis()) timer = millis();
  if (millis() - timer > 5000) {
    timer = millis(); // reset the timer
    // Serial.print("\nTime: ");
    tft.fillScreen(BLACK);
    unsigned long start = micros();
    tft.setCursor(0, 0);
    tft.setTextColor(RED); tft.setTextSize(2);
    tft.println("RÉSISTIVIMÈTRE")
    tft.setTextColor(GREEN);tft.println("GEOLOCALISATION");
    tft.println("");
    tft.setTextColor(WHITE);
    tft.print(GPS.hour, DEC); tft.print(':');
    tft.print(GPS.minute, DEC); tft.print(':');
    tft.print(GPS.seconds, DEC); tft.print('.');
    tft.println(GPS.milliseconds);
    tft.setTextColor(YELLOW);
    tft.println("");
    tft.print("Date: ");
    tft.setTextColor(WHITE);
    tft.print(GPS.day, DEC); tft.print('/');
    tft.print(GPS.month, DEC); tft.print("/20");
    tft.println(GPS.year, DEC); tft.setTextColor(YELLOW); tft.println("");
    tft.print("Fix: "); tft.setTextColor(WHITE);tft.print((int)GPS.fix);
    // Serial.print(" quality: "); Serial.println((int)GPS.fixquality);
  }
}

```

```

if (GPS.fix) {
    tft.setTextColor(YELLOW);
    tft.println("");
    tft.println("Location: ");
    tft.print("Lat:");    tft.setTextColor(WHITE);
tft.print(GPS.latitude, 4); tft.println(GPS.lat);
    tft.setTextColor(YELLOW); tft.print("Lon:");
    tft.setTextColor(WHITE);tft.print(GPS.longitude, 4); tft.println(GPS.lon);
// Serial.print("Location (in degrees, works with Google Maps): ");
    tft.print(GPS.latitudeDegrees, 4);
    tft.print(", ");
    tft.println(GPS.longitudeDegrees, 4);
    tft.setTextColor(YELLOW);
    tft.println("");
    tft.print("Speed (knots): "); tft.setTextColor(WHITE); tft.println(GPS.speed);
    tft.setTextColor(YELLOW);
    tft.println("");
    tft.print("Angle: "); tft.setTextColor(WHITE);tft.println(GPS.angle);
    tft.setTextColor(YELLOW);
    tft.print("Altitude: "); tft.setTextColor(WHITE); tft.print(GPS.altitude); tft.println("m");
    tft.println("");
    tft.setTextColor(YELLOW);                tft.print("Satellites:                ");
tft.setTextColor(WHITE);tft.println((int)GPS.satellites);
}
}
}

```

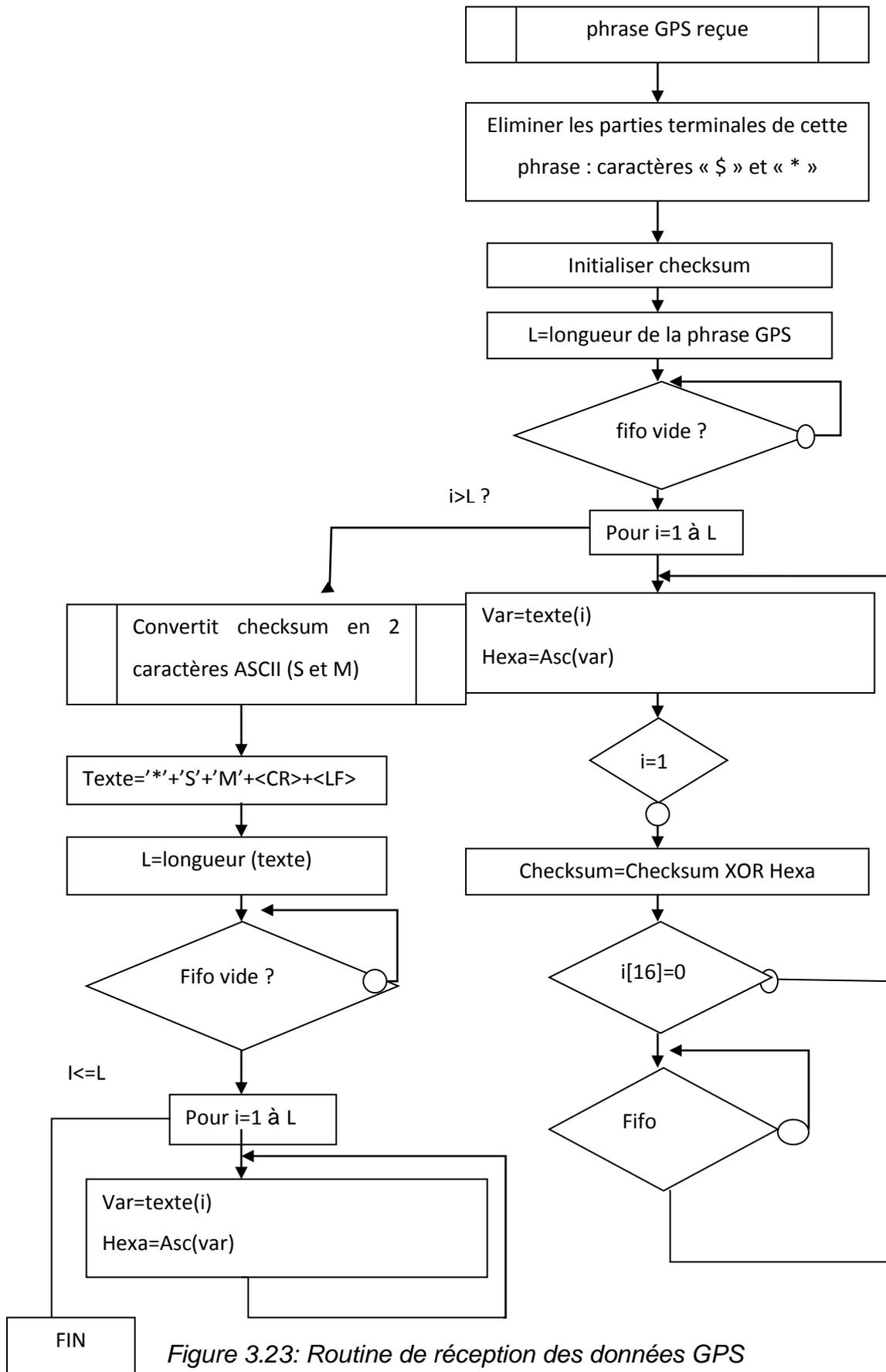


Figure 3.23: Routine de réception des données GPS

Une fois on obtient des données GPS valide, la première étape sera de récupérer la phrase GGA, la tâche suivante sera de séparer en premier lieu l'heure, la minute et la seconde, ensuite la latitude, la longitude et l'altitude.

Ce chapitre décrit les différents modules de base utilisés dans la réalisation de notre résistivimètre . Nous avons détaillé dans ce chapitre les fonctionnements de chaque module. Le chapitre suivant utilise ces modules de base pour la conception et la réalisation de la partie émettrice et de la partie réceptrice du résistivimètre dont les formes des signaux sont déjà représentées dans le chapitre 2.

Chapitre IV : SYSTEMES D'INJECTION DE COURANT ET MESURE DE TENSION

IV.1. Fonctionnement du système d'injection et mesures (Emetteur)

Le système injection/mesure (SIM) a été conçu pour fonctionner avec les trois unités physiques suivantes ^[33] :

- L'unité d'injection ou injecteur,
- L'unité de mesure,
- L'unité d'adaptation et de mise en forme.

IV.1.1. Injection du courant

IV.1.1.1. Structure du système

Le schéma fonctionnel de l'injecteur est représenté sur la figure 4.1. Le convertisseur continu-continu transforme la tension continue 12V en une tension continue (25V-100V-200V-400V). L'injecteur possède également les éléments suivants :

- La partie commande.
- La partie puissance

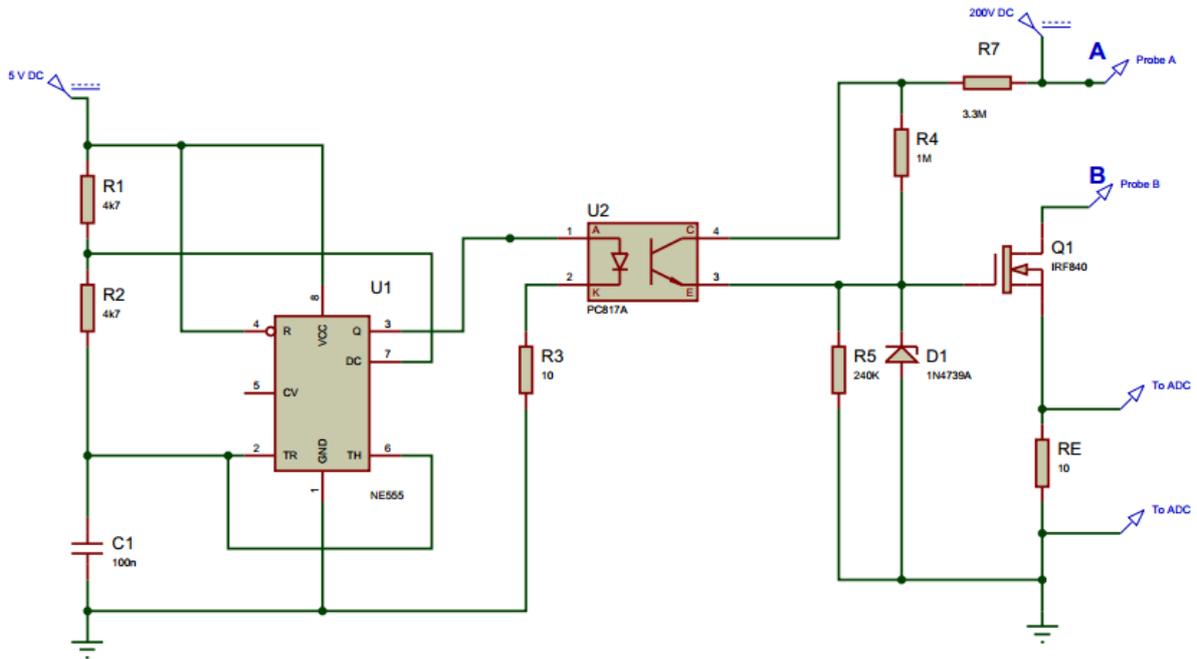


Figure 4.1: Schéma de principe de l'injecteur de courant [33][34][35][36]

Elle se compose d'un circuit NE555 monté en multivibrateur astable [34]. Le signal d'horloge de la sortie (broche N 3) nous permet de commander la grille du circuit MOSFET (Q1) [36]. On peut générer jusqu'à une fréquence de 500Khz [34] selon les valeurs des composants R_A , R_B et C (Figure 4.2).

$$f = \frac{1.49}{(R_1 + 2R_2)C_1} \quad (4.1)$$

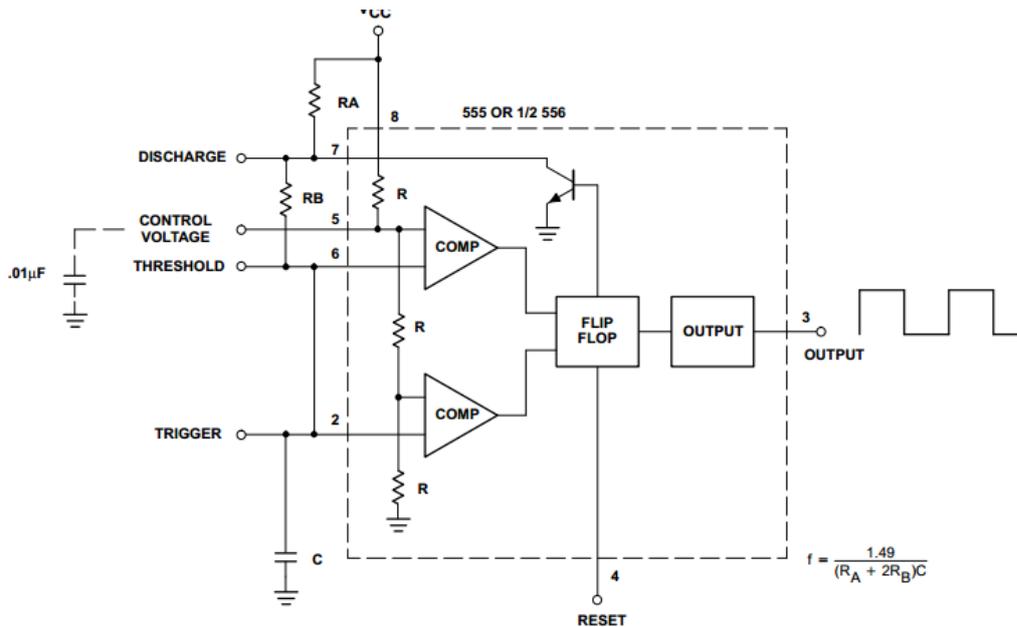


Figure 4.2: Schéma synoptique d'un NE555 monté en astable [34]

Dans notre cas, pour des valeurs $R_A=4.7k\Omega$, $R_B=4.7k\Omega$ et $C = 100nF$, la fréquence d'horloge sera de 1056Hz.

U2 (PC817) nous sert d'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance ^[35].

IV.1.1.2. La partie injection

La tension maximale V_{CE} à la sortie de l'optocoupleur est de 70V ^[35]. Ainsi, la résistance R4 montée en série avec la résistance R7 nous permet de limiter cette tension V_{CE} de l'optocoupleur.

La tension V_{CE} est obtenue par :

$$V_{CE} = \frac{R_4}{R_4+R_7} V_{200} \quad (4.2)$$

Pour obtenir une tension au-dessous de 70V entre l'émetteur et le collecteur, nous avons utilisé les valeurs $V_{200} = 200V$, $R_7= 3.3M\Omega$ et $R_4= 1M\Omega$, ainsi $V_{CE}=45.45V$.

La tension V_{GS} maximale de Q_1 est limitée à 10V ^[36]. Ainsi, nous avons monté en parallèle avec V_{GS} la diode Zener D1 ; avec une tension de référence de 6V2.

IV.1.2. Mesure de l'intensité du courant entre A et B

Les signaux électriques issus des électrodes de mesures sont analogiques par nature. Ils nécessitent une conversion analogique numérique pour les relier au processeur numérique.

L'amplificateur opérationnel protège l'entrée du CAN par les surtensions ^[15]. En effet, à +/- 15V d'alimentation, le signal de sortie est saturée à 12V ^[37].

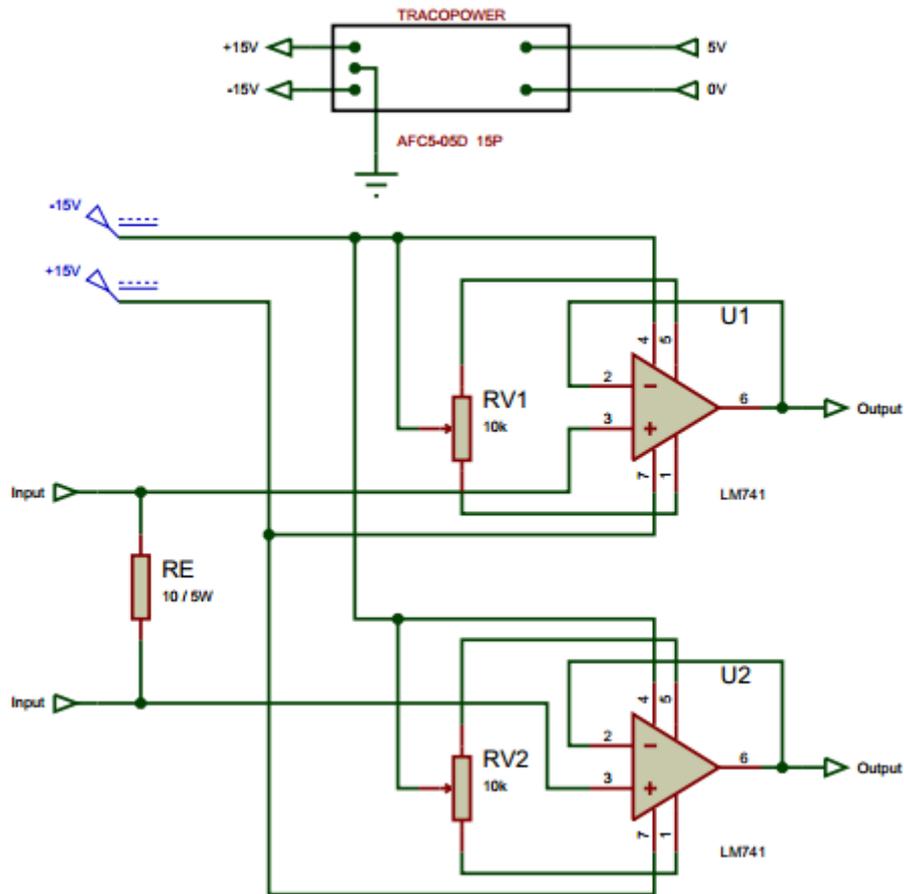


Figure 4.3: Adaptation d'impédance de l'entrée du CAN

Nous ferons appel à la bibliothèque <Wire.h> pour la communication I²C entre l'ADS1115 et notre microcontrôleur ATmega 2560. Tandis que la bibliothèque <ADS1015.h> est nécessaire pour le lien entre le convertisseur et le microcontrôleur.

```
#include <Wire.h>
#include <Adafruit_ADS1015.h>
Adafruit_ADS1115 ads;
double intensite ;
ads.setGain(GAIN_TWOTHIRDS);
ads.begin();
int16_t results;
float multiplier = 0.1875F;
if (bluetooth.available()) {
  donneePC=bluetooth.read();
  intensite = adsu.readADC_Differential_2_3();
  intensite=intensite*multiplier;
  intensite=intensite/10;}

```

IV.2. Mesure de la tension entre les électrodes M et N du côté récepteur ^[38]

Nous avons utilisé une sonde différentielle dont les deux pointes de touche flottent par rapport à la masse (figure 4.4) ^[38]. Un amplificateur différentiel précis se charge de faire en sorte que seule la différence de potentiel entre les deux sondes soit enregistrée.

La sonde active 1:100 décrite ici repose sur cette technique de différentialité. Elle possède une bande passante de 1 MHz et une réjection en mode commun qui varie de 80 dB à un signal de tension continue et 20 dB à 1 MHz.

Nous commençons par procéder, par le réseau R1/R4, à une atténuation passive d'un facteur 100 du signal d'entrée avant de lui donner, via IC1, un gain de 1 (R5/R4). Le condensateur C8 pris dans la ligne de contre-réaction de IC1 permet de jouer sur la compensation de notre atténuateur. Le condensateur ajustable C4 n'a pas d'influence dans ce contexte vu que pour ce signal l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel constitue un point de masse virtuel. Le signal appliqué à l'entrée 2 commence par subir une atténuation passive d'un facteur 200 : (R2/R3+P1) avant d'être amplifié 2 fois par ce même amplificateur opérationnel (1+R5/R4). La compensation en fréquence de ce nouvel atténuateur est faite par le condensateur C3; des calculs ont prouvé que l'on pouvait se contenter ici d'un condensateur de valeur fixe. En ce qui concerne l'amplificateur de gain de 2, cette compensation est l'affaire des condensateurs C4 et C5, de sorte que l'on puisse avoir un contreponds parfaitement équilibré pour R5/C7/C8.

On branche, pour le réglage du circuit, un oscilloscope ou un millivoltmètre (numérique) à la sortie du montage et l'on mesure la tension de dérive (offset).

Ensuite on court-circuite les entrées (en les interconnectant) avant de brancher une source de tension continue ou un signal BF entre les entrées et la masse.

On joue ensuite sur P1 de manière à approcher du mieux possible la valeur d'offset mesurée au cours de l'étape précédente. On supprime alors le court-circuit et l'on applique à l'entrée et la masse un signal rectangulaire d'une fréquence de 1 kHz. On joue ensuite sur l'ajustable C8 jusqu'à ce que l'on ait un signal d'une rectangularité impeccable.

On applique le même signal entre l'entrée 2 et la masse et l'on ajuste la position de C4 de la façon décrite tout juste.

Le processus de réglage est terminé. La consommation de courant de l'ensemble de l'électronique est de l'ordre de 5 mA.

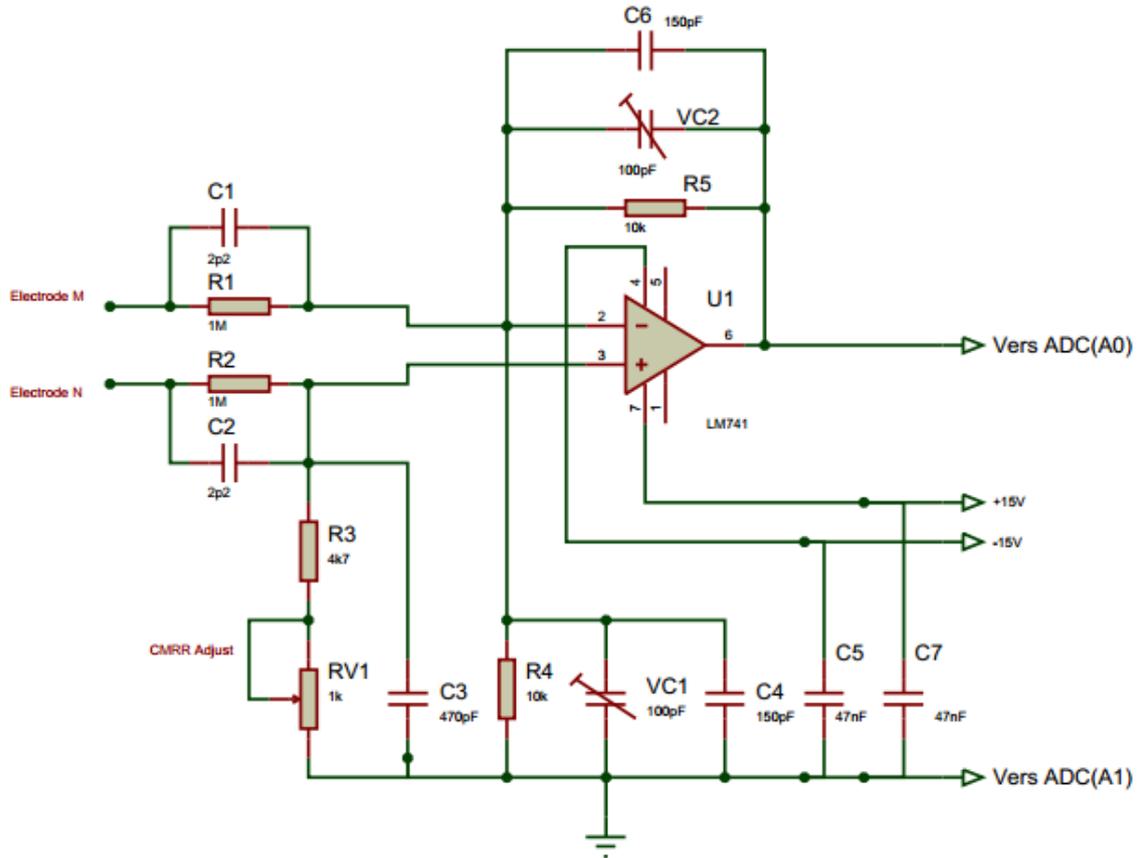


Figure 4.4: Sonde entre M et N [38]

Le convertisseur analogique que nous avons utilisé possède 4 voies, avec le mode différentiel, les voies A0 et A1 de l'ADS1115 servent de mesure de la différence de potentiel entre M et N tandis que les voies A2 et A3, l'intensité du courant passant par les électrodes A et B.

La description matérielle et logicielle du résistivimètre du chapitre suivant dérive des modules émetteurs (injecteur de courant) et récepteur (mesure de la différence de potentiel entre deux électrodes M et N) de ce chapitre. Nous utilisons également les modules de base du chapitre 3 pour sa réalisation.

Chapitre V RÉSISTIVIMÈTRES : DESCRIPTIONS MATERIELLE ET LOGICIELLE

V.1. Description matérielle du resistivimètre

Ce résistivimètre, assisté par ordinateur, a été conçu pour l'exploration du sous-sol à l'aide des méthodes électriques à courant continu. Il permet d'étudier les variations de la résistivité avec la profondeur (sondage électrique vertical) ainsi que les variations latérales observées le long de profils (profil électrique). Notre résistivimètre est un système de développement autour du microcontrôleur ATMEGA2560 de Atmel. Il fournit un environnement de développement s'appuyant sur des outils OpenSource. Le chargement du programme dans la mémoire du microcontrôleur se fait par port USB.

V.1.1. Cahier de charge du résistivimètre

Notre résistivimètre est composé de :

- Un système basé sur le microcontrôleur ATMEGA 2560.
- Un convertisseur Analogique numérique à 16 bits ADS1115 4 canaux avec amplificateur de gain programmable.
- Mémoire programme de type Flash de 256Ko dont 8Ko est occupé par le BootLoader qui permet de téléverser un nouveau programme sans avoir besoin d'un programmeur. Il utilise le protocole STK500.
- 8Ko de mémoire SRAM
- 4Ko mémoire EEPROM
- Carte GPS réceptrice pour la géolocalisation
- 4 cartes à 32 relais chacune à isolation galvanique avec optocoupleur et circuit de commande à bases de deux ATMEGA 2560 pour chaque carte formant la partie multinode. Chaque carte joue chacune le rôle d'électrode A, B, M ou N.
- deux ports USB avec contrôle complète du flux matériel et qui utilise encore le protocole RS232.
- Un module Bluetooth permettant la communication à distance avec le PC de commande.
- Un convertisseur de tension DC-DC (12V → 25, 100, 200, 400 V)

- Un générateur de courant
- Une batterie 12V-100AH
- Un écran TFT 320*240 affichant les coordonnées géographiques du lieu de mesure.

Le schéma bloc du résistivimètre est sur la figure 5.1:

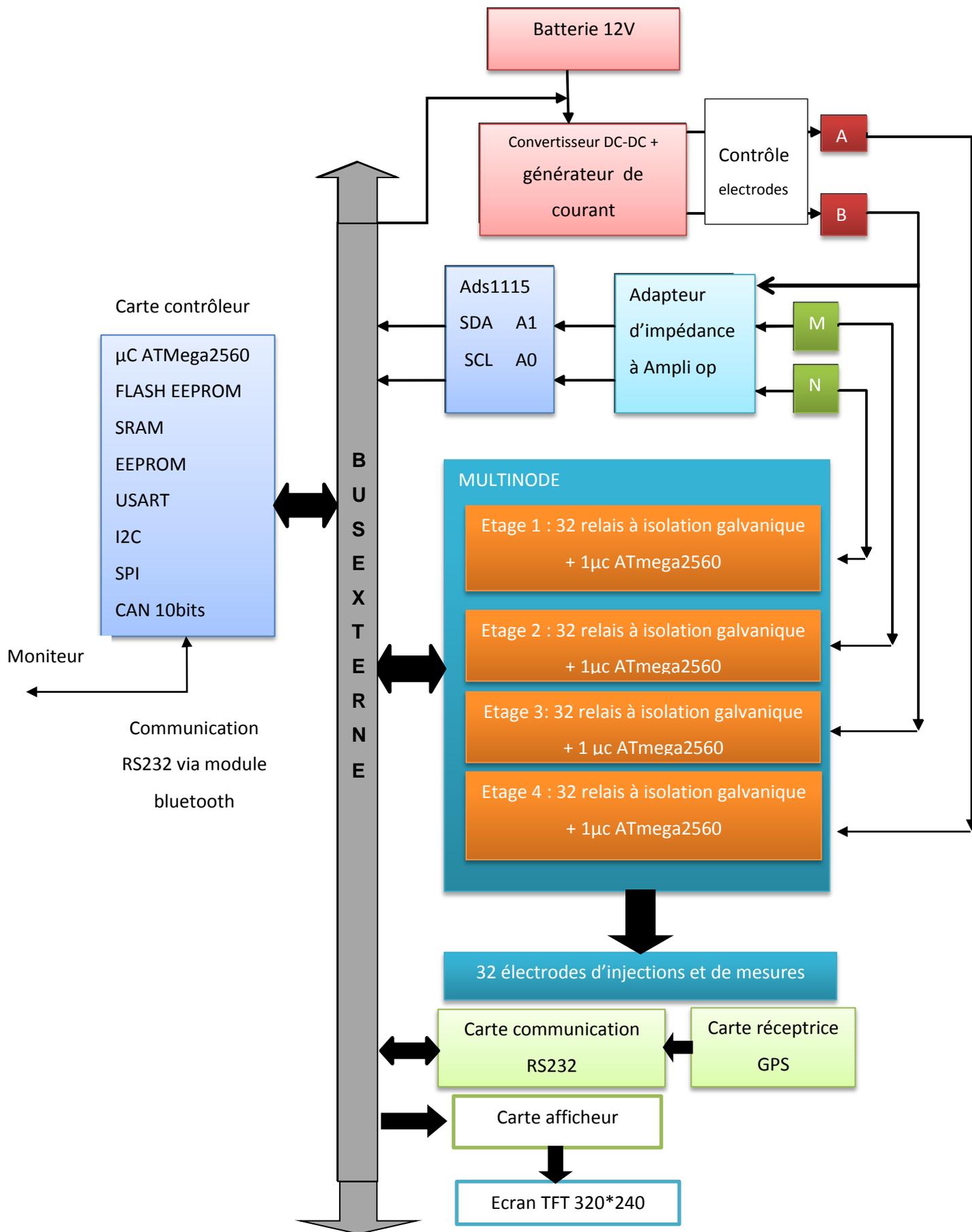


Figure 5.1: Schéma bloc du résistivimètre

V.1.2. Mode contrôle des électrodes

Avant d'émettre le courant, il est conseillé de vérifier que les électrodes sont correctement connectées au résistivimètre. Pour ce faire, nous utilisons le montage de la figure 5.2 pour déterminer les résistances des circuits: AN, BN, MN ^[18].

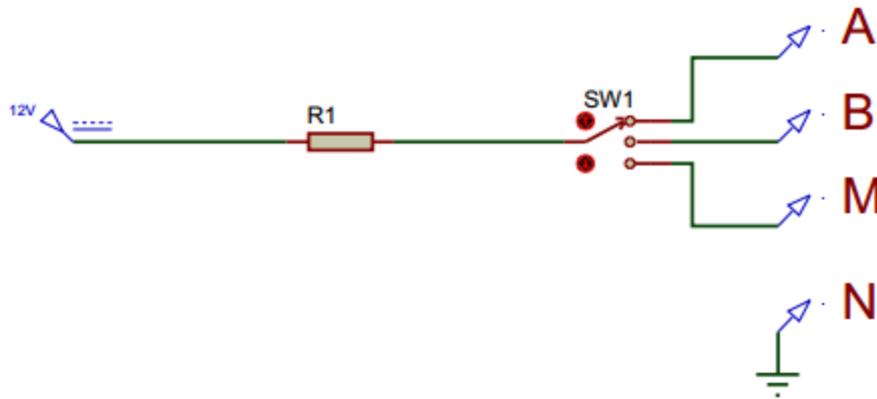


Figure 5.2: Montage de vérification des électrodes A, B, M et N

La valeur sera donnée en kohm (si les électrodes sont mal connectées, l'appareil affichera une valeur instable).

Il est recommandé de travailler avec des valeurs les plus basses possibles, à la fois pour les électrodes A, B et pour les électrodes M, N (4 kΩ est une bonne valeur; 20 kΩ est considérée comme une valeur ne devant pas être dépassée).

V.1.3. Multinode

Le multinode est nécessaire pour l'étude de la variation latérale du sous-sol. La carte est composée de 4 exemplaires de la figure 5.3. Chaque module sera connecté aux 32 électrodes. Le principe sera comme suit :

- Le résistivimètre envoie une commande composée d'un octet.
- Chaque module du multinode la reçoit et la vérifie, s'il s'agit de la commande d'activation du relai correspondant, si c'est le cas, la sortie correspondante sera activée, sinon, toutes les sorties seront désactivées et on attend la prochaine commande.
- Chaque électrode peut jouer le rôle d'électrode A ou B ou M ou N.

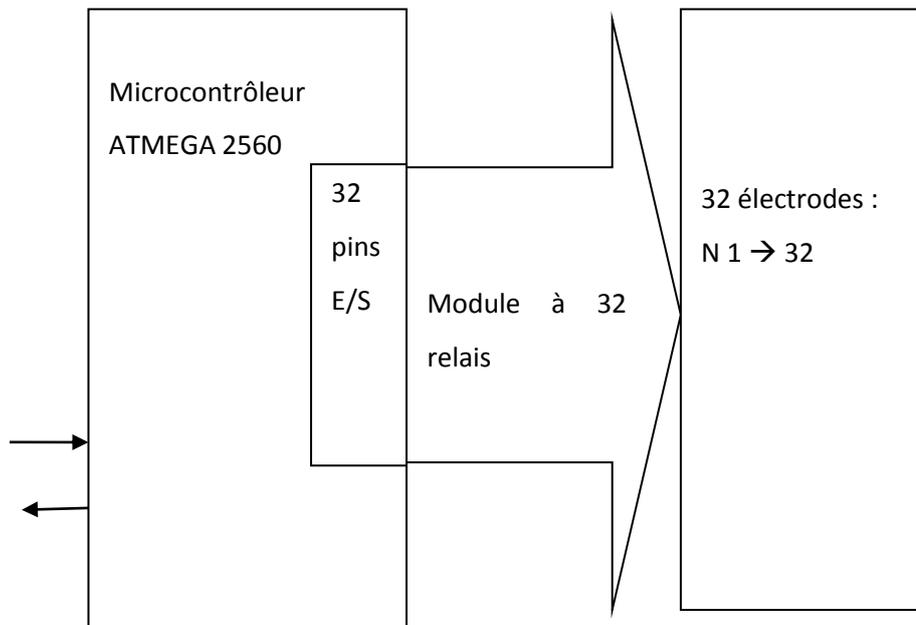


Figure 5.3: Schéma synoptique du module multinode

La figure 5.4 représente un étage à 16 relais du module multinode. En totalité, le module multinode est composé de 8 exemplaires de cet étage à 16 relais. Ainsi, en pilotant les 32 électrodes, nous utilisons deux microcontrôleurs ATMEGA2560 pour activer ou désactiver les 32 relais.

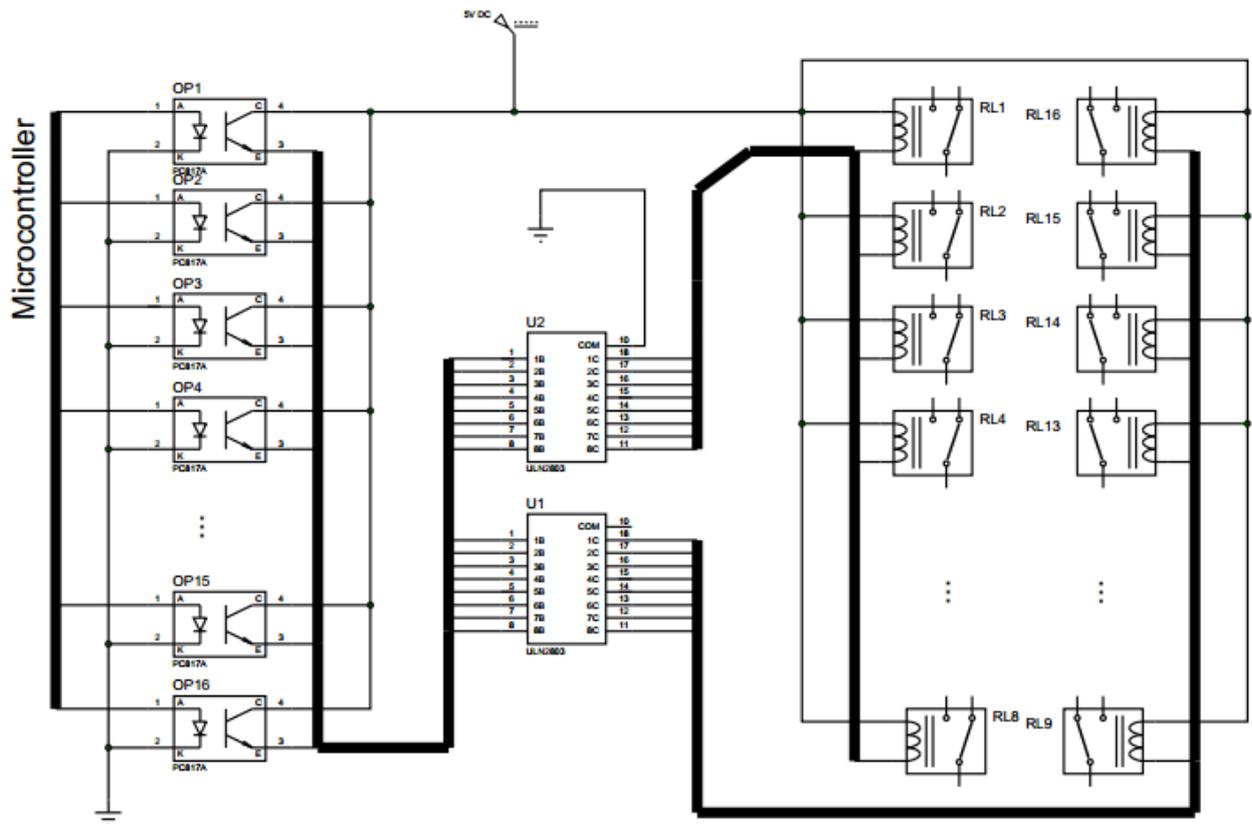


Figure 5.4: Etage à 16 relais du module multinode

Le résistivimètre envoie de la commande par voie série sur la ligne RX de chaque microcontrôleur ATMEGA 2560 composant le multinode. Ces microcontrôleurs, à son tour décodent les commandes reçues et activent ou désactivent les relais correspondants à ces commandes.

```

if (mySerial.available()) { //commande venant du PC
  int donneePC=mySerial.read();
  if (donneePC>=1 && donneePC<=16){ //A
    digitalWrite(donneePC + 1,0);
    delay(duree);
  }
  if (donneePC>=33 && donneePC<=48){ //B
    if (donneePC==35){
      digitalWrite(50,0);
      delay(duree);
    }
    else if (donneePC==36){

```

```

    digitalWrite(51,0);
    delay(duree);
}
else{
digitalWrite(donneePC - 15,0);delay(duree);}
}
if (donneePC>=65 && donneePC<=80){ //M
digitalWrite(donneePC - 31,0);delay(duree);
}
if (donneePC>=97 && donneePC<=112){ //N
digitalWrite(donneePC - 43,0);delay(duree);
}
if (donneePC==254){ // désactiver tous les pins
for (int i=2;i<=51;i++){
digitalWrite(i, 1);
}
for (int i=54;i<=69;i++){
digitalWrite(i, 1);
}
delay(duree);
}
if (donneePC==253){
duree=500;
}
if (donneePC==252){
duree=1000;
}
if (donneePC==251){
duree=2000;
}
}
}

```

V.2. Description logicielle du résistivimètre

V.2.1. Fonctionnement du résistivimètre

L'ossature du logiciel du résistivimètre s'articule autour de 2 phases:

- Le démarrage ou le système initialise les variables et périphériques, effectue des tests internes, ainsi que la modification du setup par l'utilisateur. On lit aussi les paramètres de configurations. On teste en premier les électrodes A, B, M et N en utilisant comme électrode de référence l'électrode N et en testant les résistances aux bornes de AN, BN, MN.
- L'injection du courant et l'acquisition des données :
 - Selon le type de terrain, l'application permet de sélectionner la tension à injecter dans le sous-sol, que ce soit 0V, 25V, 100V, 200V ou 400V.
 - Après sélection de ces valeurs, on procède en premier par la mesure de la polarisation spontanée aux bornes de M et N. Ensuite suivi par l'injection des hautes tensions, et la mesure des différences de potentiels aux bornes de M et N et de l'intensité de courant injecté aux bornes de A et B. Ces données mesurées sont immédiatement stockées dans une base de données pour usage ultérieur.

V.2.2. Démarrage

Le résistivimètre sera commandé par le PC, ainsi il attend à ce que le PC lui envoie des octets de commande. L'octet « 254 » correspond à la mise à zéro des électrodes A et B, et le ADC ne prend pas encore de mesure. L'octet « 77 » active l'alimentation du résistivimètre, « 65 » active l'électrode A, l'octet « 68 » celui de B, et « 70 » celui de l'ADC aux bornes de M et N.

```
On Error GoTo ErrorHandler
Kom.PortOpen = True
i = 1
Kom.Output = Chr(254) 'Remise a zéro des électrodes A et B, pas de
mesure sur ADC
Kom.Output = Chr(1)
Kom.Output = Chr(77)
Kom.Output = Chr(18)
Kom.Output = Chr(65)
Kom.Output = Chr(68)
Kom.Output = Chr(70)
Exit Sub
ErrorHandler:
MsgBox "Erreur port com"
```

V.2.3. Le mode Sondage électrique

Une interface conviviale (figure 5.5) sera accompagnée à notre résistivimètre, elle facilite la manipulation des commandes et l'interprétation de données obtenues. Ce logiciel d'application a été conçu au sein du laboratoire LIGM. Nous avons utilisé le protocole série RS232 pour l'envoi des commandes vers le matériel ainsi que la récupération des données mesurées dans ce logiciel d'application. Les étapes à suivre sont les suivantes :

- Vérification de la disposition de chaque électrode A, B, M et N.
- Mesure de la polarisation spontanée
- Injection de courant entre A et B suivi de la mesure de la d.d.p aux bornes de M et N.
- Sélection de la distance interélectrode dans le tableau de mesure
- Calcul de la résistivité apparente et enregistrement immédiates dans une base de données pour usage ultérieur.

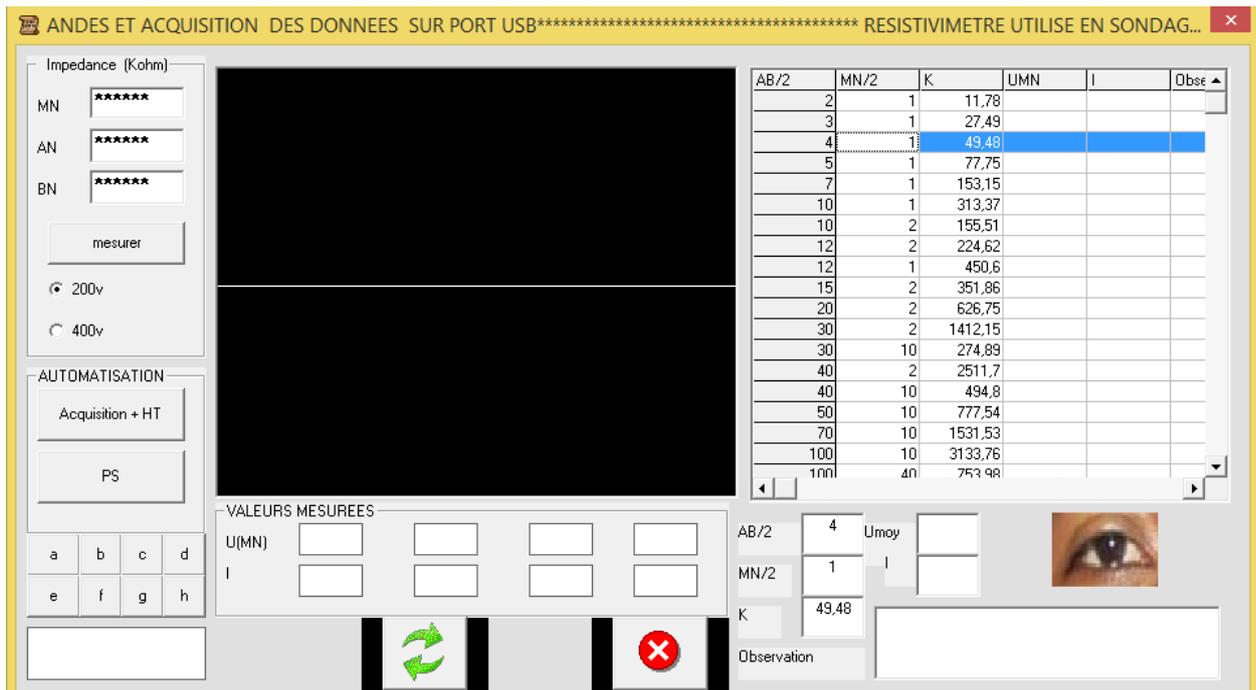


Figure 5.5: interface utilisée en sondage électrique

V.2.3.1. Vérification de la disposition des électrodes A, B, M et N

Avant d'émettre le courant, il est conseillé de vérifier que les électrodes sont correctement connectées au résistivimètre. Pour ce faire, la résistance de prise peut être mesurée en appuyant sur le bouton « mesurer » de la figure ci-dessus.

L'opérateur devra connaître les impédances des circuits: AN, BN, MN. La valeur sera donnée en kohm (si les électrodes sont mal connectées, il sera affiché « ***** » sur la zone de texte correspondante).

Il est recommandé de travailler avec des valeurs les plus basses possibles, à la fois pour les électrodes A, B et pour les électrodes M, N (4 kohm est une bonne valeur ; 20 kohm est considérée comme une valeur ne devant pas être dépassée).^[1]

Le module « Port.dll » nous sert de lien entre notre interface et le port série ; sa déclaration doit se faire dans un module externe comme suit :

```
Declare Function OPENCOM Lib "port" (ByVal A$) As Integer
Declare Sub CLOSECOM Lib "port" ()
Declare Sub SENDBYTE Lib "port" (ByVal b%)
Declare Function READBYTE Lib "port" () As Integer
Declare Sub DTR Lib "port" (ByVal b%)
Declare Sub RTS Lib "port" (ByVal b%)
Declare Sub TXD Lib "port" (ByVal b%)
Declare Function CTS Lib "port" () As Integer
Declare Function DSR Lib "port" () As Integer
Declare Function RI Lib "port" () As Integer
Declare Function DCD Lib "port" () As Integer
Declare Sub delay Lib "port" (ByVal b%)
Declare Sub timeinit Lib "port" ()
Declare Sub timeinitus Lib "port" ()
Declare Function timeread Lib "port" () As Long
Declare Function timereadus Lib "port" () As Long
Declare Sub delayus Lib "port" (ByVal l As Long)
Declare Sub realtime Lib "port" (ByVal i As Boolean)
```

Déclaration à Port.dll

L'action "clic" sur le bouton « mesurer » permet l'envoi des commandes vers le résistivimètre.

```
Private Sub btMesurer_impedance_Click()
i = 0
SENDBYTE Asc("e")
Tmr_mesure_Impedance.Enabled = True
End Sub
Private Sub Tmr_mesure_Impedance_Timer()
i = i + 1
If i = 1 Then SENDBYTE Asc("f")
If i = 2 Then SENDBYTE Asc("g"): Tmr_mesure_Impedance.Enabled = False
End Sub
```

- L'octet 101 (code ascii de « e' ») active la commande de mesure de la résistance entre M et N.
- L'octet 102 (code ascii de « f ») active la commande de mesure de la résistance entre A et N.
- L'octet 103 (code ascii de « g ») active la commande de mesure de la résistance entre B et N.

Du côté résistivimètre, les commandes envoyées sont traitées par le module USART du microcontrôleur utilisé. Le programme commence par initialiser les registres nécessaires : Ports d'entrées /sorties PORTA, PORTB, PORTC et PORTD, TRISA, TRISB, TRISD et TRISE, registres de conversion analogique numérique, ADCON2 et ADCON1 et les registres de la transmission des données.

```
void main(void)
{
//initialisation des registres
PORTA=0;PORTB=0;PORTC=0;PORTD=0;
    TRISA=0x3E;TRISE=0x00;TRISB=0xff;TRISD=0x80;
    ADCON2=0;
    ADCON1 = 0x0f;
// Configuration UART
    OpenUSART(USART_TX_INT_OFF          &          USART_RX_INT_OFF          &
USART_ASYNCH_MODE          &          USART_EIGHT_BIT          &          USART_CONT_RX          &
USART_BRGH_HIGH, 25);
While (1){
    message=ReadUSART();
        if(message=='e') //TEST MN
            {
                PORTD=0; initialisation du PORTD
                delay2ms(); temporisation de 2ms
                N=1; active le relai branché sur RD0
                IN=1; active le relai branché sur RD4
                M=1; active le relai branché sur RD1
                delay1s(); temporisation 1s
                getadc(); lance la conversion analogique numérique
                val[1] =PORTB ; récupération du résultat(octet fort)
                HBEN=1;
                val[2] =PORTB ; récupération du résultat(octet faible)
                PORTD=0;
                putcUSART('e'); envoi vers le PC
                Delay1KTCYx(10);
                putcUSART(val[1]); envoi du 1er octet
                Delay1KTCYx(10);
                putcUSART(val[2]); envoi du 2e octet
                Delay1KTCYx(10);
            }
    }
}
```

Notre application, à l'aide de la fonction READBYTE récupère chaque octet reçu, les résultats de mesure (2 octets du poids fort et du poids faible) sont stockés dans deux variables.

```
If Str(dat) = 101 Then 'e
    dat = READBYTE
    Buffer(1) = Str(dat)
    dat = READBYTE
    Buffer(2) = Str(dat)
    'MsgBox Buffer(1) & "-" & Buffer(2)
    CalculImpedance
    If ValeurReel > 20000 Or ValeurReel < 100 Then
        TXT_IMPEDANCE_MN.Text = "*****"
    Else
        TXT_IMPEDANCE_MN.Text = CInt(ValeurReel / 1000)
    End If
End If
```

La procédure « CalculImpedance » nous permet de transformer les mesures obtenues en fonction de la résistance aux bornes de M e N.

```
Private Sub CalculImpedance()
    Dim UCONV As Integer
    Valeur = Buffer(1)
    Select Case Buffer(2)
        Case 1: Valeur = Valeur + 256
        Case 2: Valeur = Valeur + 512
        Case 3: Valeur = Valeur + 512 + 256
        Case 4: Valeur = Valeur + 1024
        Case 5: Valeur = Valeur + 1024 + 256
        Case 6: Valeur = Valeur + 1024 + 512
        Case 7: Valeur = Valeur + 1024 + 512 + 256
        Case 8: Valeur = Valeur + 2048
        Case 9: Valeur = Valeur + 2048 + 256
        Case 10: Valeur = Valeur + 2048 + 512
        Case 11: Valeur = Valeur + 2048 + 512 + 256
        Case 12: Valeur = Valeur + 2048 + 1024
        Case 13: Valeur = Valeur + 2048 + 1024 + 256
        Case 14: Valeur = Valeur + 2048 + 1024 + 512
        Case 15: Valeur = Valeur + 2048 + 1024 + 512 + 256
    End Select
    If Valeur > 2048 Then ValeurReel = Valeur - 4095 Else ValeurReel = Valeur
    If ValeurReel = 0 Then
        ValeurReel = 0
    Else
        If OPT_200V.Value = True Then UCONV = 200
        If OPT_400V.Value = True Then UCONV = 400
        ValeurReel = 2 * UCONV / ((ValeurReel * 2.08 / 2048) * 3)
    End If
End Sub
```

Nous utilisons le même principe pour la mesure de l'impédance entre AN et aussi entre BN.

A remarquer que si les 3 valeurs des résistances sont incorrectes, il faut vérifier l'électrode N, si seulement AN, il faut vérifier l'électrode A, si seulement BN, il faut vérifier l'électrode B et si c'est MN, il s'agit de l'électrode M.

V.2.3.2. Mesure de la polarisation spontanée

Cette fonction permet de contrôler le niveau de bruit (entre les électrodes M et N) avant d'effectuer une mesure. Cette fonction assume le rôle de voltmètre entre les électrodes de potentiel. On mesure la tension (sans injecter de courant dans le sol) de façon continue, en mV, ce qui permet d'évaluer le bruit ambiant et la polarisation spontanée (Sp).

Dans notre interface, nous commençons par cliquer sur le bouton « PS » (figure 10.1), ce qui provoquera l'envoi de l'octet de commande de mesure de PS vers le microcontrôleur.

Le microcontrôleur va lancer la mesure immédiate de la différence de potentiel entre M et N à chaque fois que le récepteur de l'UART attire l'attention du microcontrôleur.

```
if(message=='i') //Lancer ADC uniquement
{
    getadc();
    val[1] =PORTB ;
    HBEN=1;
    val[2] =PORTB ;
    putcUSART('i');
    Delay1KTCYx(10);
    putcUSART(val[1]);
    Delay1KTCYx(10);
    putcUSART(val[2]);
    Delay1KTCYx(10);
}
```

Une fois la mesure effectuée, les deux octets, résultats de la mesure sont envoyés vers le PC. La procédure « CalculADC » permet de rendre interprétable cette tension mesurée.

```
Sub CalculADC()
Valeur = Buffer(1)
Select Case Buffer(2)
    Case 1: Valeur = Valeur + 256
    Case 2: Valeur = Valeur + 512
```

```

Case 3: Valeur = Valeur + 512 + 256
Case 4: Valeur = Valeur + 1024
Case 5: Valeur = Valeur + 1024 + 256
Case 6: Valeur = Valeur + 1024 + 512
Case 7: Valeur = Valeur + 1024 + 512 + 256
Case 8: Valeur = Valeur + 2048
Case 9: Valeur = Valeur + 2048 + 256
Case 10: Valeur = Valeur + 2048 + 512
Case 11: Valeur = Valeur + 2048 + 512 + 256
Case 12: Valeur = Valeur + 2048 + 1024
Case 13: Valeur = Valeur + 2048 + 1024 + 256
Case 14: Valeur = Valeur + 2048 + 1024 + 512
Case 15: Valeur = Valeur + 2048 + 1024 + 512 + 256
End Select
If Valeur > 2048 Then ValeurReel = Valeur - 4095 Else ValeurReel =
Valeur
ValeurReel = (ValeurReel * 2.08 / 2048) * 3
End Sub

```

V.2.3.3. Injection de courant entre A et B et mesure de la ddp aux bornes de M et N.

La sélection de la tension de sortie est faite :

- depuis le convertisseur externe: Valeurs de tension permises (Volts): 25, 100, 200, 400 (avec le convertisseur 250W CC/CC).
- Ou dans notre application

Une fois cette tension sélectionnée, l'intensité du courant qui sera générée dans le sol dépendra de cette valeur.

Dans le cas d'un sondage Schlumberger, il est préférable de prendre des petites longueurs de ligne pour les premières mesures. Ce qui permet d'utiliser de faibles tensions de sortie pour ne pas dépasser les limites en entrée de l'appareil surtout dans le cas de sols très résistants. Pour les mesures suivantes, il est conseillé d'augmenter la tension de sortie pour obtenir une forte amplitude du signal et obtenir ainsi une bonne qualité des résultats.

Lorsque les mesures sont perturbées par du bruit, il est recommandé d'enfoncer davantage les piquets dans le sol pour obtenir une plus forte intensité de courant pour une tension donnée et par conséquent, une amplitude supérieure du signal mesuré.

Il est recommandé de tourner le commutateur en position minimale ou choisir l'option 0V dans l'application à la fin de chaque mesure afin d'économiser la batterie.

Nous commençons toujours par envoyer l'octet de commande correspondant vers le microcontrôleur du résistivimètre. C'est une succession d'octets correspondante à l'envoi du courant de A vers B puis de B vers A. (mode ON+/ON-).

Le registre RCREG récupère les données entrantes de l'UART du microcontrôleur.

```
if (message=='a')
{
    PORTD=0;
    delay2ms();
    A1=1; électrode A au potentiel positif
    B0=1; électrode B au potentiel 0V
    delay1s();
    getadc();
    val[1] =PORTB ;
    HBEN=1;
    val[2] =PORTB ;
    putcUSART('a');
    Delay1KTCYx(10);
    putcUSART(val[1]);
    Delay1KTCYx(10);
    putcUSART(val[2]);
    Delay1KTCYx(10);
    PORTD=0;
}

if (message=='c')
{
    PORTD=0;
    delay2ms();
    A0=1; électrode A au potentiel 0V
    B1=1; électrode B au potentiel positif
    delay1s();
    getadc();
    val[1] =PORTB ;
    HBEN=1;
    val[2] =PORTB ;
    putcUSART('c');
    Delay1KTCYx(10);
    putcUSART(val[1]);
    Delay1KTCYx(10);
    putcUSART(val[2]);
    Delay1KTCYx(10);
    PORTD=0;
}
```

V.2.3.4. Mesure de la chargeabilité électrique

La chargeabilité est la mesure de la relaxation électrique des sols après injection d'un courant électrique dont les propriétés sont connues. Chaque roche, en fonction de sa nature minéralogique et chimique principalement, se comporte comme un condensateur électrique en emmagasinant du courant puis en le restituant au bout d'un certain laps de temps. C'est ce temps qui est étudié dans les mesures de chargeabilité.

L'intérêt de cette méthode est d'apporter des informations supplémentaires aux profils de résistivité électrique, notamment en matière d'argilosité et de degrés de fracturation/porosité des terrains. L'autre intérêt de cette technique est de pouvoir, dans certains cas, identifier des anomalies dans le sous-sol de type : sols contaminés, stockage enterré de fûts métalliques, cuve, gazomètre, lentille d'accumulation de flottant. Le système d'acquisition est le même que pour la mesure de la résistivité électrique.

- Principe technique

Seul le mode ON+/OFF/ON- sera utilisé pour l'injection du courant. Les mesures des chargeabilités partielles (M_i) et la chargeabilité globale moyennée qui en est déduite (M) nous donnent des informations concernant la capacité du sous-sol à se charger suite à un passage de courant.

- Durée d'injection

Nous avons spécifié dans notre programme que nous pourrions utiliser les durées suivantes : 500 ms, 1s ou 2s.

Ainsi, le nombre de fenêtre PP disponibles pour effectuer la mesure est fixée par l'opérateur. Il dépend de la durée d'injection choisie ; le programme choisira également automatiquement les paramètres V_DLY , M_DLY , T_M_i qui seront utilisés. Le tableau suivant les expose en ms :

Tableau 5.1: Valeurs prédéfinies des temps en fonction des durées d'injection

Durée d'impulsion	Temps (ms)	500	1000	2000
Délai avant la mesure du premier échantillon de V	V_DLY	0.9*duree	0.9*duree	0.9*duree
Délai avant la mesure du premier échantillon de M	M_DLY	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 1	T_M1	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 2	T_M2	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 3	T_M3	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 4	T_M4	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 5	T_M5	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 6	T_M6	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 7	T_M7	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree
Longueur de la fenêtre 8	T_M8	0.1*duree	0.1*duree	0.1*duree

V.2.4. Mode trainée électrique

Une tomographie 2D nécessite un certain nombre d'électrodes (32 dans notre cas) connectées à un câble multiconducteurs et placées selon un profil. Un ordinateur portable, dans lequel est programmée la séquence de mesures, est relié à la boîte de commutation et sélectionne automatiquement les électrodes utilisées pour l'injection de courant et la mesure du potentiel. Chaque électrode possède une adresse numérique unique dans le dispositif, ce qui lui permet d'être identifiée par l'ordinateur. Il existe un certain nombre de configurations qui présentent chacune des avantages ou des inconvénients par rapport aux autres.

Nous présentons ici l'organigramme d'activation des électrodes A, B, M, N:

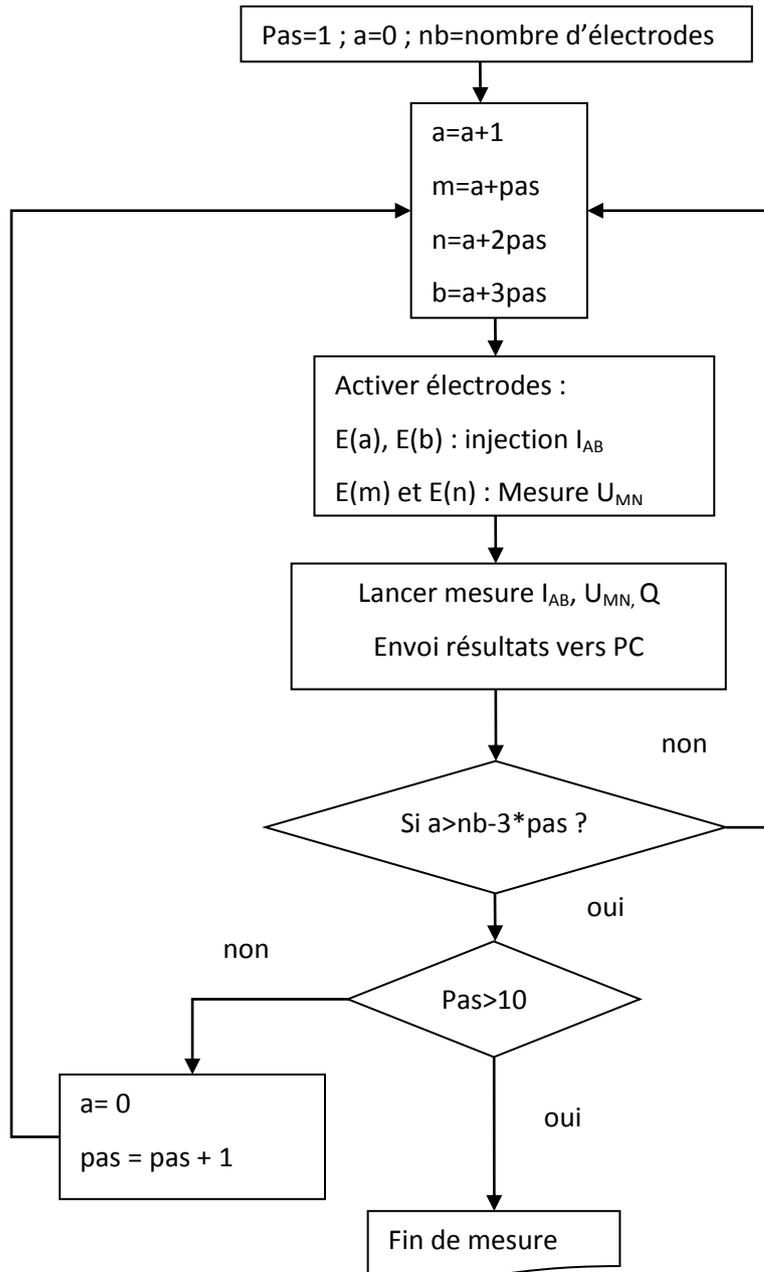


Figure 5.1: Organigramme d'activation des électrodes

« Pas » représente la distance entre deux électrodes consécutives, pour un dispositif Wenner, « Pas » peut prendre les valeurs 3m, 5m, 8m ... en fonction de la profondeur d'investigation voulue.

Les descriptions matérielle et logicielle de notre résistivimètre sont représentées dans ce chapitre, de la phase de conception à la réalisation de ce dispositif. Tout

appareil réalisé devra subir un contrôle de qualité pour confirmer qu'il répond aux normes exigées par les références internationales. Nous devons tenir compte de dans le chapitre suivant le concept à savoir les essais, les mesures effectuées dans différents terrains, l'estimation des incertitudes de mesures, l'étalonnage du matériel avec celui du Syscal R2 comme étalon, la validation des mesures et les discussions à propos des résultats obtenus.

Chapitre VI : ESSAI DE MESURES, VALIDATION ET DISCUSSION

VI.1. Etalonnage de notre Résistivimètre Assisté par Ordinateur (LAD)

L'ensemble convertisseur DC-DC + générateur de courant, notre résistivimètre et le multinode va alors former notre appareil de mesure numérique qu'il faut étalonner afin d'avoir le facteur ou courbe d'étalonnage nécessaire. Cette partie est consacrée aux différents essais de calibration du matériel, le système d'injection et de mesure (S.I.M), et du logiciel associé, le logiciel d'acquisition des données (L.A.D). Deux types de tests sont effectués : le premier consiste à valider notre résistivimètre assisté par ordinateur ou R.A.O à partir des mesures synthétiques sur des résistances considérées comme étalon et le deuxième sert à le contrôler à partir des vérifications expérimentales et des comparaisons des données avec d'autres résistivimètres.

VI.1.1. Procédure d'étalonnage : mesure synthétique avec des résistances étalons

Il nous faut un appareil de référence pour mesurer les grandeurs suivantes: l'intensité de courant injecté aux bornes de deux électrodes A et B, la différence de potentiel aux bornes de deux autres électrodes M et N. Et enfin d'en déduire la valeur de la résistivité apparente du sous-sol qui est fonction de ces paramètres cités en haut plus la distance interélectrode.

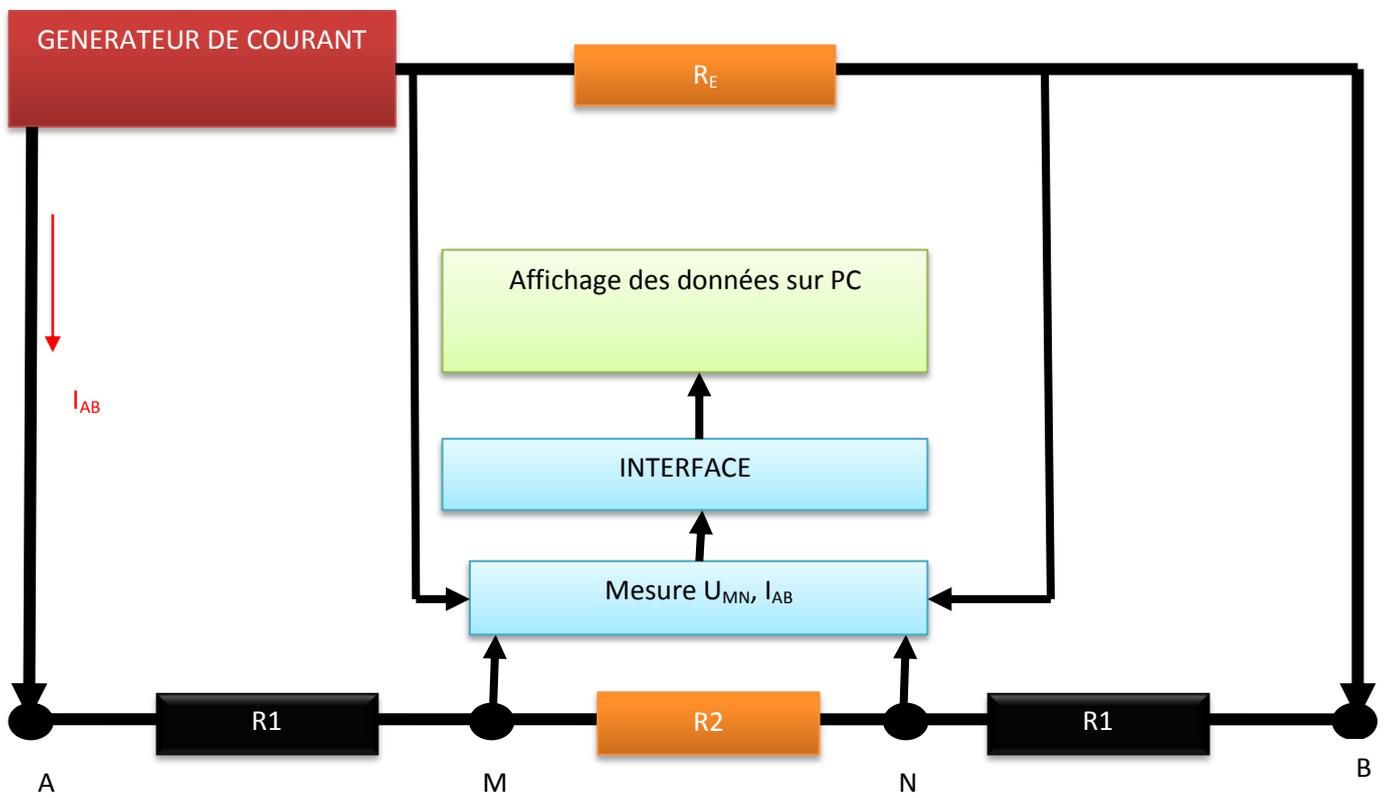


Figure 6.1: Synoptique de l'acquisition pour la mesure d'une résistance

Nous avons récapitulé dans le tableau suivant les différentes valeurs de référence et mesurées des résistances étalons de la gamme utilisée. Afin d'avoir une idée de la dispersion des valeurs et la différence des valeurs mesurées par rapport celles de référence, l'écart type et l'erreur relative y sont aussi mentionnés. Les résultats obtenus sont assignés dans ce tableau:

Tableau 6.1: Valeurs des résistances R2 indiquées et mesurées

Valeur de la résistance R2 indiquée par son constructeur (+/- 1%)	Valeur de la résistance R2 indiquée par le multimètre 1 (Eталon)	Valeur de la résistance R2 indiquée par le multimètre 2 (Eталon)	Valeur de la résistance R2 indiquée par le résistivimètre	Incertitude standard de type A du résistivimètre
20 KΩ	20.35 KΩ	20.37 KΩ	20.36 KΩ	0,004
10 KΩ	9.98 KΩ	9.97 KΩ	9.98 KΩ	0,004
4.7 KΩ	4.68 KΩ	4.70 KΩ	4.70 KΩ	0,0029
2.2 KΩ	2.21 KΩ	2.22 KΩ	2.21KΩ	0,0013
1KΩ	1.011K Ω	1.017K Ω	1.015KΩ	0,0025
680Ω	682 Ω	683 Ω	682Ω	0,0035
470Ω	474Ω	474Ω	474Ω	0,0007
100Ω	93.5Ω	93.7Ω	93.7Ω	0,0265
47Ω	46.8Ω	46.6Ω	46.7Ω	0,0081
22Ω	22.8Ω	22.8Ω	22.8Ω	0,0131
10Ω	9.79Ω	9.81Ω	9.82Ω	0,004
4.7Ω	4.63 Ω	4.64 Ω	4.62 Ω	0,0035
2.2Ω	2.23 Ω	2.23 Ω	2.22 Ω	0,0004
1Ω	0.97 Ω	0.95 Ω	0.94 Ω	0,015
0.22Ω	0.22 Ω	0.21 Ω	0.21 Ω	0,0277

La valeur de la résistance R2 mesurée est déduite en mesurant l'intensité du courant qui passe dans RE et la tension aux bornes de R2.

VI.1.2. Résultats pratiques (sondages électriques)

VI.1.2.1. Relevés expérimentaux

Nous avons utilisé cette fois-ci le Syscal R2, un appareil reconnu internationalement en prospection géophysique. Cette étude faisait déjà l'objet d'une communication scientifique CIPE 2012.

A chaque injection, nous mesurons la différence de potentielle aux bornes des électrodes M et N en utilisant successivement notre résistivimètre et le syscal R2

comme étalon. Nous obtenons les courbes de la figure 4 et de la figure 5 ci-dessous.

En utilisant notre résistivimètre, la figure 4 montre les relevés expérimentaux de U_{NM} pour différentes valeurs de $(AB/2)$. Cette courbe est dessinée en verte. Sur cette même figure, la courbe en rouge montre l'approximation polynomiale de 4^{ème} degré de ces mêmes relevés.

Après avoir calculé les coefficients du polynôme, l'équation (15.1) donne l'expression de l'approximation polynomiale de 4^{ème} degré :

$$U_{NM} = 1,1 \left(\frac{AB}{2}\right)^4 + 22 \left(\frac{AB}{2}\right)^3 + 1,5 \cdot 10^2 \left(\frac{AB}{2}\right)^2 + 4,3 \cdot 10^2 \left(\frac{AB}{2}\right) + 53 \quad (6.1)$$

$$\text{avec } 1,5 \ll \left(\frac{AB}{2}\right) \ll 6$$

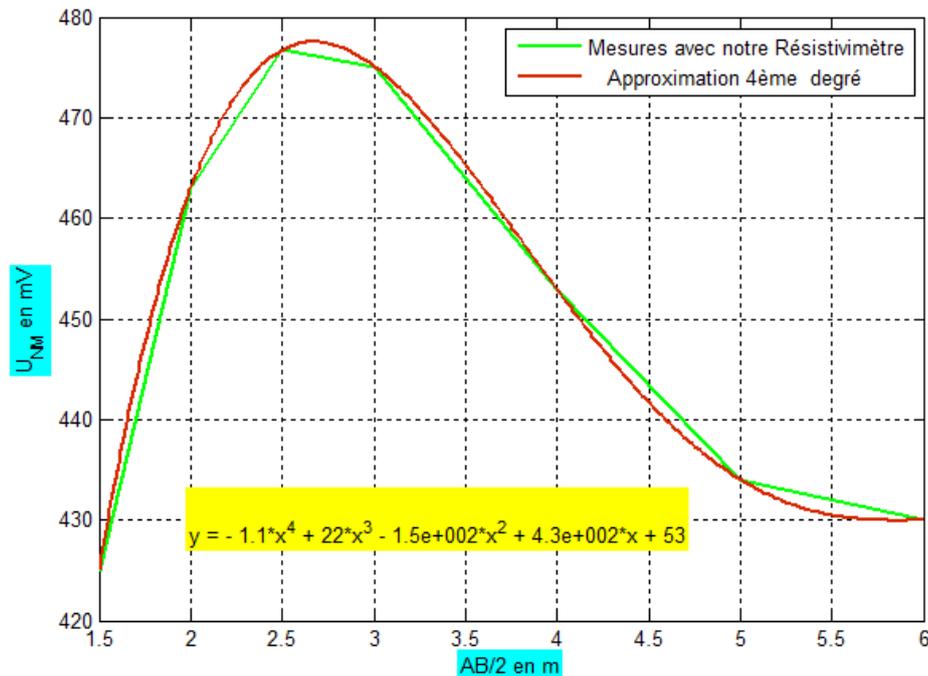


Figure 60.2: Relevés expérimentaux et approximation polynomiale avec notre dispositif

De même, pour la figure 15.3, nous représentons les valeurs expérimentales de U_{NM} pour les mêmes valeurs de $(AB/2)$ en utilisant le Syscal R2. Cette courbe est dessinée en vert et l'approximation polynomiale est tracée en rouge.

L'équation (13.2) montre l'approximation polynomiale de 4^{ème} degré.

$$U_{NM} = 1,5 \left(\frac{AB}{2}\right)^4 + 26 \left(\frac{AB}{2}\right)^3 + 1,7 \cdot 10^2 \left(\frac{AB}{2}\right)^2 + 4,6 \cdot 10^2 \left(\frac{AB}{2}\right) + 44 \quad (6.2)$$

avec $1,5 \ll \left(\frac{AB}{2}\right) \ll 6$

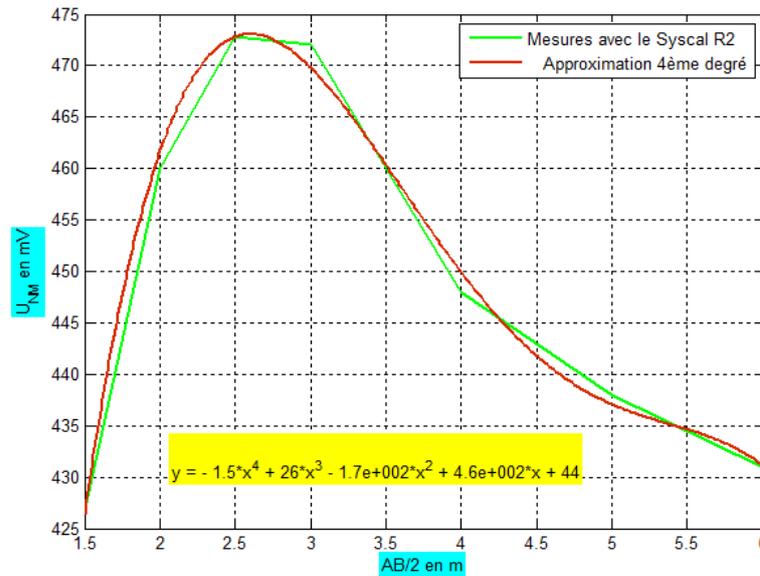


Figure 6.3: Relevés expérimentaux et approximation polynomiale avec le Syscal R2

VI.1.2.2. Etudes comparatives et fiabilité du nouveau résistivimètre

En utilisant la courbe donnée par le Syscal R2 comme la courbe de référence ou la courbe étalon, la comparaison des courbes de la figure 15.2 avec celle de la figure 15.3 obtenues à partir des équations approximées (15.1) et (15.2) nous donne la précision et la fiabilité de notre nouveau résistivimètre.

Pour différentes valeurs de $(AB/2)$, nous pouvons calculer l'incertitude de mesure relative liant les deux instruments de mesure selon l'équation (6.3) ci-dessous :

$$\varepsilon_{(AB/2)} = \frac{(U_{ref}) - (U_m)}{(U_{ref})} \% \quad (6.3)$$

Où U_{ref} est la valeur de U_{NM} obtenue avec le Syscal R2 pour une valeur de $(AB/2)$
 U_m est la valeur de U_{NM} obtenue avec le nouveau résistivimètre pour la même valeur de $(AB/2)$.

$\varepsilon_{(AB/2)}$ = incertitude relative calculée pour une valeur de $(AB/2)$

La figure 6.4 montre la variation de cette incertitude relative pour les valeurs de $(AB/2)$ comprises entre 1,5 et 6m.

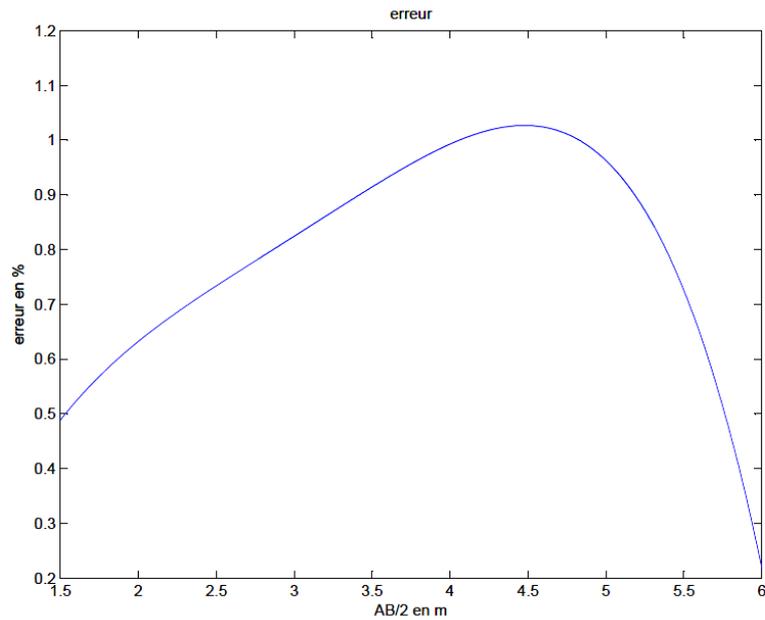


Figure 6.4: incertitude relative de la tension UNM entre le résistivimètre et le Syscal R2

Cette figure nous indique que cette erreur relative ne dépasse pas 1%. Cette valeur très faible montre la fiabilité de notre appareil.

VI.1.3. Résultats de la prospection géophysique à Alasora

On a réalisé une prospection géophysique à savoir la technique du panneau électrique, afin de connaître la structure du sous-sol avec sa résistivité, dans la commune rurale Alasora. Donc on a fait deux profils électriques, de distance inter-électrode 4m et 116m de longueur avec une profondeur d'investigation de 23m environ, suivant les diagonales de la zone d'étude.

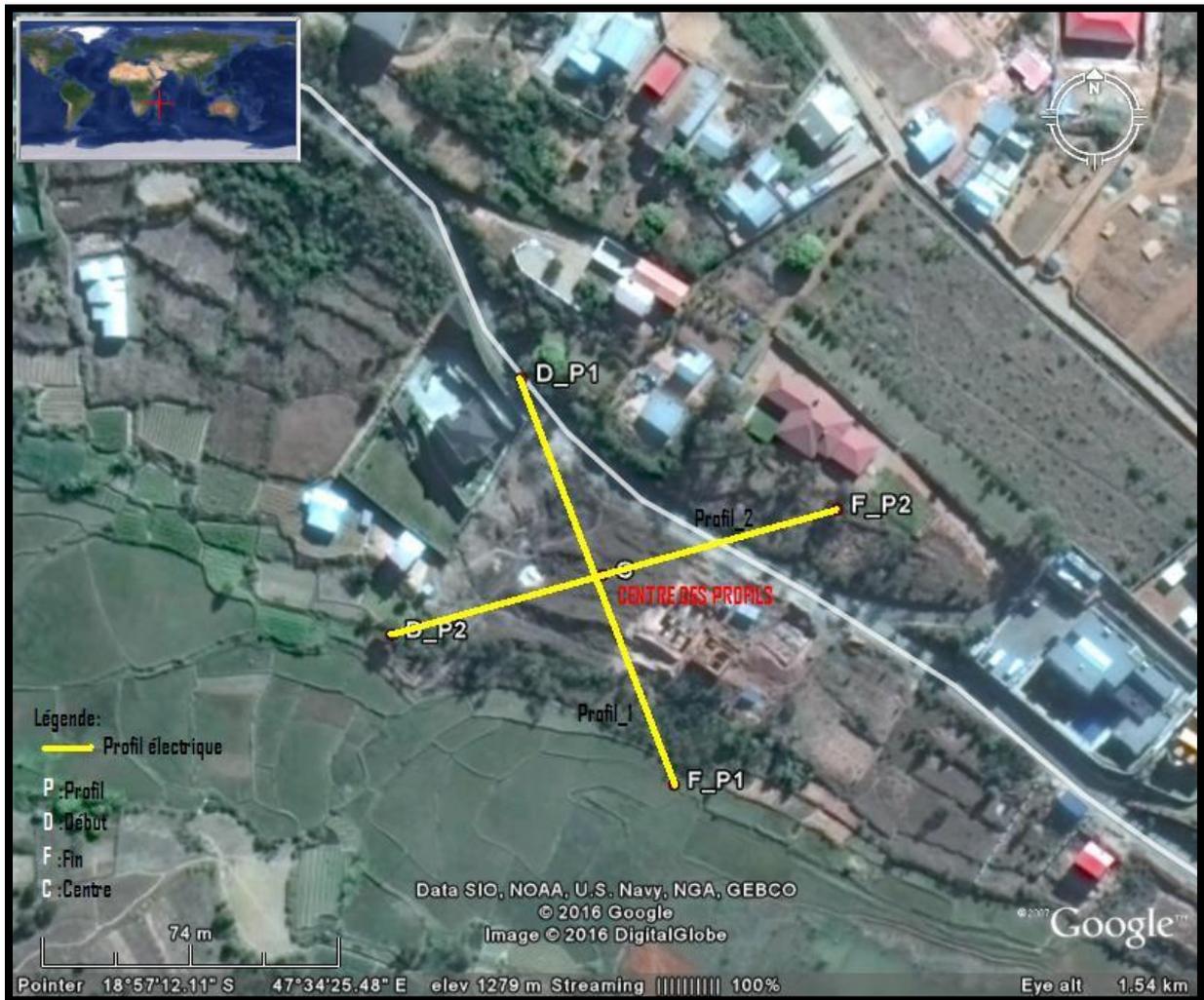


Figure 6.5: Plan de masse des travaux

VI.1.3.1. Profil_1

Le premier profil a une direction Nord-Ouest Sud-Est (NO-SE) dont la première électrode jusqu'à la huitième électrode sont placées sur la route pavé et la partie de la construction est comprise entre la dixième électrode et la seizième. Et il existe un puits de 11m dans cette zone d'étude et si on a projeté sur ce profil la partie qui appartient ce puits, elle est comprise entre la dix-neuvième et vingtième électrode. Le bout de ce profil se termine dans une partie de rizière en aval de la zone d'étude.

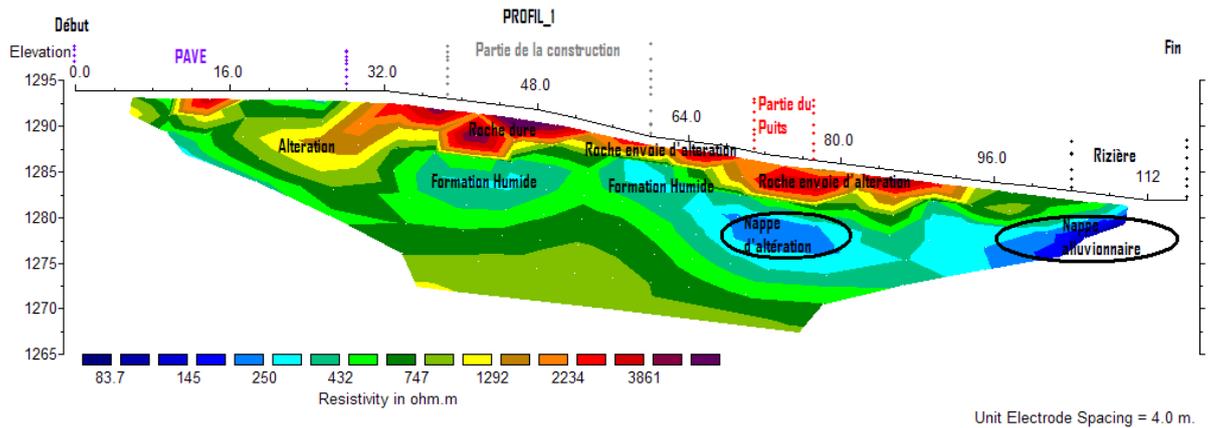


Figure 6.6: Coupe géoélectrique du profil-1 de direction (NO-SE)

VI.1.3.2. Profil_2

Et le deuxième profil a une direction Nord-Est Sud-Ouest (NE-SO) dont le début du profil est placé en aval et la fin c'est en amont. Et le puits existant est compris entre la dixième et la onzième électrode. Et la partie de la construction est comprise entre la douzième et la vingtième électrode. Et la route pavé est comprise entre la vingtième et vingt-deuxième électrode de ce profil_2.

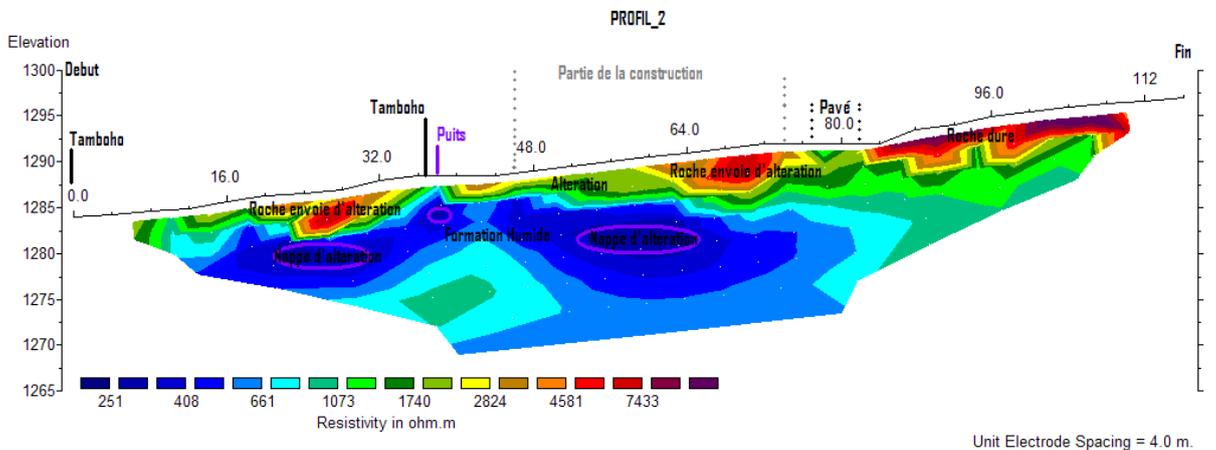


Figure 6.7: Coupe géoélectrique du profil-1 de direction (NO-SE)

Alors ces coupes géoélectriques nous montre la structure du sous-sol selon leur résistivité. La gamme de résistivité inférieure à 200 Ohm m représente une formation conductrice (formation d'aquifère ou nappe de fracture ou nappe d'altération) et 200 à 500 Ohm m représente une formation semi-conductrice (formation imbibé d'eau ou formation humide) et la gamme de 500 à 1000 Ohm m (Ohm mètre) représente une formation semi-résistante (altération de roche), 1000 à

2500 Ohm m représente une formation résistante (Latérite ou Altération de roche ou roche en voie d'altération) et la gamme supérieure à 2500 Ohm m est une formation très résistante (Roche dure).

Et l'épaisseur de ces formations résistantes ou dure varie entre 5m à 10m selon leur altitude.

VI.1.3.3. Corrélations de Spearman et de Pearson entre les valeurs des résistivités obtenus du Syscal R2 et ceux de notre résistivimètre (Profil 1)

Notre étude examine s'il existe une relation entre la valeur de la résistivité apparente mesurée par le Syscal R2 (un appareil de prospection reconnu internationalement) et notre nouveau résistivimètre.

Tableau 6.2: Coefficients de Corrélations de Spearman et de Pearson entre les valeurs des résistivités obtenues du Syscal R2 et ceux de notre résistivimètre

Niveau / Nombre de mesure	Coefficient de Pearson	Coefficient de Spearman
Niveau 1 (27)	0.894	0.907
Niveau 2 (24)	0.762	0.715
Niveau 3 (21)	0.847	0.820
Niveau 4 (18)	0.804	0.792
Niveau 5 (15)	0.057	0.013
Niveau 6 (12)	0.825	0.961
Niveau 7 (9)	1	1
Niveau 8 (6)	0.999	1
Niveau 9 (3)	1	1
Mesures totales : 135	0.999	0.999

VI.2. Discussions

Du côté physique, notre étude se limite à l'injection du courant continu du côté émetteur, considérant la distribution de potentiel révolutionnant autour de (0z). La symétrie du problème et la géométrie du milieu nous obligent à opter les coordonnées cylindriques autour de (0z) pour déterminer le potentiel au moyen des

intégrales de Hankel. La résistivité apparente du sous-sol sera déduite ensuite de la Loi d'Ohm. La résolution de l'équation de Laplace fait intervenir les solutions des équations de Bessel. Nous avons négligé l'influence de l'angle polaire compte tenu des situations précédentes, elle se ramène à une constante égale à l'unité. Les hypothèses simplificatrices adoptées ont permis d'exprimer le potentiel en fonction de la disposition des électrodes en y intégrant la dépendance en z.

Du côté mécanique, le poids total de notre résistivimètre est de 6.5Kg, Il est principalement constitué d'un boîtier en aluminium de 30cm x 30 cm x 20cm, et d'épaisseur de 10mm. Nous trouverons dans le même boîtier les différents modules comme l'injecteur de courant et la mesure de l'intensité injecté, la mesure de la différence de potentiel aux bornes de M et N, le module permettant d'inverser l'intensité du courant entre les électrodes A et B, le module multinode, le module GPS, le module bluetooth et la carte alimentation. Ce prototype de résistivimètre est donc robuste, portable et facile à manier.

Du côté électronique, il travaille avec 4 microcontrôleurs dont 1 Atmega2560 comme microcontrôleur principal, qui reçoit de la commande via un PC et les exécute, 2 autres microcontrôleurs Atmega 2560 pour piloter le multinode composé de 32 électrodes, 1 Atmega 328 responsable de la communication GPS et de l'affichage de ses informations sur un écran TFT 320 x 240. Le plus important pour notre résistivimètre est la carte injecteur de courant et de mesure de l'intensité du courant injecté de l'émetteur d'une part et la carte mesure de la différence de potentielle au niveau du récepteur d'autre part. La carte alimentation utilise sur son entrée une alimentation de 12V venant de la batterie et alimente les circuits C-MOS de (0-5V) avec une intensité de courant pouvant atteindre les 3A. En ce qui concerne l'alimentation symétrique de l'amplificateur opérationnel, le TracoPower, grâce à son régulateur le RC4194 pouvant la fournir.

En autonomie d'énergie, notre résistivimètre fonctionne avec une batterie externe de 12V – 100Ah.

Du côté programmation, nous avons construit une application du côté PC permettant la commande de notre dispositif par liaison USB, ou par communication Bluetooth. Elle permet également de récupérer les données mesurées afin d'avoir un prétraitement, facilitant l'interprétation des données obtenues, même sur terrain. Ainsi, avec un simple clic du côté PC, entraîne la mise en marche de la partie

électronique citée précédemment et simultanément le recueil des données mesurées du côté PC,

Du côté validation, nous avons introduit la qualité de mesure en utilisant plusieurs essais sur notre matériel, suivi par le principe l'étalonnage et l'incertitude de mesure.

CONCLUSION GENERALE

Se plaçant dans le contexte du renforcement des capacités des techniciens dans les pays en voie de développement comme Madagascar, les concepteurs d'instruments géophysiques s'adaptent aux besoins et situations des utilisateurs. En effet, les mesures effectuées et les résultats obtenus à partir de ces appareils doivent montrer la qualité et l'état de l'instrument réalisé avec ses performances.

Ainsi, au sein de notre Laboratoire de Maintenance et Instrumentation Géophysique, tout appareil réalisé devra subir un contrôle de qualité pour confirmer qu'il répond aux normes exigées par les références internationales. Toutes investigations du laboratoire doivent tenir compte du concept à savoir les essais, l'étalonnage et l'estimation des incertitudes. En ce qui concerne la corrélation de Spearman ou de Pearson avec le résistivimètre de référence, il faudra pousser les études car d'autres algorithmes existent et les résultats obtenus tendent à rivaliser ceux des Syscal R2.

Avec les technologies développées actuellement et la performance des outils numériques, la précision des modules d'interfaces facilite dans notre Laboratoire la conception et le développement de n'importe quel instrument à microcontrôleur. Mais étant donné l'évolution rapide de l'électronique, l'équipe de chercheurs de ce Laboratoire doit constamment disposer des nouvelles informations et les technologies mises sur le marché. Aussi, elle doit incorporer dans ses travaux en perspective, les études des circuits FPGA, RaspBerryPi, la technologie DSP et la gestion des cartes mémoires. A noter que la demande sur les systèmes embarqués est en hausse.

La réalisation de notre résistivimètre souligne que le chercheur en instrumentation ne devrait pas se limiter de l'électronique mais doit aussi maîtriser les fondements des branches de la physique envers qui il veut concevoir un appareil. Premièrement, nous évoquons la théorie de base de la conception de notre résistivimètre en partant des équations de Maxwell pour aboutir à la Loi d'Ohm, il permet de mettre en évidence la théorie de la partie émettrice d'une part, et la forme du signal transitoire de la partie réceptrice d'autre part. L'application de cette théorie nous a permis de décrire le principe de base du système d'injection de courant (émetteur) et la mesure de la différence de potentiel aux bornes de deux électrodes M et N. L'estimation des incertitudes de mesure, l'étalonnage et le contrôle qualité,

sont nécessaires pour vérifier la fiabilité de l'appareil après conception ou réparation. Ceci repose entre la connaissance de la relation entre les résultats attendus et l'électronique du système. Ainsi, ces outils de vérification sont très utiles pour les essais de mesures, et sa validation par étalonnage. Finalement, la connaissance du principe de fonctionnement des modules de base de notre résistivimètre devient obligatoire pour la réalisation du dispositif. Ces modules s'enchainent dans le dispositif final, chacun respectant leurs tâches dédiées.

Cet appareil permet aux utilisateurs l'emploi de la première technique scientifique d'exploration du sous-sol, pour la recherche : des formations conductrices comme les minerais métalliques, des formations résistantes comme les roches dures pour les fondations des bâtiments, des cavités, des fluides comme l'eau, le pétrole, en hydrogéologie, on peut mesurer le degré de tassement et d'asphyxie d'un sol agricole ou forestier, pour l'étude des sites pollués avant éventuelle dépollution des sols, en hydrogéologie, l'exploration du sol et en particulier la détection des puits et nappes phréatiques.

Le résistivimètre, pour notre Laboratoire marque une étape importante dans l'application des technologies modernes d'électronique en instrumentation scientifique. L'IOGA est sans doute parmi les centres de recherches à Madagascar œuvrant dans cet important domaine de la recherche scientifique relativement négligé et non reconnu.

La disponibilité de cet appareil met en valeur le niveau technique et technologique du Laboratoire d'Instrumentation Géophysique et Maintenance. On propose la mise en place d'un centre de production en petite série de ce genre d'appareil à placer dans plusieurs sites à Madagascar. Ceci pourrait créer des emplois pour les jeunes diplômés Malagasy.

REFERENCES

- [1] **Franck Assous & Patrick Ciarlet (2003)**, Modèles et méthodes pour les équations de Maxwell, CEA-DAM/DIF ENSTA/UMA, Paris
- [2] **Erell Jamelot (2005)**, Résolution des équations de Maxwell avec des éléments finis de Galerkin continus, Thèse de Doctorat de l'École Polytechnique, Mathématiques de la Modélisation, Simulation et Applications de la Physique, Laboratoire de Mathématiques Appliquées de l'ENSTA, HAL archives ouvertes, Id: tel-00440043
- [3] **Marescot Laurent (2004)**, Modélisation directe et inverse en prospection électrique sur des structures 3D complexes par la méthode des éléments finis, Thèse de doctorat, École Doctorale Mécanique, Thermique et Génie civile, Université de Nantes / Université de Lausanne, p.25 -48
- [4] **Christophe Chatelain (2007)**, Equation de Laplace, Département de Physique et Mécanique, Université de Lorraine, Document de cours de Licence en Physique
- [5] **S. Stefanescu, C. Schlumberger, M. Schlumberger (1930)**, Sur la distribution électrique potentielle autour d'une prise de terre ponctuelle dans un terrain à couches horizontales, homogènes et isotropes, HAL archives ouvertes Id :jpa-00205416
- [6] **TELFORD W.M., GELDART L.P. and SHERIFF R.E (1990)**, Applied Geophysics - Second edition. Edited by Cambridge University Press, p. 578-610
- [7] **Thierry Lubin (2017)**. Equations aux dérivées partielles (EDP), Méthode de résolution des EDP par séparation de variables ; Applications. Master. Université de Lorraine - Faculté des Sciences et Technologies- Nancy, France, pp.60.
- [8] **D. Chapellier (2000)**, Prospection électrique de surface, Cours online de Géophysique, Université de Lausanne, Institut Français du pétrole, p 27-62
- [9] **RANAIVO-NOMENJANAHARY Flavien Noel (1999)**, Imageries électrique et magnétique, Applications a la croute et a la subsurface de Madagascar, Doctorat d'État ES Sciences Physiques, Faculté Des Sciences de l'Université d'Antananarivo, p23
- [10] **IRIS INSTRUMENTS (2003)**, SYSCAL R2 (V 11.5++) -Mode Multi-Electrode, Manuel d'utilisation
- [11] **ACF International (2010): Dr Johan Hoareau (ACF), Dr Jean Lapegue (ACF)**,

- Isabelle Livovschi**, Utilisation du Syscal dans le cadre de missions de prospection géophysique
- [12] **Mahammed Djilali Morad (2012)**, Utilisation des dispositifs de géophysique électrique non classiques pour l'étude des couches géologiques non profondes : cas des Chotts El Gharbi et Chergui, Thèse de doctorat, Département des Sciences de la terre, Faculté des Sciences de la Terre, de la Géographie et de l'Aménagement du Territoire, Université d'Oran
- [13] **Seigel, H. O (1959)**, Mathematical formulation and type curves for induced polarization. *GEOPHYSICS*, 24(3), 547–565
- [14] **Lorenzo Zago (2011)**, Bases de métrologie, Cours de Métrologie (MTR) - Orientation MI, Département des Technologies Industrielles (TIN), Haute École d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud / Haute École Spécialisée de Suisse Occidentale
- [15] **Fanjirindratovo T. (2009)**, Conception et contrôle qualité d'un système d'acquisition de données environnementales, Thèse de Doctorat du 3^e cycle, INSTN Madagascar, Université d'Antananarivo
- [16] **Fanjirindratovo T., Razafimahatratra L.-D, Razanajatovo D., Raelina Andriambololona And Rambolamanana G.**, Calibration of a Data Logger for Environmental Parameters, Case of the Ambient Dose Rate Meter Function. *European Journal of Scientific Research*, vol. 23, n 2, p. 219-226, 2008
- [17] **François Hennebelle, Thierry Coorevits (2013)**, Propagation des distributions - Détermination des incertitudes par la méthode de Monte Carlo, Université de Bourgogne / Arts et Métiers ParisTech Lille / MSMP, HAL archives ouvertes Id : hal-00875645
- [18] **International Standardization Organization (2008)**, Guide to the expression of Uncertainty in Measurements International Organization for Standardization, JCGM 100:2008
- [19] **Jefferys, W.-H (1981)**, On the method of least squares. *Astronomical Journal*, vol. 86, n°1, p 149-155
- [20] **ISO (1996)**, Guide to the Expression of Uncertainty in Measurements. Geneva, International Organization of Standardization
- [21] **Moreno C (1993)**, Numerical treatment of experimental data in calibration procedures, Trieste Italy, International Centre for theoretical Physics

- [22] **Semiconductor Components Industries (2005)**, datasheet SG3525A/D
- [23] **TOSHIBA corporation (1999)**, IGBT/Power MOSFET Gate Drive Photo-IC Couplers TLP250(INV)/TLP250F(INV)
- [24] **INTERNATIONAL IOR RECTIFIER (2005)**, Data Sheet IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF, HIGH AND LOW SIDE DRIVER
- [25] **INTERNATIONAL IOR RECTIFIER (2014)**, Data Sheet IRFB4110PbF, HEXFET Power MOSFET
- [26] **Yannick LOUVRIER (2010)**, Étude et optimisation d'un convertisseur DC/DC à canaux multiples entrelacés, Thèse de doctorat ES sciences, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE
- [27] **Texas Instrument (2016)**, Datasheet ADS111x
- [28] **Atmel Corporation (2014)**, Datasheet Atmel-2549QS-AVR-ATmega640/V-1280/V-1281/V-2560/V-2561/V
- [29] **Atmel Corporation, Datasheet Atmega 2560 (2005)**, 8-bit AVR Microcontroller with 256K Bytes In-System Programmable Flash
- [30] **U-BLOX (2011)**, Datasheet NEO-6, u-blox-6 GPS Modules
- [31] **u-blox 6 (2013)**, Receiver Description Including Protocol Specification
- [32] **GlobalTop Tech Inc. (2012)**, PMTK command packet
- [33] **RAMBOLAMANANA Mamiharijao (2004)**, Conception et réalisation d'une Interface matérielle pour un résistivimetre électrique, Mémoire de DEA, Département Physique, Université d'Antananarivo
- [34] **Philips Semiconductors Linear Products (1994)**, Datasheet NE555
- [35] **SHARP Corporation (2006)**, PC123XNNSZ0F Series, DIP 4pin Reinforced Insulation Type Photocoupler
- [36] **FairChild SemiConductor (2002)**, DataSheet IRF840
- [37] **TracoPower (2015)**, TEL 3 Series, 3 Watt DC/DC Converters
- [38] **Elektor**, 1001 circuits Elektor, "Sonde différentielle" p104-105

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	i
SOMMAIRE	iii
NOMENCLATURE	iv
LISTE DES TABLEAUX	vi
LISTE DES FIGURES	vii
INTRODUCTION	1
PARTIE 1 : METHODOLOGIE	4
Chapitre I : DES EQUATIONS DE MAXWELL A LA LOI D'OHM.....	5
I.1. Des lois de Maxwell au problème électrique en courant continu	5
I.2. Relations fondamentales des états stationnaires	6
I.2.1. Loi de Kirchhoff sous forme différentielle	6
I.2.2. Intensité du champ électrique " E ".....	7
I.2.3. Equation de Poisson	7
I.2.4. Equation de Laplace	7
I.3. Les filets de courant et les équipotentielles.....	8
I.3.1. Potentiel électrique normal d'une électrode sphérique	9
I.3.2. Champ électrique d'une électrode demi-sphérique	12
I.3.3. Champ électrique de deux électrodes ponctuelles (figure 2)	12
I.3.4. Méthode de Résistivité.....	13
Chapitre II MESURES : ACQUISITION, INCERTITUDES ET ETALONNAGE.....	15
II.1. Dispositifs et acquisition :.....	15
II.1.1. Dispositifs utilisés	15
II.1.2. Mesure de PS (Polarisation spontanée)	16
II.1.3. Positionnement des électrodes	16
II.1.4. Nature du courant d'excitation	17
II.1.5. Signaux transitoires détectés	18
II.1.5.1. Mesure de la résistivité apparente et de la chargeabilité.....	19
II.1.5.2. Forme du courant injecté de la partie émettrice	20
II.2. Sensibilité des dispositifs électriques	21
II.3. Qualité métrologique d'un appareil de mesure.....	22

II.2. Incertitudes de mesure	23
II.2.1. Incertitude de type A.....	24
II.2.2. Incertitude de type B.....	25
II.2.3. Incertitude standard combiné.....	26
II.2.4. Incertitudes élargies	26
II.2.5. Détermination d'une incertitude standard combinée ^[19]	27
II.2.5.1. Variables indépendantes.....	28
II.2.5.2. Variables non indépendantes.....	28
II.2.5.3. Calcul de la covariance	28
II.2.6. Généralisation des incertitudes	29
II.3. Étalonnage des appareils de mesure.....	30
II.3.1. Principe de l'étalonnage.....	31
II.3.2. Différents types de test et d'étalonnage ^{[18][20][21]}	31
II.3.3. Organisation d'une chaine d'étalonnage ^{[18][20][21]}	32
PARTIE 2 : ETUDES, CONCEPTION ET REALISATION	33
Chapitre 3 : MODULES DE BASE D'UN RÉSISTIVIMÈTRE :.....	34
III.1. Conversion Continue-Continue	34
III.1.1. Bloc n 1: Oscillateur	36
III.1.2. Bloc n 2 : Hacheur élévateur	38
III.1.2.1. Remise en forme du signal de commande.....	38
III.1.2.2. La partie puissance	39
III.1.3. Bloc n 3 : Etage de sortie du convertisseur	41
III.2. Convertisseur analogique - numérique.....	42
III.2.1. Conversion.....	42
III.2.2. Étapes de la conversion.....	42
III.2.2.1. Échantillonnage	42
III.2.2.2. Quantification et codage.....	43
III.2.3. Amélioration de précision de mesure : ADS1115.....	43
III.3. Carte contrôleur Atmega 2560.....	45
III.3.1. Du point de vu externe.....	45

III.3.2. Organisation interne.....	46
III.3.3. Mode de transmission.....	49
III.4. Carte réceptrice GPS.....	51
III.4.1. Récepteur GPS NEO-6M-0-001.....	52
III.4.2. Schéma détaillé de la carte GPS	53
III.4.3. Fonctionnement du récepteur NEO-6M	55
III.4.4. Structure générale du logiciel.....	58
III.4.4.1. Première partie.....	59
III.4.4.2. Acquisition des signaux	59
III.4.4.3. Recherche d'une trame GGA.....	60
III.4.4.4. Validation de la trame GGA extraite	61
III.4.4.5. Seconde partie.....	61
III.4.5. Affichage des résultats	63
III.4.5.1. Affichage à l'écran du PC.....	63
III.4.5.2. Affichage sur écran TFT	66
Chapitre IV : SYSTEMES D'INJECTION DE COURANT ET MESURE DE TENSION	71
IV.1. Fonctionnement du système d'injection et mesures (Emetteur).....	71
IV.1.1. Injection du courant.....	71
IV.1.1.1. Structure du système	71
IV.1.1.2. La partie injection.....	73
IV.1.2. Mesure de l'intensité du courant entre A et B	73
IV.2. Mesure de la tension entre les électrodes M et N du côté récepteur ^[38]	75
Chapitre V RÉSISTIVIMÈTRES : DESCRIPTIONS MATERIELLE ET LOGICIELLE.....	77
V.1. Description matérielle du resistivimètre.....	77
V.1.1. Cahier de charge du résistivimètre	77
V.1.2. Mode contrôle des électrodes	80
V.1.3. Multinode.....	80
V.2. Description logicielle du résistivimètre.....	84
V.2.1. Fonctionnement du résistivimètre.....	84

V.2.2. Démarrage.....	84
V.2.3. Le mode Sondage électrique.....	85
V.2.3.1. Vérification de la disposition des électrodes A, B, M et N.....	86
V.2.3.2. Mesure de la polarisation spontanée	89
V.2.3.3. Injection de courant entre A et B et mesure de la ddp aux bornes de M et N.....	90
V.2.3.4. Mesure de la chargeabilité électrique	92
V.2.4. Mode trainée électrique	93
Chapitre VI : ESSAI DE MESURES, VALIDATION ET DISCUSSION.....	96
VI.1. Etalonnage de notre Résistivimètre Assisté par Ordinateur (LAD).....	96
VI.1.1. Procédure d'étalonnage : mesure synthétique avec des résistances étalons	96
VI.1.2. Résultats pratiques (sondages électriques)	98
VI.1.2.1. Relevés expérimentaux.....	98
VI.1.2.2. Etudes comparatives et fiabilité du nouveau résistivimètre	100
VI.1.3. Résultats de la prospection géophysique à Alasora.....	101
VI.1.3.1. Profil_1	102
VI.1.3.2. Profil_2.....	103
VI.1.3.3. Corrélations de Spearman et de Pearson entre les valeurs des résistivités obtenus du Syscal R2 et ceux de notre résistivimètre (Profil 1).....	104
VI.2. Discussions	104
CONCLUSION GENERALE.....	107
REFERENCES	I
TABLE DES MATIERES.....	IV
Présentation des articles et communications.....	VIII
ANNEXE A: Design and production of an electrical resistivimeter.....	VIII
ANNEXE B : ACCEPTATION DE COMMUNICATION CIPE 2012.....	XIII
ANNEXE C : ACCEPTATION DE COMMUNICATION CIPE 2014.....	XIV
ANNEXE D : Salon de la recherche 4^e édition du 06 et 07 Septembre 2018	XV
ANNEXE E : CERTIFICAT « Design and Production of an Electrical Resistivimeter »	XVI
ANNEXE F : RESISTIVIMETRE	XVII
Résumé.....	XIX

ANNEXE A: Design and production of an electrical resistivimeter



ISSN(Online) : 2319-8753
ISSN (Print) : 2347-6710

International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology

(A High Impact Factor, Monthly, Peer Reviewed Journal)

Visit: www.ijirset.com

Vol. 7, Issue 9, September 2018

Design and production of an electrical resistivimeter

RASOANAIVO Tovohery Christo^{1*}, RANAIVO-NOMENJANAHARY Flavien Noel², ANDRIATSIHOARANA Harlin³, Eddy RASOLOMANANA⁴, Gérard RAMBOLAMANANA⁵

¹ P.P.G. Student, Laboratory of Maintenance and Instrumentation, IOGA, University of Antananarivo, Madagascar

² Professor, Physical mention and applications Department, Science and Technology, University of Antananarivo, Madagascar

³ Professor, Electrical engineering Department, High Polytechnical School, University of Antananarivo, Madagascar

⁴ Full Professor, Mining Department, Geoscience Laboratory High Polytechnical School, University of Antananarivo, Madagascar

⁵ Full Professor, Institute and Observatory Geophysics of Antananarivo (IOGA), Physical mention and applications Department, Science and Technology University of Antananarivo, Madagascar

* Corresponding author

ABSTRACT: The terrameter is used frequently by geophysics prospecting. It gets two master functions, inject function and the measure function [2] [11]. To improve the working function of this terrameter, we use a laptop with its operating software; it is able to store data, and send them to computer for processing using Bluetooth communication.

The principle is based on the injection of a direct current into the earth through grounded electrodes named A and B [2] [9]. The resulting potential field is measured along the ground using a second pair of electrodes named M and N [2] [9]. Since there is relation between the apparent resistivity of the subsurface, the

injected current and the value of the resulting potential fields which allows the apparent resistivity of the soil to be expressed as a function of the DC voltage. After the processing and conversion of the collected data, the software stores the results in a database in order to graphically represent the resistivity as a function of the spatial arrangements of the current injection electrodes (AB/2).

In this study, measurement of the resulting potential field is done by a 24bits analog to digital converter. An 8bits microcontroller manages the injection of current, the measurement potential field, the conversion and the transfer of data to the PC. Field measurements have been conducted and data were analyzed by correlation calculation as to conclude about the precision of the instrument when taken as reference an existing professional electric system.

KEYWORDS: Resistivimeter, Terrameter, Electrical resistivity, Electrical methods, geophysics prospecting

I. Introduction

The Laboratory of Geophysical Instrumentation of the Institute and Geophysical Observatory of Antananarivo is operational since January 2003. Its mission is to understand and analyze the functional blocks of the materials used in geophysical prospecting. The electrical *geophysical methods* are used to determine the electrical resistivity of the earth's *subsurface*. *One of the best instruments is the resistivimeter because of the possible large differencies in resistivities in the earth's materials or in underground*. Therefore, the aim of this study is to present a Resistivity meter used for depth variation of resistivity. It is driven by a computer using serial communication and a microcontroller unit constitutes the heart of the hardware.

II. RELATED WORK

II.1. Electrical method by direct current resistivity

The electrical method is part of active methods. A current I_{AB} is transmitted into the ground with two electrodes (A, B), while the difference of potentials $\Delta V = V_{MN}$ produced by the circulation of this current into the geological layers is measured within two other electrodes (M, N)[9]. The apparent- resistivity ρ of the ground is defined by the relation:

$$\rho = \frac{K * \Delta V}{I_{AB}}$$

, where ΔV is the measured potential difference between M and N, and K is a geometrical coefficient which depends on the separations between the A, B, M, N electrodes:

$$K = \frac{2\pi}{\left(\frac{1}{AM} - \frac{1}{AN} - \frac{1}{BM} + \frac{1}{BN} \right)}$$

II.2. The analog to digital converter

We have used the HX711 because of its 24-bit resolution, its support of true differential analog input and its 50Hz/60Hz internal rejection capability if the phenomenon is relatively slow. It operates with the channel A with a gain of 128 and corresponding to a full-scale differential input voltage of $\pm 40mV$, when a 5V supply is connected to the analog power supply pin, AVDD. [8]

The output digits of this ADC are in two's complement format. When input differential signal goes out of the full-scale range, the output data will be saturated at 800000h (min) or 7FFFFFFh (max), until the input signal comes back to the input range.

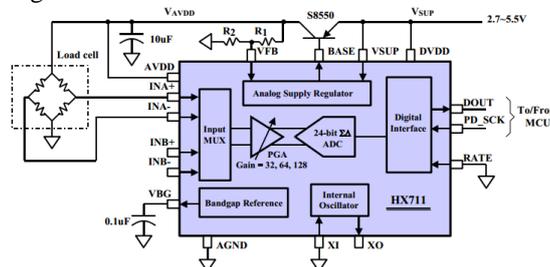


Figure 1: HX711 circuit diagram. It contains the input MUX, the PGA, the 24 bit ADC and digital interface[8]

II.3 The microcontroller

The microcontroller has two functions. The first one is to receive the command from the PC and active a power MOSFET (IRF840) to switch the DC-DC output into the two electrodes A and B (figure 4). Then, the desired voltage is applied between A and B and so to the ground through the contact electrodes-soil. This establishes, some current I_{AB} that is measured at each injection. Each current injection [11] is composed of four stacks: +HV, 0, -HV, 0, where HV is one the high voltage listed above/below. So if the operator wants $HV = +200V$, we have successively 200V, 0V, -200V, 0V applied as V_{AB} .

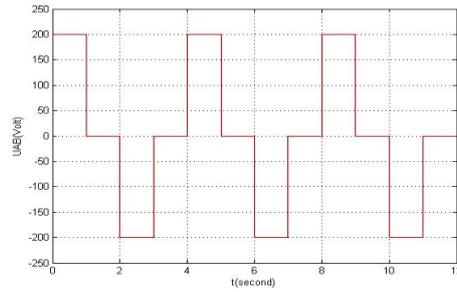


Figure 2: Current injection composed of 4 stacks (200V, 0V, -200V and 0V)

The second one consists of measuring first the potential difference between two others electrodes M and N every 0.8s after each stack, and measured at the same time the current I_{AB} injected. The data obtained are transmitted to the PC for data storage and graphic interpretation.

III. Sensor block diagram

We install a program application in our PC for controlling the resistivimeter (transmitting command to the resistivimeter and receiving data from it). Those commands are composed of: firstly, power the resistivimeter, then choose the voltage output of the DC-DC converter. Possible values are 25V, 100V, 200V or 400V. After that, check the four electrodes by using one electrode, the N one, as a reference, and measure the impedance/resistance between each one of the 3 electrodes and the electrode N [11]. Finally, active the switching power (figure 3).

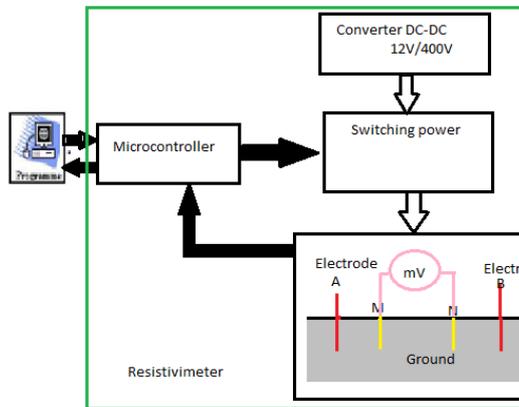


Figure 3: General block diagram of resistivimeter

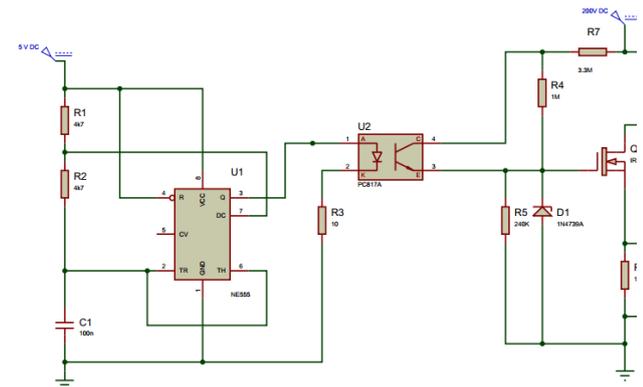


Figure 4: Power generator

Figure 4 shows the power generator, NE555 works as astable operation, PC817 isolates the control part to the power party[3]. The high collector emitter voltage V_{CEO} is 80V[3]. So we choose R7 value 3.3M Ω and R3 value 1M Ω . Knowing R_s voltage, we can determine the current through A and B.

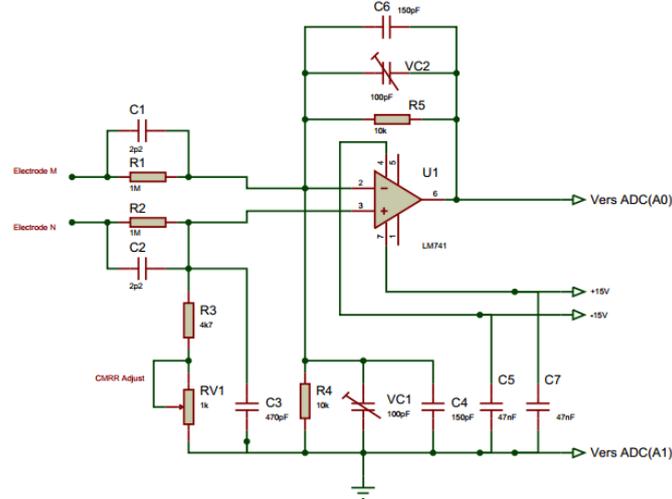


Figure 5: Differential probe between M and N [4]

Simultaneously, we measure the potential difference between M and N (figure 5) using a differential probe. We use an analog digital converter to measure the potential difference between M and N. An accurate differential amplifier is charging to make sure that only the difference potential between the two probes is recorded [4]. This approach also allows the measurement of high voltages without the risk of being confronted with potentially dangerous situations [4]. Knowing that with the type of amplifier operational used here, the gain should only in no case - for reasons of stability - be less than 1, we start by proceeding, through R1 / R4, passive attenuation of a factor 100% of the input signal before giving it, via IC1, a gain of 1 (R5 / R4). The capacitor C8 taken in the line of feedback from IC1 can play on the compensation of our attenuator. The adjustable capacitor C4 has no influence in this context, seen that for this signal the inverting input of the operational amplifier constitutes a point of virtual mass.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The measurements given by our resistivimeter were compared to data obtained in the same conditions, from the Syscal R2 acquisition chain. We represent in figure 4 the resistivity variation as function of the distance AB/2. On both curves the polynomial approximations (in red) and the experimental results (in green) of the Syscal R2 (figure 4.a) and our resistivimeter (figure 4.b):

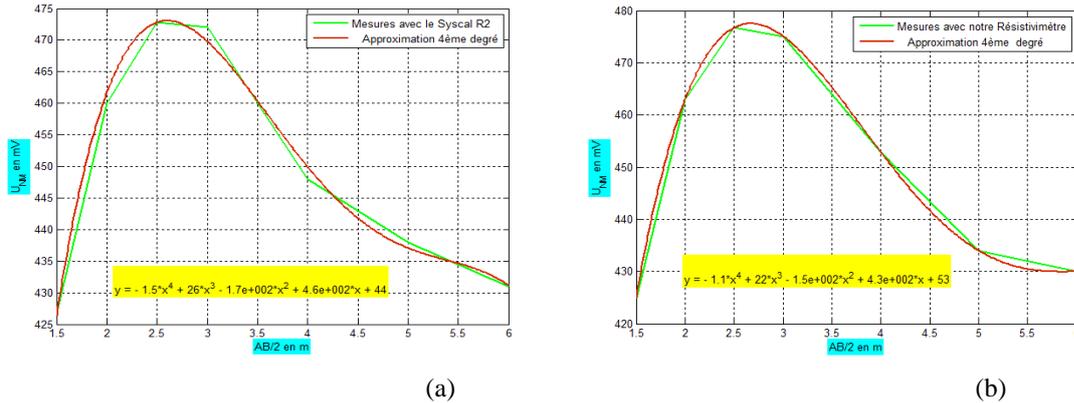


Figure 4: Polynomial approximation and experimental results of the Syscal R2 (a) and our resistivimeter (b). In abscissa, the distance AB/2 in meters and in ordonnee the V_{MN} in millivolts

Below are the curve fitting results of these data. d is the AB/2 distance in meter.

$$U_{MN} = -1.5 d^4 + 26.0 d^3 - 1700.0 d^2 + 4600.0 d + 44.0 \text{ (Syscal R2)}$$

$$U_{MN} = -1.1 d^4 + 22.0 d^3 - 1500.0 d^2 + 4300.0 d + 53.0 \text{ (Device under test)}$$

The uncertainty of measure between the Syscal data values and our resistivimeter is calculated with the formula[10]:

$$u_c = \sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial x} \right)^2 u^2(x_i) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n \frac{\partial y}{\partial x_i} \frac{\partial y}{\partial x_j} u(x_i, x_j)$$

Where $u(x_i)$ is the standard uncertainty of x_i , $u(x_i, x_j)$ the covariance between x_i and x_j . In our case, x_i and x_j are the UMN voltage respectively from Syscal R2 and our prototype.

$u(x_i)$ and $u(x_j)$ are the relative uncertainties.

The coefficient correlation between x_i and x_j is given by equation: $r(x_i, x_j) = \frac{u(x_i, x_j)}{u(x_i)u(x_j)}$ [10]

We obtained after calculation $r(x_i, x_j) = 0.9643$.

5. Conclusion

- To analyze closely the differences between the two results, we have computed the correlations. This result 0.9643 shows a strong correlation between the two systems.
- Our new resistivimeter is achieving some improvements due to its graphical interpretation simplicity and its capability for deep exploration.
- Our perspectives is to make some investigations on working on more fields measurements to test our new design with various terrains and geological layers as possible. So after, we can have better comparison and appreciations as confronted to literatures as well.

REFERENCES

- [1] FairChild SemiConductor, DataSheet IRF840, 8p, 2002
- [2] RAMBOLAMANANA Mamiharijao, Conception et réalisation d'une Interface matérielle pour un resistivimeter électrique, 64p, 2004
- [3] Sharp, DataSheet PC817 Series, 16 p, 2016
- [4] Elektor, 1001 circuits Elektor, "Sonde différentielle" pp104-105
- [5] Philips Semiconductors Linear Products, Datasheet NE555, 7p, 1994
- [6] Jean Christophe-Ricard, Développement d'un système émetteur-récepteur à géométrie fixe pour levés géophysiques à impulsion électromagnétique, (Thèse), 83p, 2013
- [7] Dahlin, T. and Zhou, B. Gradient array measurements for multi-channel 2D resistivity imaging, Near Surface Geophysics, 4, pp113-123, 2006
- [8] Avia SemiConductor, Datasheet HX711, 24-Bit Analog-to-Digital Converter (ADC) for Weigh Scales, 10 p.
- [9] Marescot Laurent, Modélisation directe et inverse en prospection électrique sur des structures 3D complexes par la méthode des éléments finis, Thèse de doctorat, pp 31-48, 2004.
- [10] François Hennebelle, Thierry Coorevits, Propagation des distributions - Détermination des incertitudes par la méthode de Monte Carlo, 38p, 2013
- [11] SYSCAL R2 (V 11.5++) -Mode Multi-Electrode, Manuel d'utilisation, pp10-15, 2003
- [12] Bill Earl, Adafruit 4-Channel ADC Breakouts, 21p, 2017

ANNEXE B : ACCEPTATION DE COMMUNICATION CIPE 2012



ACCEPTATION DE COMMUNICATION

Les membres du Comité Scientifique du Congrès International Plasma-Energie CIPE2012 attestent par la présente que la communication, dont les détails sont cités ci-dessous, a été acceptée par le comité scientifique et a été présentée lors de ce congrès.

Titre de la communication :

Conception et réalisation d'un résistivimètre électrique utilisé en sondage

Auteur (s) :

RASOANAIVO Totohery Christo¹, RAKOTONDRAMIANANA Hery Tiana²

¹ Institut et Observatoire Géophysique d'Antananarivo (IOGA), BP3843, Ambohidempoma, Antananarivo (101), Madagascar

² Institut pour la Maîtrise de l'Energie (IME), BP 566, Campus universitaire d'Ambohitsaina, Antananarivo (101), Madagascar

Date de l'intervention :

Vendredi, 20 juillet 2012

Antananarivo, le 23 novembre 2012



RANDRIAMANANTANY Zely Arivelo
Professeur Titulaire à l'Université d'Antananarivo
Représentante du Comité Scientifique du CIPE2012
Institut pour la Maîtrise de l'Energie
Bureau U.234 , Campus Universitaire d'Ambohitsaina
Antananarivo 101, MADAGASCAR
Tél. 00 261 34 10 346 15

ANNEXE C : ACCEPTATION DE COMMUNICATION CIPE 2014



ACCEPTATION DE COMMUNICATION

Les membres du Comité Scientifique du Deuxième Congrès International Plasma-Energie CIPE2014 attestent par la présente que la communication, dont les détails sont cités ci-dessous, a été acceptée par le comité scientifique et a été présentée lors de ce congrès.

Conception et réalisation d'un nouveau panneau électrique à 16 électrodes

Auteurs :

RASOANAIVO Tovoherly Christo¹, RAZAFIARISERA Ralay T.¹, RAKOTOARIMANA Hasina Tantely¹, RAMBOLAMANANA Mamiharijao¹, ANDRIATSIHOARANA Harlin², RASOLOMANANA Eddy¹, RAMBOLAMANANA Gérard¹

¹ Institut et Observatoire Géophysique d'Antananarivo (IOGA), BP3843, Ambohidempona, Antananarivo 101, Madagascar

² Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo (ESPA), BP1500, Vontovorona, Antananarivo 101, Madagascar

Date de l'intervention :
Jeudi 13 décembre 2014

Antananarivo, le 25 janvier 2015



RANDRIAMANANTANY Zely Arivelo
Professeur Titulaire à l'Université d'Antananarivo
Représentante du Comité Scientifique du CIPE2014
Institut pour la Maîtrise de l'Énergie
Bureau U.234, Campus Universitaire d'Ambohitsaina
Antananarivo 101, MADAGASCAR
Tél. 00 261 34 10 346 15
Tél. 00 261 33 11 744 14

Tel : 032 86 113 44 / 033 02 402 45 / 034 87 646 77 / Email : contact@cipe2.org / Web : www.cipe2.org

ANNEXE D : Salon de la recherche 4^e édition du 06 et 07 Septembre 2018

APPAREIL GEOPHYSIQUE DE MESURE DE RESISTIVITE ELECTRIQUE, DE CHARGEABILITE ET DE POLARISATION SPONTANEE

Rasoanaivo T. C.^{1,3} Ranaivo-Nomenjanahary F. N.^{1,3} Rasolomanana E.² Rambolamanana G.³
 1 Ecole Doctorale Physique et Application, Université d'Antananarivo BP 1500
 2. Ecole Doctorale Ingénierie et Géosciences, Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo BP 1500
 3. Institut et Observatoire de Géophysique d'Antananarivo, Université d'Antananarivo
 Contact *Rasoanaivo T.C. Tel 034 11 469 13 E-mail rasoanaivo@yahoo.fr*

PRINCIPE : Le potentiel en un point de la surface est fonction de la distance à la source de courant. La solution de l'équation de LAPLACE permet de l'exprimer et d'en déduire la tension entre deux électrodes sur cette surface et entre lesquelles circule un courant d'intensité connue. La résistivité électrique s'en déduit facilement, tenant compte de la loi d'OHM.

MATERIELS

- Générateur de courant qui injecte le courant connu entre deux électrodes A et B. (cf. Figure ci-contre)
- Voltmètre à haute impédance d'entrée (c'est-à-dire de résistance interne supérieure à 10 MOhms) mesurant la d.p entre deux autres électrodes M et N (cf. Figure ci-contre)
- multimètre pour les mesures de variation latérale du sous-sol
- un PC muni d'un Bluetooth pour l'envoi de commandes et la réception des mesures.

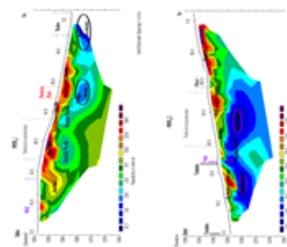
APPLICATIONS

- Il s'agit de la première technique scientifique d'exploration du sous-sol, pour rechercher :
 - Des minerais métalliques (conducteurs)
 - Des cavités (résistants)
 - Des fluides (eau, pétrole)
- En hydrogéologie, pour mesurer le degré de tassement, et d'apshyxis d'un sol agricole ou forestier
- Pour l'étude des sites pollués avant éventuelle dépollution des sols
- En hydrogéologie, et en particulier des nappes phréatiques

Exemple de la prospection géophysique à Alasora



Figure 1: Plan de masse des travaux



Interprétation : Alors ces coupes géoélectrique nous montre la structure du sous-sol selon leur résistivité. La gamme de résistivité inférieure à 200 Ohm m représente une formation conductrice (formation d'Aquifère ou nappes de fracture ou nappes d'altération) et 200 à 500 Ohm m représente une formation semi-conductrice (formation imbibée d'eau ou formation humide) et la gamme de 500 à 1000 Ohm m (Ohm mètre) représente une formation semi-résistante (Altération de roche), 1000 à 2500 Ohm m représente une formation résistante (Latérite ou Altération de roche ou roche anvoise d'altération) et la gamme supérieure à 2500 Ohm m est une formation très résistante (Roche dure). Et l'épaisseur de ces formations résistantes ou dure varie entre 5m à 10m selon leur altitude.

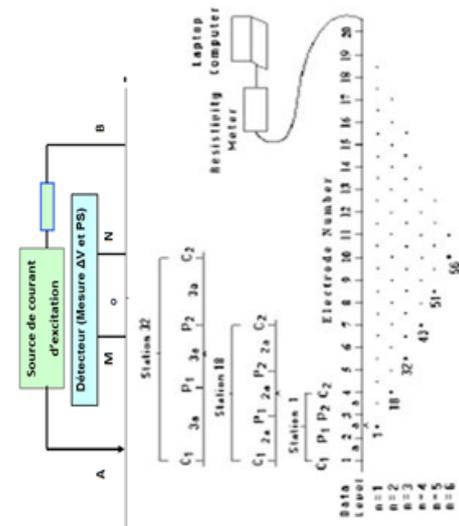


Figure 2 : Coupe géoélectrique du profil-1 de direction (NW-SE)
 Le premier profil a une direction Nord-ouest Sud-est (NW-SE) dont la première électrode jusqu'à la huitième électrode sont placées sur la route pavée et la partie de la construction est comprise entre la dixième électrode la seizième. Et il existe un puits de 1.1m dans cette zone d'étude et si on a projeté sur ce profil la partie qui appartient ce puits, elle est comprise entre la dix-neuvième et vingtième électrode. Le bout de ce profil se termine dans une partie de rizière en aval de la zone d'étude.

Figure 3 : Coupe géoélectrique du profil-2 de direction (NE-SW)
 Et le deuxième profil a une direction Nord-est Sud-ouest (NE-SW) dont le début du profil est placé en aval et la fin c'est en amont. Et le puits existant est compris entre dixième et la onzième électrode. Et la partie de la construction est comprise entre la douzième et vingtième électrode. Et la route pavée est comprise entre la vingtième et vingt-deuxième électrode de ce profil_2.



Figure 4: Nouveau resistivimetre conçu par l'équipe du LIGM

- Spécifique:
- Commande assistée par ordinateur
 - Transmission des données par Bluetooth
 - Module GPS intégré
 - Impédance d'entrée 22MOhm

ANNEXE E : CERTIFICAT « Design and Production of an Electrical Resistivimeter »

**INTERNATIONAL JOURNAL OF INNOVATIVE RESEARCH IN
SCIENCE, ENGINEERING AND TECHNOLOGY**

ISSN (Online) : 2319 – 8753 ISSN (Print) : 2347 - 6710



PUBLICATION CERTIFICATE

RASOANAIVO TOVOHERY CHRISTO

This is to certify that

PP.G. Student, Laboratory of Maintenance and Instrumentation, IOGA, University of Antananarivo, Madagascar

Published a research paper titled

“Design and Production of an Electrical Resistivimeter”

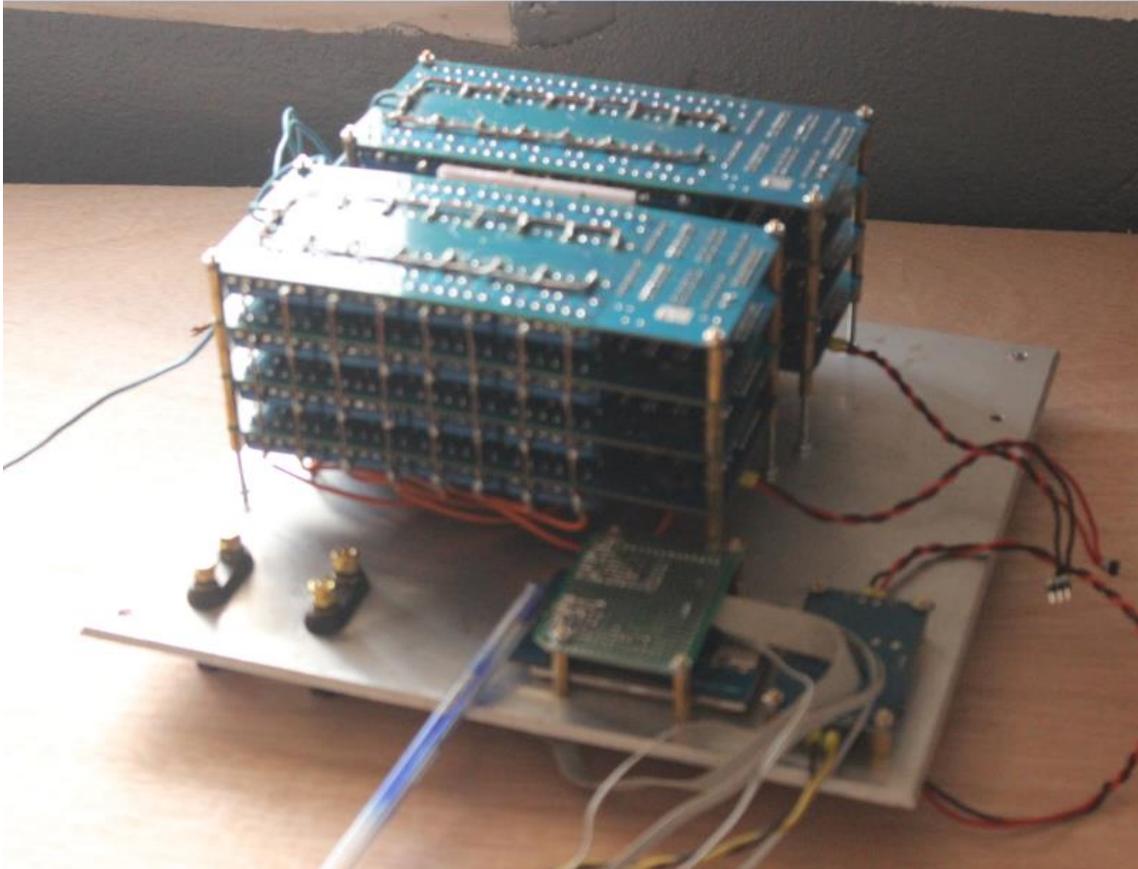
in IJIRSET, Volume 7, Issue 9, September 2018

Certificate No: V719C514
Date: 15th September 2018

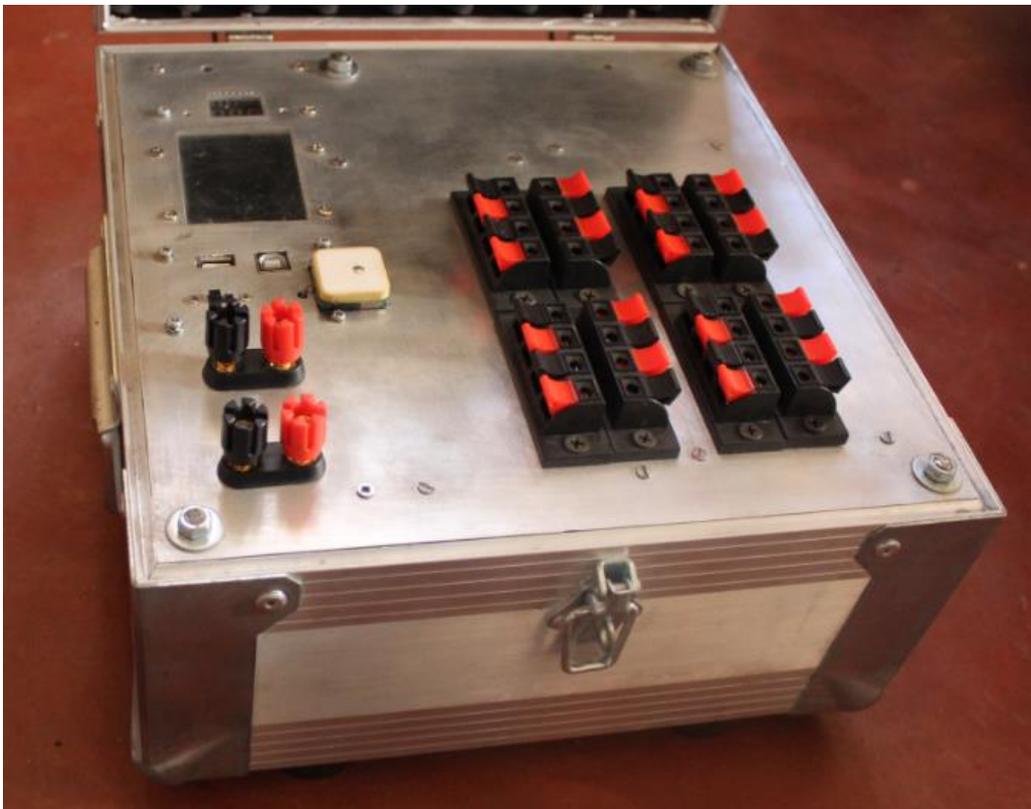
IJIRSET
Impact Factor: 7.089
www.ijirset.com


Editor-in-Chief
IJIRSET

ANNEXE F : RESISTIVIMETRE



(A) Module multinode





TITRE : Conception et réalisation d'un appareil géophysique mesurant la résistivité apparente du sous-sol, la polarisation spontanée, et la chargeabilité

Résumé

Le présent travail s'articule sur la conception et la réalisation d'un instrument de mesure en prospection électrique en courant continu et les méthodes de contrôle qualité pour le valider. Il mesure les données suivantes : la résistivité apparente du sous-sol, la chargeabilité et la polarisation spontanée ; et donne les informations comme la longitude, la latitude, l'altitude, la date et l'heure en temps réel par récepteur GPS intégré. Il est autonome en énergie par batterie externe 12V/100Ah, et peut se connecter à un PC par liaison série USB ou par voie bluetooth. Le but du contrôle qualité est d'étudier la corrélation du nouveau dispositif par rapport à un étalon (Syscal R2), ainsi que les incertitudes de mesures qui en découlent en tenant compte de toutes les sources d'incertitudes au sein de l'appareil. L'étude de corrélation suit les méthodes de Pearson et de Spearman. Comme résultat, on a obtenu un appareil performant dont l'incertitude de mesure est en dessous des normes en vigueur.

Mots clés : Resistivimetre, méthode électrique, résistivité, microcontrôleur, chargeabilité, polarisation spontanée

TITLE : Design and realization of geophysical instruments measuring an apparent resistivity, a spontaneous polarization and an electrical chargeability

ABSTRACT :

The present work is focused on the resistivimeter processing in electrical prospecting with direct current and the control quality to validate it. This device was designed to measure: the apparent resistivity, the Spontaneous Polarization and the chargeability. It also gives some geographical coordinates by an embedded GPS receiver. The instrument is autonomous in energy by external battery 12V/100Ah, and can connect to a PC directly by USB transmission or indirectly by Bluetooth communication. The target is to study the correlation between our new device and the Syscal R2. This estimation wants to include all sources of uncertainty belonging to the instrument and follows the Pearson's and Spearman's methods. We got an efficient instrument with uncertainties under the limits established by the regulating standards.

Keywords: Resistivimeter, electrical method, resistivity, microcontroller, chargeability, spontaneous polarization.

Co-Directeurs de these:

Pr. RANAIVO-NOMENJANAHARY
Flavien Noel

Pr. RAMBOLAMANANA Gérard

Impétrant:

RASOANAIVO Tovoherly Christo
034 11 469 13 / 033 12 469 13
e-mail: rasoa_naivo@yahoo.fr
Lot VV172Bter Andohamandry
101 Antananarivo