

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'
Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé

**Modélisation et simulation des électrodes de mise à la terre soumises à
des transitoires de foudre en se basant sur les approches des antennes
et des lignes de transmission**

Présenté par
Smail AHMIM et Amir SOUKANE

Sous la direction de **Pr. M. TEGUAR**
Soutenu publiquement le 16 juin 2016

Membres du Jury

Président :	A. HELLAL, Professeur à l'ENP
Rapporteur :	M. TEGUAR, Professeur à l'ENP
Examineurs :	A. MEKHALDI, Professeur à l'ENP
	O. KHERIF, Doctorant à l'ENP

ENP 2016

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

Remerciements

Nous remercions Dieu de nous avoir prêté vie, santé et volonté pour achever ce travail.

Nous tenons à remercier en premier lieu le Pr. Tegar Madjid, notre promoteur, qui a su nous orienter durant notre projet de par sa large connaissance dans le domaine de la haute tension, de ses conseils, son suivi constant, sa disponibilité, de sa bonne humeur et surtout de sa confiance envers nos capacités, il a toujours veillé à ce que nous puissions réaliser un bon travail qui sera digne d'être une référence bibliographique.

Qu'il nous soit aussi permis de remercier le Pr. Abdelouhab Mekhaldi pour son aide, son appui moral et pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Nous prenons aussi un réel plaisir de remercier chaleureusement le Pr. Abdelhafidh Hellal, pour avoir accepté de présider la soutenance de notre mémoire et être l'un des membres du jury.

Nous adressons nos sincères remerciements aux doctorants, Mr. Omar Kherif et Mr. Sofiane Chiheb qui ont su nous guider dans la réalisation de ce modeste travail.

Nous désirons aussi exprimer nos vives remerciements à tous nos camarades et amis de la promotion de génie électrique, et plus particulièrement celle d'électrotechnique pour nos trois années d'étude, de travail et de rigueur passées en leur compagnie.

Nous souhaitons, en particulier, exprimer notre profonde gratitude envers nos proches, et surtout nos parents qui n'ont jamais cessé de croire en nous et à notre volonté d'étudier, et surtout pour leur soutien et leurs encouragements tout au long de notre cursus universitaire.

Enfin, c'est pour nous un réel plaisir de remercier toutes les personnes qui nous ont, de près ou de loin, d'une manière ou d'une autre, permis, par leur collaboration, leur soutien et leur avis judicieux, de mener à bien ce travail.

ملخص قد تم الاعتماد على نهج الهوائيات وخطوط النقل لنموذج أسس من الأقطاب الكهربائية مدفونة أفقياً وعمودياً في تربة ذات بنية مختلفة (متجانسة ومصفحة أفقياً إلى طبقتين). يتمثل الهدف في تحديد الاستجابة الانتقالية للتيار والجهد الكهربائيين في مجال الزمن ومطال الممانعة بدلالة التردد، تحت تأثير تيار انتقالي. عند استخدام نهج الهوائيات، وجدت التيارات الكهربائية بطريقة تحليلية عن طريق حل معادلة تكاملية-تفاضلية لبوكلينتون، المستوحاة من معادلات ماكسويل، وعددياً باستخدام شفرة حاسوبية-NEC-4. قد تم التكيف بين NEC-4 و MATLAB عبر تطوير برنامج تحت بيئة Fortran77. تم دراسة الأقطاب الكهربائية في حضور وغياب ظاهرة اعتماد المعلمات الكهربائية للأرض على التردد. قد وضعت العديد من الخوارزميات تحت بيئة MATLAB. تمت مقارنة النتائج التي تم الحصول عليها مع تلك التي وجدت من قبل باحثين آخرين حيث وجد توافق جيد بينهما.

كلمات مفتاحية أسس من الأقطاب الكهربائية - الاستجابة الانتقالية - مطال الممانعة - تيار انتقالي - نهج الهوائيات - نهج خطوط النقل - اعتماد المعلمات على التردد.

Abstract The approaches of antennas and transmission lines have been adopted to model the grounding electrodes horizontally and vertically buried in different soil structures (homogeneous and horizontally stratified into two layers). The objective is to determine the electrical current and potential transient responses in the time domain and the impedance magnitude as function of the frequency, following an injection of a lightning current. During the antenna approach use, the currents have been found analytically by solving the Pocklington's integro-differential equation, deduced from Maxwell equations, and numerically using NEC-4 code. The adaptation between the NEC-4 and MATLAB has been carried out developing a Fortran 77 program. The electrodes have been studied in the presence and absence of the soil electrical parameters frequency dependence phenomenon. Many algorithms have been developed under MATLAB environment. The results we obtained were confronted with those found by other researchers and show good agreement.

Key-words grounding electrodes - transient behavior - impedance magnitude - lightning current - transmission lines approach - Antenna approach - frequency dependence.

Résumé Les approches des antennes et des lignes de transmission ont été adoptées pour modéliser les électrodes de mise à la terre enfouies horizontalement et verticalement dans différentes structures de sols (homogène et stratifié horizontalement en deux couches). L'objectif est de déterminer les réponses transitoires en courant et en potentiel électriques dans le domaine temporel et l'amplitude de l'impédance en fonction de la fréquence, suite à une injection d'un courant de foudre. Lors de l'utilisation de l'approche des antennes, les courants ont été trouvés analytiquement en résolvant l'équation intégral-différentielle de Pocklington, déduite des équations Maxwell, et numériquement en utilisant le code NEC-4. L'adaptation entre le NEC-4 et MATLAB a été faite en développant un programme en Fortran 77. Les électrodes ont été étudiées en présence et en absence du phénomène de la dépendance des paramètres électriques du sol en fréquence. De nombreux algorithmes ont été établis sous environnement MATLAB. Les résultats que nous avons obtenus, ont été confrontés à ceux trouvés par d'autres chercheurs, et montrent une bonne concordance.

Mots-clés électrode de terre - réponse transitoire - impédance d'entrée - courant de foudre - approche des lignes de transmission - approche des antennes - dépendance en fréquence.

Table des matières

Remerciements	ii
Résumé	iii
Table des matières	iv
Liste des figures	ix
Liste des tableaux	xii
Introduction Générale.....	1
I. Généralités sur la foudre, les Systèmes de mise à la terre et la résistivité du sol.....	3
I.1. Introduction	3
I.2. Surtensions transitoires	3
I.2.1. Surtensions transitoires internes	3
I.2.2. Surtensions transitoires externes	4
I.3. Généralités sur la foudre	4
I.3.1. Effets de la foudre.....	5
I.3.1.1. Effets électriques.....	5
I.3.1.2. Effets thermiques	5
I.3.1.3. Effets électrodynamiques.....	5
I.3.1.4. Effets électromagnétiques	5
I.3.1.5. Effets électrochimiques.....	5
I.3.1.6. Effets acoustiques	5
I.3.1.7. Effets physiologiques.....	5
I.3.2. Protection contre la foudre	5
I.3.2.1. Systèmes de protection extérieure	6
I.3.2.2. Systèmes de protection intérieure	6
I.3.2.2.1. Prise de terre et équipotentialisation	7
I.3.2.2.2. Eclateurs	7
I.3.2.2.3. Parafoudres.....	7
I.3.2.2.3.1. Parafoudre au carbure de silicium et à éclateurs	8
I.3.2.2.3.2. Parafoudre à oxyde de zinc.....	8
I.3.3. Modélisation de la foudre	9
I.3.3.1. Représentation mathématique d'un courant de foudre	9
I.4. Généralités sur les systèmes de mise à la terre (SMALT)	10
I.4.1. Définitions	10

I.4.1.1. Terre	10
I.4.1.2. Electrode de terre	10
I.4.1.3. Câblette	11
I.4.1.4. Prise de terre	11
I.4.1.5. Masse	11
I.4.1.6. Piquet	11
I.4.1.7. Grille	11
I.4.1.8. Mise à la terre.....	11
I.4.1.9. Conducteur de terre.....	11
I.4.1.10. Tension de pas.....	11
I.4.2. Réalisation d'un SMALT	12
I.4.2.1. Eléments de mise à la terre	12
I.4.2.2. Matériaux utilisés.....	12
I.4.2.3. Critères de réalisation d'un SMALT.....	13
I.4.2.3.1. Adéquation de performance	13
I.4.2.3.2. Adéquation de fiabilité et entretien	13
I.4.2.3.3. Adéquation des effets sur l'environnement	13
I.4.3. Classification des SMALT	13
I.4.3.1. SMALT de fonctionnement	13
I.4.3.2. SMALT de protection	13
I.4.3.3. SMALT de protection contre la foudre.....	14
I.4.3.4. SMALT de référence	14
I.4.4. Schéma de liaison à la terre	14
I.4.4.1. Schéma de liaison à la terre en basse tension	14
I.4.4.2. Régime du neutre en haute tension	15
I.4.4.2.1. Mise à la terre par neutre isolé	16
I.4.4.2.2. Mise à la terre directe	16
I.4.4.2.3. Mise à la terre par l'intermédiaire d'une résistance	16
I.4.4.2.4. Mise à la terre par l'intermédiaire d'une réactance.....	17
I.5. Résistivité des sols	18
I.5.1. Réseaux de terre.....	18
I.5.2. Caractéristiques électriques du sol	18
I.5.2.1. Mesure de la résistivité du sol.....	18
I.5.2.1.1. Méthode de Wenner	19

I.5.2.1.2. Méthode de Schlumberger	19
I.5.2.1.3. Méthode de mesure à trois pôles	20
I.5.2.1.4. Détermination de la résistivité apparente pour un sol stratifié.....	21
I.5.2.2. Résistivités moyennes des différents types de sol	22
I.6. Conclusion.....	22
II. Méthodes de calcul de résistance et de Simulation numérique des SMALT	24
II.1. Introduction.....	24
II.2. Méthodes de calcul de résistance de différentes électrodes	24
II.2.1. Loi d'Ohm	24
II.2.2. Electrode hémisphérique	25
II.2.3. Electrode verticale de forme cylindrique	26
II.2.4. Electrode horizontale de forme cylindrique	26
II.2.5. n électrodes verticales	27
II.2.6. Electrodes horizontales enfouies dans un même plan.....	28
II.2.7. Electrodes sur le sommet d'un triangle équilatéral	28
II.2.8. Electrodes sur les côtés d'un carrée	29
II.2.9. Réseau maillé	30
II.2.9.1. Réseau maillé en forme de carrée.....	30
II.2.9.2. Réseau maillé en forme d'un disque.....	30
II.2.10. Boucle enterrée.....	30
II.2.11. Grille avec piquets.....	31
II.2.12. Résistance d'une électrode enfouie dans un sol à deux couches.....	33
II.2.12.1. Résistance d'un piquet de terre.....	33
II.2.12.2. Résistance d'une électrode horizontale	33
II.3. Simulation numérique des SMALT	34
II.3.1. Approche des circuits	34
II.3.2. Approche du flux électromagnétique	37
II.3.2.1. Méthode des moments	37
II.3.2.2. Méthode des éléments finis	38
II.3.3. Approche hybride	39
II.3.4. Approche des lignes de transmission	40
II.3.5. Méthode des antennes	42
II.3.6. Codes de calculs	42
II.3.6.1. Code EMTP	42
II.3.6.2. Code MALT	43

II.3.6.3. Code TRAGSYS.....	43
II.3.6.4. Code NEC-4	43
II.3.6.5. Code CYMGRD	43
II.4. Conclusion	44
III. Application de la Méthode des Antennes.....	45
III.1. Introduction	45
III.2. Théorie des antennes	45
III.2.1. Approche de la théorie des antennes.....	45
III.2.2. Formulation de la théorie des antennes.....	45
III.2.2.1. Equations de Maxwell.....	45
III.2.2.2. Electrode horizontale de mise à la terre	46
III.2.2.3. Equation intégró-différentielle de Pocklington	50
III.2.3. Résolution de l'équation intégró-différentielle de Pocklington.....	51
III.2.4. Simulation	53
III.2.4.1 Validation des résultats	56
III.2.4.1.1 Comparaison par rapport aux travaux de Harrat	56
III.2.4.1.2. Comparaison par rapport aux travaux de Poljak	57
III.3. Simulation utilisant le logiciel NEC-4.....	60
III.3.1. Modéliser avec NEC-4.....	60
III.3.1.1. Modèle des fils	60
III.3.1.2. Modèle des surfaces avec des grilles métalliques	61
III.3.1.3. Modèle des surfaces avec des pièces ou des parcelles	62
III.3.1.4. Modèles en présence de la terre	62
III.3.2. Programme d'entrée.....	62
III.3.2.1. Commandes de géométrie de la structure d'entrée	63
III.3.2.2. Commandes de contrôle du programme.....	64
III.3.3. Fichier de sortie.....	65
III.3.4. Validation des résultats	67
III.3.4.1. Electrode horizontale.....	68
III.3.4.2. Electrode verticale.....	70
III.3.5. Etude paramétrique	71
III.4. Conclusion.....	74

IV. Application de la Méthode des lignes de transmission	75
IV.1. Introduction	75
IV.2. Présentation de la méthode des lignes de transmission.....	75
IV.3. Dépendance en Fréquence des paramètres du sol	78
IV.3.2. Etudes des modèles des paramètres électriques des sols	80
IV.4. Etude des SMALT dans le domaine temporel.....	81
IV.4.1. Simulation d'une électrode horizontale	82
IV.4.1.1. Validation.....	84
IV.4.1.2. Application.....	84
IV.5. Etude des SMALT dans le domaine fréquentiel	87
IV.5.1. Modélisation	87
IV.5.2. Simulation des électrodes horizontale et verticale dans un sol homogène.....	88
IV.5.2.1. Electrode horizontale	93
IV.5.2.1.1. Validation	93
IV.5.2.1.2. Exploitation des résultats.....	94
IV.5.2.1.2.1. Effet de la résistivité du sol	94
IV.5.2.1.2.2. Effet de la longueur de l'électrode.....	95
IV.5.2.2. Electrode Verticale.....	96
IV.5.2.2.1. Effet de la dépendance en fréquence et de la résistivité.....	97
IV.5.2.2.2. Effet de la longueur de l'électrode	99
IV.5.3. Etude de l'impédance d'un SMALT Horizontal dans un sol stratifié horizontalement.....	100
IV.5.3.1. Modèle du système.....	101
IV.5.3.2. Application.....	104
IV.5.3.2.1. Etude de l'influence de la longueur.....	105
IV.6. Conclusion.....	108
Conclusion Générale	109
Bibliographie.....	111

Liste des Figures

Figure I.1 : Différents types de coups de foudre selon la classification de Berger [ROU00]....	4
Figure I.2 : Parafoudre au carbure de silicium et à éclateurs [MAC03]	8
Figure I.3 : Circuits basiques de modélisation d'un coup de foudre [KUF00]	9
Figure I.4 : Tension de pas [LEG07].....	12
Figure I.5 : Schéma de liaison à la terre en basse tension TT [BOU13].....	14
Figure I.6 : Schéma de liaison à la terre en basse tension IT [BOU13].....	15
Figure I.7 : Schéma de liaison à la terre en basse tension TN, (a) TN-C et (b) TN-S [BOU13]	15
Figure I.8 : Mise à la terre par neutre isolé [BER11].....	16
Figure I.9 : Mise à la terre directe [BER11].....	16
Figure I.10 : Mise à la terre par l'intermédiaire d'une résistance [BER11].....	17
Figure I.11 : Mise à la terre par une Réactance de limitation [BER11].....	17
Figure I.12 : Mise à la terre par une Bobine d'extinction de Peterson [BER11]	18
Figure I.13 : Méthode de Wenner [CLA84].....	19
Figure I.14 : Méthode de Schlumberger [KHE15].....	20
Figure I.15 : Méthode à 3 pôles [KHE15].....	20
Figure II.1 : Electrode hémisphérique [FLA10].....	25
Figure II.2 : Electrode verticale de forme cylindrique [FLA10].....	26
Figure II.3 : Electrode horizontale de forme cylindrique [FLA10].....	27
Figure II.4 : n électrodes verticales en ligne droite	27
Figure II.5 : Electrodes horizontales enfouies dans un même plan.....	28
Figure II.6 : Electrodes au sommet d'un triangle équilatéral [CLA84]	29
Figure II.7 : Electrodes horizontales sur les côtés d'un carrée [KHE15].....	29
Figure II.8 : Réseau maillé de forme carrée [CLA84]	30
Figure II.9 : Réseau maillé en forme d'un disque [CLA84]	30
Figure II.10 : Electrode en forme de boucle enterrée horizontalement [CLA84]	31
Figure II.11 : Circuit équivalent à chaque segment selon Meliopoulos et al. [YAG04].....	34
Figure II.12 : Circuit équivalent selon Meliopoulos et al. [YAG04]	35
Figure II.13 : Circuit équivalent d'une maille carrée [YAG04].....	35
Figure II.14 : Circuits équivalents de Geri pour une branche capacitance-conductance [GER99]	36
Figure II.15 : Circuit équivalent de Otero [OTE99].....	37
Figure II.16 : Circuit π d'une électrode à plusieurs segments [ABI12].....	40
Figure III.1 : Electrode horizontale de mise à la terre [SES11, SES13]	46
Figure III.2 : Image de l'électrode de mise à la terre par rapport à l'interface sol/air [SES11]	49
Figure III.3 : Organigramme de l'algorithme de simulation.....	55
Figure III.4 : Electrode enterrée horizontalement [HAR08].....	56
Figure III.5 : Courant de l'électrode horizontale selon Harrat [HAR08].....	57

Figure III.6 : Courant de l'électrode horizontale simulé	57
Figure III. 7 : Courant au centre de l'électrode horizontale par Poljak pour $l = 1m$, (a) $\rho=100 \Omega.m$ et (b) $\rho=1000 \Omega.m$ [POL14].....	58
Figure III.8 : Notre courant au centre de l'électrode horizontale pour $l=1m$, (a) $\rho=100 \Omega.m$ et (b) $\rho=1000 \Omega.m$	59
Figure III.9 : courant au centre de l'électrode horizontale par D.Poljak pour $l =10m$, (a) : $\rho=100 \Omega.m$ et (b) : $\rho=1000 \Omega.m$ [POL14]	59
Figure III.10 : courant au centre de l'électrode horizontale $l =10m$ (a) : $\rho=100 \Omega.m$ et (b) : $\rho=1000 \Omega.m$	59
Figure III. 11 : Grille modélisant une surface carrée d'un solide [RUB05].....	61
Figure III.12 : Orientation de l'élément source de courant [BUR11]	65
Figure III.13 : Affichage après démarrage	66
Figure III. 14 : Organigramme de l'algorithme utilisé NEC-4	68
Figure III. 15 : Nos courants simulés pour une électrode horizontale	69
Figure III.16 : Electrode enterrée horizontalement [HAR08]	70
Figure III.17 : Nos ondes de courant pour une électrode verticale	71
Figure III.18 : Ondes de courant obtenues par Harrat pour une électrode verticale	71
Figure III.19 : Ondes de courant pour différents rayons de l'électrode	71
Figure III.20 : Ondes de courant pour différentes segmentations	72
Figure III.21 : Ondes de courant pour différentes longueurs de l'électrode	72
Figure III.22 : Ondes de courant pour différentes valeurs de résistivité du sol	73
Figure III.23 : Ondes de courant pour différentes permittivités relatives	73
Figure IV.1 : Différentes représentations d'un segment de la ligne de transmission	77
Figure IV. 2 : Dépendance en fréquence de la permittivité et de la résistivité selon les modèles (S), (VA), (VP) et (P), (a) $\rho_{BF} = 93,46 \Omega.m$ et (b) $\rho_{BF} = 343 \Omega.m$	81
Figure IV.3 : Organigramme du programme de simulation d'une électrode horizontale avec la méthode des lignes de transmission	83
Figure IV.4.a : Nos résultats de simulation.....	84
Figure IV.5.a : Ondes de tension avec et sans dépendance en fréquence avec $\alpha = 0,00364 \mu s - 1, \beta = 0,65221 \mu s - 1 f = 5,27kHz$	85
Figure IV.6.a : Ondes de tension avec et sans dépendance en fréquence avec $\alpha = 0,00184 \mu s - 1$ et $\beta = 2,4665 \mu s - 1, f = 2,67 kHz$	86
Figure IV.7 : Résistance d'une électrode verticale	87
Figure IV.8 : Amplitude de l'impédance en fonction de la fréquence [GRC05].....	88
Figure IV.9 : Représentation élémentaire d'une ligne de transmission [WEN06].....	89
Figure IV.10 : Représentation d'une ligne bifilaire [WEN06].....	91
Figure IV.11 : Notre impédance d'entrée utilisant LT.....	93
Figure IV.12 : Impédance d'entrée d'Alipio et al. utilisant l'approche hybride [ALI12].....	93
Figure IV.13 : Impédance d'entrée d'une électrode horizontale pour $\rho = 30 \Omega m$	94
Figure IV.14 : Impédance d'entrée d'une électrode horizontale pour $\rho = 1000 \Omega m$	94
Figure IV.15 : Impédance d'entrée d'une électrode Horizontale pour $l = 3m$	95
Figure IV.16 : Impédance d'entrée d'une électrode Horizontale pour $l = 10m$	95
Figure IV.17 : Impédance d'entrée d'une électrode Horizontale pour $l = 100m$	96

Figure IV.18 : Impédance d'entrée, simulée pour $l = 3\text{m}$	97
Figure IV.19 : Amplitude d'impédance d'entrée pour $l = 3\text{m}$ [GRC05].....	97
Figure IV.20 : Impédance d'entrée, simulée pour $l=30\text{m}$	97
Figure IV.21 : Amplitude d'impédance d'entrée pour $l=30\text{m}$ [GRC05].....	97
Figure IV.22 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $\rho = 30 \Omega\text{m}$	98
Figure IV.23 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $\rho = 300 \Omega\text{m}$	98
Figure IV.24 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $\rho = 1000 \Omega\text{m}$	98
Figure IV.25 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $l=3\text{m}$	99
Figure IV.26 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $l=15\text{m}$	99
Figure IV.27 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $l=100\text{m}$	99
Figure IV. 28 : Electrode horizontale de mise à la terre enterrée dans un sol amagnétique stratifié horizontalement [KHE15].....	101
Figure IV.29 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale de terre enfouie à une profondeur $e=0.6\text{m}$ dans un sol stratifié verticalement	104
Figure IV.30 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale pour différents point d'injection en présence et en absence de la dépendance de fréquence.....	105
Figure IV.31 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale de longueur de 6m et 20m ..	106
Figure IV.32 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale d'une longueur totale de 15m et 40m (a) : Z_{1in} (b) : Z_{2in}	107
Figure IV.33 : Impédances d'entrée Z_{mil} de l'électrode horizontale lors de la variation de (a) l_2 , (b) l_1	107

Liste des Tableaux

Tableau I.1 : Résistivités moyennes des différents types de sol [NZU09, CLA84]	22
Tableau II.1 : Valeurs des coefficients F_h pour différents nombre d'électrodes [KHE15]	27
Tableau II.2 : Valeurs du coefficient $N(n)$	28
Tableau II.3 : Valeurs du coefficient k_h en fonction du nombre d'électrodes	29
Tableau II.4 : Valeurs des coefficients k_1 et k_2	32
Tableau III.1 : Equations de Maxwell [CIG13]	45
Tableau IV.1: Modèles des paramètres	79
Tableau IV.2 : Valeurs du coefficient α_i [DAM14]	80

Introduction Générale

L'importance de la conception de la mise à la terre d'équipements électriques et ouvrages de haute tension, tient de la nécessité de protéger les personnes contre d'éventuels défauts d'isolement, de protéger le matériel, d'améliorer la qualité du service et de limiter les surtensions nuisibles aux appareils avoisinants et potentiellement dangereuses pour les individus. Les équipements électriques doivent être mis à la terre afin d'éviter les risques de détérioration et les dangers d'électrocution dus à un défaut d'isolement. En effet, les systèmes non reliés à la terre produisent des surtensions plus importantes en cas de défaut, notamment en cas de foudre.

Afin de pouvoir réaliser une conception de mise à la terre, plusieurs études ont été déployées pour s'approcher le plus possible des conditions réelles de l'installation, et de façon à prévoir le comportement de la mise à la terre, sous différentes charges rencontrées lors d'un défaut du réseau électrique [BER11]. Ces recherches visaient, dans leur grande majorité, les comportements, transitoire et en régime établi, de ces systèmes de terre à basse et/ou haute fréquences [NZU09], car la réponse des systèmes de mise à la terre soumis à des courants de foudre est différente de celles obtenues suite à l'injection des courants à basse fréquence (BF), tels que des court-circuits [LEG07].

Les premiers travaux ont été entrepris par Tagg [TAG64], Sunde [SUN68] et Meliopoulos [MEL88]. Leurs systèmes ont été modélisés en basse fréquence par une résistance pure. En fait, diverses formules analytiques et empiriques ont été développées pour le calcul de la résistance de terre [CLA84, MHD87, IEEE00, LIE74]. En hautes fréquences, suite à l'injection d'un courant de foudre par exemple, le modèle de résistance n'est plus valable. De ce fait, plusieurs méthodes numériques ont été élaborées pour simuler les systèmes de terre. Nous citons, entre autres, l'approche des circuits qui a été mise en œuvre par Meliopoulos et al. en 1983 [MEL83, PAP87, RAM89], l'approche électromagnétique développée par Grcsev [GRC90], l'approche hybride introduite par Dawalibi en 1986 [DAW86], l'approche des antennes déduite à partir de celle électromagnétique [GRC90,POL06,POL14] et finalement l'approche des lignes de transmission créée par Verma et al. [VER80], Mazzetti et al. [MAZ83] et enfin par Velazquez et al. [VEL84].

La présent mémoire porte sur l'analyse transitoire des électrodes horizontale et verticale de terre enfouies dans un sol homogène et stratifié horizontalement en deux couches de différents paramètres électriques. Pour cela, des programmes, sous environnement MATLAB, ont été développés en se basant sur les approches des antennes et des lignes de transmission. Nous nous sommes intéressés à déterminer les réponses transitoires dans le domaine temporel consistant en les courant et les potentiels le long des électrodes.

Lors de l'utilisation de l'approche des antennes, le courant le long d'une électrode enfouie horizontalement dans un sol homogène, a été déterminé analytiquement en résolvant l'équation intégral-différentielle de Pocklington déduite à partir des équations de Maxwell et numériquement en utilisant le code de calcul NEC-4.

L'approche des lignes de transmission a été appliquée dans le but de déterminer les réponses transitoires en courant et en tension dans le domaine temporel ainsi que les impédances d'entrée dans le domaine fréquentiel des électrodes horizontale et verticale. Deux types de sols ont été considérés : sol homogène et sol stratifié horizontalement en deux couches de différents paramètres électriques. Cette étude a été menée avec et sans prise en compte de la dépendance des paramètres électriques du sol en fréquences.

Ainsi, notre manuscrit est structuré en quatre chapitres distincts. Nous commencerons le premier chapitre par un rappel sur les surtensions transitoires. Nous présenterons par la suite des généralités sur la foudre, des généralités sur les systèmes de mise à la terre, les principales méthodes de mesure de la résistivité des sols ainsi que les régimes de neutre.

Dans le deuxième chapitre, nous rappellerons les différentes relations exprimant la résistance des électrodes, de différentes géométries, de mise à la terre. Les différentes méthodes de modélisation et de simulation des systèmes de mise à la terre en hautes et très hautes fréquences y seront également présentées.

Le troisième chapitre portera sur l'utilisation de l'approche des antennes pour analyser le comportement transitoire des électrodes horizontales et verticales enfouies dans un sol homogène. La réponse transitoire sera déterminée analytiquement en résolvant l'équation intégral-différentielle de Pocklington et numériquement en utilisant NEC-4.

Le dernier chapitre traitera les systèmes de mise à la terre en utilisant la méthode des lignes de transmission (LT) en tenant compte de la dépendance en fréquence des paramètres électriques du sol. Dans le domaine temporel, nous examinerons la réponse transitoire d'une électrode horizontale enfouies dans un sol homogène. Dans le domaine fréquentiel, nous étudierons l'impédance d'entrée des électrodes horizontale et verticale entrées dans un sol homogène ou stratifié en deux couches.

Nous terminerons par une conclusion générale représentant une synthèse globale de notre travail.

Chapitre I

Généralités sur la foudre, les Systèmes de mise à la terre et la résistivité du sol

I.1. Introduction

Les systèmes de mise à la terre ont pour rôle d'assurer à la fois la sécurité des personnes à proximité des installations électriques et de l'équipement utilisé, pour le bon fonctionnement de ceux-ci en évacuant le courant de défaut vers la terre. Le système de mise à la terre soumis à des courants à hautes fréquences ; courants de foudre et de manœuvre par exemple, présente un comportement différent de celui obtenu lors de l'injection des courants à basses fréquences tels que les courants de court-circuit.

Ce chapitre comporte, en fait, deux parties distinctes. Dans la première partie, nous présentons un rappel sur les surtensions transitoires. Nous nous intéressons plus particulièrement à la foudre, sa classification, ses principales caractéristiques et ses effets ainsi que les techniques de protection contre ce phénomène. Dans la deuxième partie, nous nous sommes focalisés sur les systèmes de mise à la terre. Nous présentons ainsi des généralités sur ces systèmes en mettant le doigt sur leur rôle, leur réalisation et leur classification. Les caractéristiques électro-géologiques des sols, les principales méthodes de mesure de la résistivité des sols ainsi que les régimes de neutre y sont également dévoilés.

Partie I : La Foudre

I.2. Surtensions transitoires

Les surtensions transitoires sont des surtensions de courtes durées et généralement très amorties. Elles peuvent être soit internes ou bien externes [OLI04]

I.2.1. Surtensions transitoires internes

Ce sont des surtensions à front lent, appelées aussi surtensions de manœuvre. Elles présentent un temps de crête appartenant à la plage 20 – 5000 μ s et un temps de mi- amplitude de moins de 20 ms [OLI04].

Ces surtensions peuvent être provoquées par [OLI04, AGU91] :

- l'enclenchement et le réenclenchement de lignes à vides ;
- la mise sous tension de batteries de condensateurs ;
- les résonances et la ferrorésonance ;
- l'élimination ou apparition de défauts ;
- la coupure des courants capacitifs ou inductifs.

I.2.2. Surtensions transitoires externes

Ce sont des surtensions à front rapide, aussi appelées surtensions de foudre. Elles présentent un temps de crête compris entre 0,1 et 20 μ s et un temps de mi-amplitude de moins de 3 ms [OLI04].

Ces surtensions peuvent provenir directement d'un coup de foudre sur un système électrique, ou bien indirectement suite à un coup de foudre aux environs du système.

Pour mieux comprendre la foudre, nous avons jugé utile de présenter des généralités sur ce phénomène.

I.3. Généralités sur la foudre

La foudre est un phénomène naturel dû à d'autres phénomènes physiques et électriques complexes [OLI04].

Un coup de foudre est initialement formé par une prédécharge appelée traceur ou leader. Cette prédécharge peut avoir comme origine les nuages et progresser vers la terre, ou bien avoir la terre comme origine et progresser vers les nuages. Le canal formé entre la terre et les nuages par le traceur constitue un pont conducteur qui permettra à un courant très intense d'y passer ; c'est la foudre proprement dite [OLI04, GAR84].

Les coups de foudre sont d'abord classés selon le sens de développement du leader, à savoir ascendant ou bien descendant, puis un classement selon le sens d'écoulement du courant, à savoir, une décharge positive lorsque c'est la partie positive du nuage qui se décharge et inversement [OLI04, GAR84].

La figure (I.1) suivante illustre les différents coups de foudre selon Berger [ROU00].

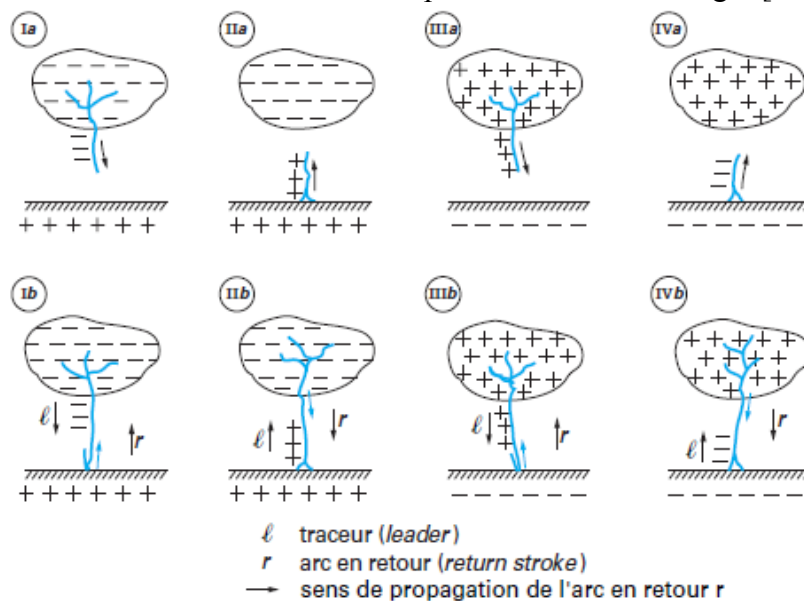


Figure I.1 : Différents types de coups de foudre selon la classification de Berger [ROU00]

I.3.1. Effets de la foudre

I.3.1.1. Effets électriques

Lorsque le courant de foudre est écoulé dans le sol, une variation de tension de terre sur des faibles distances aura lieu. Cette variation peut engendrer des claquages locaux qui pourraient endommager les installations électriques à proximité du lieu de choc et constituer un danger pour les êtres vivants [BOU04].

I.3.1.2. Effets thermiques

En produisant une grande énergie, un coup de foudre peut faire fondre le métal, enflammer du bois et provoquer des incendies [BOU04].

I.3.1.3. Effets électrodynamiques

Les effets électrodynamiques consistent en les forces d'attraction entre deux conducteurs en parallèles parcourus par un courant de même sens [BOU04].

I.3.1.4. Effets électromagnétiques

Les effets électromagnétiques se manifestent par différents processus de couplages sur une structure : il s'agit des couplages capacitif et inductif [BOU04].

- Couplage inductif : c'est l'effet d'un champ magnétique, produit par un courant électrique circulant dans un conducteur, sur une victime voisine [TAH15].
- Couplage capacitif : c'est l'effet d'une différence de potentiel variable aux bornes d'un conducteur sur les autres conducteurs voisins ; c'est l'effet d'antenne [TAH15].

I.3.1.5. Effets électrochimiques

Les conducteurs, plus particulièrement ceux enterrés, se rangent par la corrosion à cause des courants qui s'écoulent dans le sol [BOU04].

I.3.1.6. Effets acoustiques

La foudre génère des pressions importantes à courtes distances, celles-ci peuvent provoquer des bris de vitres à proximité du point d'impact [BOU04].

I.3.1.7. Effets physiologiques

Les effets physiologiques vont de l'éblouissement au foudroiement [BOU04].

I.3.2. Protection contre la foudre

Nous pouvons distinguer deux types de systèmes de protection : intérieure et extérieure.

I.3.2.1. Systèmes de protection extérieure

Les systèmes de protection extérieure tels que les paratonnerres et les parafoudres ont pour rôle de capter les coups de foudre qui menacent les structures à protéger et d'écouler les courants de foudre vers la terre en supportant ses effets [BOU04, ROU00].

Ces systèmes sont généralement composés de [BOU04, ROU00]:

- un ou plusieurs dispositifs de capture des décharges atmosphériques : ce sont des tiges verticales terminées par des pointes ;
- de conducteurs de toiture et de descente : leur rôle est d'écouler les courants vers les prises de terre ;
- de prises de terre.

Afin de protéger un bâtiment, on peut utiliser les paratonnerres suivants :

- **Paratonnerres à tige simple**: ils ont une hauteur de 2 à 8 m avec une pointe très mince et longue. Pour des longueurs de parcours supérieures à 35 m, au moins deux conducteurs de descente par tige sont nécessaires [NOR97].
- **Paratonnerre à dispositif d'amorçage** : il est composé d'une pointe caprice, d'un dispositif d'amorçage et d'une tige support sur laquelle un conducteur de descente est connecté [NOR95].
- **Fils tendus** : dans ce cas, un ou plusieurs fils conducteurs sont tendus au-dessus des installations à protéger. Les conducteurs doivent être reliés à la terre [NOR97].
- **Conducteurs maillés** : dans ce cas, les conducteurs de toiture forment un polygone fermé, dont le périmètre est voisin du tour de la toiture. Des pointes caprices sont placées verticalement aux points les plus vulnérables du bâtiment. Les conducteurs doivent être reliés à la terre [NOR95].

Afin de protéger un réseau de transport d'énergie électrique, un câble de garde est utilisé. Il est placé au-dessus et en parallèle à la ligne électrique à protéger, et est relié à la terre à travers les pylônes [AGU91].

I.3.2.2. Systèmes de protection intérieure

Les systèmes de protection intérieure ont pour rôle de protéger les installations et les équipements électriques intérieurs, ainsi que les personnes contre les surtensions conduites ou induites et les montées en potentiel [ROU00].

Les surtensions conduites sont dues au foudroiement d'une ligne, qui génère des impulsions locales dans les conducteurs de cette ligne. Ces impulsions peuvent ensuite se propager jusqu'aux habitations [ROU00].

Les courants qui s'écoulent à travers les descentes des paratonnerres produisent des champs d'inductions magnétiques intenses. Le flux magnétique génère ensuite des tensions induites de valeurs élevées [ROU00].

Dans certains cas, le courant de foudre s'écoule vers la prise de terre de l'installation à protéger, ce qui provoque une montée très dangereuse du potentiel de la prise de terre par rapport à la terre dont le potentiel est à zéro ; il s'agit de l'élévation du potentiel [ROU00]

Afin de protéger les installations, plusieurs systèmes sont utilisés :

I.3.2.2.1. Prise de terre et équipotentialisation

Il est recommandé, dans le cas des prises de terre utilisées pour la 'foudre', de ne pas dépasser une résistance de 10Ω . Néanmoins, la valeur de 30Ω est acceptable dans les sols mauvais conducteurs.

Pour une prise de terre optimale pour la foudre, il est conseillé de relier toutes les masses métalliques du bâtiment entre elles, à savoir, les terres de tous les appareils électroménagers, les réservoirs et les rails de guidage des ascenseurs à la prise de terre pour la foudre ; c'est ce qu'on désigne par équipotentialisation [ROU00].

I.3.2.2.2. Eclateurs

Ils sont constitués de deux électrodes. La première est reliée à la mise à la terre et l'autre connectée à l'élément à protéger. La distance entre les deux électrodes détermine la tension d'amorçage.

Les éclateurs ne sont pas chers, robustes et facilement réglables. Cependant, ils présentent divers inconvénients [ROU00, MAC03] :

- l'arc dû à l'amorçage ne s'éteint pas seul ;
- ils sont très sensibles aux agressions extérieures telles que la neige ;
- ils provoquent un court-circuit qui doit éliminer le disjoncteur d'entrée ;
- ils réagissent aux surtensions avec un retard de quelques microsecondes.

I.3.2.2.3. Parafoudres

Généralement, ils sont utilisés dans les réseaux de transport de l'énergie électrique. Ils permettent d'améliorer la qualité de service et limitent les surtensions. On distingue deux types, parafoudre au carbure de silicium et à éclateurs, et parafoudre à oxyde de zinc [ROU00, MAC03].

I.3.2.2.3.1. Parafoudre au carbure de silicium et à éclateurs

La figure I.2 illustre ce type de parafoudre. Il est constitué d'une ou plusieurs varistances ou résistances non linéaires, au carbure de silicium, associées en série avec un ou plusieurs éclateurs. L'ensemble est placé dans une enveloppe isolante étanche remplie d'un gaz sec (air ou azote) [MAC03].

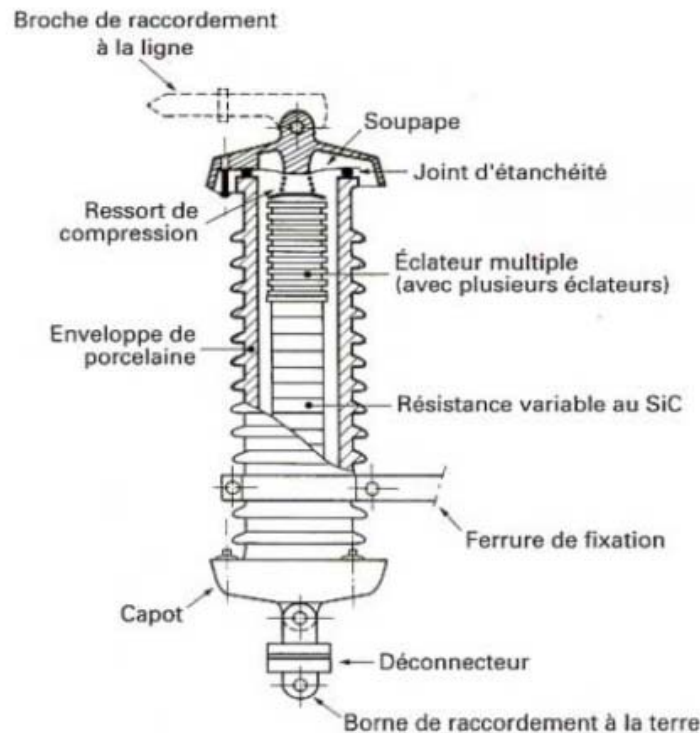


Figure I.2 : Parafoudre au carbure de silicium et à éclateurs [MAC03]

En fonctionnement normal, les éclateurs ne sont pas conducteurs. Lorsque survient une surtension supérieure au niveau d'amorçage, les éclateurs s'amorcent et provoquent l'écoulement du courant de décharge à travers des résistances dont la valeur est d'autant plus faible que le courant est élevé (caractéristique non-linéaire), ce qui permet de limiter la surtension [MAC03].

Après le passage du courant de décharge, le parafoudre reste conducteur, mais la tension à ses bornes diminue et la non-linéarité des résistances entraîne une décroissance rapide du courant qui peut alors être facilement interrompu par les éclateurs à son premier passage par zéro [MAC03].

I.3.2.2.3.2. Parafoudre à oxyde de zinc

Il est constitué uniquement de varistances empilées à oxyde de zinc. Le tout est placé dans une enveloppe étanche et isolante, généralement en porcelaine ou en matériau synthétique. Sous la tension de service, son impédance est très élevée et la varistance est parcourue par un courant

très faible. Lorsqu'une surtension apparaît, la résistance diminue rapidement ; la varistance écrête la surtension en lui livrant un chemin préférentiel pour écouler l'énergie correspondante vers la terre. La non-linéarité est telle que lorsque le courant traversant la varistance passe de 0,1 mA à 10 kA, la tension à ses bornes n'est multipliée que par deux environ, ce qui fait de cet élément un dispositif de protection presque idéal [MAC03].

I.3.3. Modélisation de la foudre

La modélisation la plus basique d'un coup de foudre est faite à l'aide de deux circuits (a) et (b) de la figure I.3 suivante [KUF00] :

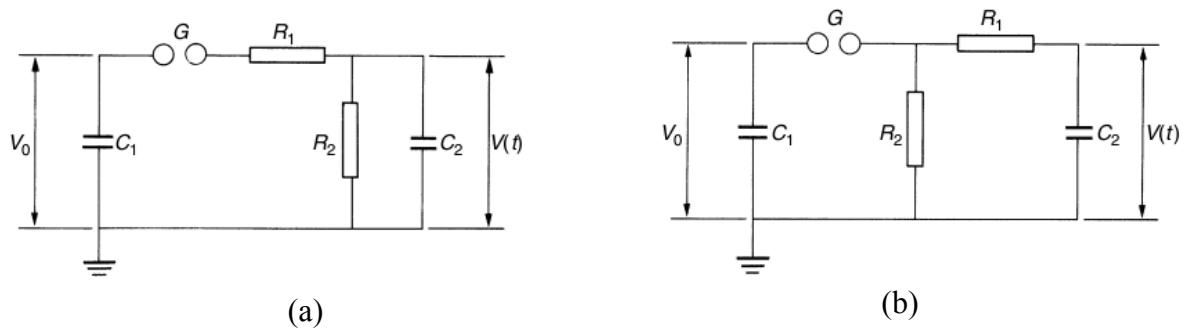


Figure I.3 : Circuits basiques de modélisation d'un coup de foudre [KUF00]

Dans les deux configurations précédentes, le principe de fonctionnement est le même. Le condensateur d'impulsion C_1 est lentement chargé par une source de courant continu à une tension V_0 , l'éclateur à sphère s'amorce. La résistance R_1 d'amortissement, amortit le courant et contrôle le temps de montée et R_2 est la résistance de décharge aux bornes de laquelle C_1 se décharge. Le condensateur C_2 , d'une valeur très inférieure à C_1 , modélisant la charge est rapidement chargé jusqu'à la valeur V qui ensuite se décharge lentement, ceci est accompli en choisissant R_2 très supérieure devant R_1 ($R_2 \gg R_1$) [KUF00, KIN87].

I.3.3.1. Représentation mathématique d'un courant de foudre

Mathématiquement, le courant de foudre est représenté par deux formules analytiques. La première est la bi-exponentielle [NUC95, ZED90] et la deuxième est la formule de Heidler [HEI85] :

➤ Fonction bi-exponentielle :

$$I(0, t) = I_0(e^{-at} - e^{-\beta t}) \quad (I.1)$$

➤ Formule de Heidler :

$$I(0, t) = \frac{I_0}{\eta} \frac{\left(\frac{t}{\tau_1}\right)^n}{1 + \left(\frac{t}{\tau_1}\right)^n} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (I. 2)$$

avec

$$\eta = e^{-\left(\frac{\tau_1}{\tau_2}\right)^n \sqrt{n \frac{\tau_2}{\tau_1}}} \quad (I. 3)$$

où

I_0 : Amplitude du courant à la base du canal ;

τ_1 : Constante de temps de front ;

τ_2 : Constante de décroissance ;

η : Facteur de correction d'amplitude ;

$n = 2 \div 10$.

Partie II : Les systèmes de mise à la terre

I.4. Généralités sur les systèmes de mise à la terre (SMALT)

Le rôle principal d'un SMALT est d'écouler le courant électrique vers la terre. Il est utilisé afin de protéger les équipements et installations électriques ainsi que le personnel contre les éventuels coups de foudre ou les autres défauts comme les surtensions. Un SMALT reste donc un système très important et primordial dans n'importe quel schéma électrique.

I.4.1. Définitions

Pour bien introduire les lecteurs dans les SMALT, nous nous proposons d'énoncer, dans ce qui suit, quelques définitions.

I.4.1.1. Terre

Terme désignant aussi bien la terre (humus, terreau, sable, gravier ou rocher, ...) comme endroit que comme matériau conducteur [VEN14].

I.4.1.2. Electrode de terre

Pièce conductrice enfouie dans le sol qui assure une liaison électrique avec la terre [VEN14].

I.4.1.3. Câblette

Elle est constituée d'un câble en cuivre nu. Elle peut seule réaliser la prise de terre. Elle sert également à relier la masse d'un équipement à une prise de terre ou relier les éléments conducteurs d'une prise de terre entre eux [EDF97].

I.4.1.4. Prise de terre

Une ou plusieurs électrodes de terre qui sont interconnectées en permanence. Il en existe deux types les prises de terre : « profonde » et « surface » [EDF97].

La prise de terre de surface est réalisée par l'enfouissement dans le plan horizontal de câbles, de grilles, etc. suivant une forme géométrique adaptée ; la profondeur d'enfouissement est de 0,80 à 1 mètre [EDF97].

Une prise de terre est dite profonde dès que la profondeur atteinte est supérieure à 3 mètres. Elle est réalisée par l'enfoncement dans le plan vertical de piquets auto-allongeables (la liaison entre deux piquets s'effectue sans manchon de raccordement) [EDF97].

I.4.1.5. Masse

Enveloppe conductrice d'un matériel électrique, qui n'est pas normalement sous tension, mais qui peut le devenir en cas de défaut d'isolement des parties actives de ce matériel [EDF97].

I.4.1.6. Piquet

Il est en acier inoxydable ou en acier cuivré. Il permet de réaliser des prises de terre à basse fréquence à un coût relativement modique [EDF97].

I.4.1.7. Grille

Elle est constituée d'un treillis de cuivre déployé dans le plan horizontal et se termine par une câblette [EDF97].

I.4.1.8. Mise à la terre

Mettre un équipement à la terre c'est relier son enveloppe métallique à une prise de terre, à condition que cette enveloppe soit considérée comme une masse [EDF97].

I.4.1.9. Conducteur de terre

C'est un conducteur qui relie à la prise de terre, une partie d'installation électrique, une partie conductrice accessible ou une partie métallique conductrice situées dans l'environnement électrique. Un conducteur peut être également utilisé pour relier les différentes prises de terre [NZU09].

I.4.1.10. Tension de pas

L'électrocution par 'tension de pas' peut se produire si une personne se situe à proximité du support qui diffuse un courant dans le sol ; une tension apparaît alors entre ses deux pieds, ce qui entraîne la circulation d'un courant I_{corps} [LEG07].

On définit ainsi la tension de pas par : $U_{\text{pas}} = |V_{M1} - V_{M2}|$, avec M1 et M2 deux points au sol distant d'un mètre (distance d'entrejambes par convention) (Figure I.4).

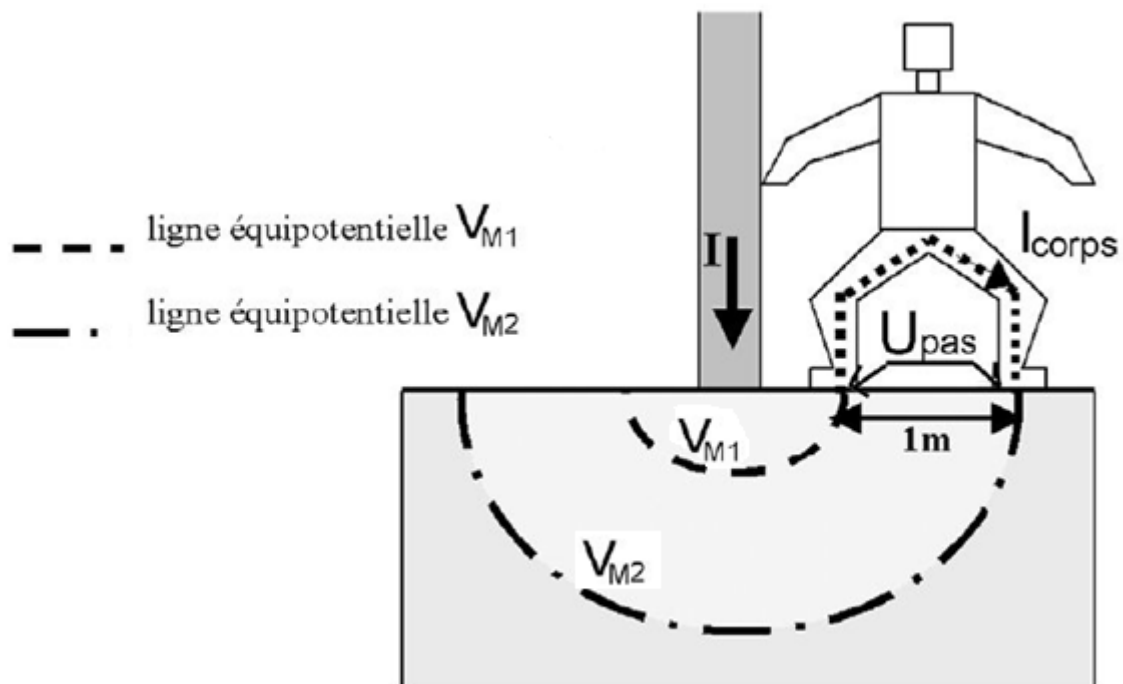


Figure I.4 : Tension de pas [LEG07]

I.4.2. Réalisation d'un SMALT

I.4.2.1. Eléments de mise à la terre

Une prise de terre est habituellement composée d'une ou de plusieurs électrodes verticales (piquets) ou horizontales (grilles). La forme de la prise de terre est normalement commandée par l'emplacement physique des appareils et des structures métalliques à mettre à la terre. Par exemple, la prise de terre d'un poste de transformation ou de distribution est généralement constituée d'un réseau maillé de conducteurs enfouis dans le sol et formant le treillis du poste [BOU13].

I.4.2.2. Matériaux utilisés

Le choix du matériau se fait selon la stabilité thermique, la résistance contre la corrosion dans le sol, le pouvoir conducteur et le coût de ce même matériau. Les matériaux les plus utilisés sont :

- le cuivre qui présente une bonne conductivité et une résistance à la corrosion ;
- l'acier ayant une conductivité faible par rapport au cuivre et l'aluminium. Il est recommandé d'utiliser l'acier galvanisé ou bien inoxydable. Cependant l'aluminium est rarement utilisé dans les SMALT à cause du risque de la corrosion.

I.4.2.3. Critères de réalisation d'un SMALT

La réalisation des SMALT doit respecter certains critères qui sont détaillés dans les adéquations qui suivent.

I.4.2.3.1. Adéquation de performance

C'est la caractéristique de fonctionnement désirée comme prescrite par un client. Elle implique normalement des paramètres tels que, la résistance de terre maximale acceptable, le champ électrique et la densité de courant, l'électrode de terre et son environnement, la durée de vie prévue et la capacité de manipuler des conditions anormales. Un facteur important ici est l'effet thermique. Le sol environnant de l'électrode est soumis à un échauffement progressif dû aux écoulements de courants, ayant pour résultat l'évaporation de l'humidité et par conséquent l'augmentation de la résistance [BER11].

I.4.2.3.2. Adéquation de fiabilité et entretien

La conception finale doit être fiable avec un entretien minimum durant toute sa durée de vie. La capacité du système d'électrodes d'exécuter en juste proportion sous une configuration inachevée, est un dispositif désiré. Ce dispositif permet d'entretenir le système d'électrodes section par section, tout en maintenant une performance globale satisfaisante [BER11].

I.4.2.3.3. Adéquation des effets sur l'environnement

Il est inévitable que l'installation d'un système d'une énorme électrode du sol cause quelques effets sur l'environnement. La tâche finale ici est de rechercher un équilibre entre une conception de technologie de l'électrode et la nature du sol [BER11].

I.4.3. Classification des SMALT

Les SMALT d'un équipement électrique peuvent être classifiés selon quatre catégories dépendamment de leur fonction : SMALT de protection, SMALT de protection contre la foudre, SMALT de fonctionnement ainsi que les SMALT de référence [JIN13].

I.4.3.1. SMALT de fonctionnement

Ce sont les SMALT utilisés pour mettre à la terre le neutre des systèmes électriques, et ce dans le but de réduire la tension aux bornes de leurs isolations ; les neutres des systèmes électriques fonctionnant à plus de 110 kV sont solidement mis à la terre [JIN13].

I.4.3.2. SMALT de protection

Dans le cas où l'isolation d'un système électrique rompe, la partie isolée sera sous tension et risque de provoquer une électrocution à toute personne qui y entrera en contact. Pour pallier à ce danger, cette partie de l'équipement électrique est mise à la terre. Ce type de SMALT est dit de protection [JIN13].

I.4.3.3. SMALT de protection contre la foudre

Dans le but de prévenir contre les coups de foudre s'abattant sur les équipements électriques, plusieurs protections sont utilisées telles que les câbles de garde ou bien les parafoudres. De telles protections sont mises à la terre et ce genre de SMALT est dit de protection contre la foudre [JIN13].

I.4.3.4. SMALT de référence

De nombreux instruments de mesure et de contrôle sont des dispositifs électroniques robustes. De tels dispositifs ont besoin d'un signal de référence durant leur fonctionnement. La terre est choisie comme un bon signal de référence, pour que les dispositifs de mesure et les systèmes de contrôle fonctionnent convenablement. Ce genre de mise à la terre est appelé SMALT de référence [KIN87].

I.4.4. Schéma de liaison à la terre

Les valeurs des résistances à la terre dépendent fortement des différents schémas de liaison à la terre (régimes de neutre) [BER11]. Ces schémas de liaisons sont aussi appelés régimes du neutre et sont différentes pour chaque niveau de tension (basse, moyenne et haute tensions).

I.4.4.1. Schéma de liaison à la terre en basse tension

Le schéma de liaison à la terre est tout simplement la manière dont les neutres du transformateur d'alimentation et des masses des récepteurs sont (ou pas) reliés à la terre ou au neutre du réseau d'alimentation. On distingue trois schémas possibles [BOU13]: TT(Figure I.5), IT (Figure I.6) et TN (Figure I.7).

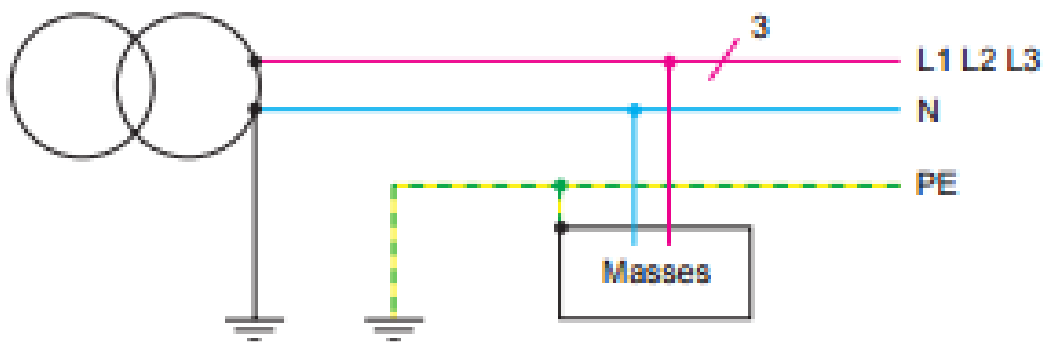


Figure I.5 : Schéma de liaison à la terre en basse tension TT [SCH98]

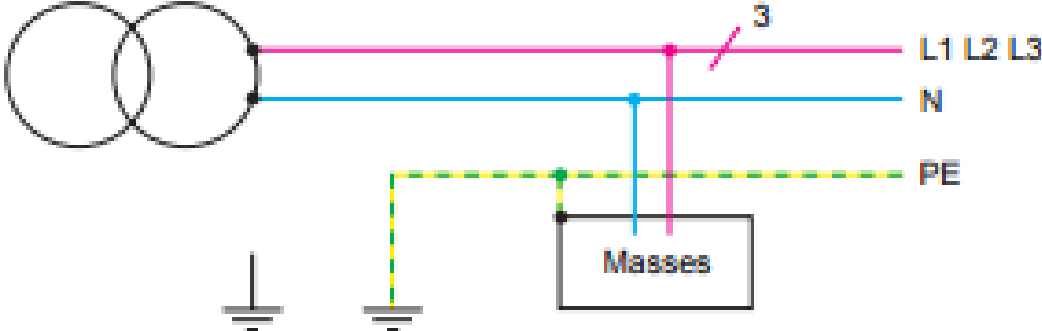


Figure I.6 : Schéma de liaison à la terre en basse tension IT [SCH98]

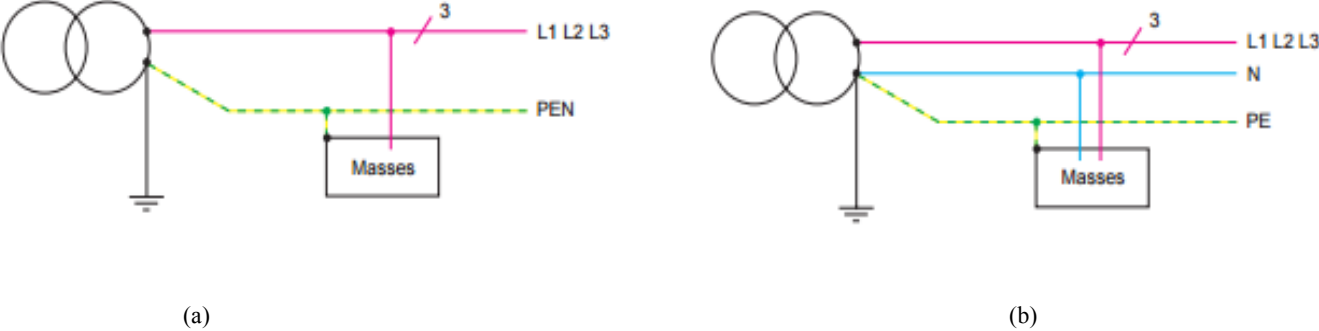


Figure I.7 : Schéma de liaison à la terre en basse tension TN, (a) TN-C et (b) TN-S [SCH98]

Selon les normes NF C 15-100, NF C 13-100 et NF C13-200, ces différentes codifications sont comme suit [NZU09] :

- La première lettre caractérise le point neutre du transformateur ou de la source (I : isolé de la terre, T : relié à la terre).
- La deuxième lettre caractérise les masses électriques des récepteurs (T : reliées à la terre, N : reliées au conducteur neutre (N)).
- Troisième lettre indique la situation du conducteur neutre (N) et du conducteur de protection (PE) (C : N et PE forment un conducteur commun PEN, S : N et PE séparés), cette troisième lettre est facultatif.

I.4.4.2. Régime du neutre en haute tension

Dans les réseaux de distribution publique et les réseaux privés industriels ou tertiaires, on rencontre tous les principes de mise à la terre du point neutre, à savoir [BER11, SAU91, SCH03]:

I.4.4.2.1. Mise à la terre par neutre isolé

Dans ce genre de mise à la terre (Figure I.8), il n'y a aucune liaison électrique intentionnelle entre le point neutre et la terre, à l'exception des appareils de mesure ou de protection. C'est une solution souvent utilisée pour les réseaux industriels (≤ 15 kV) nécessitant la continuité de service [BER11, SAU91, SCH03].

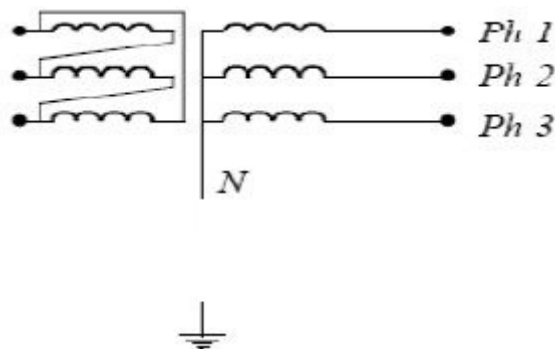


Figure I.8 : Mise à la terre par neutre isolé [BER11]

I.4.4.2.2. Mise à la terre directe

Dans ce type de mise à la terre illustré sur la figure I.9, le neutre est directement raccordé à la terre par une impédance nulle. Ce type de mise à la terre limite au mieux les surtensions, et la sélectivité des protections ne présente pas de difficultés. Par contre, en cas de défaut à la terre, le courant n'est pas limité ; les dégâts et les perturbations sont maximales et le danger pour le personnel sera important pendant la durée du défaut [BER11, SAU91, SCH03].

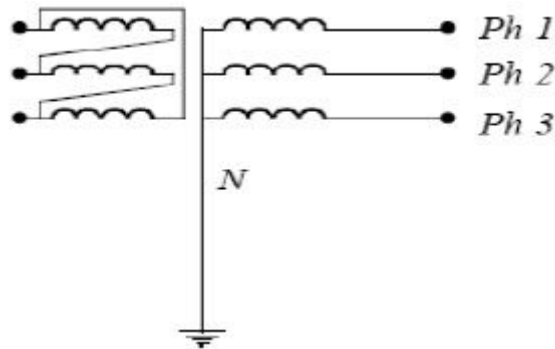


Figure I.9 : Mise à la terre directe [BER11]

I.4.4.2.3. Mise à la terre par l'intermédiaire d'une résistance

Il s'agit ici de connecter le neutre à la mise à la terre par l'intermédiaire d'une résistance (Figure I.10) ; c'est le cas le plus courant. Une telle mise à la terre est appliquée lorsque le neutre MT du transformateur d'alimentation est accessible et lorsque son impédance propre est insuffisante pour limiter convenablement les courants de défaut [BER11, SAU91, SCH03].

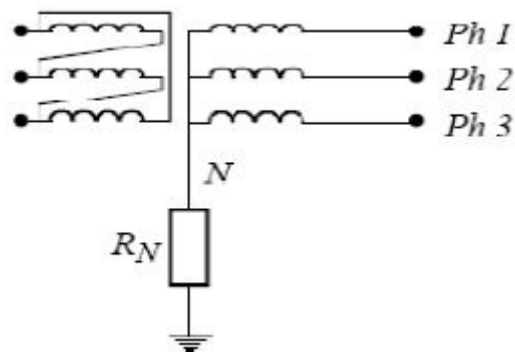


Figure I.10 : Mise à la terre par l'intermédiaire d'une résistance [BER11]

I.4.4.2.4. Mise à la terre par l'intermédiaire d'une réactance

Dans ce type de mise à la terre (Figures I.11 et I.12) une réactance est intercalée entre le neutre et le SMALT. Il en existe deux types de réactances [BER11, SAU91, SCH03] :

a). Réactance de limitation

Cette solution peut provoquer des surtensions sévères. Elle n'est applicable que si l'impédance de limitation a une valeur faible [SAU91, SCH03].

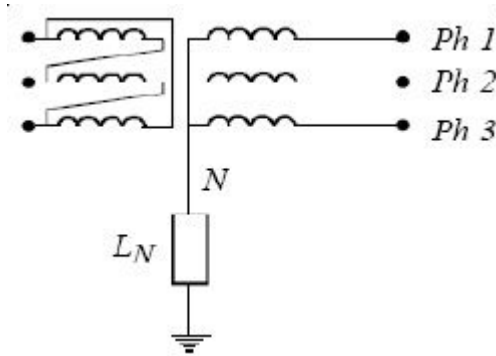


Figure I.11 : Mise à la terre par une Réactance de limitation [BER11]

b).Bobine d’extinction de Peterson

Cette configuration est plus utilisée dans les réseaux HT de distribution publique que dans les réseaux industriels, c’est une réactance qui est accordée sur les capacités (phases-neutre) du réseau et intercalée entre le point neutre et la terre de sorte qu'en présence d'un défaut à la terre, le courant dans le défaut est nul [BER11, SAU91, SCH03].

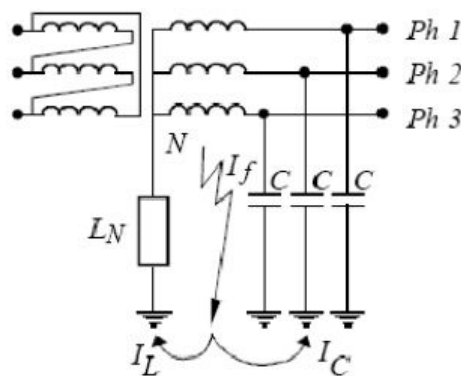


Figure I.12 : Mise à la terre par une Bobine d’extinction de Peterson [BER11]

Dans ces conditions :

$$I_f = I_L + I_C = 0 \quad (I.4)$$

Tel que :

I_f : courant de défaut ;

I_L : courant de réactance de mise à la terre ;

I_C : courant dans les capacités phase-terre.

I.5. Résistivité des sols

I.5.1. Réseaux de terre

Un réseau de terre est constitué d'un ensemble de conducteurs enterrés, en contact direct avec le sol et reliés électriquement entre eux. A basse fréquence, le réseau de terre peut être modélisé par une résistance pure [KHE15, CLA84].

L'étude du comportement d'un réseau de terre nécessite en premier lieu l'analyse de la répartition du potentiel dans le sol qui l'entoure. Cette répartition est fonction des caractéristiques électriques du terrain.

I.5.2. Caractéristiques électriques du sol

Les caractéristiques électriques de tout milieu peuvent être exprimées par les trois paramètres suivants : la conductivité σ , la perméabilité μ et la permittivité ϵ .

I.5.2.1. Mesure de la résistivité du sol

La résistivité du sol est une quantité variable et la seule manière de la connaître avec précision est de la mesurer. Elle varie en fonction de plusieurs facteurs : la nature des sols, le taux d'impuretés, la salinité, le taux d'humidité, la température, ... [FLA10]

Afin de mesurer la résistivité du sol, plusieurs méthodes ont été mises au point [KHE15, CLA84, LAY01, VIJ04].

I.5.2.1.1. Méthode de Wenner

Cette méthode, universellement reconnue, a été développée en 1915 par Frank Wenner [KHE15]. Elle est la plus utilisée pour mesurer la résistivité d'un sol, dans laquelle quatre électrodes A, C, D et B sont disposées en ligne équidistantes [KHE15, CLA84, LAY01, VIJ04] comme montré sur la figure I.13 :

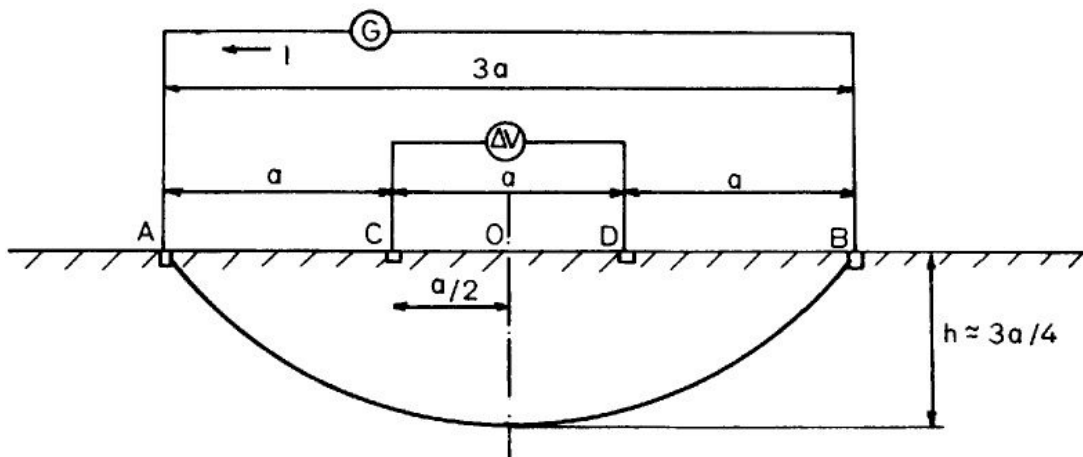


Figure I.13 : Méthode de Wenner [CLA84]

Entre les deux électrodes extrêmes A et B, on injecte un courant I, et entre les deux électrodes centrales C et D, on mesure le potentiel ΔV . Le terme V/I est la résistance R qui est mesurée avec un telluromètre à quatre bornes.

La valeur de la résistance R indiquée par l'ohmmètre permet de calculer la résistivité (ρ) au point situé sous le point O, à une profondeur de $h = 3/4a$, par l'expression simplifiée suivante obtenue dans le cas d'un sol homogène [KHE15, CLA84, VIJ04] :

$$\rho = 2\pi aR \quad (I.5)$$

avec :

ρ : résistivité apparente en $\Omega.m$;

a : distance entre deux électrodes adjacentes, elle est appelée « base de mesure ».

I.5.2.1.2. Méthode de Schlumberger

La méthode de Schlumberger permet de réduire considérablement le temps de mesure sur le terrain, notamment si on désire réaliser plusieurs mesures de résistivité. Elle n'est pas très différente de la méthode de Wenner puisque elle se base sur le même principe, la seule différence est le positionnement des électrodes ; la distance entre les deux piquets extérieurs est de $2D$ et celle entre les deux piquets intérieurs est de D (Figure I.14).

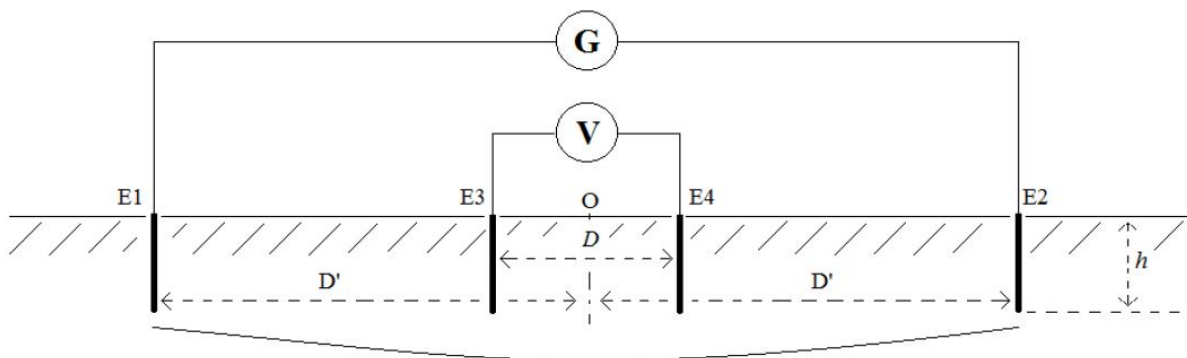


Figure I.14 : Méthode de Schlumberger [KHE15]

La valeur de résistance R lue sur l'ohmmètre permet de calculer la résistivité par la formule suivante [KHE15, CLA84, VIJ04]:

$$\rho = \frac{\pi R}{4} \left(D'^2 - \frac{D^2}{2} \right) \quad (I.6)$$

I.5.2.1.3. Méthode de mesure à trois pôles

Le principe de la méthode de mesure à trois pôles repose sur trois électrodes E1, E2 et E3. On utilise un voltmètre pour mesurer la différence de potentiel (V) entre E1 et E3 et un ampèremètre pour mesurer le courant circulant (I) entre les piquets de terre E1 et E2.

L'électrode E3 de tension doit être positionnée entre E1 et E2 selon la règle des 62% comme montré sur la figure I.15. Cette règle qui consiste à placer l'électrode E3 de tension à 62% de la distance totale E1 E2 permet de réaliser une mesure assez précise.

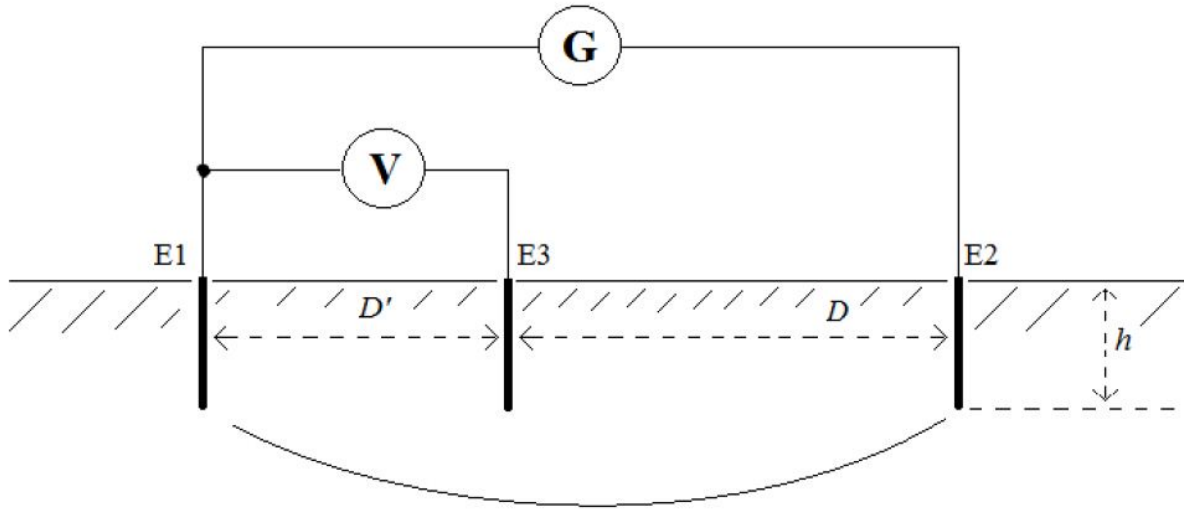


Figure I.15 : Méthode à 3 pôles [KHE15]

La formule donnant la résistivité est [KHE15, CLA84, VIJ04] :

$$\rho = R2\pi D \left(\frac{D + D'}{D'} \right) \quad (I.7)$$

avec :

$$R = \frac{V}{I} \quad (I.8)$$

I.5.2.1.4. Détermination de la résistivité apparente pour un sol stratifié

Soit un sol à deux couches de résistivités ρ_1 et ρ_2 respectivement. La première couche a une épaisseur finie. Tandis que la deuxième couche possède une épaisseur infinie. Un tel sol peut être modélisé par une seule couche (sol homogène) de résistivité équivalente appelée également résistivité apparente ρ_a . Cette dernière peut être calculée comme suit [KHE15] :

pour $H \leq e$:

Si $\rho_1 > \rho_2$:

$$\rho_a = \frac{\rho_1}{\left(1 + \left(\frac{\rho_1}{\rho_2} - 1 \right) \left(1 - e^{\frac{-1}{K(H+2e)}} \right) \right)} \quad (I.9)$$

Sinon :

$$\rho_a = \rho_2 \left(1 + \left(\frac{\rho_2}{\rho_1} - 1 \right) \left(1 - e^{\frac{-1}{K(H+2e)}} \right) \right) \quad (I. 10)$$

pour e faible devant H, la résistivité peut être calculée par :

Si $\rho_2 > \rho_1$:

$$\rho_a = \rho_2 \left(1 + \left(\frac{\rho_2}{\rho_1} - 1 \right) \left(1 - e^{\frac{-1}{K(H+2e)}} \right) \right) \quad (I. 11)$$

Sinon :

$$\rho_a = \rho_2 \left(1 + \left(\frac{\rho_2}{\rho_1} - 1 \right) \left(1 - e^{\frac{-1}{K(H+15e)}} \right) \right) \quad (I. 12)$$

Dans le cas d'une électrode verticale enfouie dans un tel sol stratifié, la résistivité apparente peut être donnée par l'expression suivante [KHE15]:

$$\rho_a = \frac{L\rho_1\rho_2}{\rho_2H + \rho_1(L - H)} \quad (I. 13)$$

Tel que :

e est la profondeur de l'électrode ;

H est l'épaisseur de la première couche (supérieure) ;

L est la longueur de l'électrode ;

ρ_1 et ρ_2 sont les résistivités des couches supérieures et inférieures respectivement ;

$K = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1}$ est le coefficient de réflexion.

I.5.2.2. Résistivités moyennes des différents types de sol

La résistivité du sol varie grandement selon son type. Le tableau I.1 suivant donne une indication sur les résistivités des différents types de sol [NZU09, CLA84] :

Tableau I.1 : Résistivités moyennes des différents types de sol [NZU09, CLA84]

Nature du sol	Résistivité en $\Omega.m$
Terrains marécageux	De quelques unités à 30
Limon	20 à 30
Humus	10 à 20
Tourbe humide	5 à 10
Argile plastique	50

Marnes et argiles compactes	100 à 200
Sol pierreux nu	1500 à 3000
Sol pierreux recouvert de gazon	300 à 500
Calcaires tendres	100 à 500
Calcaires compacts	1000 à 5000
Calcaires fissurés	500 à 1000
Granits et grès suivant altération	1500 à 10000
Granits et grès très altérés	100 à 600

I.6. Conclusion

Le rôle principal d'un système de mise à la terre est d'écouler des courants de défaut vers la terre. De tels courants peuvent être à haute fréquence, courants de foudre et de manœuvre par exemple, ou à basse fréquence tels que les courants de court-circuit.

La conception d'un système de mise à la terre appropriée est l'un des paramètres les plus déterminants pour assurer la sécurité des personnes, des appareils et des équipements, et d'améliorer la qualité du service électrique. Simplement, lors de la conception d'un réseau électrique HT industriel, il faut choisir un schéma de liaison du neutre à la terre : le neutre peut être soit isolé, soit relié intentionnellement à la terre. Les systèmes de terre non reliés à la terre produisent des surtensions plus importantes en cas de défaut.

Une prise de terre est caractérisée, à basse fréquence, par une résistance. Afin d'être sûr qu'un système de mise à la terre est placé dans un bon endroit, il est nécessaire de maintenir une faible résistance de toutes les électrodes, et une faible résistivité du sol local. Autrement dit, la mesure de la résistance des sols permet de choisir le meilleur emplacement pour les prises de terre. Or, la valeur de la résistance de mise à la terre repose sur les propriétés du sol, la forme géométrique de l'électrode de terre et le nombre d'électrodes connectées. Les propriétés du sol sont caractérisées par la résistivité de la terre, qui dépend du type de sol et de sa structure, ainsi que de son humidité.

Chapitre II

Méthodes de calcul de résistance et de Simulation numérique des SMALT

II.1. Introduction

Un SMALT est modélisé par une résistance dans les basses fréquences, par une impédance constituée par une résistance en parallèle avec une capacité (R//C) dans les hautes fréquences, et par une impédance composée par une résistance en parallèle avec une capacité est en série avec une inductance (R//C+L) dans les très hautes fréquences [VIS07]. La connaissance de la valeur de la résistance (ou de l'impédance) est primordiale pour calibrer les dispositifs de protection en fonction des caractéristiques de la prise de terre.

Ce chapitre comporte deux parties distinctes. La première est relative aux basses fréquences. Elle consiste à présenter les relations les plus populaires exprimant la résistance des électrodes, de différentes formes et configurations, de mise à la terre. Quant à la deuxième partie, elle présente les différentes méthodes de modélisation et de simulation des SMALT en hautes et très hautes fréquences.

II.2. Méthodes de calcul de résistance de différentes électrodes

Le calcul de la résistance de prise de terre est très important et indispensable pour les réseaux électriques, spécialement, pour la protection des équipements, la protection des utilisateurs, les régimes de neutre, la tension de pas et la tension de contact.

Excepté le cas d'une électrode hémisphérique enfouie dans un sol homogène, la détermination de la résistance d'une prise de terre est extrêmement complexe pour les autres formes ; le calcul est non seulement approximatif, mais en plus on trouve plusieurs formules. De plus, le calcul devient très complexe si la terre est non homogène [FLA10].

II.2.1. Loi d'Ohm

Le physicien Georg-Simon Ohm énonça en 1827 que le rapport entre le courant traversant un conducteur I et la tension appliquée à ses bornes V est un nombre constant. Ce nombre caractérise en fait la résistance R [KHE15, FLA10].

$$R = \frac{V}{I} \quad (\text{II.1})$$

tel que :

$$V = \int_{\Omega} \vec{E} d\vec{l} \quad (\text{II. 2})$$

\vec{E} est le champ électrique le long du conducteur, Ω est le domaine délimitant le conducteur, $d\vec{l}$ est l'élément de longueur du conducteur.

et :

$$I = \iint_{\Omega} \vec{j} d\vec{S} \quad (\text{II. 3})$$

\vec{j} est la densité surfacique du courant dans le conducteur.

En supposant que la résistivité ρ est constante, on obtient :

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (\text{II. 4})$$

La résistance d'une électrode dépend essentiellement de la forme géométrique de cette électrode donc de sa longueur l et sa section S . Les relations qui sont données par la suite sont mises sous l'hypothèse d'une résistivité uniforme du sol.

II.2.2. Electrode hémisphérique

En vue de sa simplicité et de sa symétrie géométrique, l'électrode de forme hémisphérique est la forme la plus générale et la plus simple à traiter. C'est pour cette raison que les autres configurations se rapportent à un hémisphère équivalent qui donnerait la même résistance que la prise de terre considérée.

Considérons une prise de terre de forme hémisphérique de rayon r (Figure II.1).

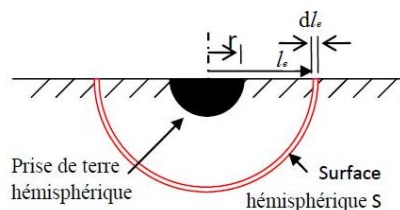


Figure II.1 : Electrode hémisphérique [FLA10]

En appliquant la loi d'Ohm, la résistance de l'électrode hémisphérique est égale à [KHE15, CLA84, FLA10] :

$$dR = \frac{\rho dl_e}{S} \quad (\text{II. 5})$$

$$dR = \frac{\rho dl_e}{2\pi l_e^2} \quad (\text{II. 6})$$

$$R = \frac{\rho}{2\pi} \int_r^\infty \frac{dl_e}{l_e^2} \quad (\text{II. 7})$$

$$R = \frac{\rho}{2\pi r} \quad (\text{II. 8})$$

II.2.3. Electrode verticale de forme cylindrique

Trois relations ont été développées dans la littérature pour la détermination de la résistance d'un piquet de terre vertical, de forme cylindrique de rayon r et de longueur l (Figure II.2). Il s'agit de la relation (II.9) de Rudenberg, de celle (II.10) de Dwight-Sunde et celle (II.11) de Liew-Darveniza [KHE15, CLA84, FLA10] :

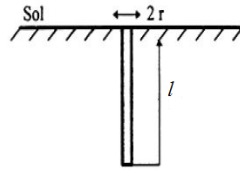


Figure II.2 : Electrode verticale de forme cylindrique [FLA10]

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \ln\left(\frac{4l}{d}\right) \quad (\text{II. 9})$$

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln\left(\frac{4l}{r}\right) - 1 \right) \quad (\text{II. 10})$$

$$R = \frac{\rho}{2\pi L} \ln\left(\frac{r+l}{r}\right) \quad (\text{II. 11})$$

Le rayon équivalent d'une électrode hémisphérique ayant la même résistance qu'un piquet de terre est exprimé par [KHE15]:

$$r_{eq} = \frac{\rho}{2\pi R} \quad (\text{II. 12})$$

II.2.4. Electrode horizontale de forme cylindrique

La résistance d'un câble de longueur l et de rayon r , enterré horizontalement à une profondeur e (Figure II.3) est donnée par [CLA84, FLA10] :

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln\left(\frac{2l}{\sqrt{2re}}\right) - 1 \right) \quad (\text{II. 13})$$

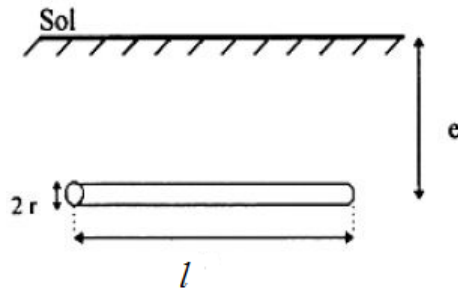


Figure II.3 : Electrode horizontale de forme cylindrique [FLA10]

Tagg a proposé une relation analytique dont les approximations tiennent compte du rapport entre la longueur du conducteur enterré et la profondeur d'enfouissement [FLA10] :

$$R = \frac{\rho}{4\pi l'} \left(\ln \left(\frac{4l'}{r} \right) - 1 + \ln \left(\frac{2l' + \sqrt{(S^2 + 4l'^2)}}{S} \right) + \frac{S}{2l'} - \frac{\sqrt{(S^2 + 4l'^2)}}{2l'} \right) \quad (\text{II. 14})$$

$$l' = l/2 \text{ et } S = 2e$$

Pour des valeurs du rapport S/l' élevées, la relation (II.14) devient [FLA10]:

$$R = \frac{\rho}{4\pi l'} \left(\ln \left(\frac{4l'}{r} \right) - 1 \right) + \frac{\rho}{4\pi S} \left(1 - \frac{l'^2}{3S^2} + \frac{2l'^4}{5S^4} \right) \quad (\text{II. 15})$$

Pour des valeurs du rapport S/L' faibles, la relation (14) devient [FLA10]:

$$R = \frac{\rho}{4\pi l'} \left(\ln \left(\frac{4l}{r} \right) + \ln \left(\frac{4l}{S} \right) - 2 + \frac{S}{2l'} - \frac{S^2}{16l^2} + \frac{S^4}{512l^4} \right) \quad (\text{II. 16})$$

II.2.5. n électrodes verticales

La formule donnant la résistance de n électrodes identiques en ligne droite (dans un même plan) séparées entre elles par la même distance D (Figure II.4) est [KHE15]:

$$R_n = \frac{1}{n} \left(\frac{\rho}{2\pi l} \ln \left(\frac{4l}{r} \right) + \frac{\rho}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \dots + \frac{1}{n} \right) \right) \quad (\text{II. 17})$$

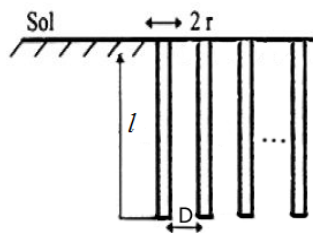


Figure II.4 : n électrodes verticales en ligne droite

De leur côté, Brown et al. [VIJ04] ont formulé pour n électrodes verticales l'expression suivante :

$$R_n = \frac{R}{n} F_h \quad (\text{II.18})$$

R : la résistance d'une seule électrode verticale par la formule de Dwight-Sunde ;

F_h : Coefficient dépendant du nombre d'électrodes.

Le tableau II.1 présente les valeurs des coefficients F_h pour différents nombre d'électrodes [KHE15].

Tableau II.1 : Valeurs des coefficients F_h pour différents nombre d'électrodes [KHE15]

n	2	3	4	8	12	16	20	24
F _h	1,16	1,29	1,36	1,68	1,80	1,92	2	2,16

II.2.6. Electrodes horizontales enfouies dans un même plan

Soit n électrodes horizontales identiques de rayon r et de longueur l reliées entre elles et enfouies à une profondeur e dans un même plan (Figure II.5).

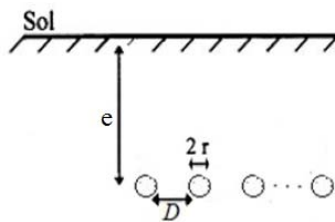


Figure II.5 : Electrodes horizontales enfouies dans un même plan

La résistance de ce système est [KHE15] :

$$R = \frac{\rho}{n\pi l} \left(\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2}re} \right) - 1 + N(n) \right) \quad (\text{II.19})$$

N(n) est un coefficient dépendant du nombre d'électrodes. Ces valeurs sont inscrites dans le tableau II.2 suivant [KHE15] :

Tableau II.2 : Valeurs du coefficient N(n)

Nombre d'électrodes n	2	3	4	6	8	12
N(n)	0,7	1,53	2,45	4,42	6,5	11

II.2.7. Electrodes sur le sommet d'un triangle équilatéral

Considérons trois électrodes de rayon r séparées d'une distance D l'une de l'autre et placées sur le sommet d'un triangle équilatéral (Figure II.5).

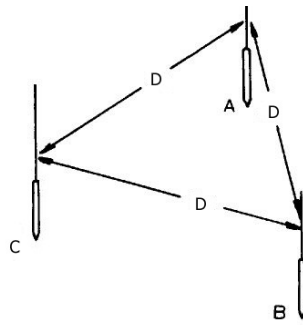


Figure II.6 : Electrodes au sommet d'un triangle équilatéral [CLA84]

Un tel système a pour résistance [KHE15] :

$$R_{3p} = R \frac{1 + 2\alpha}{3} \quad (\text{II. 20})$$

R est la résistance d'une seule électrode horizontale calculée par la formule de Dwight-Sunde et α est égale à $\frac{req}{D}$.

II.2.8. Electrodes sur les côtés d'un carrée

La résistance de n électrodes situées sur les quatre côtés d'un carrée (Figure II.7) est donnée par la formule suivante [KHE15] :

$$R_n = \frac{R(1 + k_h \alpha)}{n} \quad (\text{II. 21})$$

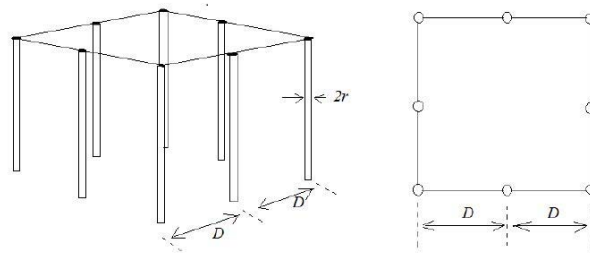


Figure II.7 : Electrodes horizontales sur les côtés d'un carrée [KHE15]

k_h étant un coefficient dépendant du nombre d'électrodes du système donnée dans le tableau II.3 suivant [KHE15] :

Tableau II.3 : Valeurs du coefficient k_h en fonction du nombre d'électrodes

Nombre d'électrode par côté	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Nombre d'électrodes	4	8	12	16	20	24	28	32	36
k_h	2,7071	4,2583	5,3939	6,0072	6,4633	6,8363	7,11479	7,4195	7,6551

II.2.9. Réseau maillé

II.2.9.1. Réseau maillé en forme de carrée

Soit un réseau maillé de forme carrée de profondeur e et de périmètre p_e (Figure II.8).

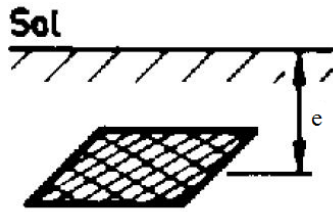


Figure II.8 : Réseau maillé de forme carrée [CLA84]

Pour e faible devant les dimensions de la grille, la résistance est exprimée par [KHE15, CLA84] :

$$R \approx \frac{2\rho}{p_e} \quad (\text{II. 22})$$

II.2.9.2. Réseau maillé en forme d'un disque

La figure II.9 montre un réseau maillé en forme de disque de profondeur e et de diamètre d .

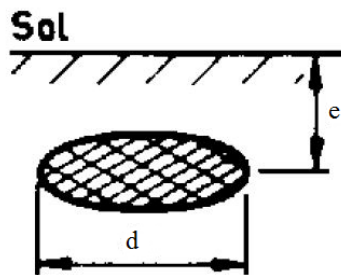


Figure II.9 : Réseau maillé en forme d'un disque [CLA84]

L'expression de sa résistance est [KHE15, CLA84] :

$$R = \frac{\rho}{\pi d} \left(1 - \frac{4e}{d}\right) \quad \text{si } e \ll d \quad (\text{II. 23})$$

$$R = \frac{\rho}{8d} + \frac{\rho}{8\pi e} \quad \text{Si } e \gg d \quad (\text{II. 24})$$

II.2.10. Boucle enterrée

Soit une boucle entrée horizontalement à une profondeur e ayant un rayon r et un périmètre p_e comme illustré sur la figure (II.10).

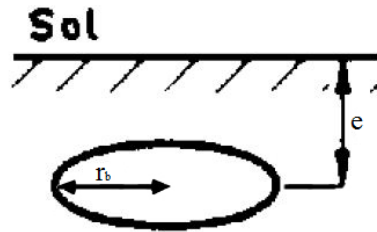


Figure II.10 : Electrode en forme de boucle enterrée horizontalement [CLA84]

Cette électrode a pour résistance [KHE15, CLA84]:

$$R = \frac{\rho}{2\pi^2 p_e} \ln \left(\frac{8p_e^2}{r_b e} \right) \quad (\text{II. 25})$$

II.2.11. Grille avec piquets

La résistance d'une grille avec piquets peut être déterminée par l'intermédiaire des expressions de :

1. Laurent-Niemann [KHE15, IEE00] :

$$R = \frac{\rho}{4} \sqrt{\frac{\pi}{A}} + \frac{\rho}{L_T} \quad (\text{II. 26})$$

2. Sverak [KHE15, ESO14, IEE00] :

$$R = \rho \left(\frac{1}{l} + \frac{1}{\sqrt{20A}} \left(1 + \frac{1}{1 + e \frac{20}{A}} \right) \right) \quad (\text{II. 27})$$

3. Schwarz [KHE15, CHO94, DEP87, ESO14, IEE00]:

$$R = \frac{(R_1 R_2 - R_m^2)}{(R_1 + R_2) - 2R_m} \quad (\text{II. 28})$$

tel que :

$$R_1 = \frac{\rho}{\pi L_c} \left(\ln \left(\frac{2L_c}{a'} \right) + \frac{k_1 L_c}{\sqrt{A}} - k_2 \right) \quad (\text{II. 29})$$

$$R_2 = \frac{\rho}{2\pi n l} \left(\ln \left(\frac{4l}{r} \right) - 1 + \frac{2k_1}{\sqrt{A}} (\sqrt{n} - 1)^2 \right) \quad (\text{II. 30})$$

et :

$$R_m = \frac{\rho}{\pi L_c} \left(\ln \left(\frac{2L_c}{l} \right) + \frac{k_1 L_c}{\sqrt{A}} - k_2 + 1 \right) \quad (\text{II. 31})$$

A : l'aire de la grille et L_t est la longueur totale des conducteurs :

L_c : la longueur totale des conducteurs y compris les piquets ;

ρ : la résistivité du sol ;

L_c : la longueur totale de tous les conducteurs de la grille ;

r_{cg} : le rayon des conducteurs de la grille ;

A : l'aire occupée par les conducteurs ;

l : la longueur des piquets ;

r : le rayon des piquets ;

n : le nombre de piquets ;

$a' = \sqrt{r_{cg} 2e}$ si la grille est enterrée à une profondeur e et $a' = r_{cg}$ si elle est sur la surface ;

k_1 et k_2 sont des coefficients donnés dans le tableau (II.4) [KHE15, ESO14, IEE00]. Dans ce tableau, x_h représente le rapport entre la longueur de la grille et sa largeur.

Tableau II.4 : Valeurs des coefficients k_1 et k_2

H	k_1	k_2
0	$k_1 = -0,04x_h + 1,41$	$k_2 = 0,15x_h + 5,50$
$\frac{\sqrt{A}}{10}$	$k_1 = -0,05x_h + 1,20$	$k_2 = 0,10x_h + 4,68$
$\frac{\sqrt{A}}{6}$	$k_1 = -0,05x_h + 1,13$	$k_2 = -0,05x_h + 4,40$

4. Thapar-Gerez [KHE15, IEE00, THA91]:

$$R = \rho \left(\frac{1}{L_T} + \frac{1}{\sqrt{20A}} \left(1 + \frac{1}{1 + e\sqrt{\frac{20}{A}}} \right) \right) 1,52 \left(2 \ln \left(p_e \sqrt{\frac{2}{A}} \right) - 1 \right) \frac{\sqrt{A}}{p_e} \quad (\text{II. 32})$$

p_e est le périmètre de la grille.

5. Nahaman-Skuletich [KHE15, CHO94] :

$$R = \rho \left(\frac{0,53}{\sqrt{A}} + \frac{1,75}{l^3 \sqrt{n}} \right) \sqrt{\left(1 - 0,8 \frac{100ed}{n\sqrt{A}} \right)} \quad (\text{II. 33})$$

ρ : la résistivité du sol ;

n : le nombre de piquets ;

A : l'aire occupée par les conducteurs ;

l : la longueur des piquets ;

d : le diamètre de l'électrode.

II.2.12. Résistance d'une électrode enfouie dans un sol à deux couches

II.2.12.1. Résistance d'un piquet de terre

Tagg a établi la relation donnant la résistance d'une électrode cylindrique verticale de longueur l et de rayon r dans un sol composé de deux couches de résistivités ρ_1 et ρ_2 . Deux cas sont alors considérés [KHE15, TAG64]:

- Pour une électrode se situant dans la couche supérieure de résistivité ρ_1 , la résistance correspondante est donnée par [KHE15, TAG64]:

$$R = \frac{\rho_1}{2\pi l} \left(\left(\ln \left(\frac{4l}{r} \right) - 1 \right) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{K^n}{2} \ln \left(\frac{\frac{nH}{l} + 1}{\frac{nH}{l} - 1} \right) \right) \quad (\text{II. 35})$$

- Pour une électrode s'installant dans la couche inférieure, la résistance est calculée par [KHE15, TAG64]:

$$R = \frac{\rho_1}{2\pi l} \left(\frac{1 + K}{(1 - K) + 2K \frac{H}{l}} \left(\ln \left(\frac{2l}{r} \right) + \sum_{n=1}^{\infty} K^n \ln \left(\frac{2nH + l}{2H(n - 1) + l} \right) \right) \right) \quad (\text{II. 36})$$

l : longueur de l'électrode ;

H : profondeur de la couche de résistivité ρ_1 ;

K : coefficient de réflexion donnée par la relation : $K = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1}$

II.2.12.2. Résistance d'une électrode horizontale

Tagg a établi une autre relation donnant la résistance d'une électrode cylindrique horizontale de longueur l et de rayon r , enterrée à une profondeur e ($e < H$) dans un sol à deux couches, de résistivités ρ_1 et ρ_2 . Elle est donnée par la relation [KHE15, TAG64]:

$$R = R_1 + R_a \quad (\text{II. 36})$$

R_1 et R_a sont respectivement la résistance de l'électrode horizontale dans un sol homogène de résistivité ρ_1 et la résistance additionnelle due au changement de la résistivité du sol. Cette dernière est donnée par la relation suivante [KHE15, TAG64]:

$$R_a = \frac{\rho_1}{2\pi l} \sum_{n=1}^{\infty} K^n \left(4 \ln \left(\frac{1 + \sqrt{\left(\frac{2nH}{l} \right)^2 + 1}}{2n \frac{H}{l}} \right) + 8n \frac{H}{l} - 4 \sqrt{\left(\frac{2nH}{l} \right)^2 + 1} \right) \quad (\text{II. 37})$$

II.3. Simulation numérique des SMALT

Le comportement des SMALT dépend fortement de la fréquence du courant auquel ils sont soumis. Différentes techniques sont utilisées pour simuler le comportement transitoire des SMALT, plus particulièrement sous l'effet d'un coup de foudre. Les techniques plus populaires sont [YAG04] :

- L'approche des circuits.
- L'approche du flux électromagnétique utilisant la méthode des moments ou celle des éléments finis.
- L'approche hybride.
- L'approche des lignes de transmission.
- La théorie des antennes

II.3.1. Approche des circuits

Cette méthode est utilisée afin de simuler un SMALT d'une géométrie complexe. Cette approche transforme en fait le comportement transitoire complexe d'un SMALT en une simple analyse transitoire d'un circuit équivalent. Elle s'effectue suivant les étapes suivantes [YAG04] :

- Diviser le SMALT en segments finis ;
- Attribuer à chaque segment un circuit électrique équivalent, et calculer ses paramètres, à savoir, l'inductance (ΔL), la capacitance (ΔC), la conductance (ΔG) et la résistance interne (Δr_e) ;
- Résoudre les équations nodales du circuit électrique équivalent en utilisant les lois de Kirchhoff.

L'approche des circuits pour l'étude des comportements transitoires des systèmes de mise à la terre a été développée pour la première fois par Meliopoulos et al. [MEL83, YAG04] en 1983. Les paramètres (ΔL , ΔC , ΔG , Δr_e) de chaque segment dépendent de la fréquence. En fait, chaque segment a été remplacé par une ligne de transmission sans dissipation et deux conductances de fuite shuntées à la terre, comme le montre la figure II.11 suivante :

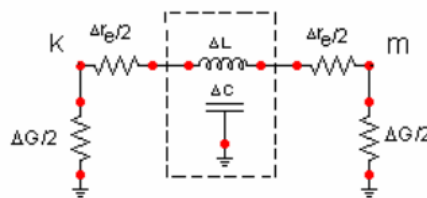


Figure II.11 : Circuit équivalent à chaque segment selon Meliopoulos et al. [YAG04]

Meliopoulos et al. ont transformé le circuit précédent à celui illustré sur la figure II.12.

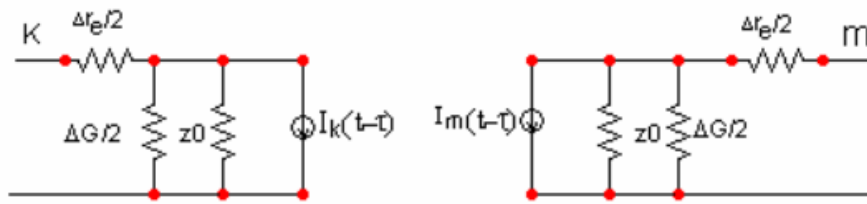


Figure II.12 : Circuit équivalent selon Meliopoulos et al. [YAG04]

L'équation nodale du circuit équivalent est donnée par :

$$[Y][V(t)] = [I(t)] + [b(t - \Delta t), \dots] \quad (\text{II.38})$$

[Y] : la matrice admittance des circuits équivalents, V : le vecteur des tensions dans tous les nœuds, I : le vecteur des courants sortant de tous les nœuds et b : le vecteur des courants initiaux.

Plus tard, Meliopoulos et al. [PAP87] ont amélioré leur approche des circuits pour simuler le comportement des SMALT sous l'effet de la foudre. Pour cela, la réponse de chaque segment a été calculée en utilisant les équations de Maxwell dont les paramètres et le courant dépendent de la fréquence [YAG04].

En 1989, Ramamoory et al. [RAM89] ont développé une approche simplifiée des circuits pour les réseaux de terre. Dans leur approche, une fois le SMALT est divisé en n segments, chaque segment est représenté par un circuit regroupant uniquement les inductances propres (ΔL), les mutuelles (ΔM) et la conductance de fuite à la terre (ΔG) comme illustré sur la figure II.13. Par conséquent, l'équation nodale de leur circuit équivalent au SMALT s'écrit sous la forme [YAG04] :

$$\frac{d[V]}{dt} = [G]^{-1} \left\{ \frac{d[I_s]}{dt} - [L]^{-1}[V] \right\} \quad (\text{II.39})$$

[V] est le vecteur de tension nodale, [I_s] le vecteur du courant nodal d'injection, [G] la matrice de conductance nodale et [L] la matrice d'inductance nodale.

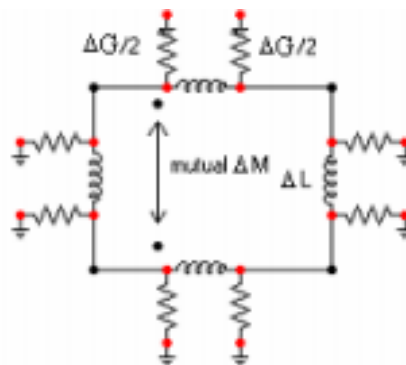


Figure II.13 : Circuit équivalent d'une maille carrée [YAG04]

Bien que le circuit de la figure (II.13) ne prenne pas en considération les capacités, il donne, cependant, de bons résultats dans le cas d'un sol à faible résistivité [YAG04].

Geri [GER99] a développé un circuit équivalent de chaque segment à base de celui fait par Meliopoulos, et al. Geri a utilisé une conductance équivalente parallèle à une source de courant pour représenter chaque branche capacitance-conductance et résistance-inductance. Les circuits ainsi obtenus sont représentés sur les figures (II.14 et II.15) suivantes :

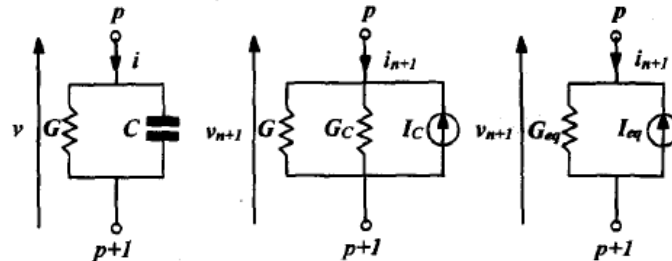


Figure II.14 : Circuits équivalents de Geri pour une branche capacitance-conductance [GER99]

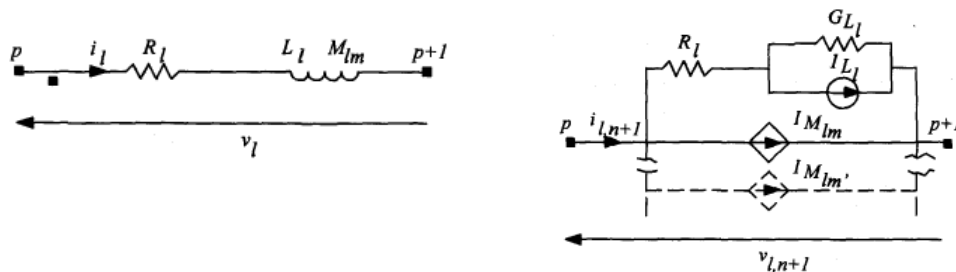


Figure II.15 : Circuits équivalents de Geri pour une branche résistance-inductance [GER99]

L'équation nodale devient :

$$[I_s] = [K]^t \cdot [G] \cdot [K] \cdot [V] + [Y] \cdot [V] \quad (II.40)$$

$[I_s]$ est le vecteur des courants de sortie, $[Y]$ la matrice admittance des circuits équivalents incluant les effets résistifs et inductifs, $[G]$ la matrice conductance nodale qui inclue les effets capacitif et de conduction et $[K]$: une matrice constante reliant le vecteur de tension des branches $[V_{ave}]$ et le vecteur des tensions des nœuds $[V]$.

Tout comme Geri, Otero [OTE99] a inclus, dans son investigation, les phénomènes d'ionisation du sol dans son modèle permettant d'étudier le comportement transitoire du système de mise à la terre. Son circuit équivalent est le suivant :

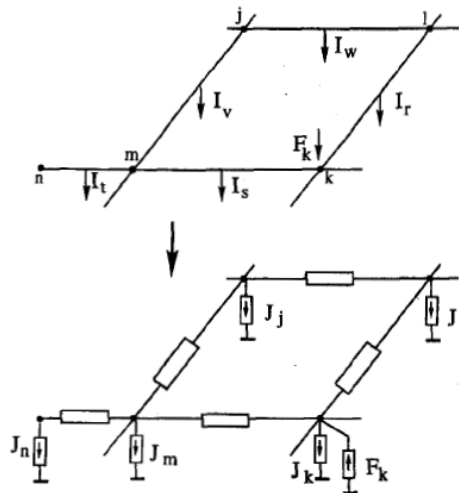


Figure II.15 : Circuit équivalent de Otero [OTE99]

II.3.2. Approche du flux électromagnétique

Cette méthode permet de résoudre les équations de Maxwell avec le minimum d'approximations. Cette approche peut être mise en œuvre par l'utilisation de la méthode des moments (MoM) ou bien la méthode des éléments finis (FEM).

II.3.2.1. Méthode des moments

Cette méthode consiste à transformer l'équation intégrale à résoudre, en un système linéaire matriciel à N inconnues. Si on considère l'équation suivante :

$$\theta(f) = g \quad (\text{II. 41})$$

θ est un opérateur linéaire, g est connu et f est à déterminer.

On écrit f sous la forme d'une série de fonctions :

$$f = \sum_n \alpha_n f_n \quad (\text{II. 42})$$

α_n sont des constantes et f_n les fonctions de base.

A cette étape, on fait introduire les fonctions de poids ' $w_1, w_2, w_3, \dots, w_N$ ', avec :

$$\sum_n \alpha_n \langle w_m, \theta f_n \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (\text{II. 43})$$

A ce niveau, on peut écrire notre système sous la forme matricielle suivante :

$$[A_{mn}][\alpha_n] = [g_m] \quad (\text{II. 44})$$

avec

$$[A_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, \theta f_1 \rangle \langle w_1, \theta f_2 \rangle \dots \dots \dots \\ \langle w_2, \theta f_1 \rangle \langle w_2, \theta f_2 \rangle \dots \dots \dots \\ \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \dots \dots \dots \\ \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \dots \dots \dots \end{bmatrix} \quad (\text{II. 45})$$

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II. 46})$$

$$[g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (\text{II. 47})$$

Si la matrice $[A_{mn}]$ n'est pas singulière, les inconnus α_n sont données par :

$$[\alpha_n] = [A_{mn}]^{-1}[g_m] \quad (\text{II. 48})$$

II.3.2.2. Méthode des éléments finis

Cette méthode est utilisée pour analyser la dépendance en fréquence des caractéristiques du SMALT. Le calcul des émissions électromagnétiques des systèmes de mise à la terre a été approché par Dawalibi et al. [DAW86b]. La solution proposée consiste à résoudre numériquement les équations de Maxwell sous leurs formes intégrales.

Cette méthode est basée sur le principe de minimiser l'énergie dans le système à étudier. Afin de résoudre numériquement les problèmes, les équations sont transformées en équations linéaires en divisant l'ensemble du système en n petits segments ou éléments [YAG04]. De telles équations prennent différentes formes selon l'environnement :

✓ Dans le sol, on a :

$$\int_{\Omega} \left(\frac{1}{\mu} (\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{W})) (\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{A})) + \frac{1}{\mu} (\text{div}(\overrightarrow{W})) (\text{div}(\overrightarrow{A})) + \sigma jw \overrightarrow{W} \overrightarrow{A} \overrightarrow{\text{grad}}(V) \right) d\Omega = 0 \quad (\text{II. 48})$$

$$\int_{\Omega} (\sigma \overrightarrow{\text{grad}}(w) (jw \overrightarrow{A} + \overrightarrow{\text{grad}}(V))) d\Omega = 0 \quad (\text{II. 49})$$

✓ Dans l'air :

$$\int_{\Omega} \left(\frac{1}{\mu} (\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{W})) (\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{A})) + (\text{div}(\overrightarrow{W})) (\text{div}(\overrightarrow{A})) \right) d\Omega = 0 \quad (\text{II. 50})$$

w : une fonction de pondération d'un potentiel scalaire pour un élément de volume ;
 W : une fonction de pondération de potentiel vectoriel pour un élément de volume.

La difficulté de cette approche est de transformer les frontières ouvertes de l'air et l'environnement terrestre en un problème de frontière fermée en utilisant une transformation spatiale, ce qui va réduire la taille du problème [BRU92].

L'avantage principal de cette approche est que la discrétisation du domaine (géométrie, milieu) du problème peut être très flexible, des éléments non-uniformes peuvent facilement décrire des formes complexes. Son autre avantage est qu'elle ne nécessite pas plusieurs étapes de calcul.

II.3.3. Approche hybride

L'approche hybride dans l'analyse transitoire d'un SMALT a été utilisée pour la première fois par Dawalibi en 1986 [DAW86a, DAW86b] et modifiée en 2000 par Andolfato et al. [AND00]. L'approche hybride est une combinaison de l'approche électromagnétique et celle des circuits. Le système de mise à la terre doit être divisé en n petit segments. Le champ électrique en chaque point est donné par la relation suivante déduite des équations de Maxwell :

$$E = -grad(V) - j\omega\vec{A} \quad (II.51)$$

\vec{A} est le vecteur potentiel et V le potentiel scalaire.

Pour chaque segment (n_i), l'équation (II.51) peut être écrite comme suit [AND00] :

$$Z_{sn_i} I_{n_i} + \sum_{i=1}^n (V_{-ave_{n_i}} - V_{-ave_i}) + j\omega \sum_{i=1}^n \int_{l_{n_i}} \vec{A}_{in_i} dl = 0 \quad (II.52)$$

Z_{sn_i} est l'impédance série interne du segment n_i ;

$V_{-ave_{n_i}}$ et V_{-ave_i} sont les potentiels des segments n_i et i .

On pose :

$$V_{in_i} = (V_{-ave_{n_i}} - V_{-ave_i}) \quad (II.53)$$

V_{in_i} est due au couplage capacitif et $j\omega \int_{l_{n_i}} \vec{A}_{in_i} dl$ est due au couplage inductif [AND00]

Pour chaque segment n_i , l'équation (II.52) peut se mettre sous la forme suivante [AND00]:

$$Z_{sn_i} I_{n_i} + \sum_{i=1}^n (C - G)_{in_i} I_{in_i} + j\omega \sum_{i=1}^n L_{in_i} I_i = 0 \quad (II.54)$$

où

$$j\omega L_{in_i} = \frac{j\omega}{l_i} \int_{l_{n_i}} A_{in_i} dl \quad (II.55)$$

$$(C - G)_{in_i} = \frac{V_{in_i}}{l_{-in_i}} = \frac{1}{4\pi\sigma_{soil}} \int_{l_i} \frac{e^{-\gamma Rr}}{Rr} dl + \xi \frac{1}{4\pi\sigma_{soil}} \int_{l_i} \frac{e^{-\gamma Rr}}{Rr} dl \quad (II.56)$$

A_{in_i} est le vecteur potentiel au segment n_i dû au courant de source au segment i ;

l_{n_i} et l_{n_i} sont respectivement les longueurs du segment n_i et de son image n_i ;

R_r est la distance entre la source de courant et le point où le champ est calculé ;

R_r' est la distance entre l'image de source de courant et le point où le champ est calculé ;

σ' est la conductivité complexe de terre ;

γ est la constante de propagation ;

ξ est le coefficient de réflexion capacitif-conductif ;

I_i est le courant qui circule le long du segment (i) ;

I_{-in_i} est le courant de dissipation de segment (i) vers le segment (n_i) à travers la terre.

La valeur ajoutée de l'approche hybride est l'inclusion de l'influence de la fréquence sur l'impédance interne ainsi que sur les composantes inductives et capacitive-conductive.

II.3.4. Approche des lignes de transmission

Cette approche est la première à être utilisée pour analyser le comportement transitoire des systèmes de mise à la terre. Mais c'est aussi l'approche dont le développement était le moins rapide [ABI12]. Dans cette approche, on simule l'électrode par une ligne électrique ouverte à l'une des extrémités. Une électrode est divisée en plusieurs segments. Chaque segment de cette électrode est modélisé par un circuit équivalent (Figure II.16).

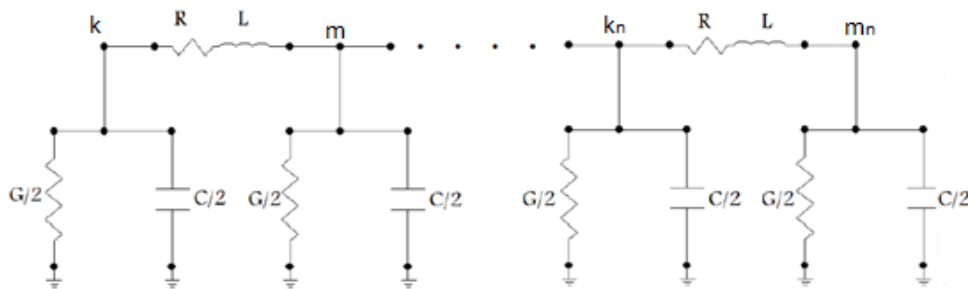


Figure II.16 : Circuit π d'une électrode à plusieurs segments [ABI12]

Verma et Mukhedkar [VER80] ont appliqué le concept des lignes de transmission sur l'électrode horizontale de terre ; ce qui a été décrit par les équations des télégraphistes [CEL03] suivantes :

$$\frac{dV}{dx} + L \frac{dI}{dx} + RI = 0 \quad (\text{II. 57})$$

$$\frac{dI}{dx} + C \frac{dV}{dx} + GV = 0 \quad (\text{II. 58})$$

R est la résistance ;

L est l'inductance ;

C est la capacitance ;

G est la conductance.

Les composantes R , L , C et G peuvent être exprimées en utilisant les éléments linéiques :

$R = R' dx$; R' est la résistance linéique (Ω/m) ;
 $L = L' dx$; L' est l'inductance linéique (H/m) ;
 $C = C' dx$; C' est la capacitance linéique (F/m) ;
 $G = G' dx$; G' est conductance linéique (S/m).

dx étant la longueur des segments.

Dans cette approche, les paramètres R , L , C et G sont souvent remplacés par les paramètres linéiques R' , L' , C' et G' . En utilisant ces paramètres linéiques, on obtient :

$$\frac{dV}{dx} + L' \frac{dI}{dx} + R'I = 0 \quad (\text{II. 59})$$

$$\frac{dI}{dx} + C' \frac{dV}{dx} + G'V = 0 \quad (\text{II. 60})$$

En utilisant la transformée de Laplace, les équations précédentes deviennent :

$$\frac{dV(x, p)}{dx} = Z'I(x, p) \quad (\text{II. 61})$$

$$\frac{dI(x, p)}{dx} = Y'V(x, p) \quad (\text{II. 62})$$

$Z' = R' + pL'$ et $Y' = G' + pC'$.

En dérivant les deux équations précédentes par rapport à ' x ', on aura :

$$\frac{dV^2(x, p)}{dx^2} = Z' \frac{dI(x, p)}{dx} \quad (\text{II. 63})$$

$$\frac{dI^2(x, p)}{dx^2} = Y' \frac{dV(x, p)}{dx} \quad (\text{II. 64})$$

En remplaçant les expressions des dérivées de I et V , on trouve :

$$\frac{dV^2(x, p)}{dx^2} = Z'Y'V(x, p) \quad (\text{II. 65})$$

$$\frac{dI^2(x, p)}{dx^2} = Y'Z'I(x, p) \quad (\text{II. 66})$$

$\gamma^2 = Y'Z'$:

γ est la constante de propagation donnée par :

$$\gamma = \sqrt{(R' + pL')(G' + pC')} \quad (\text{II. 67})$$

La solution générale des deux équations est donnée par :

$$V(x, p) = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \quad (\text{II.68})$$

$$I(x, p) = \sqrt{\frac{Y'}{Z'}} [Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x}] \quad (\text{II.69})$$

Les constantes A et B sont retrouvées en appliquant les conditions aux limites suivantes.

$$\begin{aligned} V(x = 0) &= V_k \text{ et } V(x = l) = V_m \\ I(x = 0) &= I_k \text{ et } I(x = l) = I_m \end{aligned}$$

II.3.5. Méthode des antennes

La théorie des antennes est le formalisme le plus rigoureux pour étudier les phénomènes de rayonnement électromagnétique. Elle est basée sur une formulation intégrale dans le domaine fréquentiel, et sur le traitement des équations par la méthode des moments. Le passage en temporel se fait à l'aide de la transformée de Fourier inverse [ABI12]. Cette méthode sera traitée plus profondément dans le chapitre III.

II.3.6. Codes de calculs

Nous présentons brièvement, quelques codes de calculs utilisés afin d'étudier le comportement des SMALT suite à un défaut. Nous détaillons dans le chapitre III, le code « NEC-4 » que nous avons utilisé lors de cette présente étude [BEL11].

II.3.6.1. Code EMTP

EMTP (Electromagnetic Transients Program) est un outil de simulation largement utilisé pour le calcul des transitoires sur les réseaux électriques. Les systèmes de mise à la terre sont représentés sous EMTP par une simple résistance ; solution qui n'est pas toujours appropriée, surtout pour des SMALT soumis à un coup de foudre [BEL11, LEG07].

Du point de vue informatique, il est composé d'un environnement graphique qui permet la construction du réseau à étudier à partir d'une bibliothèque (connexion de résistances, inductances, capacités, ...) et d'un moteur de calcul d'écoulement de puissance et des régimes permanent et transitoire dans le domaine temporel [BEL11, LEG07]. Ce code utilise une méthode d'intégration numérique afin de résoudre les équations qui modélisent les grandeurs électriques (courant et tension à chaque branche).

Le modèle d'un SMALT est une résistance connectée à la référence 0V, et dont la valeur est égale à la résistance de terre calculée ou mesurée à fréquence industrielle pour des courants faibles [BEL11].

II.3.6.2. Code MALT

Le code MALT (Mise A La Terre) est utilisé pour analyser des SMALT ayant des formes arbitraires, et ainsi pour déterminer les courants et les potentiels transférés vers les structures métalliques enterrées avoisinantes. MALT dispose de certaines options qu'on peut trouver dans le reste des codes, à savoir [BEL11] :

- Appliquer les modèles de sol équivalents avec une ou plusieurs couches horizontales ou verticales ;
- Modéliser les sols avec des couches hémisphériques, cylindriques ou encore de forme prismatique (modèle des volumes finis) ;
- Spécifier n'importe quel nombre d'électrodes alimentées ou non ;
- Donner la distribution des courants de fuites le long de chaque segment de conducteur.

II.3.6.3. Code TRAGSYS

TRAGSYS (Computer Software for Transient Analysis of Grounding Systems) est un logiciel développé par Grcev. Il est utilisé pour l'analyse du comportement des SMALT en basses et hautes fréquences. Il s'agit d'une modélisation électromagnétique dans un sol homogène, basée sur la méthode des images qui permet de prendre en compte l'interface sol/air. TRAGSYS est basé sur l'hypothèse d'homogénéité du sol. Cette hypothèse peut être mise en cause car pratiquement il est difficile de déterminer les propriétés électriques et la géométrie de chaque constituant du sol. L'approximation des fils minces (la longueur des électrodes doit être très grande par rapport à leurs rayons) doit être respectée [BEL11].

II.3.6.4. Code NEC-4

NEC-4 (Numerical Electromagnetics Code) est un code développé sous sa première version NEC-1 pour le traitement de rayonnement et du couplage électromagnétique. NEC est un programme d'analyse de la réponse électromagnétique des antennes et des diffuseurs. Son fondement théorique est celui des antennes, qui consiste à résoudre une équation intégrale du champ électrique, dans les milieux continus en utilisant la méthode des moments [BEL11, HAR08, BUR11].

II.3.6.5. Code CYMGRD

GYMGRD est un logiciel qui utilise la méthode d'éléments finis pour les calculs de champs électromagnétique, dans le secteur entourant un arrangement de mise à la terre. Il est possible de calculer la tension de pas, la tension de pas maximale, le potentiel de surface, la résistance totale de mise à la terre et la distribution du courant dans chaque segment d'un SMALT. Le code prend en compte le type de sol (homogène ou hétérogène). GYMGRD utilise les mesures de la résistivité ou de la résistance, relevées en appliquant la méthode de Wenner [BEL11].

II.4. Conclusion

La simulation ainsi que la modélisation des SMALT se réalisent en général par les méthodes expérimentales, analytiques, numériques et même en utilisant les codes de calculs.

Les méthodes expérimentales consistent à déterminer la résistivité des SMALT à basses fréquences. De telles résistivités permettent la détermination des résistances de terre. Pour cela, plusieurs formules analytiques ont été proposées dans la littérature. Certain code de calcul tel que CYMGrd permettent également le calcul de la résistance de terre à basses fréquences.

Dans le but de déterminer la réponse transitoire des SMALT, diverses techniques ont été proposées à savoir l'approche des circuits, l'approche du flux électromagnétique avec ces deux variantes méthode des moments et celle des éléments finis, l'approche hybride circuits-flux électromagnétique et finalement l'approche des lignes de transmission et l'approche des antennes. L'analyse transitoire des SMALT peut être effectuée en utilisant des codes calculs appropriés. Nous citons entre autres, EMTP (Electromagnetic Transients Program), TRAGSYS (Transient Analysis of Grounding Systems) et NEC-4 (Numerical Electromagnetics Code).

Chapitre III

Application de la Méthode des Antennes

III.1. Introduction

Ce chapitre porte sur l'analyse du comportement transitoire des électrodes horizontales et verticales enfouies dans un sol homogène en se basant sur la théorie des antennes. Divers longueurs des électrodes et différentes résistivités du sol ont été considérées. Cette analyse a été faite en se basant sur la résolution analytique de l'équation intégral-différentielle de Pocklington déduite des équations de Maxwell. Des travaux similaires ont été refaits en utilisant le code de calcul NEC-4 basé quant à lui sur l'approche des antennes. Les résultats ainsi obtenus ont été comparés à ceux trouvés par d'autres chercheurs dans le domaine.

III.2. Théorie des antennes

III.2.1. Approche de la théorie des antennes

La technique de la théorie des antennes est une approche basée sur la résolution des équations intégrales du champ électrique. L'électrode de mise à la terre est considérée comme une antenne soumise à un courant électrique.

III.2.2. Formulation de la théorie des antennes

III.2.2.1. Equations de Maxwell

James Clark Maxwell a établi en 1873 la formulation complète des équations de Maxwell consistant en quatre expressions de champs de vecteurs en un point de l'espace p . De telles expressions sont présentées dans le tableau (III.1) et sont exprimées en fonction du temps (donc dans domaine temporel) suivant deux formulations différentielle et intégrale. Ces expressions nous permettent en fait d'aboutir à une équation régissant la variation du courant dans le cas d'une électrode horizontale de mise à la terre.

Tableau III.1 : Equations de Maxwell [CIG13]

Formulation différentielle	Formulation intégrale
$\nabla \times \vec{E}(\vec{p}, t) = - \frac{\partial \vec{B}(\vec{p}, t)}{\partial t}$	$\oint_L \vec{E}(\vec{p}, t) \cdot d\vec{l} = - \int_S \frac{\partial \vec{B}(\vec{p}, t)}{\partial t} \cdot d\vec{S}$
$\nabla \times \vec{H}(\vec{p}, t) = \vec{J}(\vec{p}, t) + \frac{\partial \vec{D}(\vec{p}, t)}{\partial t}$	$\oint_L \vec{H}(\vec{p}, t) \cdot d\vec{l} = \int_S (\vec{J}(\vec{p}, t) + \frac{\partial \vec{D}(\vec{p}, t)}{\partial t}) \cdot d\vec{S}$
$\nabla \cdot \vec{D}(\vec{p}, t) = \rho_v(\vec{p}, t)$	$\oint_S \vec{D}(\vec{p}, t) \cdot d\vec{S} = \int_v \rho_v(\vec{p}, t) \cdot dV$
$\nabla \cdot \vec{B}(\vec{p}, t) = 0$	$\oint_S \vec{B}(\vec{p}, t) \cdot d\vec{S} = 0$

Dans le tableau (III.1), \vec{E} est le champ électrique, \vec{B} l'induction magnétique, \vec{D} l'induction électrique, \vec{H} le champ magnétique, ρ_v la densité de charge volumique, \vec{j} la densité de courant, t le temps en seconde et p le point d'observation.

III.2.2.2. Electrode horizontale de mise à la terre

La figure (III.1) montre une électrode enfouie horizontalement dans un sol homogène de conductivité σ , de permittivité ϵ et de perméabilité μ . Nous considérons que le sol est amagnétique [SES11, SES13]. Dans ces conditions, μ sera égal à μ_0 .

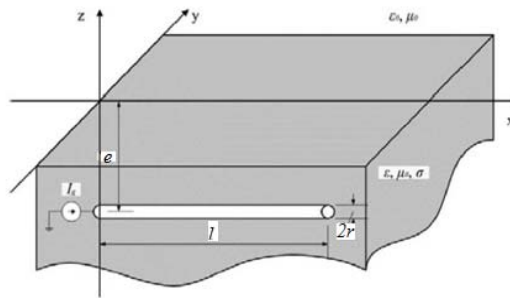


Figure III.1 : Electrode horizontale de mise à la terre [SES11, SES13]

Le champ électrique est relié à celui magnétique par :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{p}, t) = - \frac{\partial \vec{B}(\vec{p}, t)}{\partial t} \quad (\text{III. 1})$$

Le potentiel vecteur magnétique « \vec{A} » est tel que [CIG13] :

$$\vec{B}(\vec{p}, t) = \vec{\nabla} \times \vec{A}(\vec{p}, t) \quad (\text{III. 2})$$

A partir des équations (III.1) et (III.2) :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{p}, t) = - \vec{\nabla} \times \frac{\partial \vec{A}(\vec{p}, t)}{\partial t} \quad (\text{III. 3})$$

$$\vec{\nabla} \times \left(\vec{E}(\vec{r}, t) + \frac{\partial \vec{A}(\vec{r}, t)}{\partial t} \right) = \vec{0} \quad (\text{III. 4})$$

Le rotationnel du gradient d'un potentiel est nul [LOR02], nous avons donc :

$$\vec{E}(\vec{p}, t) + \frac{\partial \vec{A}(\vec{p}, t)}{\partial t} = -\nabla \varphi(\vec{p}, t) \quad (\text{III. 5})$$

Φ : fonction scalaire de position arbitraire, appelée potentiel électrique.

L'équation du champ électrique peut prendre donc la forme suivante :

$$\vec{E}(\vec{p}, t) = -\nabla\varphi(\vec{p}, t) - \frac{\partial\vec{A}(\vec{p}, t)}{\partial t} \quad (\text{III. 6})$$

L'équation (III.7) est obtenue en multipliant l'équation (III.6) par σ :

$$-\sigma \frac{\partial\vec{A}(\vec{p}, t)}{\partial t} = \sigma\vec{E}(\vec{p}, t) + \sigma\nabla\varphi(\vec{p}, t) \quad (\text{III. 7})$$

En multipliant l'équation (III.6) par ε et en dérivant par rapport au temps, nous aurons l'équation (III.8) suivante :

$$-\varepsilon \frac{\partial\vec{A}^2(\vec{p}, t)}{\partial t^2} = \varepsilon \frac{\partial\vec{E}(\vec{p}, t)}{\partial t} + \varepsilon\nabla \frac{\partial\varphi(\vec{p}, t)}{\partial t} \quad (\text{III. 8})$$

La somme des équations (III.7) et (III.8) nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu} \nabla^2 \vec{A}(\vec{p}, t) - \sigma \frac{d\vec{A}(\vec{p}, t)}{dt} - \varepsilon \frac{d\vec{A}^2(\vec{p}, t)}{dt^2} \\ = \frac{1}{\mu} \nabla \left(\nabla \cdot \vec{A}(\vec{p}, t) + \mu\sigma\varphi(\vec{p}, t) + \mu\varepsilon \frac{\partial\varphi(\vec{p}, t)}{\partial t} \right) + \left(\varepsilon \frac{\partial}{\partial t} + \sigma \right) \vec{E}(\vec{p}, t) \end{aligned} \quad (\text{III. 9})$$

D'après les équations sous forme local de Maxwell [LOR02], l'équation (III.9) devient:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu} \nabla^2 \vec{A}(\vec{p}, t) - \sigma \frac{d\vec{A}(\vec{p}, t)}{dt} - \varepsilon \frac{d\vec{A}^2(\vec{p}, t)}{dt^2} \\ = \frac{1}{\mu} \nabla \left(\nabla \cdot \vec{A}(\vec{p}, t) + \mu\sigma\varphi(\vec{p}, t) + \mu\varepsilon \frac{\partial\varphi(\vec{p}, t)}{\partial t} \right) - J(\vec{p}, t) \end{aligned} \quad (\text{III. 10})$$

En utilisant la condition de Lorentz qui est [LOR02] :

$$\nabla \cdot \vec{A}(\vec{p}, t) + \mu\sigma\varphi(\vec{p}, t) + \mu\varepsilon \frac{\partial\varphi(\vec{p}, t)}{\partial t} = 0 \quad (\text{III. 11})$$

Les équations (III.9) et (III.10) deviennent respectivement :

$$\left(\mu\varepsilon \frac{\partial}{\partial t} + \mu\sigma \right) \vec{E}(\vec{p}, t) = \nabla^2 \vec{A}(\vec{p}, t) - \mu\sigma \frac{\partial\vec{A}(\vec{p}, t)}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial\vec{A}^2(\vec{p}, t)}{\partial t^2} \quad (\text{III. 12})$$

$$\nabla^2 \vec{A}(\vec{p}, t) - \mu\sigma \frac{\partial\vec{A}(\vec{p}, t)}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial\vec{A}^2(\vec{p}, t)}{\partial t^2} = -\mu J(\vec{p}, t) \quad (\text{III. 13})$$

L'équation (III.13) est générale, autrement dit elle est valable dans n'importe quel système physique. Dans le cas d'une électrode de mise à la terre, la densité de courant \vec{J} est la grandeur électrique qui induit le potentiel vecteur magnétique \vec{A} . Ce dernier est fonction du point d'observation « p », du point source « p' » (point de l'espace ayant la même origine que le point d'observation appartenant au domaine spatiale de la source), du temps « t » et finalement du temps source « t' » (temps ayant pour origine le temps du début d'apparition de la source). Dans ces conditions, l'équation (III.13) s'écrit :

$$\nabla^2 \vec{A}(\vec{p}, \vec{p}', t, t') - \mu\sigma \frac{\partial \vec{A}(\vec{p}, \vec{p}', t, t')}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \vec{A}(\vec{p}, \vec{p}', t, t')}{\partial t^2} = -\mu \vec{J}(\vec{p}', t') \quad (\text{III. 14})$$

La solution de l'équation différentielle (III.14) est [SES11] :

$$\vec{A}(\vec{p}, \vec{p}', t, t') = \mu \int_0^t \int_{V'} \vec{J}(\vec{p}', t') g(\vec{p}, \vec{p}', t, t') dV' dt' \quad (\text{III. 15})$$

$g(\vec{p}, \vec{p}', t, t')$ représente la fonction de Green donnée par:

$$g(\vec{p}, \vec{p}', t, t') = e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}} \frac{\delta\left(t - t' - \frac{R_o}{v}\right)}{4\pi R_o} + \frac{\sigma^2}{16\pi\varepsilon^2 v} e^{-\frac{t-t'}{T_g}} \frac{I_1(u)}{u} \quad (\text{III. 16})$$

T_g est la constante de temps et v la vitesse de propagation définies par [SES11, SES13] :

$$T_g = \frac{2\varepsilon}{\sigma} \quad v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (\text{III. 17})$$

R_o est la distance entre le point d'observation et la source :

$$R_o = |\vec{p} - \vec{p}'| \quad (\text{III. 18})$$

$I_1(u)$ représente la fonction de Bessel modifiée du premier ordre avec comme argument [SES11]:

$$u = \frac{1}{T_g} \sqrt{(t - t')^2 - \left(\frac{R_o}{v}\right)^2} \quad (\text{III. 19})$$

Cette fonction de Green est en fait la solution de l'équation différentielle suivante [SES11]:

$$\left(\nabla^2 - \mu\sigma \frac{\partial}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) g(\vec{p}, \vec{p}', t, t') = \delta(\vec{p}, \vec{p}', t, t') \quad (\text{III. 20})$$

Le second terme de l'équation (III.16) peut être négligé en supposant la condition suivante est satisfaite :

$$\sigma^2 \ll 16\pi\epsilon^2\nu$$

$$g(\vec{p}, \vec{p}', t, t') = e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}} \frac{\delta\left(t - t' - \frac{R_o}{v}\right)}{4\pi R_o} \quad (\text{III. 21})$$

En remplaçant (III.21) dans (III.15), nous obtenons :

$$\vec{A}(\vec{p}, \vec{p}', t, t') = \mu \int_0^t \int_{V'} \vec{J}(\vec{p}, t) e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}} \frac{\delta\left(t - t' - \frac{R_o}{v}\right)}{4\pi R_o} dV' dt' \quad (\text{III. 22})$$

Ce qui donne :

$$\vec{A}(\vec{p}, \vec{p}', t, t') = \mu \int_{V'} J\left(\vec{p}', t - \frac{R_o}{v}\right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{4\pi R_o} dV' \quad (\text{III. 23})$$

En considérant que le rayon est négligeable devant la profondeur ($r \ll e$), les grandeurs telles que le potentiel vecteur magnétique ne varient que suivant l'axe des « x » ; les composantes du vecteur \vec{A} selon y et z sont nulles. Dans ces conditions [SES11]:

$$\vec{A}(x, x', t, t') = \mu \int_0^L I\left(x', t - \frac{R_o}{v}\right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{4\pi R_o} dx' \quad (\text{III. 24})$$

x' étant l'abscisse du point source.

Pour analyser une antenne au voisinage d'un plan (sol) parfaitement conducteur, plat et infini, des sources virtuelles (images) sont introduites pour tenir compte du phénomène de réflexion. Il s'agit donc de tenir compte de l'image de l'électrode par rapport au sol, comme illustré sur n la figure III.2 [AKS16].

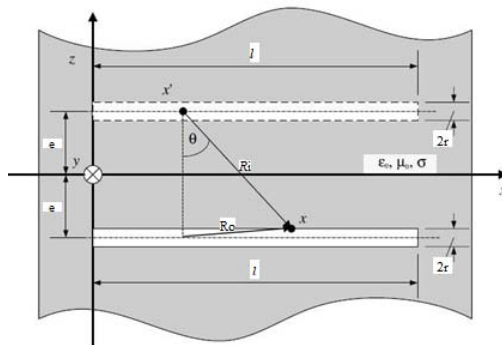


Figure III.2 : Image de l'électrode de mise à la terre par rapport à l'interface sol/air [SES11]

Avec cette hypothèse, la fonction de green devient [SES11] :

$$g(\vec{p}, \vec{p}', t, t') = e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}} \frac{\delta\left(t - t' - \frac{R_o}{v}\right)}{4\pi R_o} - \int_0^t \Gamma(T) e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_i}{v}} \frac{\delta\left(t - t' - \frac{R_i}{v}\right)}{4\pi R_i} dT \quad (\text{III. 25})$$

Γ est le coefficient de réflexion donné par [SES11] :

$$\Gamma(t) = -\left(\frac{T_1}{T_2} \delta(t) + \frac{1}{T_2} \left(1 - \frac{T_1}{T_2}\right) e^{-\frac{t}{T_2}}\right) \quad (\text{III. 26})$$

Tel que :

$$T_1 = \frac{\epsilon_0(\epsilon_r - 1)}{\sigma} \quad (\text{III. 27. a}) :$$

$$T_2 = \frac{\epsilon_0(\epsilon_r + 1)}{\sigma} \quad (\text{III. 27. b}) :$$

et :

$$R_o = \sqrt{(x - x')^2 + r^2} \quad (\text{III. 28. a}) :$$

$$R^* = \sqrt{(x - x')^2 + 4d^2} \quad (\text{III. 28. b}) :$$

A partir des équations (III.15) et (III.25), l'expression du potentiel vecteur magnétique devient [SES11] :

$$\begin{aligned} \vec{A}(x, t) = & \mu \int_0^L I\left(x', t - \frac{R_o}{v}\right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{4\pi R_o} dx' \\ & - \mu \int_0^t \int_0^L \Gamma(T) I\left(x', t - \frac{R_i}{v} - T\right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_i}{v}}}{4\pi R_i} dx' dT \quad (\text{III. 29}) \end{aligned}$$

III.2.2.3. Equation intégro-différentielle de Pocklington

En remplaçant l'équation (III.29) dans celle (III.12), nous aboutissons à l'équation intégro-différentielle de Pocklington [SES11] :

$$\begin{aligned} & \left(\mu\epsilon \frac{\partial}{\partial t} + \mu\sigma\right) \vec{E}(x, t) \\ & = -\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \mu\sigma \frac{\partial}{\partial t} - \mu\epsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) \left(\mu \int_0^L I\left(x', t - \frac{R_o}{v}\right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{4\pi R_o} dx' \right. \\ & \quad \left. - \mu \int_0^t \int_0^L \Gamma(T) I\left(x', t - \frac{R_i}{v} - T\right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_i}{v}}}{4\pi R_i} dx' dT\right) \quad (\text{III. 30}) \end{aligned}$$

Notre système de mise à la terre est considéré comme étant une antenne de réception soumise à un courant électrique. Dans ces conditions, le champ électrique source est donc nul ($\vec{E}(x, t) = 0$), ceci s'expliquerait par le fait que l'électrode ne reçoit pas de champ électrique. L'équation intégral-différentielle (III.30) devient alors [SES13] :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \mu\sigma \frac{\partial}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \left(\int_0^L I \left(x', t - \frac{R_o}{v} \right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{R_o} dx' - \int_0^t \int_0^L \Gamma(T) I \left(x', t - \frac{R_i}{v} - T \right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_i}{v}}}{R_i} dx' dT \right) = 0 \quad (\text{III. 31})$$

III.2.3. Résolution de l'équation intégral-différentielle de Pocklington

L'équation intégral-différentielle de Pocklington peut être résolue en utilisant les méthodes numériques citées dans le chapitre précédent, ou bien analytiquement en utilisant la transformée de Laplace et en passant par des hypothèses de simplification. Dans notre travail, nous avons adopté deux hypothèses simplificatrices :

1) Négligence de l'effet d'induction d'un courant circulant le long d'une partie de l'électrode sur la partie restante, ce qui aura pour résultat de confondre l'abscisse du point d'observation « x » à celle du point source « x' »; de ce fait, $R_o = r$:

$$(x - x') \approx 0 \quad (\text{III. 32})$$

Dans ces conditions [SES13] :

$$\int_0^L I \left(x', t - \frac{R_o}{v} \right) \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{R_o} dx' = I \left(x, t - \frac{r}{v} \right) \int_0^L \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{R_o} dx' \quad (\text{III. 33})$$

2) Négligence de l'effet du phénomène de réflexion et donc de la théorie des images ($\Gamma(t) = 0$)

L'équation (III.31) devient alors :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \mu\sigma \frac{\partial}{\partial t} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \left(I \left(x', t - \frac{r}{v} \right) \int_0^L \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v}}}{R_o} dx' \right) = 0 \quad (\text{III. 34})$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (III.34), nous obtenons :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \mu\sigma s - \mu\epsilon s^2\right) I(x, s) e^{-\frac{r}{v}s} \left(\int_0^L \frac{e^{-\frac{1}{T_g} \frac{R_o}{v} x'}}{R_o} dx'\right) = 0 \quad (\text{III. 35})$$

Ce qui implique:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} - \mu\sigma s - \mu\epsilon s^2\right) I(x, s) e^{-\frac{r}{v}s} = 0 \quad (\text{III. 36})$$

s est l'opérateur de Laplace.

L'équation (III.36) peut s'écrire comme suit :

$$\frac{\partial^2 I(x, s)}{\partial x^2} - \gamma^2 I(x, s) = 0 \quad (\text{III. 37})$$

avec

$$\gamma = \sqrt{\mu\epsilon \left(s^2 + \frac{\sigma}{\epsilon} s\right)} \quad (\text{III. 38})$$

L'expression (III.37) est une équation différentielle du second ordre. Les conditions aux limites sont exprimées par :

$$I(0, s) = I_g(s) \quad (\text{III. 39. a})$$

$$I(L, s) = 0 \quad (\text{III. 39. b})$$

Dans ces conditions, la solution de l'équation (III.37) est [SES13] :

$$I(x, s) = I_g(s) \frac{\sinh(\gamma(l-x))}{\sinh(\gamma l)} \quad (\text{III. 40})$$

Pour obtenir la formule du courant dans le domaine temporel, nous utilisons la transformée inverse de Laplace à l'équation (III.40) en passant par le théorème des résidus de Cauchy [SES13, JOE99] qui stipule :

$$f(t) = \lim_{y \rightarrow \infty} \frac{1}{j2\pi} \int_{x-jy}^{x+jy} e^{-ts} F(s) ds = \sum_{k=1}^n \text{Res}(s_k) \quad (\text{III. 41})$$

s_k sont les pôles de la fonction $F(s)$ et $\text{Res}(s_k)$ sont donnés par [JOE99] :

$$\text{Res}(s_k) = \lim_{s \rightarrow s_k} (s - s_k) e^{-ts} F(s) \quad (\text{III. 42})$$

avec :

$$F(s) = I_g(s) \frac{\sinh(\gamma(l-x))}{\sinh(\gamma l)} \quad (\text{III. 43})$$

$I_g(s)$ est la transformée de Laplace du courant d'entrée de l'électrode de mise à la terre. Dans notre cas, nous considérons un courant de foudre exprimé sous forme d'une bi-exponentielle [POL06a] :

$$I_g(t) = I_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (\text{III. 44})$$

Dont la transformé de Laplace est [POL06a] :

$$I_g(s) = I_0 \left(\frac{1}{\alpha + s} - \frac{1}{\beta + s} \right) \quad (\text{III. 45})$$

Le courant dans le domaine temporel est [SES13, POL14] :

$$I(x, t) = \frac{2\pi I_0}{\mu\epsilon l^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1} n}{\pm\sqrt{b^2 - 4c_n}} \sin\left(\frac{n\pi(l-x)}{l}\right) \left(\frac{e^{s_{1,2n}t} - e^{\alpha t}}{s_{1,2n} + \alpha} - \frac{e^{s_{1,2n}t} - e^{\beta t}}{s_{1,2n} + \beta} \right) \quad (\text{III. 46})$$

tel que :

$$s_{1,2n} = \frac{1}{2} \left(-b \pm \sqrt{b^2 - 4c_n} \right) \quad (\text{III. 47})$$

avec :

$$b = \frac{\sigma}{\epsilon} \quad (\text{III. 48. a})$$

$$c_n = \frac{n^2 \pi^2}{\mu\epsilon l^2} \quad (\text{III. 48. b})$$

III.2.4. Simulation

Notre programme consiste à simuler analytiquement une électrode enterrée horizontalement dans un sol homogène. Cette électrode est soumise à un courant de foudre. Une telle simulation a été développée conformément à la théorie des antennes. Les principaux paramètres, à introduire dans notre programme de simulation, développé sous environnement Matlab, sont les suivants : la longueur de l'électrode (l), le rayon de l'électrode (r), la profondeur d'enfouissement de l'électrode dans la terre (e), les constantes de temps du courant de foudre (α et β), l'amplitude du courant de foudre (I_0), la permittivité du vide (ϵ_0), la permittivité diélectrique du sol (ϵ_r), la perméabilité absolue du sol (μ), la résistivité du sol (ρ)

et l'abscisse d'un point sur l'électrode où on calcule le courant (x). Les résultats de simulation consistent en les courants dans le domaine temporel le long de l'électrode de terre. Les étapes du programme de simulation du courant le long de l'électrode horizontale sont les suivantes et récapitulées dans l'organigramme de la figure (III.3) :

- Etape 1: Initialisation des données citées précédemment.
- Etape 2: Calcul, pour une abscisse x d'un point d'observation sur l'électrode de terre, les paramètres $s_{1,2n}$ et c_n (n étant variable de 1 à 30) en fonction du temps, donc le long de l'intervalle du temps choisi ($0 - 30 \mu\text{s}$), utilisant les équations (III.47) et (III.48.b) respectivement.
- Etape 3 : Utilisation de ces paramètres pour le calcul du courant en fonction du temps, conformément à l'équation (III.46).
- Etape 4 : Répétition des étapes précédentes pour toutes les abscisses des points d'observations jusqu'à parcourir toute l'électrode.

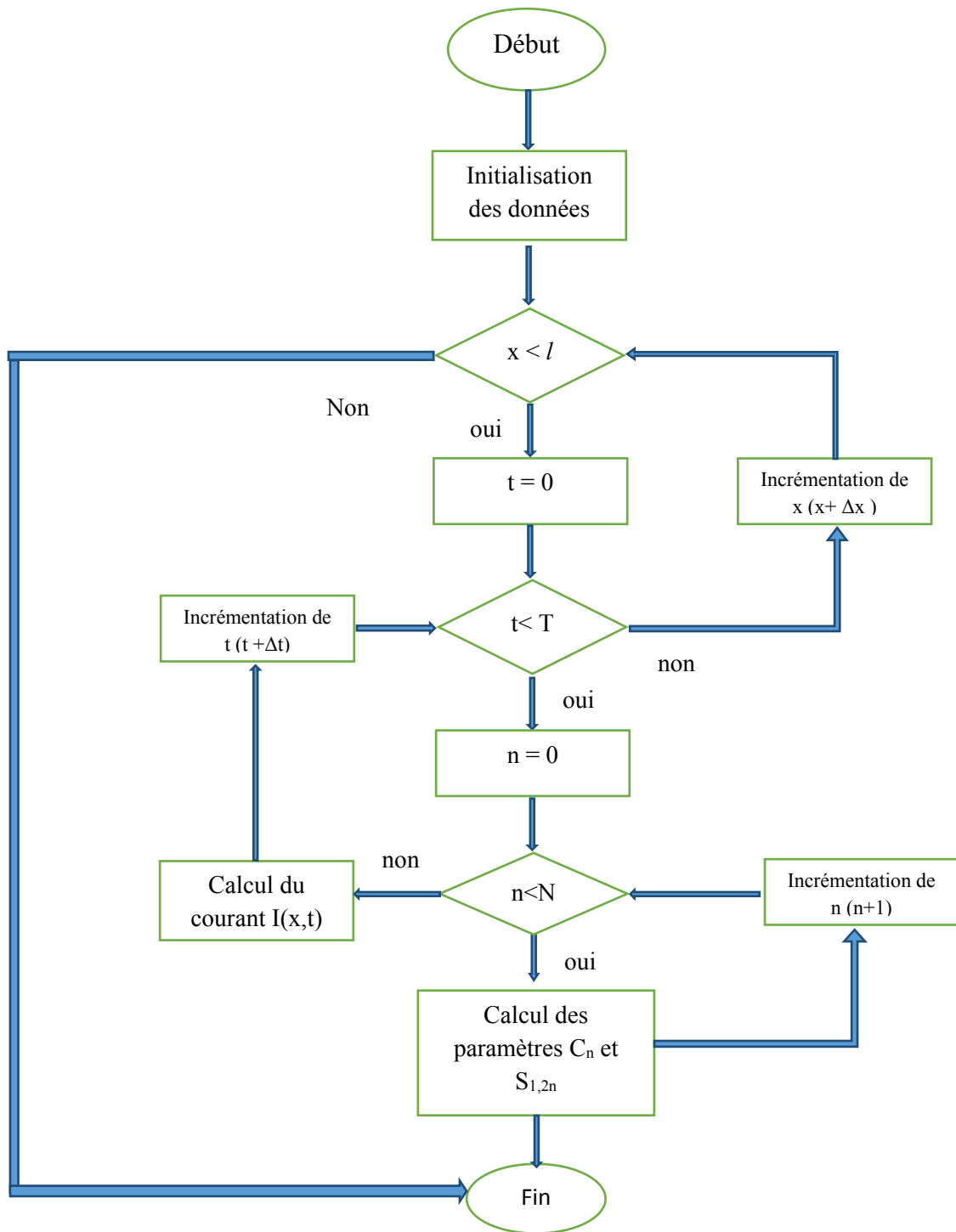


Figure III.3 : Organigramme de l'algorithme de simulation

III.2.4.1 Validation des résultats

Nous nous sommes intéressés à la simulation du courant le long des électrodes horizontales de mise à la terre enfouies dans un sol homogène. Le rayon de toutes les électrodes est maintenu le même (égal à 4 mm). Cependant, leurs longueurs ainsi que leurs profondeur d'enfouissement sont différentes. Divers caractéristiques du sol et paramètres du courant ont été considérés. Nos résultats ont été confrontés, dans les mêmes conditions, à ceux rapportés par Harrat [HAR08] et Poljak [POL14].

III.2.4.1.1 Comparaison par rapport aux travaux de Harrat

Harrat a considéré une électrode, de longueur l , enterrée horizontalement à une profondeur e dans un sol caractérisé par ses propres paramètres électriques (ϵ_r , μ_r et ρ) comme illustré sur la figure (III.4). Cette électrode est soumise à un courant de foudre exprimé en bi-exponentiel. Les données adoptées pour une telle application sont les suivantes :

- 1/ Sol : $\epsilon_r = 4$, $\mu_r = 1$, $\rho = 1000 \Omega.m$;
- 2/électrode : $l = 20m$, $r = 4mm$, $e = 0,75m$;
- 3/générateur onde de foudre : $i(t) = I_0(\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t))$;
 $I_0 = 1A$, $\alpha = 0,027 \mu s^{-1}$, $\beta = 5,6 \mu s^{-1}$.

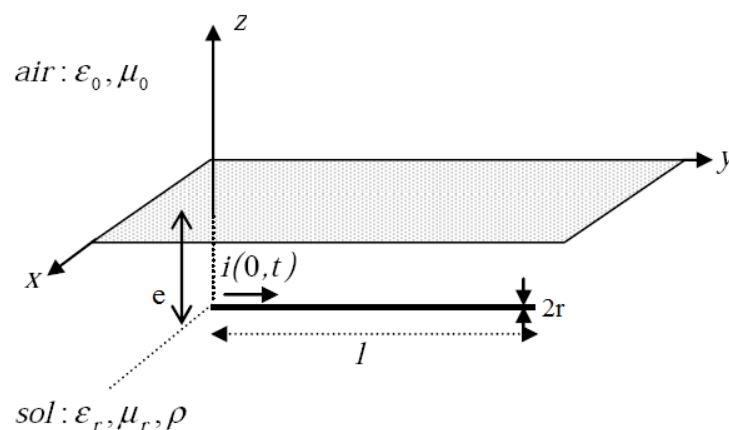


Figure III.4 : Electrode enterrée horizontalement [HAR08]

Harrat a simulé l'électrode de terre de la figure précédente en se basant sur la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) utilisant le formalisme des antennes. Les résultats consistant en les ondes de courants dans le domaine temporel sont présentés sur la figure (III.5). L'auteur a confronté ses résultats à ceux trouvés en utilisant le logiciel de recherche Nec-4 (Numerical Electromagnetic Code). Pour le même système de terre, la figure (III.6) illustre nos résultats obtenus analytiquement. Comme constatation, les caractéristiques courant-temps que nous avons obtenues sont très proches à ceux trouvés par Harrat lors de l'application de la méthode FDTD.

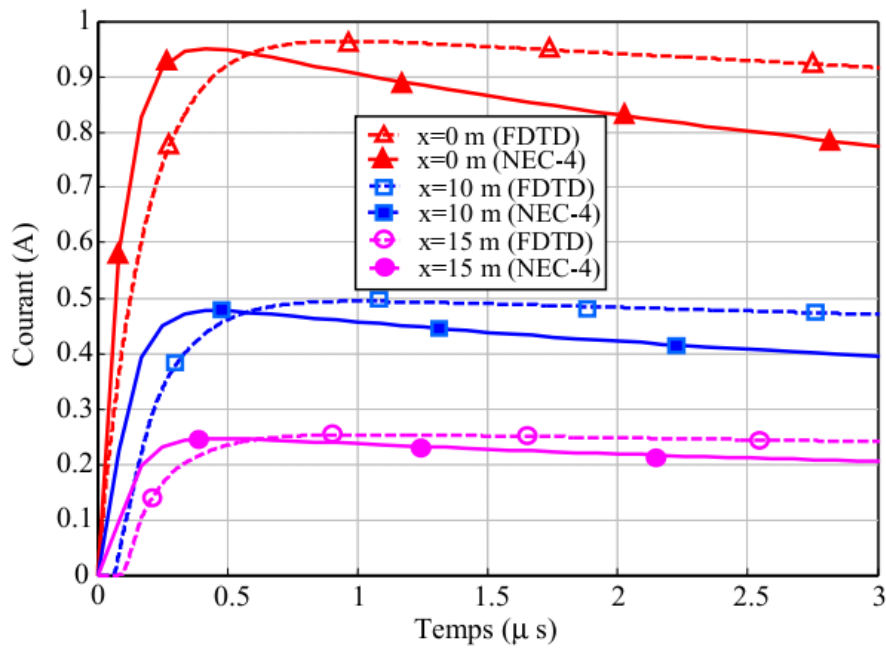


Figure III.5 : Courant de l'électrode horizontale selon Harrat [HAR08]

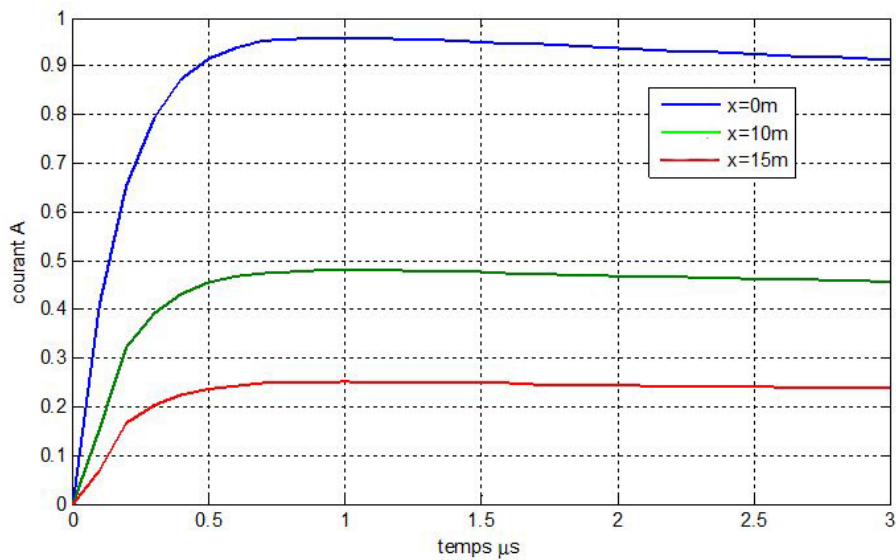


Figure III.6 : Courant de l'électrode horizontale simulé

III.2.4.1.2. Comparaison par rapport aux travaux de Poljak

Pour la même configuration précédente, Poljak a considéré les données suivantes :

1/ Sol : $\epsilon_r = 10$; $\mu_r = 1$; $\rho = 1000, 100 \Omega.m$;

2/électrode : $l = 1m, 10m$; $r = 5mm$; $e = 0,5m$;

3/générateur onde de foudre : $i(t) = I_0(\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t))$;

$I_0 = 100kA$; $\alpha = 0,07924 \cdot 10^7 1/s$; $\beta = 4,0011 \cdot 10^7 1/s$.

Dans le but d'obtenir le courant le long de l'électrode, Poljak a développé l'approche des Antennes (AT) dans le domaine temporel. Cette méthode lui a permis de trouver l'équation integro-différentielle (III.31) de Pocklington. Poljak a opté pour une résolution analytique de cette équation. Deux longueurs de l'électrode à savoir 1 m et 10 m ont été considérées. Pour une longueur de l'électrode donnée, deux résistivités (100 et 1000 Ω .m) du sol ont été adoptées. Les résultats ainsi obtenus sont présentés sur les figures (III.7) et (III.9) pour une longueur de 1m et 10 m respectivement. En parallèle, Poljak a refait la même simulation cette fois-ci en établissant un algorithme basé sur la technique des lignes de transmission (TL). Les résultats des deux méthodes illustrés sur les figures (III.7) et (III.9) sont très similaires.

Afin de comparer nos résultats à ceux obtenus par Poljak, nous avons simulé la même configuration de terre dans les mêmes conditions. Nos résultats sont explicités pour les deux longueurs de l'électrode ainsi que pour les deux résistivités du sol sur les figures (III.8) et (III.10).

Nous constatons que les figures obtenus pour la longueur et la résistivité les plus élevées présentent des oscillations. Ces dernières seraient dues à la fois aux différentes approximations adoptées dans la solution analytique de l'approche des antennes et aux limitations de la formulation de la méthode des lignes de transmission. Par ailleurs, la cause de telles oscillations pourrait être interprétée par la réflexion du signal à partir de l'extrémité ouverte de l'électrode, puisque la conductivité du sol est relativement faible (la résistivité est relativement importante) et le signal n'a pas pu se disperser durant la propagation [POL14].

A l'exception de légers écrêtages au niveau de notre signal présenté sur les figures (III.10b) pour une longueur de l'électrode de 10 m et une résistivité du sol de 1000 Ω .m, nos résultats coïncident parfaitement avec ceux obtenus par Poljak. Une telle concordance valide les programmes que nous avons élaborés.

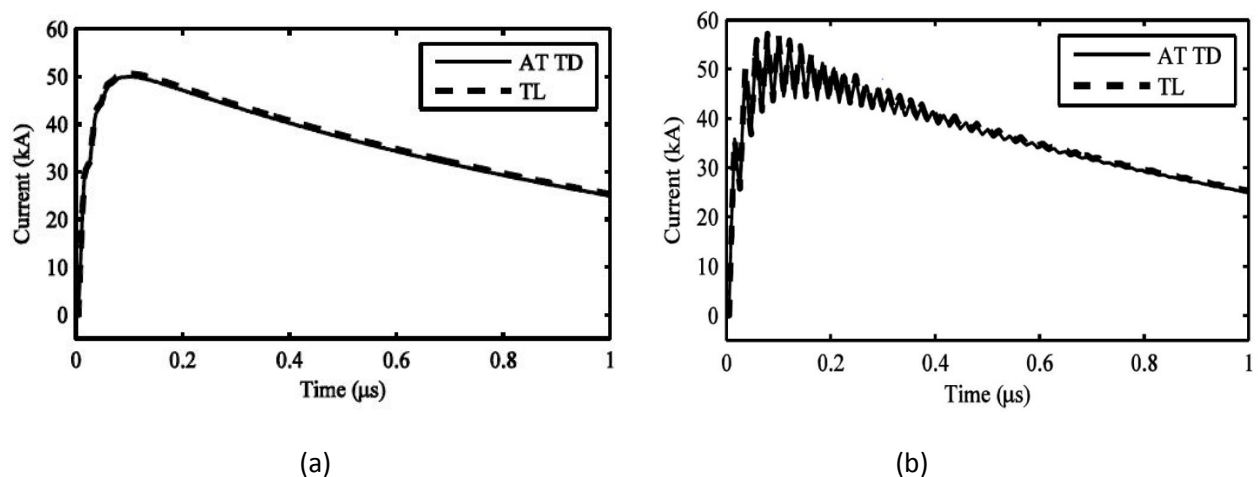
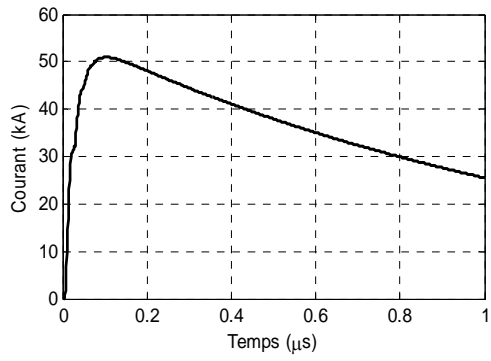
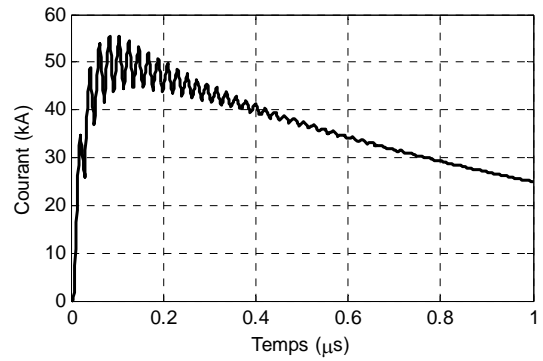


Figure III. 7 : Courant au centre de l'électrode horizontale par Poljak pour $l = 1$ m, (a) $\rho = 100 \Omega \cdot \text{m}$ et (b) $\rho = 1000 \Omega \cdot \text{m}$ [POL14]

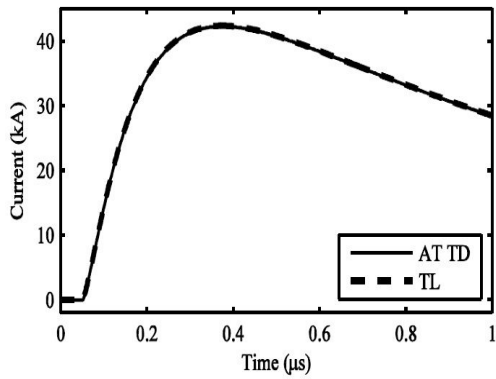


(a)

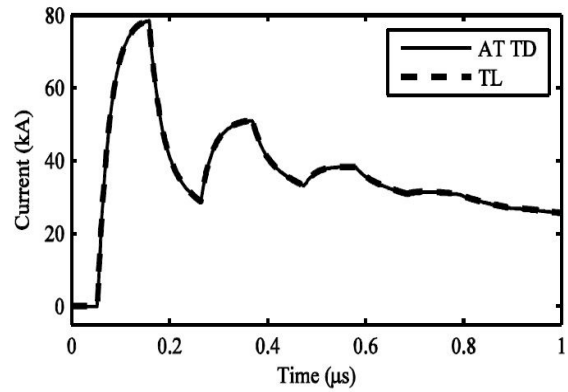


(b)

Figure III.8 : Notre courant au centre de l'électrode horizontale pour $l=1m$, (a) $\rho=100 \Omega.m$ et (b) $\rho=1000 \Omega.m$

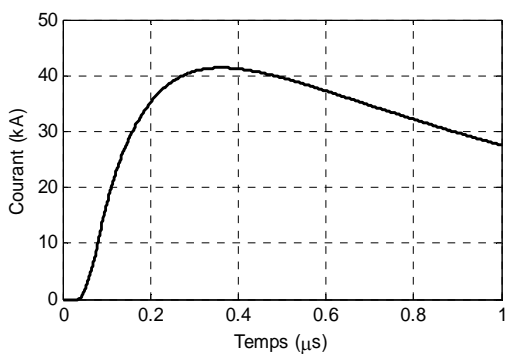


(a)

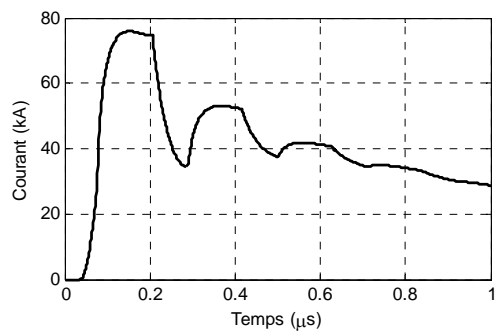


(b)

Figure III.9 : courant au centre de l'électrode horizontale par D.Poljak pour $l=10m$, (a) : $\rho=100 \Omega.m$ et (b) : $\rho=1000 \Omega.m$ [POL14]



(a)



(b)

Figure III.10 : courant au centre de l'électrode horizontale $l=10m$ (a) : $\rho=100 \Omega.m$ et (b) : $\rho=1000 \Omega.m$

III.3. Simulation utilisant le logiciel NEC-4

Le NEC (Numerical Electromagnetics Code (NEC) —Method of Moments) est un logiciel de simulation permettant d'obtenir les réponses électromagnétiques des antennes en résolvant numériquement l'équation integro-différentielle de Pocklington en utilisant la méthode des moments [BUR11]. NEC-4 est la dernière version de NEC. Il met à la disposition de l'utilisateur un algorithme qui permet d'éviter le manque de précision, lorsqu'on simule de petites structures contrairement à NEC-3. En effet, NEC-4 avec un code de simple précision (32 bits) donnera un aussi bon résultat que si on utilise NEC-3 avec son code double précision (64 bits). NEC-4 offre plus d'options, notamment, pour simuler les systèmes de terre. En plus des sources de tensions, NEC-4 dispose des sources de courants. Bien que NEC-4 soit plus précis, il présente un temps de calcul plus important que le code original (NEC) [BUR11].

Notre étude relative à la simulation des systèmes de mise à la terre a été effectuée en utilisant deux logiciels incompatibles à savoir le NEC-4 et MATLAB. Etant donné que le NEC-4 est destiné à la base pour les antennes, son utilisation dans la simulation des systèmes de terre nécessite une transformation de son fichier de sortie. L'objectif de cette transformation est d'assurer sa compatibilité avec MATLAB. Une telle adaptation a été accomplie en créant un programme en Fortran 77. Dans ce qui suit, nous présentons les programmes (fichiers) d'entrée et de sortie de NEC ainsi que la procédure d'adaptation avec MATLAB.

III.3.1. Modéliser avec NEC-4

Afin de simuler une structure utilisant le NEC-4, deux façons de faire sont possibles, à savoir, (i) des segments droits pour modéliser des fils et (ii) des parcelles plates pour modéliser les surfaces. Ainsi, l'antenne et les objets conducteurs qui l'entourent doivent être modélisés par une chaîne de segments ayant la même direction du fil et par des parcelles qui couvrent les surfaces [BUR11]. Le nombre de segments et de parcelles utilisés dans la modélisation doit être suffisant afin d'avoir une bonne précision. Cependant, plus le nombre de segments et de parcelles augmente, plus le temps de calcul est important [BUR11].

III.3.1.1. Modèle des fils

Un fil ou un segment de fil est défini par les coordonnées de ses deux points d'extrémités et de son rayon. Lorsqu'on modélise un fil en utilisant des segments, on doit prendre en compte deux aspects importants : l'aspect géométrique et l'aspect électrique. Géométriquement, les segments doivent parfaitement suivre la trajectoire du fil ; un ajustement linéaire par morceaux sur les courbes est nécessaire. Électriquement, la longueur du segment ' l_s ' doit être inférieure à $0,1\lambda$, ou λ est la longueur d'onde à la fréquence désirée.

Le NEC calcule le courant au milieu de chaque segment. La précision de calcul dépend de la longueur des segments ; la précision diminue avec l'augmentation de la longueur, et vice versa. À son tour, cette longueur dépend du nombre de segments [BUR11]. Le NEC utilise

l'approximation du fil mince en négligeant les courants transversaux et en assumant que les courants axiaux sont uniformément répartis sur la surface du segment. Ces approximations peuvent être prises en compte tant que [BUR11] :

$$\frac{2\pi a}{\lambda} \ll 1 \quad (\text{III. 49})$$

D'autres règles régissent la modélisation des fils, telles que [BUR11] :

- Les segments ne doivent pas être imbriqués, ceci est dû au fait que le courant qui va être partagé par ces deux segments est indéterminé.
- Dans le cas de fils parallèles, une distance de séparation entre les fils de deux à trois fois le plus grand rayon est nécessaire.

III.3.1.2. Modèle des surfaces avec des grilles métalliques

Dans certains cas, une surface solide conductrice peut être modélisée par une grille métallique ayant des petites mailles. Une grille métallique peut servir de modèle dans le cas de plaques conductrices fines et de surfaces conductrices finies [BUR11]. Une grille peut représenter les deux surfaces d'une plaque conductrice fine. Le courant dans la grille sera la somme des courants qui coulerait sur les côtés opposés de la plaque.

Les grilles métalliques sont généralement construites sous la forme d'un maillage de segments rectangulaire. Cependant, d'autres formes peuvent être utilisées pour adapter les surfaces irrégulières. A la fréquence voulue, le côté de la maille devrait être d'environ $0,1 \lambda$ ou plus petit [BUR11].

La règle des surfaces égales, 'THE EQUAL AREA RULE' (EAR), stipule que la surface des fils de longueur Δ et de rayon 'r' doit être égale à celle du solide à modéliser [RUB05]. Considérons un solide carré de côté Δ . La plus simple configuration de la grille modélisant cette surface est représentée sur la figure suivante :

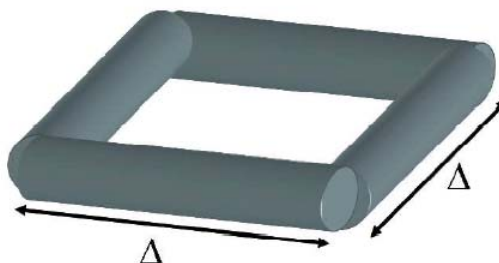


Figure III. 11 : Grille modélisant une surface carrée d'un solide [RUB05]

D'après la loi de EAR, il conviendrait de calculer la surface d'un fil et la rendre égale à la surface à modéliser. Etant donné que la surface d'un fil est de $2\pi r\Delta$ et que celle du solide est

de Δ^2 on aura donc $2\pi r\Delta = \Delta^2$, ce qui donne $r = \Delta/2\pi$ qui est la valeur optimale du rayon des fils d'après EAR [RUB05].

III.3.1.3. Modèle des surfaces avec des pièces ou des parcelles

Cette méthode est restreinte aux surfaces fermées telles qu'une sphère, un cube ou un cylindre. Elle n'est pas applicable sur des plaques conductrices d'épaisseur nulle [BUR11]. Une surface conductrice est modélisée par des petites surfaces planes qui correspondent aux segments dans le cas du modèle des fils. Les pièces sont choisies de façon à recouvrir parfaitement la surface à modéliser. Les paramètres qui définissent la surface de la pièce sont les coordonnées cartésiennes du centre de la même pièce. La connexion d'un fil à la pièce doit se faire au milieu de celle-ci. Ainsi, le programme NEC devisera cette pièce en quatre autres pièces identiques où il prendra en considération l'interaction existante entre les quatre pièces et le segment le plus proche, à savoir le dernier. Pour une bonne précision, la surface d'une pièce ne doit pas dépasser $0,04\lambda^2$, ce qui nous laisse la possibilité d'utiliser 25 pièces pour chaque surface de λ^2 [BUR11].

III.3.1.4. Modèles en présence de la terre

Fils ou bien surfaces, le modèle ne change pas ; en fait, le dimensionnement des fils ou des surfaces est le seul paramètre qui change. En effet, dans un milieu autre que l'air, les dimensions doivent être faites par rapport à la longueur d'onde λ_c du milieu en question, avec [BUR11] :

$$\lambda_c = \frac{299,8}{abs(n) f} \quad (\text{III. 50})$$

$$n = \sqrt{\left(\varepsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0}\right)} \quad (\text{III. 51})$$

f étant la fréquence en MHz, ε_r la permittivité relative du sol, ε_0 la permittivité du vide et σ la conductivité.

III.3.2. Programme d'entrée

Les opérations du NEC sont contrôlées par des commandes lues dans un fichier d'entrée. Ce dernier est créé en écrivant des commandes dans un éditeur. Lors de son utilisation, le NEC demande le nom du fichier d'entrée et celui du fichier de sortie. Le fichier d'entrée consiste en un ensemble de données précédées par la commande NX et se termine par la commande EN. La commande NX doit être obligatoirement suivie par CM ou CE. Les deux commandes CM et CE permettent en fait d'afficher des commentaires dans le fichier de sortie. Le fichier d'entrée est composé des deux ensembles de commandes ; les commandes définissant la géométrie de la structure d'entrée et celles contrôlant le programme [BUR11].

III.3.2.1. Commandes de géométrie de la structure d'entrée

Dans cette partie, on définit la géométrie de la structure à l'aide d'un ensemble de commandes. Cette partie doit être clôturée par la commande GE. Les commandes auxquelles nous nous sommes intéressés lors de notre travail consistent en [BUR11]:

CM, CE : utilisées pour afficher un commentaire dans le fichier de sortie. La syntaxe de chaque est : **CE**commentaire et **CM**commentaire

GW : employée afin de créer un fil droit de plusieurs segments. Sa syntaxe est :

GW I1 I2 F1 F2 F3 F4 F5 F6 F7

I : nombre entier et F:nombre réel ;

avec I1 : Numéro d'identification attribué à tous les segments du fil ;

I2 : le nombre de segments par lequel le fil sera divisé ;

F1 : l'abscisse de la première extrémité ;

F2 : l'ordonnée de la première extrémité ;

F3 : la cote de la première extrémité ;

F4 : l'abscisse de la deuxième extrémité ;

F5 : l'ordonnée de la deuxième extrémité ;

F6 : la cote de la deuxième extrémité ;

F7 : le rayon du fil.

Plusieurs utilisations de GW dans le même fichier d'entrée sont possibles, notamment dans le cas où la structure est une grille. L'unité de mesure est le mètre.

GE : utilisée pour mettre fin à la lecture de la géométrie et permettre à l'utilisateur de définir un plan de masse (terre dans notre cas). GE a pour syntaxe :

GE I1 I2

Avec I1 : donne le choix d'utiliser ou pas un plan de masse. Il peut prendre les valeurs suivantes :

0 : pour indiquer qu'aucun plan de masse n'est utilisé ;

1 : pour indiquer la présence d'un plan de masse ; les fils ne doivent pas être enterrés ;

-1 : pour indiquer la présence d'un plan de masse.

I2 : vérifie s'il y'a des intersections illégales de segments ou de violations de l'approximation du fil mince. Il peut prendre, quant à lui, les valeurs suivantes :

-1 : pas de test ;

0 : s'il y a erreur(s) après test, des messages seront affichés et l'exécution du code arrêtée ;

- 1 : les messages apparaissant en cas d'erreur(s) arrêteront le code (sans qu'elles soient affichés) ;
- 2 : le code continuera l'exécution mêmes en présence d'erreurs.

III.3.2.2. Commandes de contrôle du programme

Cette partie vient juste après la commande GE. Elle définit les paramètres électriques du modèle étudié, à savoir, la permittivité relative du sol ainsi que sa conductivité, l'intervalle de variation de la fréquence et finalement la nature de l'excitation. Les commandes que nous avons utilisées sont [BUR11]:

GN : Utilisée pour spécifier la permittivité relative et la conductivité aux environs de la structure

SYNTAXE: GN I1 I2 I3 I4 F1 F2

avec I1 : spécifie la nature de la terre. Il peut prendre plusieurs valeurs. Celle à laquelle nous nous sommes intéressés le plus est : I1= 2 qui désigne un sol conducteur.

- I2 : prend la valeur 0 dans notre cas ;
- I3, I4 : prennent la valeur 0 ;
- F1 : la valeur de la permittivité relative du sol aux environs de la structure ;
- F2 : la conductivité du sol aux environs de la structure.

FR : Spécifier l'intervalle de fréquences en MHz.

SYNTAXE: FR I1 I2 0 0 F1 F2

- I1: prend deux valeurs : 0 pour des fréquences à pas linéaire et 1 à pas multiplicatif ;
- I2 : le nombre de pas (dimension de l'intervalle) ;
- F1 : la valeur en MHz de la fréquence du début de l'intervalle ;
- F2 : la fréquence d'incrémation. Si le pas est linéaire, cette valeur est ajouté I2-1 fois à la première valeur. Sinon, elle est multipliée I2-1 fois par la première valeur.

EX : Spécifier l'excitation de la structure qui peut être une source de tension, un élément source de courant ou bien une onde incidente plane.

SYNTAXE: EX I1 I2 I3 I4 F1 F2 F3 F4 F5 F6 F7

Selon la nature de l'excitation, I1 prend différentes valeurs. Nous nous sommes intéressés à la valeur I1=4 qui représente un élément source de courant où la structure est excitée par le champ de cette source. Pour cette valeur :

I2, I3, I4 ne sont pas pris en considération ;

F1, F2, F3 sont respectivement l'abscisse, l'ordonnée et la cote de l'élément source ;

F4, F5 sont respectivement l'angle α et β représentés sur la figure (III.13);

F6 : le moment du courant de la source correspondant au rapport entre la longueur de l'électrode sur le nombre de segments. Par exemple, si l'électrode a 5m et divisée sur 10 segments : F6=0,5.

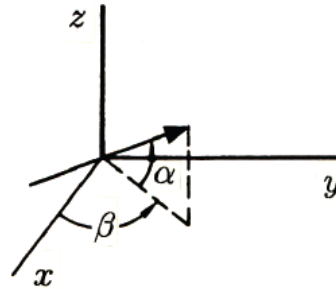


Figure III.12 : Orientation de l'élément source de courant [BUR11]

XQ : Exécuter le programme.

EN : Fin d'exécution du programme.

Dans le but de se familiariser avec le NEC-4, nous avons jugé utile de présenter un exemple relatif au fichier d'entrée.

```
NX
CM essai
CE
GW 1 4 0 0 -0.75 0 2 -0.75 0.004
GE -1
GN 2 0 0 0 4 0.001
FR 0 2 0 0 0.01 0.01
EX 4 1 10 0 0 0 -.75 0 90 0.25
XQ
EN
```

III.3.3. Fichier de sortie

Le fichier de sortie contient les informations, précédemment, spécifiées dans le fichier d'entrée, à savoir, la structure géométrique, les paramètres électriques et enfin les résultats de l'exécution. En démarrant, le NEC demandera le fichier d'entrée ainsi que celui de sortie, comme le montre la figure suivante :

```
Enter INPUT file name (or RETURN) >ess.txt
Enter OUTPUT file name (or RETURN) >res
```

Figure III.13 : Affichage après démarrage

Rappelons que la fréquence évoluera dans une plage de variation. Le NEC attribue à chaque valeur de la fréquence un tableau similaire au suivant :

--- CURRENTS AND LOCATION ---									
LENGTHS NORMALIZED BY WAVELENGTH (OR 2.*PI/CABS(K))									
SEG. NO.	TAG NO.	COORD. OF SEG. CENTER			SEG. LENGTH	--- CURRENT (AMPS) ---			
		X	Y	Z		REAL	IMAG.	MAG.	PHASE
1	1	0.0000	0.0004	-0.0011	0.00071	3.1259E-01	-3.8756E-06	3.1259E-01	-0.001
2	1	0.0000	0.0011	-0.0011	0.00071	3.0244E-01	-7.3812E-06	3.0244E-01	-0.001
3	1	0.0000	0.0018	-0.0011	0.00071	1.8314E-01	-6.7439E-06	1.8314E-01	-0.002
4	1	0.0000	0.0025	-0.0011	0.00071	6.5948E-02	-3.0483E-06	6.5948E-02	-0.003

Dans ce tableau :

- SEG. NO. : désigne le numéro du segment, cet exemple comporte en fait quatre segments ;
- TAG. NO. : numéro attribué à la structure ; ici une seule structure est utilisée ;
- COORD. OF SEG. CENTER : coordonnées du centre de chaque segment ;
- LENGTH : longueur de chaque segment ;
- REAL : partie réelle du courant dans chaque segment ;
- IMAG. : partie imaginaire du courant dans chaque segment ;
- MAG. : amplitude du courant dans chaque segment ;
- PHASE : phase du courant dans chaque segment.

Le fichier de sortie ne peut être directement exploité par MATLAB. L'adaptation entre le NEC-4 et MATLAB a été faite via un programme développé en Fortran 77. Pour le même exemple précédent, le fichier de sortie adapté est comme suit :

FREQUENCE	REAL	IMAG	MAG	PHASE
0.10000E+05	3.1259E-01	-3.8756E-06	3.1259E-01	-0.001
0.20000E+05	3.1259E-01	-7.7458E-06	3.1259E-01	-0.001

En fait, ce fichier de sortie adapté est obtenu pour un segment donné. Les informations affichées concernent la fréquence (FREQUENCE), la valeur réelle (REAL), la valeur imaginaire (IMAG), l'amplitude (MAG) et la phase (PHASE) du courant. Grâce à ce fichier adapté, nous pouvons exploiter les résultats du fichier de sortie à partir de MATLAB.

III.3.4. Validation des résultats

Nous avons développé, sous environnement MATLAB, des programmes afin d'exploiter les résultats obtenus en utilisant NEC-4. Dans cette section, nous nous proposons de valider les programmes utilisés pour des électrodes verticale et horizontale, en se référant aux résultats de Harrat. Nous nous sommes intéressés à la variation du courant tout au long de l'électrode. Les valeurs du courant correspondant ont été obtenues en multipliant les valeurs du courant de foudre appliquées à l'électrode par celles données par NEC-4 et présentées dans le fichier de sortie adapté. Les programmes utilisés sont organisés comme suit :

- Etape 1 : Introduction des données : chargement des fichiers de NEC-4 adaptés, les paramètres de courant de foudre (I_0 , α et β), le pas de fréquence, le nombre d'éléments de l'intervalle de fréquence et les valeurs de fréquences.
- Etape 2 : Transformation temporelle-fréquentielle du courant de foudre en utilisant la transformation de Laplace.
- Etape 3 : Calcul des courants aux milieux des segments désirés.
- Etape 4 : Transformation fréquentielle-temporelle des courants obtenus utilisant la transformée de Fourier inverse (IFFT) adaptée.

L'organigramme qui englobe l'ensemble des étapes est le suivant :

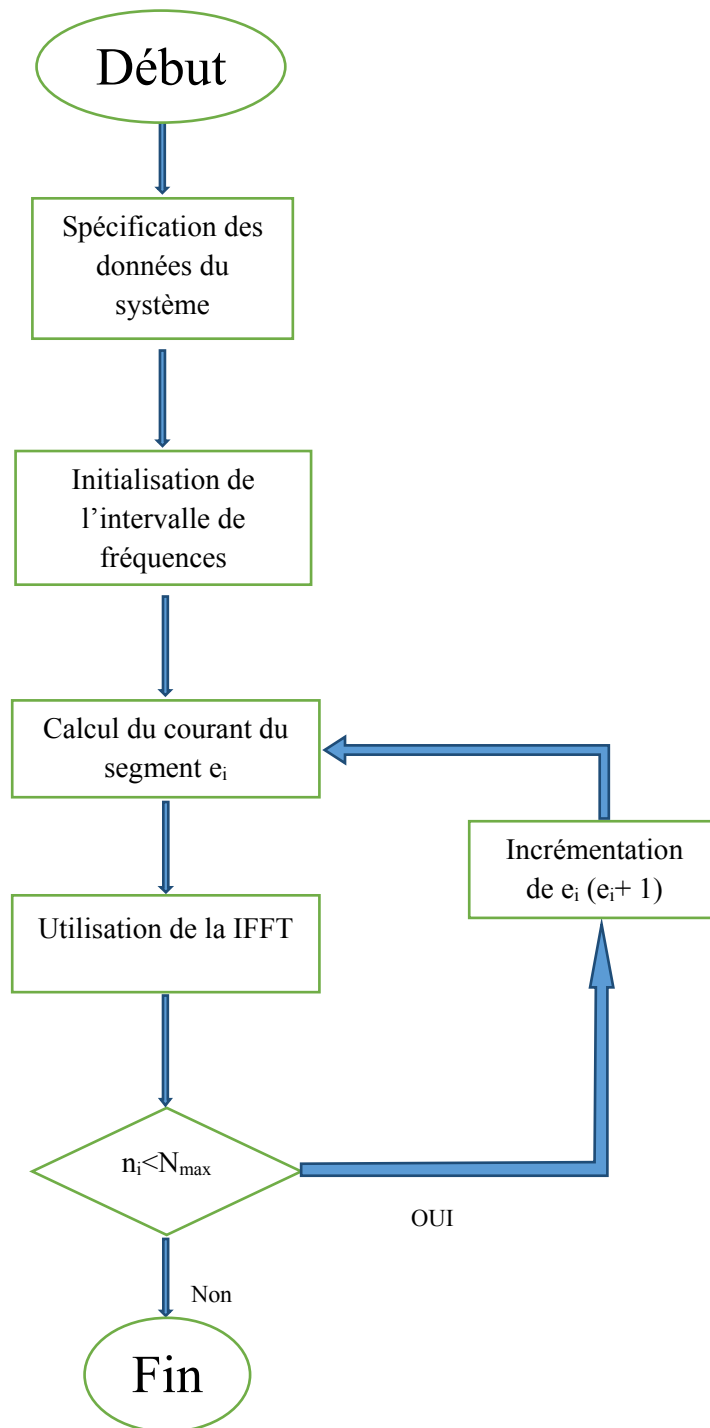


Figure III. 14 : Organigramme de l'algorithme utilisé NEC-4

III.3.4.1. Electrode horizontale

La figure (III.15) illustre nos résultats obtenus pour la même électrode horizontale présentée sur la figure (III.4). Nous rappelons que les données introduites sont :

1/ Sol : $\epsilon_r = 4$, $\mu_r = 1$, $\rho = 1000 \Omega.m$;

2/électrode : $l = 20m$, $r = 4mm$, $e = 0.75m$;

3/générateur onde de foudre : $i(t) = I_0(\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t))$; $I_0 = 1A$, $\alpha = 0,027 \mu s^{-1}$, $\beta = 5,6 \mu s^{-1}$.

Le fichier d'entrée que nous avons établi consiste en :

```
NX
CM essai
CE
GW 1 80 0 0 -0.75 0 20 -0.75 0.004
GE -1
GN 2 0 0 0 4 0.001
FR 0 1024 0 0 0.007 0.007
EX 4 1 10 0 0 0 -0.75 0 90 0.25
XQ
EN
```

Nos résultats ont été confrontés à ceux trouvés par Harrat et présentés sur la figure (III.4). Une très bonne concordance a été obtenue (erreur moins de 5%), ce qui valide le travail que nous avons effectué.

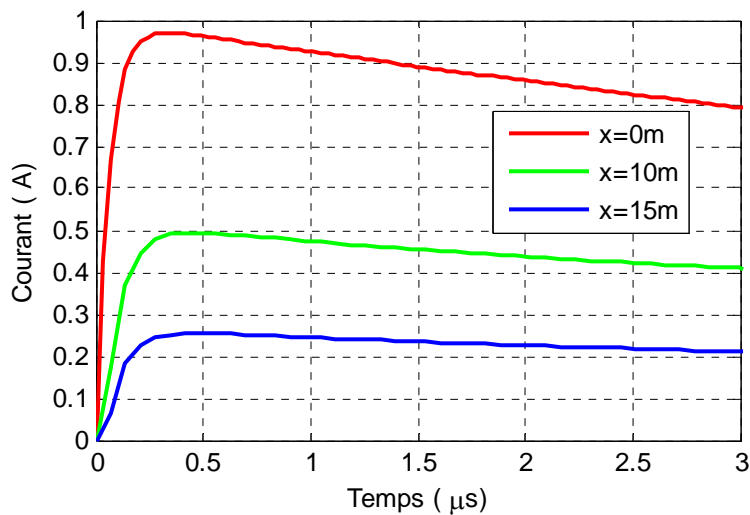


Figure III. 15 : Nos courants simulés pour une électrode horizontale

III.3.4.2. Electrode verticale

Harrat a reproduit le même travail effectué sur une électrode horizontale, sur celle verticale. Cette dernière, de longueur l , est enterrée dans un sol caractérisé par ϵ_r , μ_r et ρ (Figure III.16). Les données adoptées sont :

- 1/ Sol : $\epsilon_r = 4$, $\mu_r = 1$, $\rho = 1000 \Omega.m$;
- 2/ Electrode : $l = 5m$, $r = 4mm$;
- 3/ Générateur onde de foudre : $i(t) = I_0(\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t))$
 $I_0 = 1A$, $\alpha = 0,027 \mu s^{-1}$, $\beta = 5,6 \mu s^{-1}$.

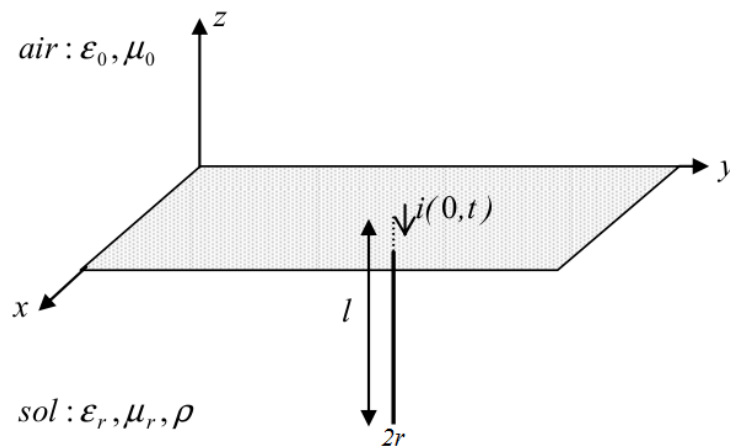


Figure III.16 : Electrode enterrée horizontalement [HAR08]

Pour la même électrode verticale, nous avons introduit le fichier d'entrée suivant :

```
NX
CM essai
CE
GW 1 20 0 0 0 0 0 -5 0.004
GE -1
GN 2 0 0 0 4 0.001
FR 0 1024 0 0 0.007 0.007
EX 4 1 10 0 0 0 0 90 0 0.25
XQ
EN
```

Nous avons confronté nos résultats de la figure (III.17) et obtenus en utilisant NEC-4, avec ceux de Harrat présentés sur la figure (III.18). Comme annotation, les caractéristiques courant-temps que nous avons obtenus coïncident parfaitement à ceux trouvés lors de

l'utilisation de NEC-4 par Harrat. Une telle annotation ne peut que valider le travail que nous avons réalisé.

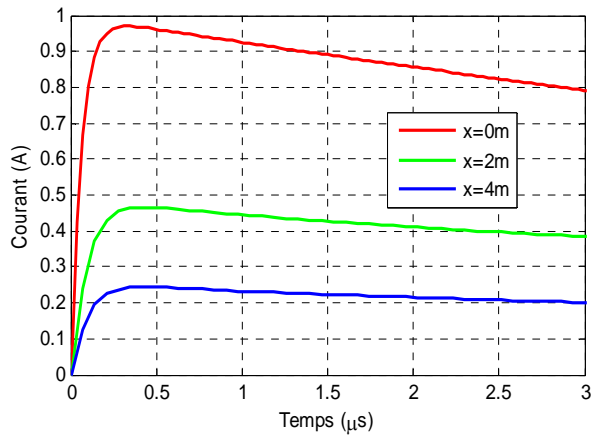


Figure III.17 : Nos ondes de courant pour une électrode verticale

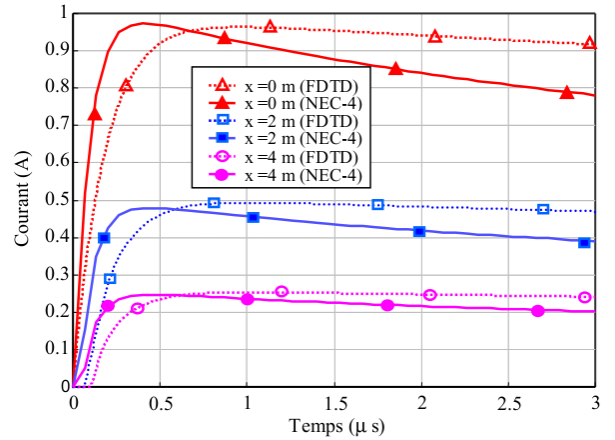


Figure III.18 : Ondes de courant obtenues par Harrat pour une électrode verticale [HAR08]

III.3.5. Etude paramétrique

Dans cette section, nous nous sommes intéressés à l'étude paramétrique, qui consiste à varier les paramètres des SMALT à savoir, la longueur et le rayon de l'électrode, la résistivité et la permittivité relative du sol. Nous nous sommes contentés d'effectuer cette étude sur une électrode horizontale, étant donné que de mêmes influences ont été enregistrées dans le cas d'une électrode verticale. Pour cela, nous considérons que le sol est amagnétique ; $\mu_r = 1$. La hauteur d'enfouissement de cette électrode est fixe ; $e = 0,75m$.

Les caractéristiques courant-temps pour $x = 15m$ (Figure III.19), en traits continus et en pointillés en ont été obtenues pour un rayon de l'électrode de $r = 4mm$ et de $r = 2mm$ respectivement. La longueur de l'électrode est $l = 20m$, la permittivité ainsi que la résistivité du sol sont $\epsilon_r = 4$ et $\rho = 1000 \Omega.m$ respectivement. La figure (III.19) montre que la réduction du rayon de l'électrode engendre une diminution du courant facilitant ainsi sa dispersion dans le sol.

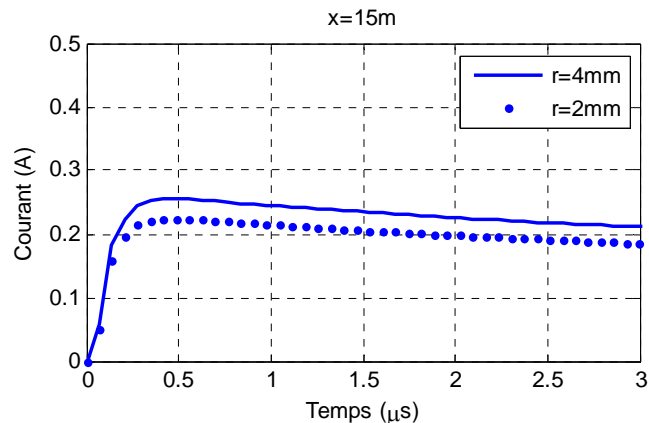


Figure III.19 : Ondes de courant pour différents rayons de l'électrode

Dans le but de montrer l'impact du nombre de segments sur le courant le long de l'électrode, nous avons procédé à deux segmentations : 8 et 80 éléments comme illustré sur la figure (III.20). Pour cette application, la longueur de l'électrode est $l = 20\text{m}$, son rayon $r = 4\text{mm}$, la permittivité relative ainsi que la résistivité du sol sont $\epsilon_r = 4$ et $\rho = 1000 \Omega.\text{m}$ respectivement. Selon la figure (III.20), le nombre de segments n'affecte pas le courant le long de l'électrode.

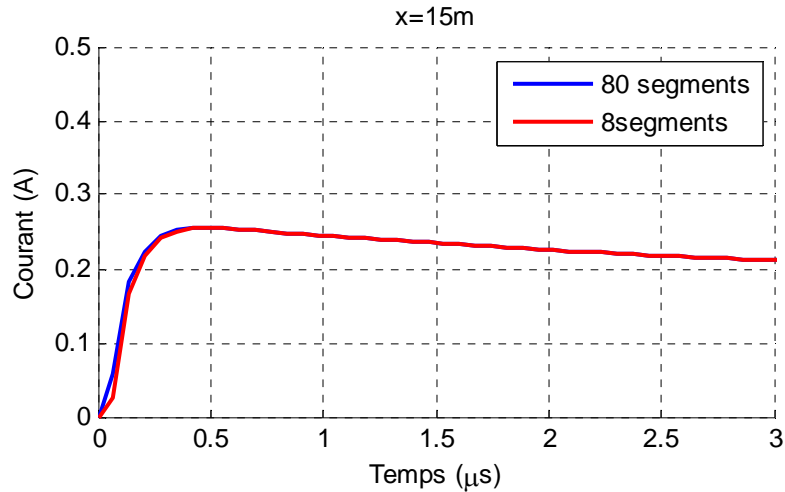


Figure III.20 : Ondes de courant pour différentes segmentations

Les réponses transitoires illustrées sur la figure (III.21) ont été obtenues en changeant la longueur de l'électrode. En effet, les caractéristiques en traits continus ont été obtenues pour une longueur de $l = 20\text{m}$ et celles en pointillées pour $l = 10\text{m}$. Les courants ont été prélevés au milieu de l'électrode. Notons que le rayon de cette électrode est fixe $r = 4\text{mm}$, la permittivité ainsi que la résistivité du sol sont $\epsilon_r = 4$ et $\rho = 1000 \Omega.\text{m}$ respectivement. Les résultats ainsi obtenus montrent que la réduction de la longueur engendre une augmentation du courant retardant sa dispersion dans le sol.

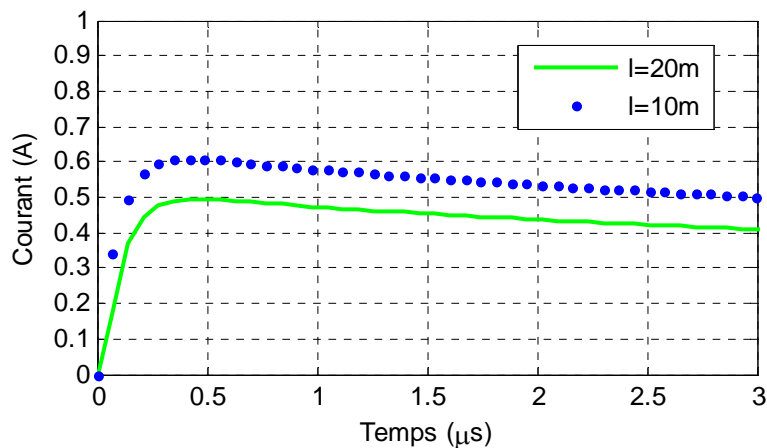


Figure III.21 : Ondes de courant pour différentes longueurs de l'électrode

La figure (III.22) présente les courants obtenus en variant la résistivité du sol. Les caractéristiques (en bleu) ont été obtenues pour $\rho = 1000\Omega.m$ et celles (en rouge) pour $\rho=10000\Omega.m$. Notons que la longueur de cette électrode $l = 20m$, son rayon $r = 4mm$ et la permittivité relative $\epsilon_r = 4$ et les courants ont été prélevés pour $x = 15m$. Les résultats ainsi obtenus montrent que l'augmentation de la résistivité du sol engendre l'apparition des ondulations sur les ondes du courant, ceci serait dû au phénomène de réflexion des ondes de courants étant donnée la résistivité importante du sol. Pour cette même configuration (correspondant à $\rho=10000\Omega.m$) et en changeant la permittivité relative $\epsilon_r=10$, nous obtenons les résultats présentés sur la figure (III.23). Nous remarquons que l'augmentation de la valeur de la permittivité relative fait intensifier les ondulations observées sur l'onde du courant.

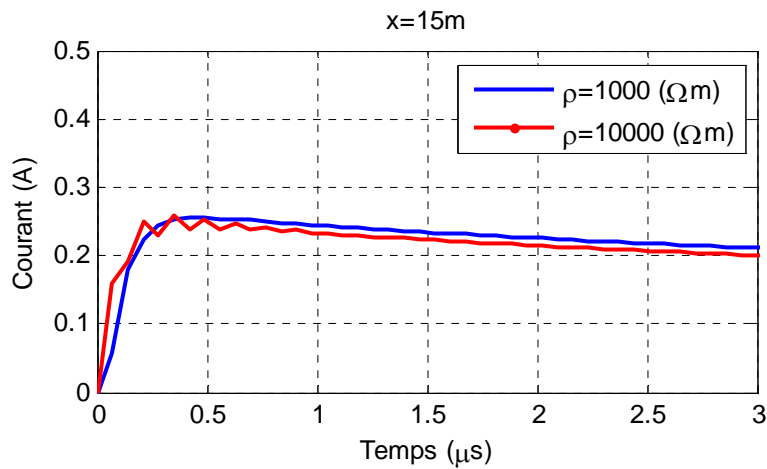


Figure III.22 : Ondes de courant pour différentes valeurs de résistivité du sol

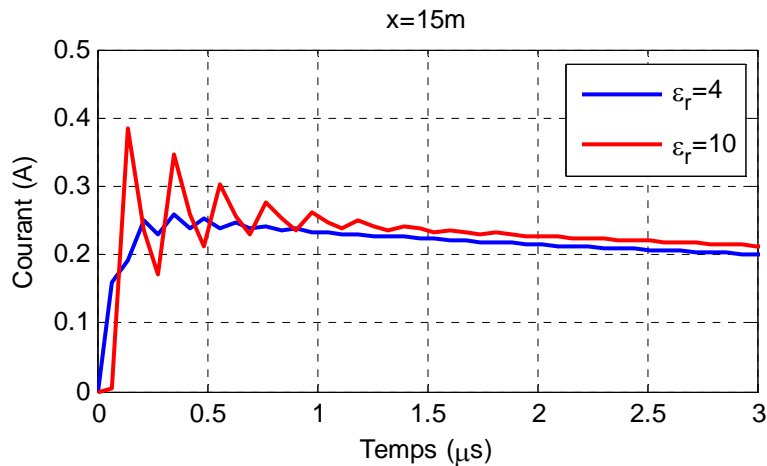


Figure III.23 : Ondes de courant pour différentes permittivités relatives

III.4. Conclusion

Il ressort de cette étude relative à la réponse transitoire des électrodes horizontales et verticales enfouies dans un sol homogène soumises à un courant de foudre, les principales conclusions suivantes :

- En injectant un courant bi-exponentiel à l'entrée d'une électrode horizontale, les caractéristiques courant-temps que nous avons obtenues analytiquement sont très proches à ceux trouvés par Harrat en utilisant la FDTD et par Poljak en se basant sur les approches des antennes et des lignes de transmission.
- Nos réponses transitoires trouvées lors de l'injection d'un courant de foudre à l'extrémité d'une électrode horizontale ou verticale coïncident parfaitement à ceux obtenues par Harrat utilisant le même logiciel ; le NEC-4.
- La réduction du rayon et l'augmentation de la longueur de l'électrode engendrent une diminution du courant facilitant ainsi sa dispersion dans le sol.
- Le nombre de segments de l'électrode n'affecte pratiquement pas la qualité de la réponse transitoire.
- L'augmentation de la résistivité et la permittivité du sol engendre l'apparition d'ondulations sur les ondes du courant.

Chapitre IV

Application de la Méthode des lignes de transmission

IV.1. Introduction

Le présent chapitre traite les SMALT en utilisant la méthode des lignes de transmission (LT). Cette étude est effectuée dans les domaines temporel et fréquentiel. La fréquence affecte en fait les paramètres électriques du sol, à savoir la résistivité et la permittivité relative. Outre la considération des paramètres électriques du sol constants, plusieurs modèles décrivent leur dépendance en fréquence [DAM13, DAM14].

Nous avons traité dans ce chapitre les principaux points suivants :

- Etude comparative entre différents modèles décrivant la dépendance en fréquence des paramètres électriques du sol.
- Détermination de la réponse transitoire d'une électrode horizontale dans le domaine temporel tenant compte de la dépendance en fréquence dans le cas d'un sol homogène.
- Détermination de l'impédance d'entrée d'une électrode dans le domaine fréquentiel. Deux types d'électrodes ont été étudiés : horizontale et verticale. Deux sols ont été considérés à savoir homogène et stratifié horizontalement en deux couches.

IV.2. Présentation de la méthode des lignes de transmission

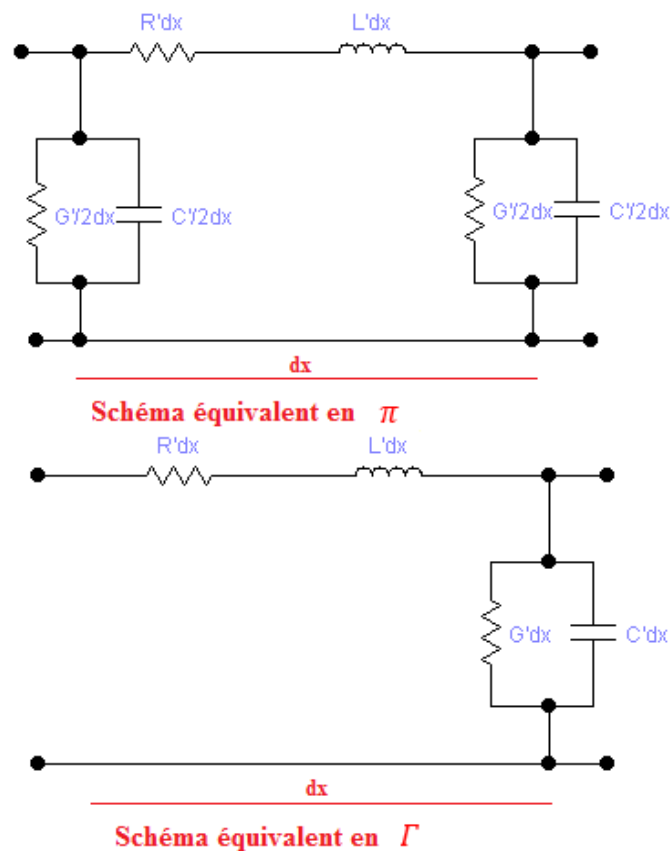
Lorsqu'un système de mise à la terre est parcouru par un courant, ce dernier provoque un échauffement aussi bien dans le conducteur que dans le sol. Cet échauffement pourrait être assimilé à des pertes par effet joule. Entre temps, ce courant engendre l'apparition d'un champ magnétique et un champ électrique. Ce système peut être modélisé en utilisant la théorie des lignes de transmission. En effet, le modèle correspondant est une ligne de transmission avec des pertes. Cette ligne est caractérisée par des paramètres linéiques distribués R' , L' , C' et G' [GEL03, KHE15, SUN68] (Figure IV.1), tels que :

- R' (Ω/m) : la résistance linéique ou distribuée liée aux pertes par effet joule ;
- L' (H/m) : l'inductance linéique ou distribuée, modélisant l'effet du champ magnétique généré par l'électrode ;
- C' (F/m) : la capacitance linéique ou distribuée modélisant l'effet du champ électrostatique généré par l'électrode ;
- G' (S/m) : la conductance linéique ou distribuée représentant les pertes par le courant de fuite dans le diélectrique.

Les paramètres R' , L' liés aux propriétés magnétiques et électriques du conducteur de mise à la terre s'interfèrent avec le courant injecté. Par ailleurs, les paramètres C' et G' qui dépendent des propriétés électriques et diélectriques du sol s'interfèrent avec le potentiel du conducteur.

Dans la théorie des lignes courtes et longues, la fréquence, ou encore la longueur d'onde, joue un rôle très important dans la modélisation des systèmes électriques. Lorsque la longueur de la ligne est très supérieure devant la longueur d'onde, les lois classiques de l'électricité ne s'appliquent plus [KHE15]. La tension ou le courant à la sortie d'une source directement connectée à une charge est supposée identique à celle aux bornes de la charge, malgré l'atténuation possible et/ou le délai de propagation le long de la ligne qui joint les deux éléments. Tant que la ligne est électriquement courte, la supposition n'a pas de conséquences importantes [GRE05].

En hautes fréquences, considérer une électrode enfouie dans un sol comme étant une ligne de transmission n'est valable que dans le cas de petites dimensions. A cet effet, l'électrode est divisée en plusieurs segments ; c'est le modèle distribué d'une ligne. Chaque segment de longueur dx peut-être modélisé par l'un des schémas suivants figure (IV.1). Une telle considération, nous permet d'analyser le comportement transitoire d'un segment au lieu de la ligne entière. Sachant que les paramètres distribués de la ligne de transmission demeurent constants dans chaque segment [ABI12, KHE15].



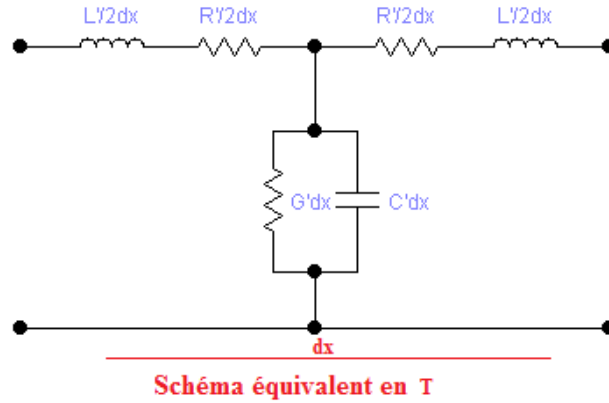


Figure IV.1 : Différentes représentations d'un segment de la ligne de transmission

Nous avons opté pour le schéma équivalent en π dans l'étude de la réponse transitoire dans le domaine temporel et celui en Γ pour la détermination de l'impédance d'entrée dans le domaine fréquentiel.

Pour l'étude de l'électrode horizontale, nous avons adopté les expressions de Cattaneo et al. [CAT92], données comme suit :

$$R' = \rho_{electrode} \frac{4}{\pi d^2} \quad (IV.1)$$

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \left(\ln\left(\frac{2l}{d}\right) + \ln\left(\frac{l}{2e}\right) \right) \quad (IV.2)$$

$$G' = \frac{2\pi}{\rho_g} \frac{1}{\ln\left(\frac{2l}{d}\right) + \ln\left(\frac{l}{2e}\right)} \quad (IV.3)$$

$$C' = 2\pi\epsilon \frac{1}{\ln\left(\frac{2l}{d}\right) + \ln\left(\frac{l}{2e}\right)} \quad (IV.4)$$

Par ailleurs, les paramètres de l'électrode verticale ont été déterminés conformément aux expressions suivantes [GRC05] :

$$R' = \frac{\rho_{electrode}}{2\pi l^2} \ln\left(\frac{2l}{r}\right) \quad (IV.5)$$

$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2l}{r}\right) \quad (IV.6)$$

$$C' = 2\pi\epsilon \left(\ln\left(\frac{2l}{r}\right) \right)^{-1} \quad (IV.7)$$

$$G' = \frac{1}{R' l^2} \quad (IV.8)$$

où

l : représente la longueur de l'électrode ;

d : représente le diamètre de l'électrode ;

e : représente la profondeur d'enfouissement de l'électrode ;

ρ_g et $\rho_{electrode}$ représentent respectivement la résistivité du sol et celle de l'électrode.

A noter que les expressions précédentes sont valables sous les conditions suivantes : $2r \ll 4l$ et $4e \ll l$.

IV.3. Dépendance en Fréquence des paramètres du sol

Les paramètres électriques du sol (conductivité et permittivité relative) dépendent fortement de la fréquence. A ce jour, six modèles ont été proposés en vue de décrire cette dépendance [DAM13, DAM14]. Ces modèles sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau IV. 1: Modèles des paramètres

Modèles	Conductivité (S/m)	Permittivité relative	Fréquence
Scott (S) [SCO64,SCO66]	$\sigma(f) = 10^K$	$\epsilon_r(f) = 10^D$	100Hz-1MHz
Smith et Longmire (SL) [LON73,S MI75]	$\sigma(f) = \sigma_{DC} + 2\pi\epsilon_0 \sum_{i=1}^{13} a_i F_i \frac{(\frac{f}{F_i})^2}{1 + (\frac{f}{F_i})^2}$	$\epsilon_r(f) = \epsilon_\infty + \sum_{i=1}^{13} \frac{a_i}{1 + (\frac{f}{F_i})^2}$	100Hz-1MHz
Messier (M) [MES80,MES85]	$\sigma(f) = \sigma_{DC} \left(1 + \sqrt{\frac{4\pi f \epsilon_\infty}{\sigma_{DC}}} \right)$	$\epsilon_r(f) = \frac{\epsilon_\infty}{\epsilon_0} \left(1 + \sqrt{\frac{\sigma_{DC}}{\pi f \epsilon_\infty}} \right)$	100Hz-1MHz
Visacro et Portela (VP) [ALI10]	$\sigma(f) = \sigma_{100Hz} \left(\frac{f}{100} \right)^{0,072}$	$\epsilon_r(f) = 2,34 \cdot 10^6 \left(\frac{1}{\sigma_{100Hz}} \right)^{-0,535} \cdot f^{-0,597}$	40Hz - 2MHz
Visacro et Alipio (VA) [VIS12]	$\sigma(f) = \sigma_{100Hz} \left\{ 1 + \left[1,2 \cdot 10^{-6} \left(\frac{1}{\sigma_{100Hz}} \right)^{0,73} \right] (f - 100)^{0,65} \right\}$	$\epsilon_r(f) = \begin{cases} 192,2 & f < 10kHz \\ 7,6 \cdot 10^3 f^{-0,4} + 1,3 & f \geq 10kHz \end{cases}$	100Hz-4MHz
Portela (P) [POR99]	$\sigma(f) = \text{réel} \left(\sigma_{100Hz} + \Delta_i \left[\cot \left(\frac{\pi}{2} a \right) \pm j \right] \left(\frac{\omega}{2\pi \cdot 10^6} \right)^a \right)$	$\epsilon(f) = \text{imag} \left(\sigma_{100Hz} + \Delta_i \left[\cot \left(\frac{\pi}{2} a \right) \pm j \right] \left(\frac{\omega}{2\pi \cdot 10^6} \right)^a \right)$	100Hz-2MHz

avec :

$$K = 0,028 + 1,098 \log_{10}(\sigma_{100Hz}) - 0,068 \log_{10}(f) + 0,036 \log_{10}^2(\sigma_{100Hz}) - 0,046 \log_{10}(f) \log_{10}(\sigma_{100Hz}) + 0,018 \log_{10}^2(f) \quad (IV. 9)$$

$$D = 5,491 + 0,946 \log_{10}(\sigma_{100Hz}) - 1,097 \log_{10}(f) + 0,069 \log_{10}^2(\sigma_{100Hz}) - 0,114 \log_{10}(f) \log_{10}(\sigma_{100Hz}) + 0,067 \log_{10}^2(f) \quad (IV. 10)$$

où σ_{100Hz} est la conductivité à une fréquence de 100Hz.

$$F_i = \sum_{i=1}^{13} (125\sigma_{DC})^{0,8321} 10^{i-1} [Hz] \quad (IV. 11)$$

σ_{DC} : est la conductivité du sol en continue ;

ϵ_{∞} : est la valeur limite de la permittivité en haute fréquence.

Le paramètre α_i est donné dans le tableau suivant [DAM14]:

Tableau IV.2 : Valeurs du coefficient α_i [DAM14]

i	α_i
1	$3,6 \cdot 10^6$
2	$2,74 \cdot 10^5$
3	$2,58 \cdot 10^4$
4	$3,38 \cdot 10^3$
5	$5,26 \cdot 10^2$
6	$1,33 \cdot 10^2$
7	$2,72 \cdot 10$
8	$1,25 \cdot 10$
9	4,8
10	2,17
11	$9,8 \cdot 10^{-1}$
12	$3,92 \cdot 10^{-1}$
13	$1,73 \cdot 10^{-1}$

Les paramètres a et Δi dépendent du modèle du sol étudié [ALI13].

IV.3.2. Etudes des modèles des paramètres électriques des sols

Parmi les six modèles présentés dans le tableau (IV.1), nous avons opté pour les quatre plus populaires [BIG72]. Il s'agit des modèles de Scott (S), de Visacro et Portela (VP), de Portela

(P) et enfin de Visacro et Alipio (VA). Les résultats de ces quatre modèles ont été comparés. En outre, l'impact de la fréquence sur la résistivité et la permittivité du sol a été analysé.

Pour cela, nous avons supposé deux sols de résistivité $\rho_{BF} = 93,46 \Omega.m$ et $343 \Omega.m$. Les courbes de la figure (IV.2) montrent une dépendance significative en fréquence des paramètres électriques du sol. Les trois modèles S, P, VA donnent approximativement les mêmes ordres de grandeurs de la résistivité et de la permittivité relative, à l'exception du modèle VP qui lui est éloigné des autres modèles étudiés. Les modèles de sols de Scott (S) et Visacro-Alipio (VA) donnent presque les mêmes valeurs. Par ailleurs, la différence entre les modèles considérés est plus prononcée pour les hautes fréquences et la faible résistivité des sols.

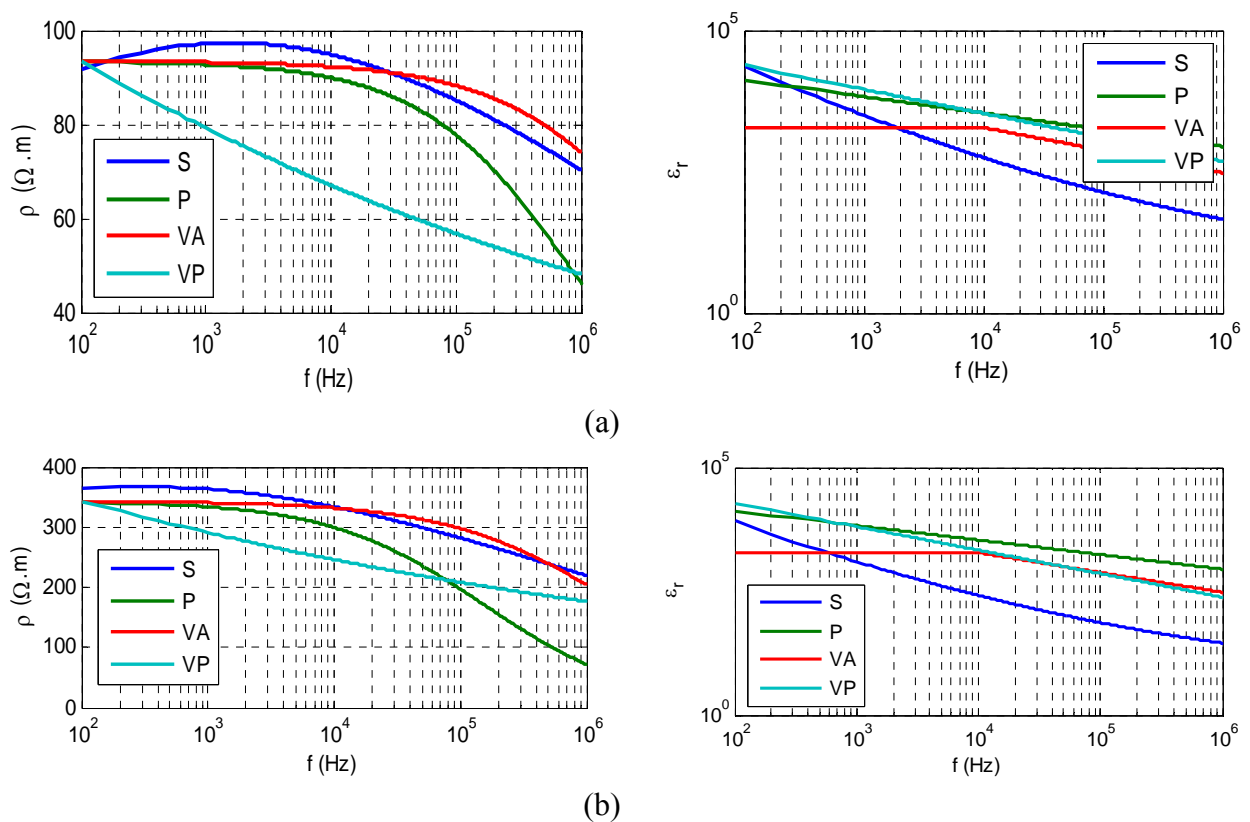


Figure IV. 2 : Dépendance en fréquence de la permittivité et de la résistivité selon les modèles (S), (VA), (VP) et (P), (a) $\rho_{BF} = 93,46 \Omega.m$ et (b) $\rho_{BF} = 343 \Omega.m$

IV.4. Etude des SMALT dans le domaine temporel

Pour cette étude, nous nous sommes intéressés aux courants impulsionnels donc à hautes fréquences, tels que les courants de foudre. Dans ce domaine, plusieurs travaux ont été effectués.

Cattaneo et al. [CAT92] ont utilisé le code EMTP pour simuler le comportement transitoire des SMALT en tenant compte du phénomène d'ionisation du sol. Les résultats ainsi obtenus

ont été comparés à ceux utilisant le GSSP (Grounding System Simulation Program) qui est basé sur la FDTD (méthode des différences finis).

Nekhoul et al. [NEK14] ont utilisé la méthode des lignes de transmission afin d'analyser le comportement transitoire d'un SMALT. La réponse du système a été obtenue se basant sur la méthode des différences finis (FDTD) pour la résolution des équations des télégraphistes et les équations différentielles de tension, et en utilisant la matrice des équations nodales.

Verma et al. [VER80], Mazzetti et al. [MAZ83] et Velazquez et al. [VEL84] ont appliqué l'approche des lignes de transmission pour modéliser une électrode horizontale. Leurs travaux étaient basés sur les équations des télégraphistes. La solution des équations des télégraphistes a été obtenue en dérivant analytiquement le courant et la tension dans le domaine de Laplace avant de les ramener dans le domaine temporel en utilisant la transformée de Laplace inverse

IV.4.1. Simulation d'une électrode horizontale

Ce point est consacré à la simulation d'une électrode enterrée horizontalement, en utilisant la méthode des lignes de transmission. Dans cette simulation, la dépendance en fréquence des paramètres électriques du sol est prise en compte.

Pour ce faire, nous avons élaboré, sous environnement MATLAB, un programme conformément aux étapes suivantes :

- Etape1 : Introduction des données : la longueur, le rayon, la profondeur d'enfouissement de l'électrode, la longueur du segment, l'intervalle du temps et finalement le courant d'injection.
- Etape 2 : Calcul des paramètres du sol (résistivité et permittivité relative) pour une fréquence donnée en utilisant la formule de Scott et actualisation des paramètres distribués calculés selon les formules de Cattaneo et al.
- Etape3 : Ecriture du système sous forme d'équations d'état.
- Etape4 : Résolution du système : calcul des courants et des tensions à chaque instant.

Ce programme peut être récapitulé par l'organigramme suivant :

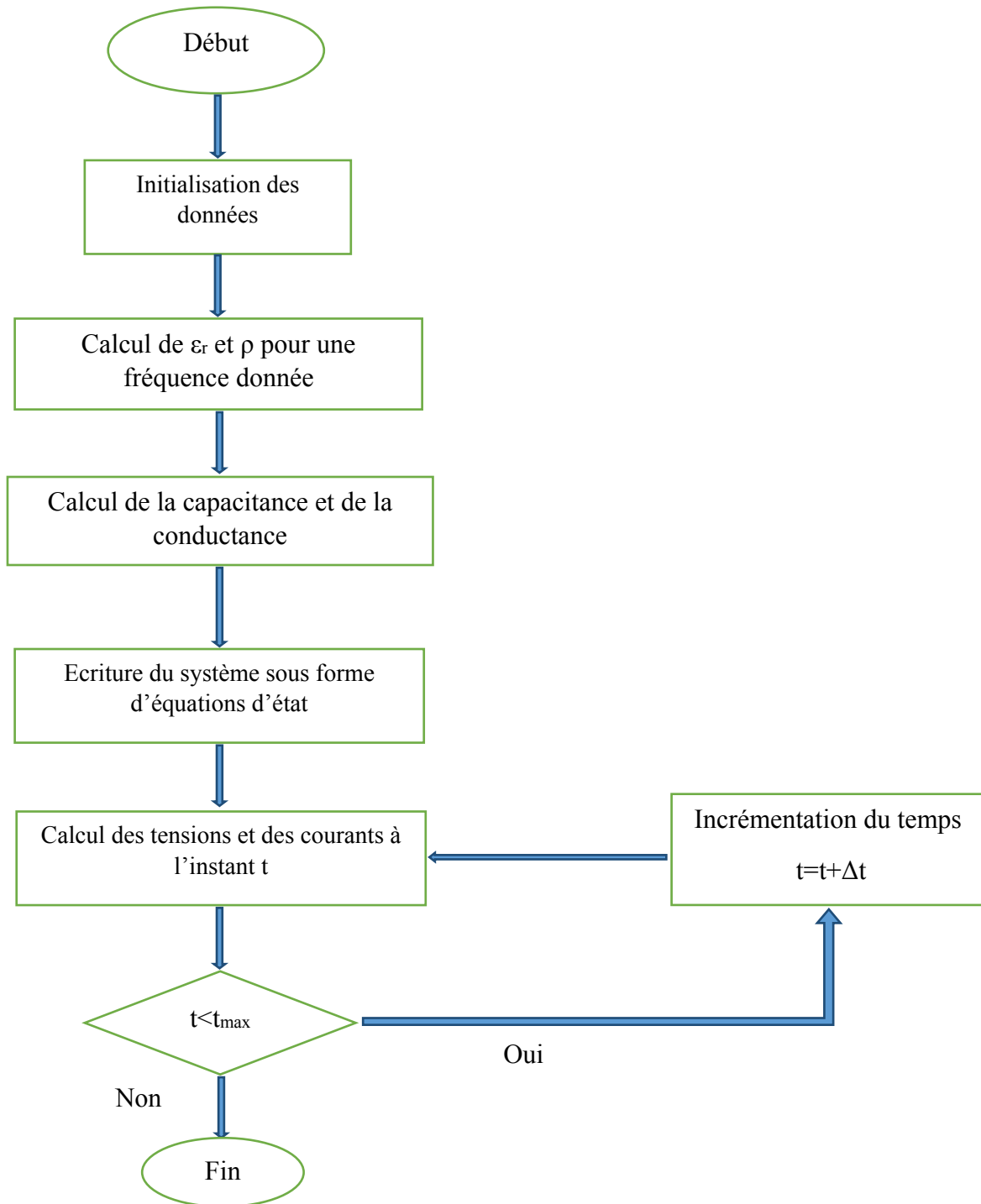


Figure IV.3 : Organigramme du programme de simulation d'une électrode horizontale avec la méthode des lignes de transmission

IV.4.1.1. Validation

Afin de valider notre programme, nous comparons nos résultats relatif au potentiel aux différents points de l'électrode ($x = 0, 2, 10$ et 34 m), figure (IV.4.a) avec ceux numériques (en traits continus) et expérimentaux (en pointillés) rapportés par Cattaneo et al. [CAT92] figure(IV.4.b). La dépendance en fréquence n'a pas été prise en compte. Pour ce faire, une électrode horizontale de longueur 100m et de rayon 1,5mm enterrée à une profondeur 0,6m dans un sol de résistivité $20\Omega\text{m}$ et de permittivité relative de 80. Le point d'injection en $x = 0$ de l'électrode a été soumis à un courant bi-exponentiel (impulsionnel) de faible amplitude. Ses caractéristiques sont les suivantes :

$$I(0, t) = I_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (IV.12)$$

$$I_0 = 1,55227A, \alpha = 0,00364 \mu\text{s}^{-1}, \beta = 0,65221 \mu\text{s}^{-1}$$

Nous constatons que nos valeurs sont très proches notamment à ceux numériques de Cattaneo et al. La différence ne dépasse pas 2%.

Il est important de noter que le courant injecté ne génère en aucun cas le phénomène d'ionisation du sol, étant donné sa faible amplitude. Par ailleurs, l'effet du couplage mutuel entre les différents éléments de l'électrode pourrait être négligé [KHE15].

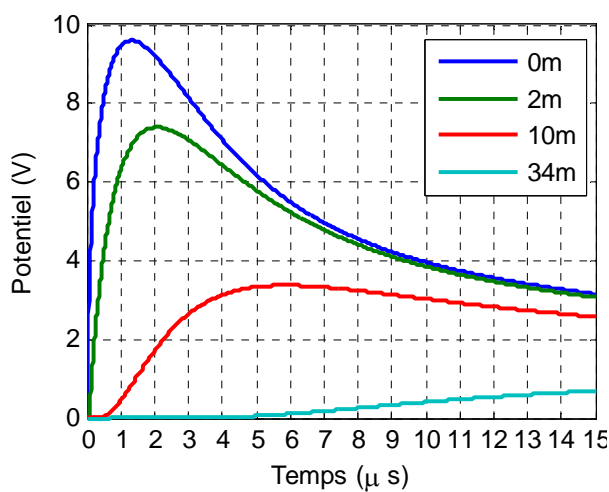


Figure IV.4.a : Nos résultats de simulation

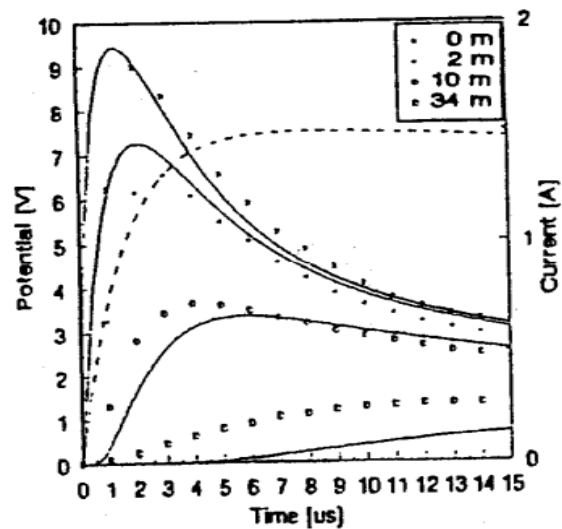


Figure IV.4.b : Les résultats obtenus par Cattaneo et al. [CAT92]

IV.4.1.2. Application

Nous avons repris la même étude précédente, en tenant compte cette fois-ci de la dépendance en fréquence. Le modèle de Scott reliant les paramètres électriques du sol à la fréquence a été adopté. Pour le courant bi-exponentiel précédent, nous déterminons d'abord la constante de temps de mi-amplitude T_2 . Cette constante de temps (en μs) peut être calculée connaissant α de la façon suivante :

$$T_2 = \frac{0,69}{\alpha} \quad (\text{IV.13})$$

La fréquence du courant en question est : $f = \frac{1}{T_2}$

La réponse de l'électrode consiste en les variations temporelles du courant ainsi que du potentiel à différents points de l'électrode. Les figures (IV.5.a) et(IV.5.b) ont été obtenues pour le courant impulsionnel précédent en tenant compte, cette fois-ci, de la dépendance en fréquence selon le modèle de Scott. Etant donné que, $\alpha = 0,00364 \mu s^{-1}$, $\beta = 0,65221 \mu s^{-1}$, $T_2 = 189,56 \mu s$, ce qui donne $f = 5,27 kHz$.

Dans le but d'examiner l'impact de la fréquence sur les évolutions temporelles du courant et du potentiel, nous avons gardé la même forme bi-exponentielle du courant et nous avons changé les paramètres α et β nous permettant d'obtenir une autre fréquence. En effet, nous avons retracé sur les figures (IV.6.a) et (IV.6.b) les mêmes réponses temporelles avec $\alpha = 0,00184 \mu s^{-1}$ et $\beta = 2,4665 \mu s^{-1}$; ce qui donne $T_2 = 375 \mu s$ et $f = 2,67 kHz$.

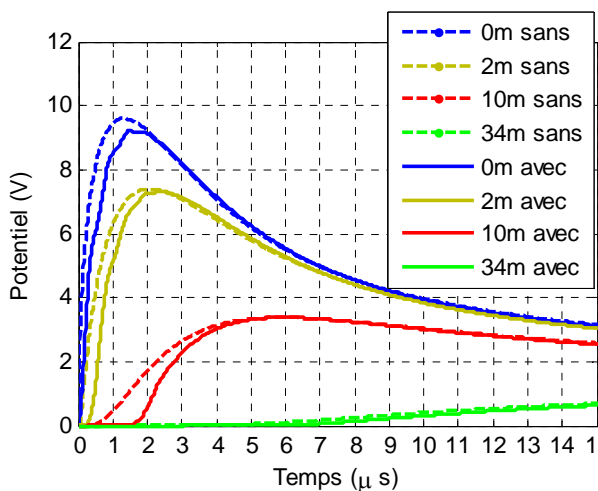


Figure IV.5.a : Ondes de tension avec et sans dépendance en fréquence avec $\alpha = 0,00364 \mu s^{-1}$, $\beta = 0,65221 \mu s^{-1}$ $f = 5,27 kHz$.

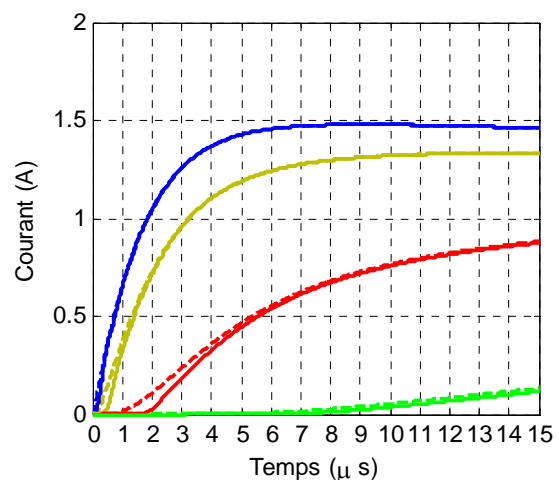


Figure IV.5.b : Ondes de courant avec et sans dépendance en fréquence avec $\alpha = 0,00364 \mu s^{-1}$, $\beta = 0,65221 \mu s^{-1}$ $f = 5,27 kHz$

En prenant un courant de même amplitude, et d'une plus petite fréquence nous obtenons les résultats suivants.

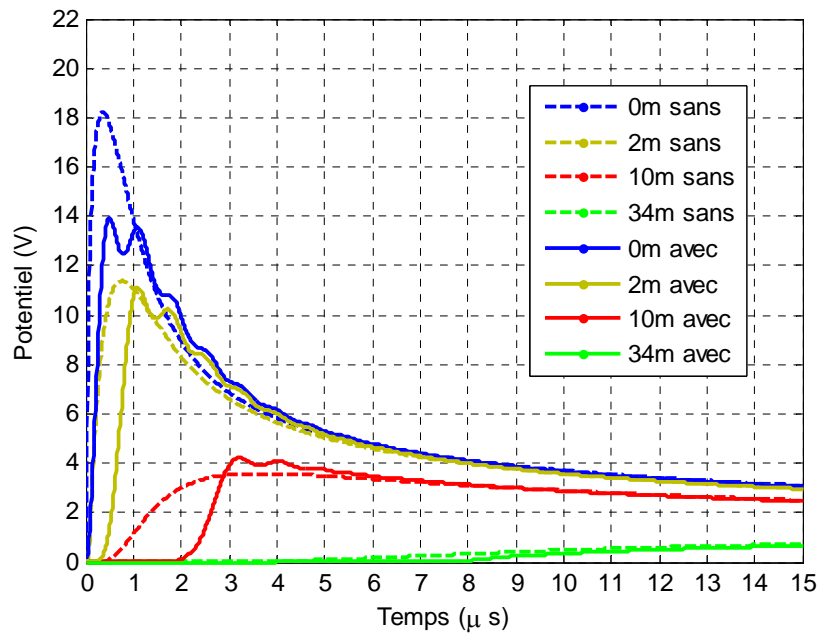


Figure IV.6.a : Ondes de tension avec et sans dépendance en fréquence avec $\alpha = 0,00184\mu s^{-1}$ et $\beta = 2,4665 \mu s^{-1}$, $f = 2,67 \text{ kHz}$

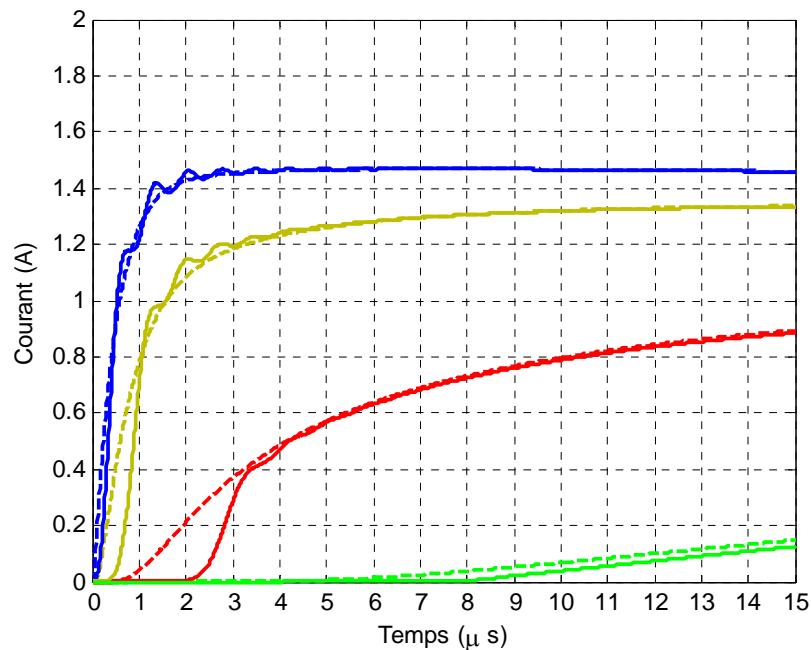


Figure IV.6.b : Ondes de courant avec et sans dépendance en fréquence avec $\alpha = 0,00184\mu s^{-1}$ et $\beta = 2,4665 \mu s^{-1}$, $f = 2,67 \text{ kHz}$

Nous constatons que la dépendance en fréquence des paramètres électriques du sol induit une diminution au niveau des amplitudes du courant et du potentiel. Cette diminution s'accroît avec la réduction de la fréquence de l'onde de courant. Par ailleurs, la dépendance en fréquence engendre un retard dans le temps de montée. Ce dernier augmente au fur et à mesure qu'on s'éloigne du point d'injection du courant. Nous constatons également l'apparition des ondulations aussi bien sur l'onde du courant que sur celle du potentiel pour la plus basse fréquence (2,67kHz).

IV.5. Etude des SMALT dans le domaine fréquentiel

IV.5.1. Modélisation

Le modèle attribué lors de la modélisation d'un SMALT dépend de la fréquence du courant injecté. Pour des faibles fréquences, les SMALT sont modélisés par des résistances. Dans le cas d'une électrode verticale, trois relations exprimant sa résistance ont été proposées [BOU13].

- Relation de Rudenberg :

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln \frac{4l}{d} \right) \quad (\text{IV. 14})$$

- Relation de Dwight-Sunde :

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln \left(\frac{4l}{r} \right) - 1 \right) \quad (\text{IV. 15})$$

- Relation de Liew-Darveniza :

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln \frac{r+l}{r} \right) \quad (\text{IV. 16})$$

Nous avons tracé sur la figure (IV.7), la résistance calculée en utilisant les trois expressions précédemment citées en fonction de la longueur de l'électrode verticale enterrée dans un sol homogène, de résistivité de 100Ω.m. L'électrode a pour rayon $r = 2,5\text{mm}$. D'après cette figure, les trois formules sont équivalentes puisqu'elles donnent des valeurs très proches. En faibles fréquences, il est recommandé d'utiliser des électrodes verticales relativement longues afin d'avoir de faibles valeurs de résistances.

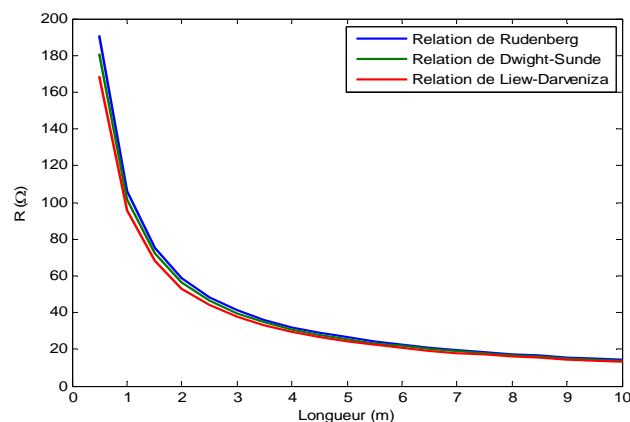


Figure IV.7 : Résistance d'une électrode verticale

L'expression de la résistance d'une électrode horizontale est la suivante [BOU13] :

$$R = \frac{\rho}{\pi l} \left(\ln \left(\frac{2l}{\sqrt{2re}} \right) - 1 \right) \quad (\text{IV. 17})$$

avec :

l : Longueur de l'électrode ; r : son rayon ; e : la profondeur d'enfouissement de l'électrode et ρ la résistivité du sol.

Dans d'autres travaux par exemple, les SMALT ont été modélisés par une résistance en parallèle à une capacitance. La capacitance est ajoutée afin de prendre en compte l'effet capacitif qui apparait en hautes fréquences [BOU13]. Outre de la résistance et la capacitance, l'approche des lignes de transmission prend en considération l'effet inductif des SMALT. Ainsi, le comportement global (résistif-capacitif-inductif) est illustré sur la figure (IV.8) [GRC05] utilisant trois approches en l'occurrence, RLC, l'approche des lignes de transmission (TL) et l'approche du flux électromagnétique (EMF).

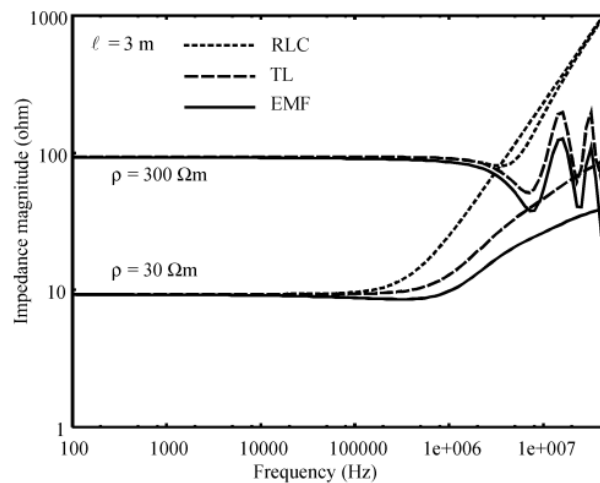


Figure IV.8 : Amplitude de l'impédance en fonction de la fréquence [GRC05]

IV.5.2. Simulation des électrodes horizontale et verticale dans un sol homogène

En général, étudier un SMALT en fréquentiel en utilisant la méthode des lignes de transmission, revient à déterminer son impédance d'entrée. Pour cela, nous avons choisi le modèle en Γ figure (IV.9) lors de notre étude.

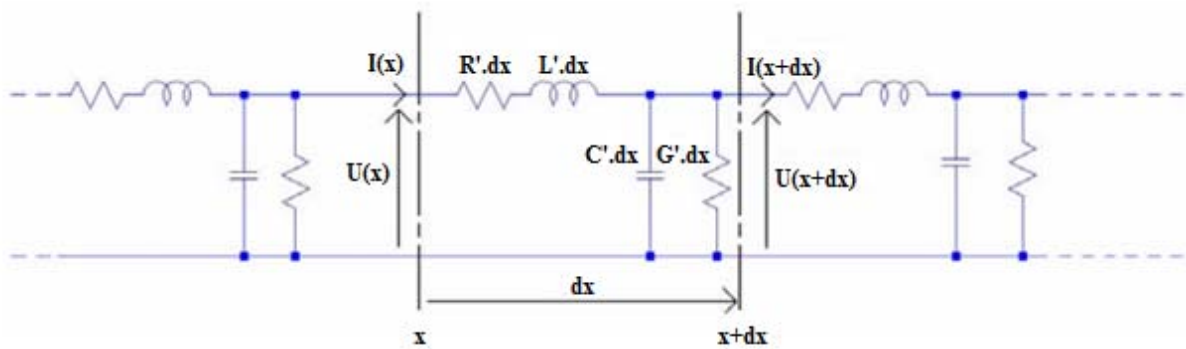


Figure IV.9 : Représentation élémentaire d'une ligne de transmission [WEN06]

A partir de ce schéma, nous pouvons écrire les équations suivantes [WEN06] :

➤ Equation des courants :

$$\bar{I}(x) = \bar{I}(x + dx) + (G' + jC'\omega)dx \bar{U}(x + dx) \quad (\text{IV.18})$$

Ce qui donne :

$$\frac{\bar{I}(x + dx) - \bar{I}(x)}{dx} = -(G' + jC'\omega)\bar{U}(x + dx) \quad (\text{IV.19})$$

Si $dx \rightarrow 0$

$$\frac{d\bar{I}(x)}{dx} = -(G' + jC'\omega)\bar{U}(x) \quad (\text{IV.20})$$

➤ Equation des tensions :

$$\bar{U}(x) = \bar{U}(x + dx) + (R' + jL'\omega)dx \bar{I}(x + dx) \quad (\text{IV.21})$$

Ce qui donne :

$$\frac{\bar{U}(x + dx) - \bar{U}(x)}{dx} = -(R' + jL'\omega)\bar{I}(x + dx) \quad (\text{IV.22})$$

Si $dx \rightarrow 0$

$$\frac{d\bar{U}(x)}{dx} = -(R' + jL'\omega)\bar{I}(x) \quad (\text{IV.23})$$

En dérivant la relation (IV.23), nous trouvons :

$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} = -(R' + jL'\omega) \frac{d\bar{I}(x)}{dx} \quad (\text{IV.24})$$

En insérant (IV.20)

$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} = (R' + jL'\omega)(G' + jC'\omega)\bar{U}(x) \quad (\text{IV.25})$$

$\bar{U}(x)$ est solution de :

$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} - (R' + jL'\omega)(G' + jC'\omega)\bar{U}(x) = 0 \quad (\text{IV.26})$$

Cette relation peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{d^2\bar{U}(x)}{dx^2} - \gamma^2\bar{U}(x) = 0 \quad (\text{IV.27})$$

$$\gamma^2 = (R' + jL'\omega)(G' + jC'\omega) \quad (\text{IV.28})$$

En dérivant la relation (IV.18), nous obtenons :

$$\frac{d^2\bar{I}(x)}{dx^2} = -(G' + jC'\omega) \frac{d\bar{U}(x)}{dx} \quad (\text{IV.29})$$

A partir de (IV.23) et (IV.29) :

$$\frac{d^2\bar{I}(x)}{dx^2} = (G' + jC'\omega)(R' + jL'\omega)\bar{I}(x) \quad (\text{IV.30})$$

Or $\bar{I}(x)$ est une solution de :

$$\frac{d^2\bar{I}(x)}{dx^2} - (G' + jC'\omega)(R' + jL'\omega)\bar{I}(x) = 0 \quad (\text{IV.31})$$

D'où :

$$\frac{d^2\bar{I}(x)}{dx^2} - \gamma^2\bar{I}(x) = 0 \quad (\text{IV.32})$$

$$\gamma^2 = (R' + jL'\omega)(G' + jC'\omega) \quad (\text{IV.33})$$

Les solutions des équations (IV.27) et (IV.32) sont :

$$U(x) = U^+ e^{-\gamma x} + U^- e^{\gamma x} \quad (\text{IV.34})$$

$$I(x) = I^+ e^{-\gamma x} + I^- e^{\gamma x} \quad (\text{IV.35})$$

U^+, U^-, I^+ et I^- sont des solutions particulières.

Notre but est de définir la ligne bifilaire à partir de sa matrice de transfert. Pour cela, nous utilisons les notations présentées sur la figure suivante :

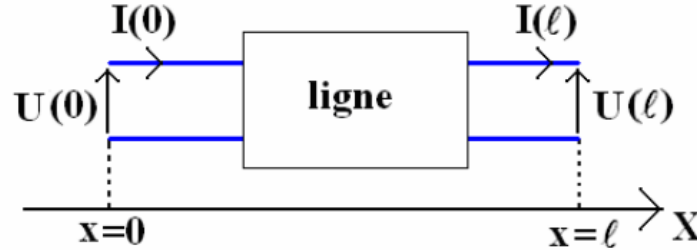


Figure IV.10 : Représentation d'une ligne bifilaire [WEN06]

Pour les points d'abscisses, $x = 0$ et $x = l$, nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} \\ \frac{1}{Z_c} e^{-\gamma l} & -\frac{1}{Z_c} e^{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 36})$$

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -\frac{1}{Z_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 37})$$

Ainsi :

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & e^{\gamma l} \\ \frac{1}{Z_c} e^{-\gamma l} & -\frac{1}{Z_c} e^{\gamma l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{Z_c} & -\frac{1}{Z_c} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 38})$$

Ce qui donne

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & -Z_c \sinh(\gamma l) \\ -\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 39})$$

ou alors :

$$\begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} = [Y_l] \begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 40})$$

avec, $[Y_l]$ la matrice de transfert de la ligne bifilaire.

En inversant (IV.39), nous aurons :

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & -Z_c \sinh(\gamma l) \\ -\frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 41})$$

En inversant la matrice précédente en utilisant MATLAB, nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(l) \\ I(l) \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 42})$$

avec :

$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$: est l'impédance caractéristique ;

$\gamma = \sqrt{ZY}$: est le coefficient de propagation ;

$Z = R' + jL'$;

$Y = G' + jC'$.

Pour une électrode de terre, le courant s'annule en son extrémité ; $I(l)=0$. Dans ces conditions :

$$\begin{bmatrix} U(0) \\ I(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U(l) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 43})$$

Ainsi :

$$U(0) = U(l) \cosh(\gamma l) \quad (\text{IV. 44})$$

$$I(0) = U(l) \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) \quad (\text{IV. 45})$$

Nous définissons l'impédance d'entrée Z_{in} du SMALT par le rapport $U(0)/I(0)$. Cette impédance est obtenue en divisant (IV.44) sur (IV.45) :

$$Z_{in} = \frac{U(0)}{I(0)} = Z_c \coth(\gamma l) \quad (\text{IV. 46})$$

IV.5.2.1. Electrode horizontale

IV.5.2.1.1. Validation

Une électrode de terre de longueur $l = 30\text{m}$ et de rayon $r = 7\text{mm}$, enterrée horizontalement a été simulée dans deux cas de figures, (i) paramètres du sol considérés constants, et (ii) paramètres dépendant de la fréquence. Le modèle pris dans le cas de la dépendance en fréquence est celui de Visacro et Alipio (VA). Nos résultats relatifs à l'impédance d'entrée ont été confrontés à ceux trouvés par Alipio et al. [ALI12] en utilisant l'approche hybride. Le sol homogène amagnétique est caractérisé par une permittivité relative $\epsilon_r = 10$ et une résistivité $\rho = 300 \Omega.m$.

La figure (IV.11) présente l'amplitude de l'impédance, tandis que celle de (IV.12) illustre les résultats d'Alipio et al.

Ces figures montrent qu'en basses fréquences, le comportement de l'électrode est purement résistif. Dans cette gamme de fréquences, l'effet de la dépendance en fréquence sur l'impédance d'entrée est quasiment nul. En hautes fréquences, par contre, il y'a apparition d'un comportement inductif se traduisant par l'augmentation de l'impédance d'entrée. La dépendance en fréquence des paramètres du sol engendre la diminution de l'amplitude de l'impédance avec un effet capacitif.

Il est à noter que pour les fréquences ne dépassant pas 400kHz, nos valeurs coïncident parfaitement avec celles de Alipio et al. [ALI12], et sont supérieures ailleurs. Cette différence est due au fait que la méthode des lignes de transmission que nous avons utilisée surestime l'impédance d'entrée en hautes fréquences [GRC05].

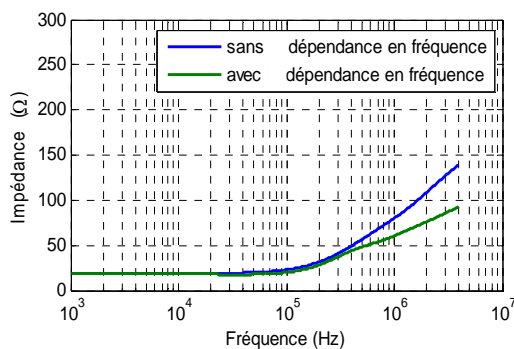


Figure IV.11 : Notre impédance d'entrée utilisant LT

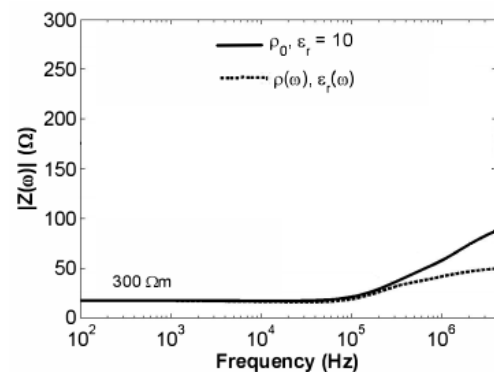


Figure IV.12 : Impédance d'entrée d'Alipio et al. utilisant l'approche hybride [ALI12]

IV.5.2.1.2. Exploitation des résultats

IV.5.2.1.2.1. Effet de la résistivité du sol

La caractéristique d'impédance d'entrée de l'électrode de terre en fonction de la fréquence a été tracée pour deux valeurs de résistivité : $30 \Omega m$ et $1000 \Omega m$ figures (IV.13) et (IV.14) Cela permet d'étudier l'effet de la variation de la résistivité du sol sur l'impédance d'entrée de l'électrode.

La figure (IV.13), montre que pour une résistivité de $30 \Omega m$, l'effet de la dépendance en fréquence est presque nul. Pour les fréquences ne dépassant pas 20kHz, l'électrode possède en fait un comportement purement résistif (correspondant à la valeur constante de l'impédance d'entrée). Le comportement inductif (correspondant à l'augmentation de l'impédance d'entrée) apparaît à partir de 20 kHz ; le comportement capacitif étant inexistant.

Cependant, pour $1000 \Omega m$ et des fréquences supérieures à 5kHz, l'impédance est moins importante lors de la prise en compte de la dépendance en fréquence des paramètres électriques du sol. L'écart entre les impédances d'entrée avec et sans dépendance augmente avec la fréquence. Lors de la dépendance en fréquence, l'électrode possède en fait un comportement purement résistif pour les fréquences ne dépassant pas 5kHz. Ce comportement résistif est suivi par celui capacitif (correspondant à la diminution de l'impédance). A partir de 300 kHz, le comportement capacitif laisse place au comportement inductif. Sans dépendance en fréquence, le comportement de l'électrode est purement résistif jusqu'à 200 kHz, inductif jusqu'à 1,5MHz et une succession de comportement inductif-capacitif (se manifestant par les ondulations) ailleurs.

Il est à noter que pour les comportements purement résistifs enregistrés pour les deux résistivités du sol, la valeur de la résistance est plus importante pour la résistivité la plus grande ; ceci est évident du moment que la résistance de terre est proportionnelle à la résistivité du sol.

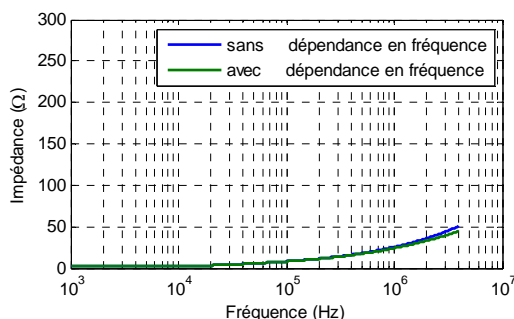


Figure IV.13 : Impédance d'entrée d'une électrode horizontale pour $\rho = 30 \Omega m$

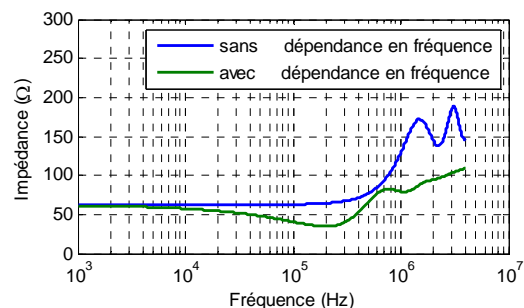


Figure IV.14 : Impédance d'entrée d'une électrode horizontale pour $\rho = 1000 \Omega m$

IV.5.2.1.2.2. Effet de la longueur de l'électrode

La longueur de l'électrode n'est pas sans effet sur l'amplitude de l'impédance. Afin de mieux comprendre, en quoi consiste cet effet, nous avons varié la longueur de l'électrode et gardé les autres paramètres inchangés.

Pour une longueur $l = 3\text{m}$, nous avons obtenus les résultats illustrés dans la figure (IV.15). En hautes fréquences et pour des paramètres du sol constants, le comportement de l'électrode est résistif jusqu'à 400 kHz et laisse place ensuite à celui capacitif ; le comportement inductif étant inexistant. En Tenant compte de la dépendance en fréquence, nous avons enregistré un même effet à savoir, un comportement résistif suivi d'un autre capacitif mais à une fréquence plus basse et qui est de 10kHz.

La figure (IV.16), présente la variation de l'amplitude de l'impédance pour $l = 10\text{m}$. En absence de la dépendance en fréquence des paramètres électriques, le comportement est résistif jusqu'à la fréquence 500kHz et est ensuite inductif. Dans le cas de la prise en compte de la dépendance en fréquence, le comportement inductif est précédé par celui capacitif qui débute à la fréquence de 40kHz. Cependant, le comportement capacitif, engendré suite à la dépendance en fréquence, est faible.

Pour $l = 100\text{m}$ figure (IV.17), on note que les comportements sont similaire dans les deux cas, le comportement est d'abord résistif jusqu'à une fréquence de 4kHz et laisse place à un comportement inductif qui est plus accentué dans le cas où les paramètres électriques du sol sont considérés constant.

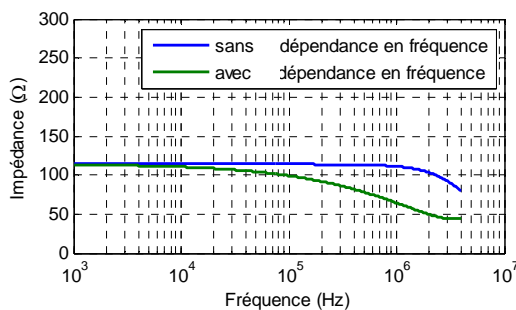


Figure IV.15 : Impédance d'entrée d'une électrode Horizontale pour $l = 3\text{m}$

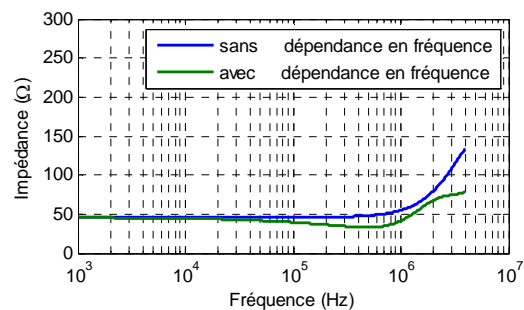


Figure IV.16 : Impédance d'entrée d'une électrode Horizontale pour $l = 10\text{m}$

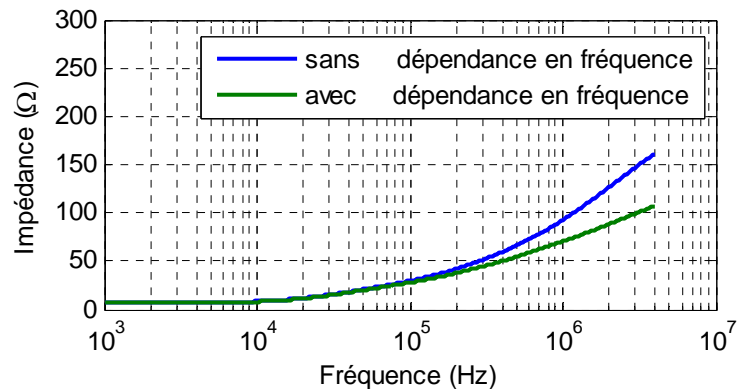


Figure IV.17 : Impédance d'entrée d'une électrode Horizontale pour $l = 100\text{m}$

IV.5.2.2. Electrode Verticale

Dans cette section, nous nous sommes intéressés à une électrode de terre enterrée verticalement. Nos résultats des figures (IV.18) et (IV.20) sont comparés à ceux présentés sur les figures (IV.19) et (IV.21) trouvés par Grcev et al. [GRC05]. Ces derniers ont déterminé la caractéristique impédance d'entrée–fréquence, en utilisant les approches des circuits (RLC), du flux électromagnétique (EMF) et des lignes de transmission (TL). Il est à noter que la méthode EMF a été prise comme référence lors de leur étude.

Nous commençons par une simulation sans prendre en compte la dépendance en fréquence des paramètres du sol. Les données utilisées sont :

- 1/ Sol : $\epsilon_r = 10$, $\mu_r = 1$, $\rho = 30$ et $\rho = 300 \Omega.m$;
- 2/ Electrode : $l = 3\text{m}$ et $l = 30\text{m}$, $r = 12.5\text{mm}$;

Durant la simulation, deux longueurs de l'électrode sont considérées 3m et 30m. Pour chaque longueur, deux valeurs de résistivité du sol ont été utilisés 30 $\Omega.m$ et 300 $\Omega.m$.

Pour la longueur $l = 3\text{m}$, nos résultats sont illustrés sur la figure (IV.18). Une parfaite concordance entre nos résultats et ceux trouvés de Grcev et al. [GRC05] trouvés en utilisant la méthode TL figure (IV.19) a été obtenue. Relativement aux résultats obtenus par EMF, une surestimation de l'amplitude de l'impédance a été enregistrée sur nos valeurs, ceci étant lié à la méthode des lignes de transmission. Une même observation a été déjà faite par Grcev et al.

De la figure (IV.18), nous pouvons voir l'effet de la résistivité du sol sur l'amplitude de l'impédance. En effet, pour $\rho = 30 \Omega.m$, l'impédance d'entrée a un comportement résistif, puis inductif à partir de $f = 300 \text{kHz}$. Pour $\rho = 300\Omega.m$, l'impédance d'entrée a un comportement résistif jusqu'à $f = 1\text{MHz}$, un comportement capacitif jusqu'à $f = 7\text{MHz}$ et un comportement inductif-capacitif pour le reste des fréquences. Il est à noter que l'amplitude de l'impédance pour $\rho = 300 \Omega.m$ est plus importante que celle pour $\rho = 30\Omega.m$, pour l'intervalle de fréquence considéré.

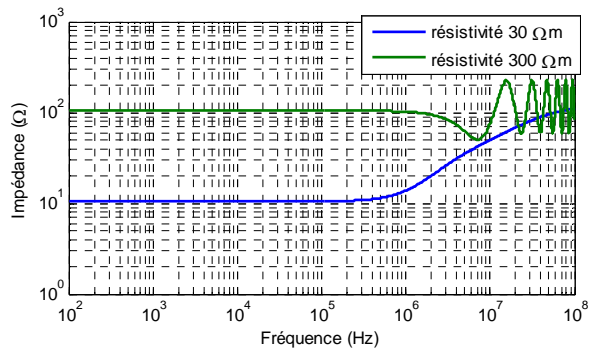


Figure IV.18 : Impédance d'entrée, simulée pour $l = 3\text{m}$

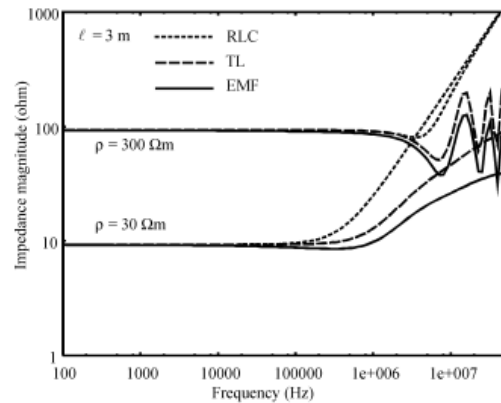


Figure IV.19 : Amplitude d'impédance d'entrée pour $l = 3\text{m}$ [GRC05]

Pour la longueur de l'électrode $l = 30\text{m}$, nos résultats sont représentés sur la figure (IV.20) et ceux de Grech et al. sur la figure (IV.21). Nos résultats coïncident parfaitement avec ceux trouvés en utilisant TL, et souffrent, toujours, de la surestimation de l'amplitude de l'impédance en hautes fréquences. Pour $\rho = 300 \Omega\cdot\text{m}$, le comportement capacitif a disparu, ne laissant que le comportement inductif. L'impédance a un comportement résistif, jusqu'à $f = 10\text{kHz}$ pour $\rho = 30 \Omega\cdot\text{m}$ et jusqu'à $f = 100\text{kHz}$ pour $\rho = 300 \Omega\cdot\text{m}$.

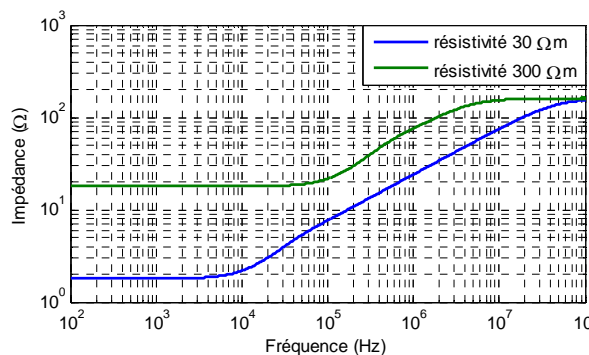


Figure IV.20 : Impédance d'entrée, simulée pour $l=30\text{m}$

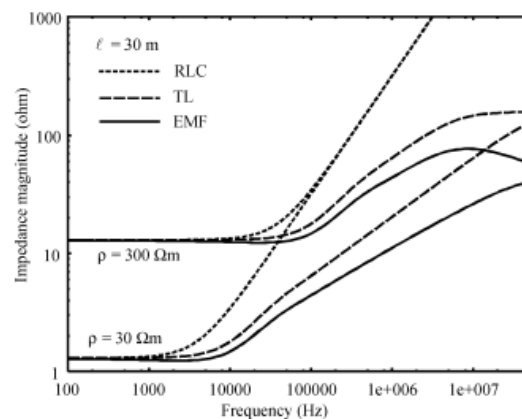


Figure IV.21 : Amplitude d'impédance d'entrée pour $l=30\text{m}$ [GRC05]

IV.5.2.2.1. Effet de la dépendance en fréquence et de la résistivité

Afin d'analyser l'impact de la dépendance en fréquence et de la résistivité du sol, nous introduisons la dépendance en fréquence, et nous traçons l'amplitude de l'impédance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la résistivité du sol à savoir, $\rho = 30 \Omega\cdot\text{m}$ figure (IV.22), $\rho = 300 \Omega\cdot\text{m}$ figure (IV.23) et $\rho = 1000 \Omega\cdot\text{m}$ figure (IV.24). La longueur de l'électrode considérée $l=30\text{m}$.

Pour $\rho = 30 \Omega m$, la prise en compte de la dépendance en fréquence n'a quasiment aucun effet sur l'impédance pour les fréquences inférieures à 1MHz. Pour les deux cas (dépendance ou non en fréquence), le comportement est résistif jusqu'à 10kHz, est ensuite inductif.

Pour $\rho = 300 \Omega m$, dans le cas où les paramètres du sol sont inchangés, le comportement de l'électrode est résistif jusqu'à 60kHz suivi d'un autre inductif. Dans le cas de la prise en compte de la dépendance en fréquence, l'impédance est globalement inférieure à celle obtenue en absence de la dépendance en fréquence et le comportement inductif prend le relais.

Pour $\rho = 1000 \Omega m$, dans le cas où les paramètres du sol ne changent pas en fonction de la fréquence, le comportement est résistif jusqu'à la fréquence 200kHz, est ensuite inductif jusqu'à 1Mhz qui est suivi par un comportement inductif-capacitif se manifestant par des ondulations. Dans le cas de la prise en compte de la dépendance en fréquence, le comportement est résistif jusqu'à 4kHz, capacitif jusqu'à 100kHz et finalement inductif.

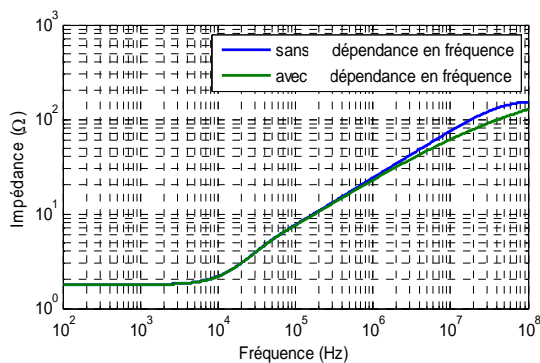


Figure IV.22 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $\rho = 30 \Omega m$

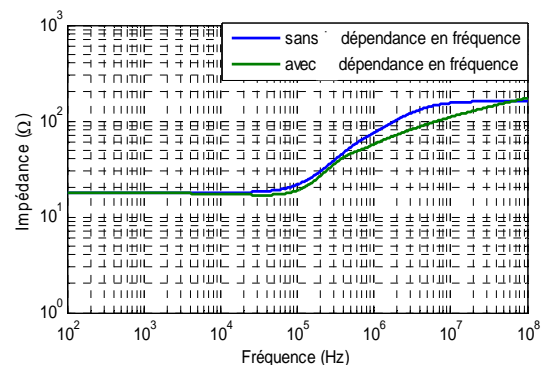


Figure IV.23 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $\rho = 300 \Omega m$

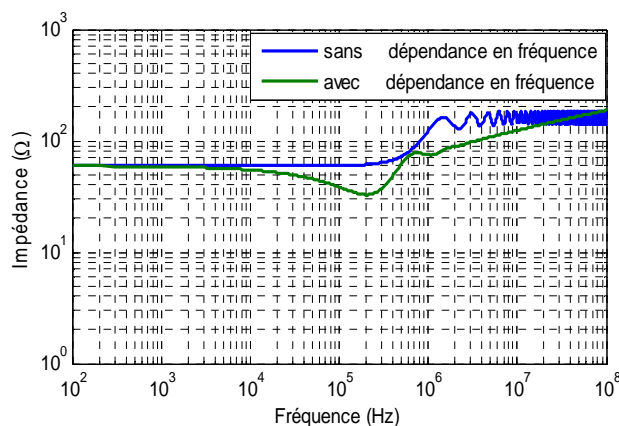


Figure IV.24 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $\rho = 1000 \Omega m$

IV.5.2.2.2. Effet de la longueur de l'électrode

Pour une résistivité du sol $\rho = 300 \Omega m$, nous faisons varier la longueur de l'électrode verticale. Les longueurs adoptées sont 3, 15 et 100m. Les résultats obtenus sont représentés sur les figures, (IV.25), (IV.26), (IV.27) respectivement pour $l = 3m$, $l = 15m$ et $l = 100m$.

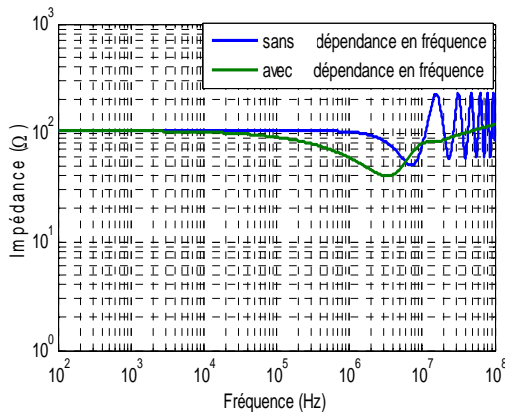


Figure IV.25 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $l=3m$

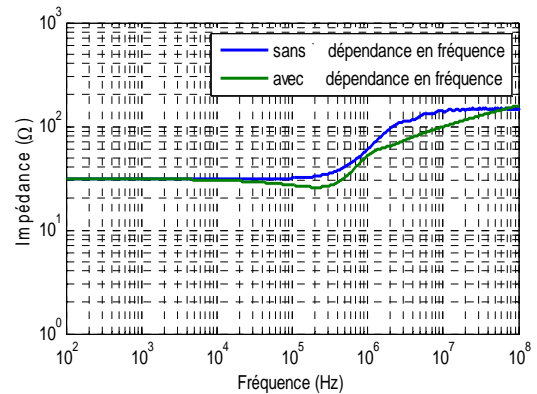


Figure IV.26 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $l=15m$

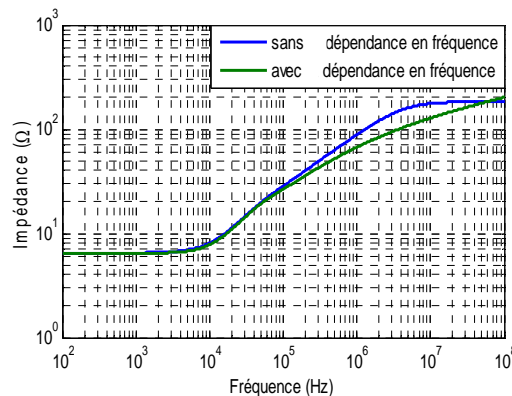


Figure IV.27 : Impédance d'entrée d'une électrode Verticale pour $l=100m$

Pour $l = 3m$, dans le cas du modèle ne prenant pas la dépendance en fréquence en compte, le comportement de l'électrode est résistif jusqu'à 1MHz et est ensuite capacitif-inductif. Lors de la considération de la dépendance en fréquence, outre du comportement résistif, ceux capacitif à partir 10kHz et inductif à partir 4MHz apparaissent.

Pour $l = 15m$, en négligeant la dépendance en fréquence, le comportement est résistif jusqu'à 100kHz, inductif ailleurs. Dans le cas de la prise en compte de la dépendance en fréquence, le

comportement résistif est suivi par celui capacitif à la fréquence 70kHz et est ensuite inductif à la fréquence 200kHz.

Pour $l = 100\text{m}$, en absence de la dépendance en fréquence, le comportement est résistif jusqu'à 6kHz et est ensuite inductif. Dans le cas de la prise en compte de la dépendance en fréquence, l'évolution de l'impédance est quasiment la même que celle obtenue en négligeant la dépendance en fréquence. L'effet capacitif induit par la dépendance en fréquence est très minime.

IV.5.3. Etude de l'impédance d'un SMALT Horizontal dans un sol stratifié horizontalement

Nous considérons une électrode horizontale de mise à la terre enterrée dans un sol amagnétique stratifié horizontalement en deux couches. Une partie de l'électrode est enfouie dans la première couche (ρ_1 et ϵ_{r1}) et la seconde dans la deuxième couche (ρ_2 et ϵ_{r2}) comme schématisé sur la figure (IV.28).

Notre but consiste à déterminer les différentes variations de l'impédance d'entrée de l'électrode en fonction de la fréquence suite à l'injection d'un courant. Pour cela, trois points d'injection ont été choisis, au point de séparation des deux couches et aux deux extrémités de l'électrode. La dépendance en fréquence des paramètres des couches a été prise en compte en se basant sur le modèle de Scott. Les effets de la longueur de l'électrode ainsi que son positionnement relativement aux couches ont été également examinés. Les différents cas étudiés sont :

1. Longueur de l'électrode $l = 6\text{m}$; $l_1 = 3\text{m}$ dans la première couche et $l_2 = 3\text{m}$ dans la deuxième couche.
2. Longueur de l'électrode $l = 20\text{m}$; $l_1 = 10\text{m}$ dans la première couche et $l_2 = 10\text{m}$ dans la deuxième couche.
3. Longueurs de l'électrode $l = 15\text{m}$, $l = 20\text{m}$ et $l = 30\text{m}$; sous différents positionnement.

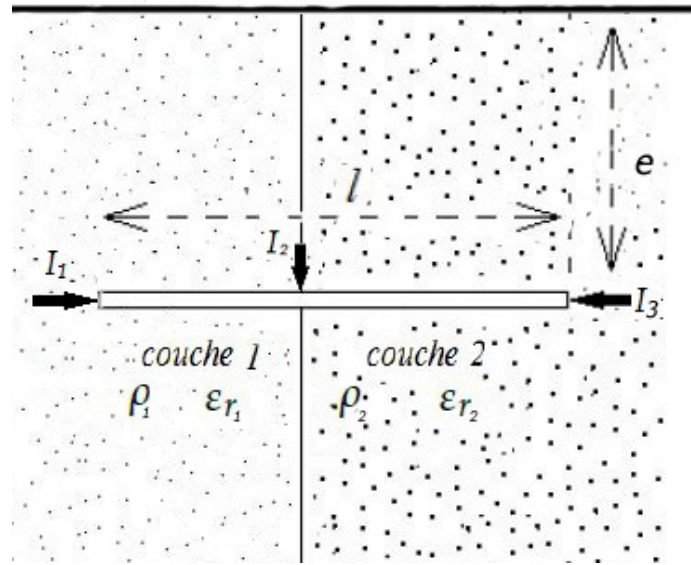


Figure IV. 28 : Electrode horizontale de mise à la terre enterrée dans un sol amagnétique stratifié horizontalement [KHE15]

IV.5.3.1. Modèle du système

Lors de l'étude précédente, et en se basant sur l'approche des lignes de transmission, nous avons modélisé les électrodes verticale et horizontale enfouies dans un sol homogène. Dans cette partie, nous avons généralisé cette étude sur un sol stratifié en deux couches que nous considérons homogènes. Le modèle de simulation donnant l'impédance d'entrée change en fait en fonction du point d'injection du courant, en fait trois cas ont été considérés conformément au choix du point d'injection.

Cas 1 : Injection du courant I_1 dans l'extrémité de l'électrode appartenant à la couche 1 :
En se basant sur l'expression (IV.42), nous pouvons écrire pour la couche 1 :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 l) & Z_{c1} \sinh(\gamma_1 l) \\ \frac{1}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) & \cosh(\gamma_1 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 47})$$

et pour la couche 2 :

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_2 l) & Z_{c2} \sinh(\gamma_2 l) \\ \frac{1}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_2 l) & \cosh(\gamma_2 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 48})$$

La combinaison des équations (IV.47) et (IV.48) donne :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 l) & Z_{c1} \sinh(\gamma_1 l) \\ \frac{1}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) & \cosh(\gamma_1 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_2 l) & Z_{c2} \sinh(\gamma_2 l) \\ \frac{1}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_2 l) & \cosh(\gamma_2 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 49})$$

Nous obtenons après développement de l'équation (IV.49) :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) & Z_{c2} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + Z_{c1} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) \\ \frac{1}{Z_{c2}} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + \frac{1}{Z_{c1}} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) & \cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 50})$$

Pour cette l'électrode de terre, le courant au niveau de la deuxième extrémité doit être nul ($I_3 = 0$ A). Dans ces conditions, l'équation (IV.50) permet d'écrire :

$$V_1 = \cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) V_3 \quad (\text{IV. 51})$$

$$I_1 = \frac{1}{Z_{c2}} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + \frac{1}{Z_{c1}} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) V_3 \quad (\text{IV. 52})$$

A partir des équations (IV.51), (IV.52), l'impédance d'entrée de l'électrode peut être exprimée par :

$$Z_{1in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l)}{\frac{1}{Z_{c2}} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + \frac{1}{Z_{c1}} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l)} \quad (\text{IV. 53})$$

Cas 2 : Injection du courant I_3 dans l'extrémité de l'électrode appartenant à la couche 2 :
Par raisonnement analogue, nous avons pour la couche 2 :

$$\begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_2 l) & Z_{c2} \sinh(\gamma_2 l) \\ \frac{1}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_2 l) & \cosh(\gamma_2 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 54})$$

et pour la couche 1:

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 l) & Z_{c1} \sinh(\gamma_1 l) \\ \frac{1}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) & \cosh(\gamma_1 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 55})$$

De (IV.54) et (IV.55) :

$$\begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_2 l) & Z_{c2} \sinh(\gamma_2 l) \\ \frac{1}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_2 l) & \cosh(\gamma_2 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 l) & Z_{c1} \sinh(\gamma_1 l) \\ \frac{1}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) & \cosh(\gamma_1 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 56})$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) & Z_{c2} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + Z_{c1} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) \\ \frac{1}{Z_{c2}} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + \frac{1}{Z_{c1}} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) & \cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 57})$$

Comme le courant au niveau de la deuxième extrémité est nul ($I_1 = 0$ A), nous obtenons :

$$V_3 = \cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) V_1 \quad (IV. 58)$$

$$I_3 = \frac{1}{Z_{c2}} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + \frac{1}{Z_{c1}} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l) V_1 \quad (IV. 59)$$

Dans ces conditions l'impédance d'entrée est :

$$Z_{2in} = \frac{V_3}{I_3} = \frac{\cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l) + \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l)}{\frac{1}{Z_{c2}} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + \frac{1}{Z_{c1}} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l)} \quad (IV. 60)$$

Cas 3 : Injection du courant I_2 au point de séparation des deux couches :

Dans ce cas particulier, le courant I_2 se divise au niveau des deux parties de l'électrode en $I_{2,1}$ circulant dans la partie de l'électrode enfouie dans la couche 1 et $I_{2,2}$ parcourant la partie restante de cette électrode enterrée dans la couche 2. Nous obtenons ainsi :

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_2 l) & Z_{c2} \sinh(\gamma_2 l) \\ \frac{1}{Z_{c2}} \sinh(\gamma_2 l) & \cosh(\gamma_2 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (IV. 61)$$

et :

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_{2,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma_1 l) & Z_{c2} \sinh(\gamma_1 l) \\ \frac{1}{Z_{c1}} \sinh(\gamma_1 l) & \cosh(\gamma_1 l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (IV. 62)$$

Etant donné que les courants aux deux extrémités sont nuls ($I_3 = I_1 = 0$ A), nous obtenons les impédances parallèles suivantes :

$$Z_{mil1} = \frac{V_2}{I_{2,1}} = Z_{c1} \frac{\cosh(\gamma_1 l)}{\sinh(\gamma_1 l)} \quad (IV. 63)$$

et :

$$Z_{mil2} = \frac{V_2}{I_{2,2}} = Z_{c2} \frac{\cosh(\gamma_2 l)}{\sinh(\gamma_2 l)} \quad (IV. 64)$$

Ainsi, l'impédance d'entrée équivalente du système est :

$$Z_{mil} = \frac{Z_{mil1} \cdot Z_{mil2}}{Z_{mil1} + Z_{mil2}} \quad (IV. 65)$$

En substituant Z_{mil1} et Z_{mil2} par leurs expressions, Z_{mil} devient :

$$Z_{mil} = \frac{Z_{c1}Z_{c2} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \cosh(\gamma_2 l)}{Z_{c1} \cosh(\gamma_1 l) \cdot \sinh(\gamma_2 l) + Z_{c2} \cosh(\gamma_2 l) \cdot \sinh(\gamma_1 l)} \quad (IV.66)$$

IV.5.3.2. Application

Pour cette partie, nous considérons une électrode de longueur $l = 6\text{m}$ et de rayon $r = 4\text{mm}$ enterrée horizontalement à une profondeur $e = 0,6\text{m}$ dans un sol amagnétique stratifié horizontalement en deux couches. Les paramètres électriques de la première couche sont $\rho_1 = 300 \Omega \cdot \text{m}$ et $\epsilon_{r1} = 20$, et ceux de la deuxième couche sont $\rho_2 = 10 \Omega \cdot \text{m}$ et $\epsilon_{r1} = 90$. Les parties de l'électrode enterrées dans les deux couches sont identiques ; $l_1 = l_2 = 3\text{m}$.

Les impédances obtenues pour les trois cas précédemment cités sont représentées sur la figure (IV.29) ; la dépendance de fréquence n'a pas été prise en considération.

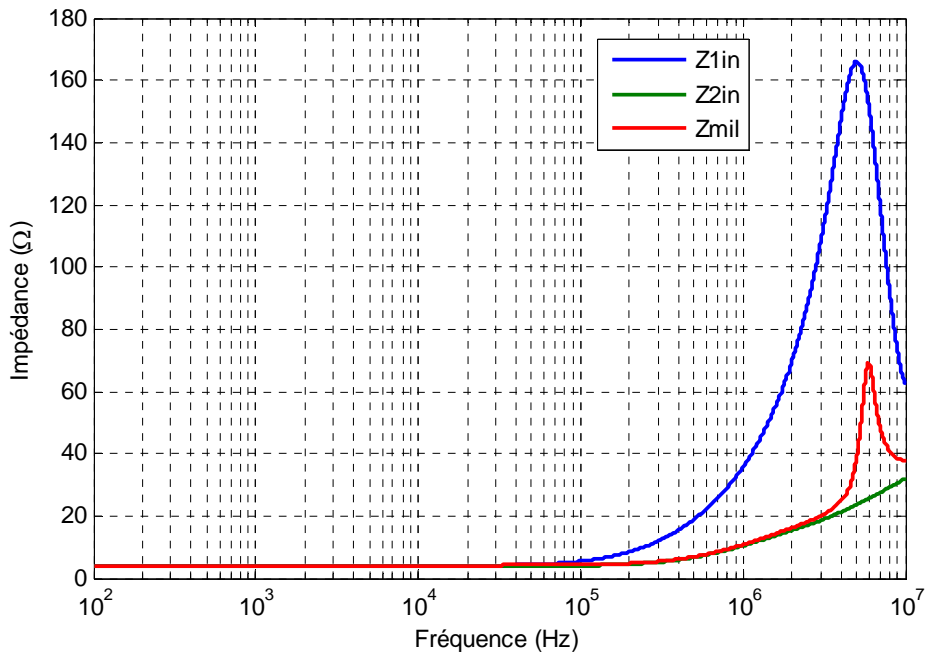


Figure IV.29 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale de terre enfouie à une profondeur $e=0.6\text{m}$ dans un sol stratifié verticalement

A partir de cette figure, nous remarquons que, pour les fréquences ne dépassant pas 40kHz, l'électrode possède un même comportement résistif et ce quel que soit le point d'injection. Au de la de cette fréquence, nous observons, lors de l'injection du courant dans la couche 1 ayant la résistivité la plus élevée, une rapide augmentation de l'impédance (comportement fortement inductif) suivi par une diminution brusque (comportement fortement capacitif aussi) à partir de 5MHz. Lors de l'injection du courant dans l'extrémité se trouvant dans la couche 2, ayant la résistivité la plus petite, l'impédance d'entrée montre un comportement inductif à partir de 40kHz. L'impédance d'entrée obtenue dans le cas de l'injection du courant dans le point de séparation, coïncide parfaitement avec celle trouvée lors de l'injection du courant dans l'extrémité appartenant à la couche 2 tant que la fréquence ne dépasse 2MHz, et se détache ailleurs en montrant un comportement plus inductif avant de rencontrer un comportement capacitif à partir de 6MHz.

Les caractéristiques présentant les évolutions des impédances d'entrée obtenues pour les trois points d'injection en tenant compte de la dépendance en fréquence des paramètres électriques des deux couches du sol sont présentées sur la figure (IV.30). Nous constatons que la dépendance en fréquence induit un effet capacitif se traduisant par une diminution des valeurs des impédances d'entrée; les allures sont globalement conservées.

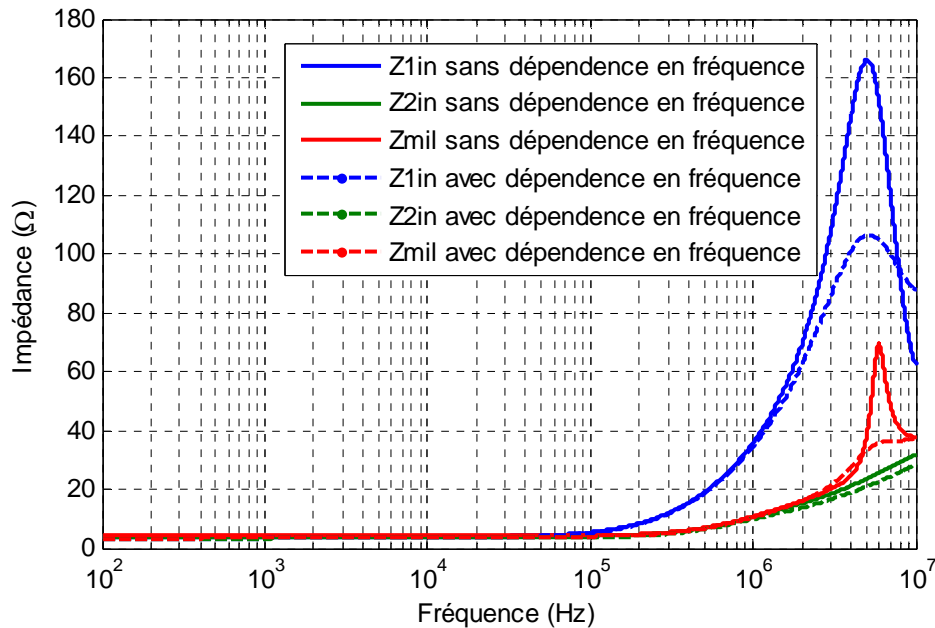


Figure IV.30 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale pour différents point d'injection en présence et en absence de la dépendance de fréquence

IV.5.3.2.1. Etude de l'influence de la longueur

Pour cette application, nous avons seulement procédé à la variation de la longueur de l'électrode; les autres paramètres ont été maintenus. En fait, nous avons considéré deux longueurs 6 et 20m. La dépendance de fréquence n'a pas été prise en compte. Relatif au positionnement de l'électrode, deux cas ont été traités; par rapport au point de séparation, l'électrode placée (i) symétriquement, (ii) asymétriquement.

Cas 1 : Electrode placée symétriquement par rapport au point de séparation :

Les résultats ainsi obtenus sont présentés sur la figure (IV.31).

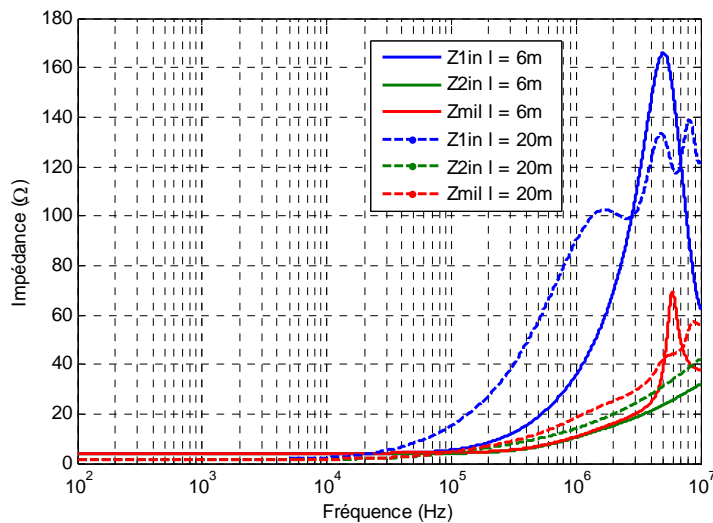


Figure IV.31 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale de longueur de 6m et 20m

Nous constatons qu'en augmentant la longueur de l'électrode de terre, le comportement inductif apparaît pour des fréquences plus basses. Pour une même fréquence ne dépassant pas 3MHz, l'impédance obtenue pour 20m est globalement plus importante que celle trouvée pour 6m. Par ailleurs, l'augmentation de la longueur de l'électrode favorise l'apparition des ondulations pour les cas d'injection du courant à l'extrémité se trouvant dans la couche 1 et au point de séparation.

Cas 2 : Electrode placée asymétriquement par rapport au point de séparation :

Pour étudier l'impact du positionnement de l'électrode, nous avons maintenus tous les paramètres inchangés à l'exception de la longueur qui est égale à 15m et 40m pour l'étude de Z_{1in} et Z_{2in} , et 15m, 20m, et 40m pour l'étude de Z_{mil} .

Deux cas ont été traités pour Z_{1in} et Z_{2in} en faisant varier la longueur de la partie de l'électrode ou le courant n'est pas injecté:

Z_{1in} : (i) $l_1 = 10m, l_2 = 5m$ (ii) $l_1 = 10m, l_2 = 30m$

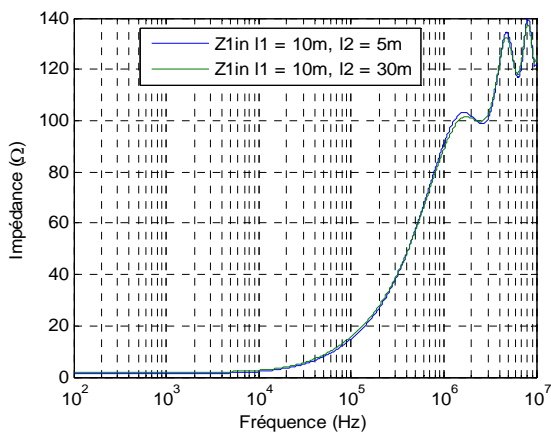
Z_{2in} : (i) $l_1 = 5m, l_2 = 10m$ (ii) $l_1 = 30m, l_2 = 10m$

Par ailleurs, trois cas pour Z_{mil} . Pour chaque cas, une des longueurs l_1 ou l_2 est maintenue constante :

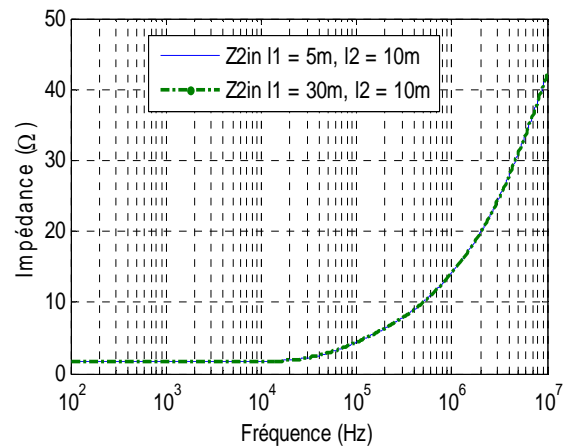
(i) 1) $l_1 = 10m, l_2 = 5m$, 2) $l_1 = 10m, l_2 = 10m$, 3) $l_1 = 10m, l_2 = 30m$

(ii) 1) $l_1 = 5m, l_2 = 10m$, 2) $l_1 = 10m, l_2 = 10m$, 3) $l_1 = 30m, l_2 = 10m$

Les résultats que nous avons obtenus sont illustrés sur la figure (IV.32) pour le premier cas et sur la figure (IV.33) pour le deuxième cas.

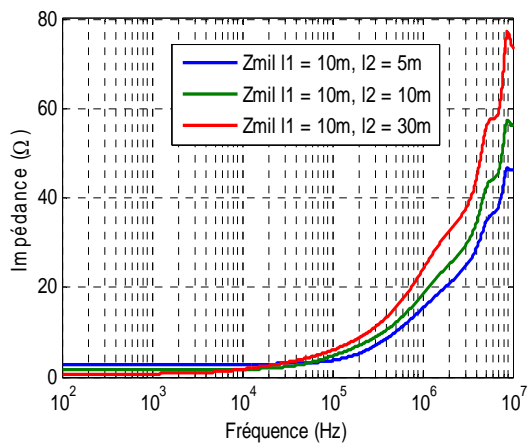


(a)

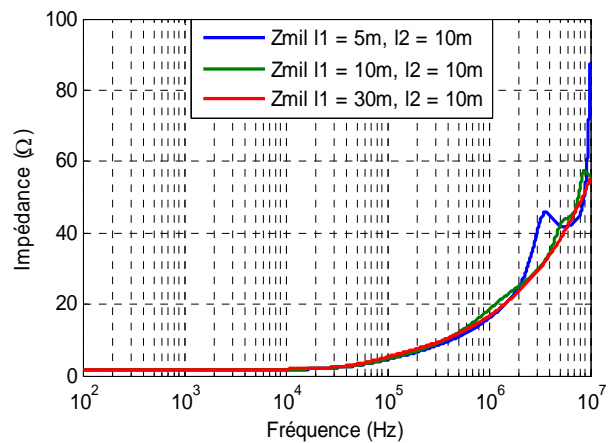


(b)

Figure IV.32 : Impédances d'entrée de l'électrode horizontale d'une longueur totale de 15m et 40m
(a) : Z_{1in} (b) : Z_{2in}



(a)



(b)

Figure IV.33 : Impédances d'entrée Z_{mil} de l'électrode horizontale lors de la variation de (a) l_2 , (b) l_1

Nous remarquons d'après la figure (IV.32) que lors de l'injection du courant dans l'extrémité de l'une des parties se trouvant dans l'une des couches, la variation de la longueur de la partie restante n'a quasiment aucun effet sur l'impédance d'entrée. Par ailleurs, lors de l'injection du courant dans le point de séparation, l'augmentation de la longueur de l'électrode enfouie dans la couche du sol la moins résistive a pour effet d'augmenter l'impédance d'entrée comme illustré sur figure (IV.33.a). En revanche, l'augmentation de la longueur de l'électrode enfouie dans la couche la plus résistive engendre des comportements inductif-capacitif qui se manifestent par des ondulations (Figure IV.33.b).

IV.6. Conclusion

Il ressort de cette étude les principales conclusions suivantes :

- Une très bonne concordance a été enregistrée en confrontant nos caractéristiques potentiel-temps à celles trouvées en utilisant le code GSSP par Cattaneo et al., lors de l'injection d'un courant bi-exponentiel de faible amplitude, à l'extrémité d'une électrode horizontale enfouie dans un sol homogène.
- Une électrode de terre est modélisée par une simple résistance en basses fréquences. Le comportement capacitif et/ou celui inductif peuvent avoir lieu en hautes et très hautes fréquences. A l'inverse du comportement capacitif, celui inductif se manifeste par une augmentation de l'impédance d'entrée de l'électrode.
- L'augmentation de la longueur de l'électrode et la diminution de la résistivité du sol favorisent le comportement inductif de l'impédance d'entrée de l'électrode. Le contraire est vrai ; la diminution de la longueur de l'électrode et l'augmentation de la résistivité du sol privilégient le comportement capacitif.
- La dépendance, favorisée par la diminution de la longueur de l'électrode et l'augmentation de la résistivité du sol, a un effet capacitif. Une telle dépendance cause, en outre, l'apparition d'ondulations sur les réponses transitoires à faibles fréquences.
- Il est recommandé d'injecter le courant à l'extrémité de l'électrode se trouvant dans la partie la moins résistive du sol stratifié horizontalement.
- Si la longueur de la partie où le courant est injecté, est maintenue constante, la variation de la longueur de l'autre partie n'affecte pas l'impédance d'entrée de l'électrode enfouie horizontalement dans un sol stratifié en deux couches.
- Lors de l'injection du courant au point de séparation d'une électrode enfouie dans un sol stratifié horizontalement, l'impédance augmente avec la longueur de l'électrode enfouie dans la couche du sol la moins résistive. Par ailleurs, des ondulations peuvent avoir lieu lors de l'augmentation de la longueur de la partie se trouvant dans la couche la plus résistive.

Conclusion Générale

Cette présente étude porte sur l'analyse transitoire des électrodes horizontale et verticale de terre enfouies dans un sol homogène. Pour cela, les approches des antennes et des lignes de transmission ont été séparément utilisées ; en conséquence des programmes ont été développés, sous environnement MATLAB.

En se basant sur la théorie des antennes, nous nous sommes focalisés sur la détermination des réponses transitoires en courant, analytiquement et numériquement utilisant le NEC-4. L'adaptation entre le NEC-4 et MATLAB a été faite en développant un programme en Fortran 77. Les différentes conclusions retenues pour cette partie sont les suivantes :

- La réponse transitoire de l'électrode découlant de la méthode des antennes est traduite par la résolution de l'équation intégral-différentielle de Pocklington résultant des équations de Maxwell.
- Nos courants dans le domaine temporel obtenus analytiquement en résolvant l'équation de Pocklington et en considérant un courant de foudre en bi-exponentiel à l'entrée d'une électrode horizontale, sont très proches à ceux trouvés par Harrat en utilisant la FDTD et par Poljak en développant les approches des antennes et des lignes de transmission.
- Les résultats que nous avons trouvés dans les cas des électrodes horizontale et verticale en employant le logiciel NEC-4 coïncident parfaitement à ceux obtenus par Harrat utilisant le même logiciel.
- L'étude paramétrique que nous avons effectuée montre que la réduction du rayon et l'augmentation de la longueur de l'électrode engendrent une diminution du courant facilitant ainsi sa dispersion dans le sol. Le nombre de segments de l'électrode n'affecte pratiquement pas la qualité de la réponse transitoire. Finalement, l'augmentation des paramètres électriques du sol à savoir sa résistivité et sa permittivité du sol engendre l'apparition des ondulations sur les ondes du courant.

En second lieu, nous nous sommes concentrés sur l'application de la méthode des lignes de transmission sur des électrodes horizontale et verticale de terre dans le but de déterminer (i) leurs réponses transitoires en courant et en tension dans le domaine temporel en tenant compte ou non de la dépendance en fréquence des paramètres électriques du sol, (ii) leurs impédances d'entrée dans le domaine fréquentiel. Deux sols ont fait l'objet de ce travail : sol homogène et sol stratifié horizontalement en deux couches. Il ressort de cette partie les conclusions suivantes :

- Les modèles relatifs à la dépendance des caractéristiques électriques du sol en fréquence établis par Portela, Scott et Visacro et Alipio donnent approximativement les mêmes ordres de grandeurs et de la résistivité et de la permittivité. Dans nos applications, les deux derniers modèles ont été adoptés.
- A cause de sa faible amplitude, le courant bi-exponentiel choisi ne génère en aucun cas le phénomène d'ionisation du sol. L'effet du couplage mutuel entre les différents éléments de l'électrode est très minime, de ce fait il n'a pas été pris en compte dans notre étude.
- Les ondes de potentiel que nous avons obtenues lors de l'injection d'un courant bi-exponentiel de faible amplitude, à l'extrémité d'une électrode horizontale enfouie dans un sol homogène, coïncident avec celles trouvées numériquement par Cattaneo et al.
- En basses fréquences, une électrode de terre se modélise par une résistance pure. Le comportement capacitif (respectivement inductif) apparaissant en hautes et très hautes fréquences, se manifeste par une diminution (respectivement une augmentation) de l'impédance. De ce fait la capacité se place en parallèle avec la résistance, tandis que l'inductance se met en série.
- Le comportement inductif (respectivement capacitif) de l'impédance d'entrée est favorisé par l'augmentation (respectivement la diminution) de la longueur de l'électrode et la diminution (respectivement l'augmentation) de la résistivité du sol.
- La diminution de la longueur de l'électrode et l'augmentation de la résistivité du sol favorisent l'effet de la dépendance en fréquence des paramètres électriques du sol. Cette dépendance a un effet capacitif engendrant la diminution aussi bien des réponses transitoires que des impédances d'entrée. Pour les faibles fréquences, cette dépendance cause également l'apparition d'ondulations sur les réponses transitoires.
- Dans le cas d'un sol stratifié horizontalement en deux couches de différentes caractéristiques électriques, il est recommandé d'injecter le courant à l'extrémité de l'électrode se trouvant dans la partie du sol la moins résistive.
- L'impédance d'entrée de l'électrode enfouie horizontalement dans un sol stratifié en deux couches ne change pratiquement pas si la longueur de la partie où le courant est injecté, est maintenue constante.
- L'impédance augmente avec la longueur de l'électrode enfouie dans la couche du sol la moins résistive lors de l'injection du courant au point de jonction. Des ondulations peuvent apparaître lors l'augmentation de la longueur de la partie se trouvant dans la couche la plus résistive.

Bibliographie

[ABI12] Z. Z. Abiddine, « Modélisation et simulation des prises de terre dans les systèmes électriques », Mémoire de Magister, Département d'Electrotechnique, Université Ferhat Abbas Sétif, Mai, 2012.

[AGU91] M. Aguet and M. Lanoz, « Haute tension », Vol. 22. Traité d'électricité, 2 ed., 1991.

[AKS16] R. Aksas, « Chapitre III : rayonnement de sources en espace libre », Cours de de graduation de Propagation des ondes et antennes, Département d'Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, 2016.

[ALI10] M. A. O. S. A. G. Pedrosa, R. S. Alipio, M. M. Afonso, « Simulation of behavior electrical grounding—comparative analysis for performance in frequency-domain », Proc. Int. Workshop Appl. Model. Simul. , Rio de Janeiro, Brazil, Vol. 1, May 5-7, 2010.

[ALI12] R. Alipio, S. Visacro, «How the frequency dependence of soil parameters affects the lightning response of grounding electrodes », International Conference on Lightning Protection (ICLP), pp. 1-4 , Vienna, Austria, 2-7 Septembre 2012.

[ALI13] R. Alipio, S. Visacro, « Frequency dependence of soil parameters: effect on the lightning response of grounding electrodes », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 55, No.1, pp. 132 - 139, 13 February 2013.

[ANA90] M. Analoui, H. Tsuboi, Takayoshi Nakata, « Numerical analysis of antenna by a surface patch modeling », IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 26, No. 2, pp. 192-195, March 1990.

[AND00] R. Andolfato, L. Bernadi, and L. Fellin, «Aerial and grounding system analysis by the shifting complex images method» IEEE, Vol. 15, pp. 1001-1009, July 2000.

[BEL11] A. Belabbes, B. Ag Agaly, « Caractéristiques des systèmes de mise à la terre des installations HT utilisant GYMGRD », Projet de Fin d'Etudes, Département d'Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Juin, 2011.

[BER11] A. Bernou, « Caractéristiques des systèmes de mise à la terre des installation HT utilisant CYMGRD et FEMM. Proposition d'un circuit électrique équivalent dans le cas des hautes fréquences », Mémoire de Magister, Département d'Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Décembre 2011.

[BOU15] A. Boubakeur, « Techniques de la haute tension », cours de graduation, Département d'Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, 2015.

[BOU04] C. Bouquegneau, « La foudre : phénomènes, effets et protection », Journée organisée par AIM, JAN 14, 2004, special issue of Revue AIM- Liège n°3, pp.3-22, 14 Janvier 2004.

- [BOU13] H.Bouchenak, A. Chebbata, « Comportement des systèmes de mise à la terre en fonction de divers paramètres électrogéométriques », Projet de Fin d'Etudes, Département d'Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2013.
- [BRU92] X. Brunotte, G. Meunier, J.F. Imhoff, « Finite element solution of undounded problems using transformation: a rigorous powerful and easy solution», IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 25, No. 2 , pp. 1663-1666, March 1992.
- [BUR11] G. J. Burke, « Numerical electromagnetics code –NEC-4.2 method of moments part i: user's manual», July 15, 2011
- [CAT92] S. Cattaneo, A. Geri, F. Mocci, G. M. Veca, «Transient behaviour of grounding systems simulations: Remarks on the emtp's and special code's use» in: proceeding of the 21 st users group meeting, Kolumpari Crete, Greece, pp.1-11, 5-7 June, 1992.
- [CEL03] G. Cell, F.Pilo, «A distributed parameter model for grounding systems in the PSCAD/EMTDC environment », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 3, pp. 1650-1655, 2003.
- [CHO94] Y. L. Chow, M. M. A. Salama, « A simplified method for calculating the substation grounding grid resistance », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 2, pp. 736 - 742 , April 1994.
- [CLA84] B. Claude, « Principes de conception et de réalisation des mises à la terre », Electricité De France (EDF), Centre des Etudes et Recherches, Janvier 1984.
- [DAW86a] F. Dawalibi, «Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductor: part i - signale conductor», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 10, pp. 32-33, October 1986.
- [DAW86b] F. Dawalibi, «Electromagnetic fields generated by overhead and buried short conductors: part ii-ground networks», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 10, pp. 33 – 34, October 1986.
- [DEP13] D. Ambelal, « Earthing and grouding for the control of emi in industrial instrumentation and control systems », a Project Report For the Degree of Master of Sience in Engineering, Publisher: University of the Witwatersrand, Faculty of Engineering, Johannesburg, 13 January 1986.
- [DEP87] Department of defense USA, «Gounding - Bonding – and Shielding», Vol. 2. Electronic equipments and facilities - D.D.U.S.A, December 1987.
- [EDF97] EDF (Electricité De France), « Prises de Terre pour Réseaux Electricques de Distribution », Electricité de France, Centre de Normalisation, HN 64-S-55, Avril 1997.
- [ESO14] C.S. Esobinenwu, B.O.H. Akinwole, C.O. Omeje, « Earth mat design for 132/33kv substation in rivers state using ETAP », Department of electrical/electronic engineering University of Port Harcourt, Vol. 15, No. 8 , pp. 389-402, 8 – Septembre 15 Novembre e 2014.

- [FLA10] S. Flazi, A. Benomar, « Calcul analytique et numérique de la résistance de prise de terre », Quatrième Conférence Internationale sur le Génie Electrique CIGE'10, pp. 39-43, 03-04 Novembre 2010, Université de Bechar, Algérie.
- [GAR84] C. Gary, « Les propriétés diélectriques de l'air et les très hautes tensions », Collection de la direction des études et recherches d'électricité de France, éditions Eyrolles, 1984.
- [GER99] A. Geri, «Behaviour of grounding systems excited by high impulse currents: the model and its validation», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 3, pp. 1008-1017, July 1999.
- [GRC05] L. Grcev, M. Popov, « On high-frequency circuit equivalents of a vertical ground rod», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 2, pp. 1598-1603, April 2005.
- [GRE05] D. Grenier, « Electromagnétisme et transmission des ondes », Université Laval Québec, Département de génie électrique et génie informatique, 2016.
- [GRE90] L.Grecev et F.Dawalibi, « An electromagnetic model for transients in grounding systems », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5. No. 4, pp. 1773-1781, November 1990.
- [HAR08] B. Harrat, «Caractérisation et Optimisation Numérique d'une Mise à la Terre », Thèse de Doctorat en Sciences, Département de Génie Electrique, Université de Jijel, Avril 2008.
- [HEI85]F. Heidler, « Traveling current source model for lemp calculation », Proc. of 6th Symposium and Technical Exhibition Electromagnetic Compatibility, pp. 157-62, Zurich, Switzerland, 1985.
- [IEEE00] IEEE. Standard. 80-2000, « Ieee guide for safety in ac substation grounding », The Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2000.
- [JIN13] J. He, R. Zeng, B. Zhang, « Methodology and technology for power system grounding », Guide of Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, China, January 2013.
- [JOF10] E. B. Joffe, K.S. Lock, « Ground for grounding », Wiley, 2010.
- [KHE15] O. Kherif, H. E. Messaoudi, « Réponse transitoire de systèmes de mise à la terre utilisant l'approche des lignes de transmission », Projet de Fin d'Etudes, Département d'Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2015
- [KIN87] D. Kind, «An introduction to high-voltage experimental technique: text book for electrical engineers», Vol. 1, edition Vieweg, 1987.
- [KUF00] E. Kuffel, W. Zaengl, J. Kuffel, «High voltage engineering », Newnes, Vol. 2 , 2000.
- [LAY01] J. A .Laver, H. Griffiths, « The variability of soils in earthing measurements and earthing system performance », Rev. Energ. Ren.: Power Engineering, pp. 57-61 , 2001.
- [LEG07] X. Legrand, « Modélisation des systèmes de mise à la terre des lignes électriques soumis à des transitoires de foudre », Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale Electronique, Electrotechnique et Automatique de Lyon, Décembre 2007.

[LIE74] A. C. Liew, M. Darveniza, « Dynamic model of impulse characteristics of concentrated earths », IEEE Proc, Vol. 121, No. 2, pp. 123-135, February 1974.

[LON73] C. L. Longmire, H. J. Longley, « Time domain treatment of media with frequency dependent parameters », Theoretical Notes 113, Defense Nuclear Agency, Santa Barbara, CA, USA, 1973.

[LOR02] P. Lorrain, D. R. Corson, F. Lorrain, « Les phénomènes électromagnétique », édition DUNOD, Collection Sciences Sup, 2002.

[MAC03] F. Maciela, « Parafoudre », Techniques de l'Ingénieur Vol. D 4 755, 2003.

[MAZ83] C. Mazzetti, G. M. Veca, « Impulse behavior of grounding electrodes », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 102, No. 9, pp. 3148-3156, No. 9, 1983.

[MEL83] A. P. S. Meliopoulos, M. G. Moharam, « Transient analysis of grounding systems », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. 102, No. 2, pp. 389-399, February 1983.

[MEL88] A. P. S. Meliopoulos, « Power system grounding and transients », Book from the School of Electrical Engineering Georgia Institute of Technology, Atlanta, Georgia, USA, Marcel Dekker. Inc, 1988.

[MES80] M. A. Messier, « The propagation of an electromagnetic impulse through soil: influence of frequency dependent parameters », Mission Res. Corp., Vol. Tech. Rep., No. MRC-N-415, Santa Barbara, CA, USA, 1980.

[MES85] M. A. Messier, « Another soil conductivity model », Internal Rep., Jaycor, Santa Barbara, CA, USA, 1985.

[NOR95] Norme Française NF C 17-102, « Protection des structures et des zones ouvertes contre la foudre par paratonnerre à dispositif d'amorçage », Juillet 1995.

[NOR97] Norme Française NF C 17-100, « Protection des structures contre la foudre, installation des paratonnerres », Décembre 1997.

[NUC95] C. A. Nucci, « Lightning induced over voltages on overhead power lines. part1: return stroke current models with specified channel-base current for the evaluation of return-stroke electromagnetic field », Cigré paper prepared within the framework of task force 33.01.01 of the CIGRE working group 33.01, 1994. Electra No 161, August 1995.

[NZU09] N. J. P. Nzuru, « Contribution à l'analyse et à la réalisation des mises à la terre des installations électriques dans les régions tropicales », Thèse de Doctorat en Sciences, Faculté des Sciences Appliquées, Université de Liège, Belgique, Février 2009.

[OLI04] G. Olivera, « Etude expérimentale du contournement des isolateurs recouverts de glace sous tensions de foudre et de manœuvre », Mémoire Présenté à l'Université du Québec à Chicoutimi comme exigence partielle de la Maîtrise en Ingénierie, Juillet 2004.

[OTE99] A. F. Otero, J. Cidrh, J. L. del Alarno, « Frequency-dependent grounding system calculation by means of a conventional nodal analysis technique », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 3, pp. 873-878, July 1999.

- [PAP87] A. D. Papalexopoulos, A. P. Meliopoulos, « Frequency dependent characteristics of grounding systems», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 2, No. 4, pp. 1073-1081, October 1987.
- [POL06a] D. Poljak, V. Doric, « Wire antenna model for transient analysis of simple a grounding systems, part i: the vertical grounding electrode », Department of Electrical Engineering, University of Split, Croatia, progress in electromagnetics research, PIER 64, 149–166, 2006.
- [POL06b] D. Poljak, V. Doric, « Wire antenna model for transient analysis of simple grounding systems, part ii: the horizontal grounding electrode », Department of Electrical Engineering, University of Split, Croatia, progress in electromagnetics research, PIER 64, 167–189, 2006.
- [POL14] D. Poljak, S. Sesnic, S. V. Tkachenko, K. El Khamlichi Drissi and K. Kerroum, « Time domain analysis of the horizontal grounding electrode », International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe 2014), pp. 181-185, Gothenburg, Sweden, September 1-4, 2014
- [POR99] C. M. Portela, «Measurement and modeling of soil electromagnetic behavior», IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vol. 2, pp. 1004-1009, 1999.
- [RAM89] M. Ramamoorthy, M. Narayanan, S. Parameswaran, D. Mukhedkar, «Transient performance of grounding grids», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 4, pp. 2053-2059, October 1989.
- [ROU00] A. Rousseau, C. Gary, G. Berger, « Foudre et protection des bâtiments », Technique de l'Ingénieur, Vol. c 3, Report 307, 2000.
- [RUB05] A. Rubinstein, F. Rachidi, M. Rubinstein, «On wire-grid representation of solid metallic surfaces », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 47, No. 1, pp. 192-195, February 2005
- [SAU91] F.Sautriau, « Mise à la terre du neutre dans un réseau industriel haute tension », CT 62, édition 1991.
- [JOE99] Joel.L.Schiff, « The Laplace transform: theory and applications », edition Springer, 1999
- [SCH03] Schneider électrique, « Protection des réseaux électriques, guide de la protection », guide 2003.
- [SCH98] Schneider électrique, « Les Schémas de Liaison à la Terre», guide Novembre 1998.
- [SCO64] R. D. C. J. H. Scott and D. R. Cunningham, «Dielectric constant and electrical conductivity of moist rock from laboratory measurements, Sensor and Simulation », theoretical notes, note 116, Vol. Kirtland AFB, august 1964.
- [SCO66] J. H. Scott, «Electrical and magnetic properties of rock and soil», theoretical notes, note 18, U.S. geological survey, May 1966.
- [SES11] S. Sesnic, D. Poljak, S. Tkachenko, « Time domain analytical modeling of a straight thin wire buried in a lossy medium », Progress in Electromagnetics Research, Vol. 121, pp. 485-504, 2011.

[SES13] S. Sesnic, D. Poljak, V. Tkachenko, « Analytical modeling of a transient current flowing along the horizontal grounding electrode », IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 55, No. 6, pp. 1132-1139, 15 March 2013

[SMI75] K. S. Smith, C. L. Longmire, «A universal impedance for soils », Defense Nuclear Agency, Alexandria, VA, USA, tropical report for period 1 July-30 September 1975.

[SUN68] E. D. Sunde, « Earth conduction effects in transmission systems », Bell Telephone Laboratories Incorporated, New York, 1968.

[TAG64] G. F. Tagg, « Earth resistances », George Newnes, 1964.

[TAH15] R. Tahmi, «Compatibilité électromagnétique», Cours de graduation, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2015

[THA91] B. Thapar, V. Gerez, A. Dalakrislman, D. A. Blank, « Evaluation of ground resistance of a grounding grid of any shape », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, no. 2, pp. 640-647 April 1991.

[VEL84] R. Velazquez, D. Mukhedkar, « Analytical modeling of grounding electrodes transient behavior », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 6, pp. 1314-1322, June 1984.

[VEN14] L. Venazi, « Règlements générale des installations électriques », edi.pro, Belgique, 2014.

[VER80] R. Verma, D. Mukhedkar, « impulse to impedance of buried ground wires », IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-99, No. 5, pp. 2003-2007, Septembre-Octobre 1980.

[VIJ04] G. Vijayaraghavan, M. Brown, M. Barnes, « Practical grounding, bonding, shielding and surge protection », IDC technologies, 2004

[VIS07] S. Visacro and A. De Conti, «A simplified model to represent typical grounding configurations applied in medium voltage and low distribution lines », 6th international symposium on lightning protection, federal University of minas gerais, lightning research center, Brazil, November 2007

[VIS12] S. Visacro, R. Alipio, «Frequency dependence of soil parameters: experimental results, predicting formula and influence on the lightning response of grounding electrodes », IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, No. 2, pp. 927-935, April 2012.

[WEN06] Y. Weens, «Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance », Thèse de Doctorat, Université des Sciences Technologies de Lille, Décembre 2006.

[WIL05] T. Wildi, G. Sybillie «Électrotechnique », 4^e édition, De Boeck, Canada, pp.1033, 2005

[YAG04] L. Yaqing, « Transient response of grounding systems caused by lightning: modeling and experiments », Acta Universitatis Upsalisensis, Comprehensive summaries of Uppsala Dissertations from the Faculty of Science and Technology, 2004

[ZED90] A. Zeddani, P. Degauque, « Current and voltage induced on telecommunications cables by a lightning return stroke », lightning electromagnetic, edited by R. L. Gardner, hemisphere publishing corporation, pp. 377-400. 1990.