

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie

Département d'Electrotechnique

Mémoire de Fin d'Etudes pour l'Obtention du

Diplôme de Master en Electrotechnique

Option : Réseaux Electriques

Thème :

***Calcul des surtensions induites dans un  
câble de mesure suite à un enclenchement  
dans un poste aérien THT***

***Dirigé par :***

***Dr B. khelifi***

***Réalisé par :***

***Mme.kaoutar Rimouche***

**Date de soutenance: 07/07/2022**

**Jury de Soutenance**

**Président : M.Melit**

**Grade Prof**

**UnivMSB jijel**

**Encadreur : B.Khelifi**

**Grade MCB**

**Univ MSB jijel**

**Examineur : M.Chouki**

**Grade MCB**

**Univ MSB jijel**

**Promotion 2022**

# *Remerciment*

*En cette mémorable occasion, et avant toute chose, Je tiens à remercier tout premièrement « Allah » le tout puissant pour la santé, la patience, la volonté et le courage durant toutes ces longues années d'étude.*

*Je voudrais adresser toute ma gratitude à mon encadreur de ce mémoire, Dr B. Khelifi, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.*

*Je ne peux jamais remercier assez mes parents qui m'ont accompagné et soutenu tout ce temps. Aujourd'hui je leur dois cette réussite.*

*Je désire aussi remercier tous Les Professeurs de l'Université de Jijel qui m'ont fourni les outils nécessaires à la réussite de mes études universitaires et plus particulièrement Les Professeurs de la spécialité-Réseaux Electriques- : « Pr B. Nekhoul,*

*Pr M. Mellit, Dr B. Harrat, Dr S. Kaouche»*

*Mes vifs remerciement vont également au membre du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travaille en acceptant d'examiner mon mémoire et de l'enrichir par leur recommandations.*

*Enfin j'adresse mon plus sincère remerciement à tous mes proches qui m'ont toujours encouragé au cours réalisation de ce mémoire.*

# *Dédicace*

*Merci mon dieu de m'avoir donné la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, la patience d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et de dire*

*" Ya allah "*

*Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée*

*pour mon bonheur*

*et ma réussite, à ma mère ...*

*A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études,*

*et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger.*

*Que dieu les gardes et les protège.*

*A mes sœurs Soumia, Mounia*

*A mes frères ali, mohamed*

*A mon mari Khaled*

*A tous mes amis Nermine, Niwine, Nedjla*

### Résumé

L'avenir et l'extension du réseau de transport de l'énergie électrique existant se trouvent confrontés à de nouveaux défis.

A travers cette étude, nous sommes parvenus à connaître, quelques généralités introductives sur le réseau de transport d'énergie et nous exposons le formalisme que nous avons dénommée "couplage fort"

Le formalisme du couplage fort s'adapte bien aux dispositifs filiformes et offre l'avantage, de réaliser une simulation en un temps extrêmement court (en évitant le calcul du champ électromagnétique). Il est en mesure de produire des études paramétriques notamment sur l'effet de la résistivité du sol, la profondeur d'enfouissement et le mode de connexion du blindage.

### Abstract

The future and the extension of the existing network of transport of energy are facing new challenges.

Through this study, we have come to know some introductory generalities on the energy transport network and we expose the formalism that we have called "strong coupling"

The strong coupling formalism adapts well to filiform devices and offers the advantage of performing a simulation in an extremely short time (avoiding the calculation of the electromagnetic field). It is able to produce parametric studies, in particular on the effect of soil resistivity, burial depth and shield connection mode.

### الملخص

يواجه مستقبل وتوسيع شبكة نقل الطاقة الكهربائية الحالية تحديات جديدة. من خلال هذه الدراسة، توصلنا إلى معرفة بعض العموميات الأساسية حول شبكة نقل الطاقة والكشف عن الإشكالية التي أطلقنا عليها اسم "الترابط القوي". يتكيف مفهوم الترابط القوي جيدًا مع الأجهزة الخيطية وتوفر ميزة تنفيذ محاكاة في وقت قصير للغاية (تجنب حساب المجال الكهرومغناطيسي). إنه قادر على إنتاج دراسات وصفية، لا سيما حول تأثير مقاومة التربة وعمق الدفن ونمط اتصال الدرع.

**Mots clés:** manœuvre, compatibilité électromagnétique, surtension, poste aérien, couplage fort.

# ***Sommaire***

---

## Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	01
<b>Chapitre I : Généralités</b>	
<b>I. Introduction</b> .....	03
<b>II. la structure du réseau d'énergie électrique</b> .....	03
II.1.le réseau de transport .....	04
II.2.Le réseau de répartition .....	04
II.3le réseau de distribution .....	05
<b>III.Matériels utilisés dans les réseaux électriques</b> .....	06
III.1. Matériels de puissance.....	06
III.1.1.Les lignes électriques .....	06
III.1.2.Les transformateurs de puissance .....	07
III.1.3.Poste électrique .....	08
III.1.3.1Structure d'un poste.....	10
III.2.Matériels de surveillance et de contrôle .....	12
III.2.1.Protection des réseaux électriques.....	12
III.2.2.Matériel de conduite et de surveillance .....	12
<b>IV. Les surtensions</b> .....	13
IV.1. Les surtensions transitoires de manœuvre.....	15
<b>V. Environnement électromagnétique des postes aériens</b> .....	18
V.1.Définition .....	18
V.1.1 Emission .....	19
V.1.2Susceptibilité.....	20
V.1.3. Bruit de mode commun et de mode différentiel.....	20
V.2.La compatibilité électromagnétique.....	21
V.3.Interférences électromagnétiques dans les postes .....	22

V.4. Etudes expérimentales du rayonnement généré par l'opération d'un disjoncteur (poiteir).....	23
V.5 Effets sur les circuits .....	24
V.6 Les techniques de protection en CEM.....	26
V.6.1. Principales caractéristiques des perturbations .....	26
V.6.1.1. protection contre les rayonnements électromagnétiques, les blindages .....	27
V.6.1.2 Le filtrage .....	28
V.6.1.3 Ecrêtage.....	28
<b>VI .Etat de l'art.....</b>	<b>29</b>

## **Chapitre II : Modélisation par le formalisme du couplage fort des perturbations induites sur un câble**

<b>I Introduction .....</b>	<b>30</b>
<b>II Analyse d'un problème.....</b>	<b>30</b>
II.1 Formulation.....	31
II.2 Domaine d'analyse .....	32
II.2.1 Les méthodes fréquentielles.....	33
II.2.2 Les méthodes temporelles.....	33
II.3 Méthodes de résolution.....	33
II.4.1 Méthodes rigoureuses.....	34
II.4.2 Les méthodes approchées.....	39
<b>III. Méthode adoptée dans la suite de notre travail.....</b>	<b>40</b>
III.1 Caractérisation de la propagation sur ligne multifilaire par la théorie des lignes de transmission .....	41
III.1.1 Généralités sur les lignes de transmission .....	41
III.2 Formalisme du couplage fort pour l'analyse de l'interaction électromagnétique dans un poste aérien .....	45
III.2.1 Position du problème.....	46

III.2.2 Construction de la matrice $[Z']$ .....	47
III.2.2.1. Impédance d'un câble blindé.....	47
III.2.2.2 Matrice impédance du dispositif conducteur-câble.....	49
III.3 Equations des lignes pour l'analyse directe du couplage électromagnétique.....	50
III.4 Equation exprimée par FDTD .....	53

## **Chapitre III : Applications**

<b>I. Introduction</b> .....	56
<b>II. Validation</b> .....	56
<b>III.Applications</b> .....	60
III.1 Câble simplement isolé.....	61
III.1.1 L'étude de l'effet de la résistivité du sol .....	63
III.2 Câble blindé aérien.....	65
III.2.1 Effet de la hauteur du câble .....	66
III.2.2 Effet de la résistivité su sol .....	68
<b>IV.Cable enterré</b> .....	71
IV.1 L'effet de la profondeur d'enfouissement.....	72
<b>V. Conclusion</b> .....	74
<b>Conclusion générale</b> .....	75
<b>Annexe A : Calcul de l'impédance et de l'admittance d'une ligne et d'un câble</b>	
<b>A.1. Calcul des paramètres linéiques d'une ligne aérienne dont le retour s'effectue par le sol</b> .....	77
A.1.1 Paramètres linéiques longitudinaux.....	77
A.1.1.1 Lignes infinies parallèles au sol.....	77
A.1.1.2 Lignes de longueurs finies et parallèles au sol .....	79
A.1.1.3 Lignes parallèles et de même longueur .....	80



A.1.2 Paramètres linéiques transversaux.....	80
A.1.2.1 Lignes infinies parallèles au sol.....	81
A.1.2.2. Lignes de longueurs finies et parallèles au sol.....	81
<b>A.2. Impédances d'un câble coaxial mono-âme .....</b>	<b>81</b>
A.2.1. Impédance interne du câble $[Z_i]$ .....	82
A.2.2. Terme de correction dans le cas d'un câble aérien ou enterré (matrice $[Z_0]$ )...	83
A.2.3. Ecriture compacte de l'impédance d'un câble coaxial mono-âme .....	84
A.2.4. Matrice admittance d'un câble blindé .....	86

## Référence bibliographique

# Introduction générale

---

# Introduction générale

La grande contrainte actuelle des concepteurs des systèmes électriques à base d'électronique sensible est de leur assurer un fonctionnement fiable et sans dégradation de performances dans des milieux industriels de plus en plus pollués. Cette contrainte devient, aujourd'hui, difficile surmonter en raison de la complexité de ces systèmes, et la concentration de plus en plus accrue d'appareils généralement de puissance et de sensibilité différentes.

Les réseaux de transmission (télécommunication, énergie, réseaux numériques... ) sont, de part leur nature métallique, leur taille et surtout la sophistication de leurs appareils annexes, souvent le siège de violentes interférences électromagnétiques dues à des phénomènes électriques ou magnétiques, externes ou internes, d'origine et de degré de sévérité aussi divers que la foudre, les manœuvres, les harmoniques produits par les ensembles électroniques associés, etc.....

Les manœuvres des appareils de coupure, disjoncteurs et sectionneurs, sont inhérentes au fonctionnement et à la régulation du réseau de transport d'énergie, elles engendrent néanmoins des émissions électromagnétiques en haute fréquence. Les perturbations transitoires sont beaucoup moins connues, bien que de nombreux résultats de mesure soit désormais disponibles.

L'impact de ces perturbations sur le bon fonctionnement des réseaux varie du simple trouble transitoire et réversible à la destruction des terminaux et équipements associés, voire l'arrêt total du réseau. Ceci oblige les concepteurs à prendre, dès l'étape de la conception, toutes les mesures propres à maintenir ces effets à des niveaux admissibles.

Les effets des perturbations électromagnétiques sur les réseaux souterrains ont commencé à être ressentis avec l'apparition de la transmission câblée à bas niveau ( transmission numérique, télécommunication, téléprotection etc...).

Aussi, l'objet de notre travail est de modéliser les perturbations induites sur un câble de contrôle lors d'une manœuvre de fermeture dans un poste très haute tension.

Le travail présenté dans ce mémoire de fin d'étude se compose de trois chapitres. Le premier chapitre est consacré à quelques généralités introductives sur le réseau de transport d'énergie, sa télé-conduite et la compatibilité électromagnétique.

Dans le second chapitre nous exposant le formalisme du couplage fort qui permet le calcul des courants transitoires en une seule étape.

Dans le troisième nous proposons des validations et quelques applications pour montrer l'intérêt, les avantages et les possibilités offertes par ce modèle pour l'analyse des perturbations électromagnétiques transitoires dans le réseau électrique. Nous terminons ce travail par une conclusion générale.

## *Chapitre I*

# Généralités

---

## **I. Introduction**

Ce travail de master est consacré à l'identification des perturbations électromagnétiques dans le réseau électrique. Nous nous intéressons particulièrement à l'analyse des perturbations transitoires des dispositifs de mesures, de contrôle et de conduite du réseau électrique. Ces différents dispositifs électroniques installés à l'intérieur des postes sont susceptibles de subir une auto-pollution, qui se manifeste par des courants et tensions parasites, résultant du rayonnement électromagnétique transitoire des jeux de barres suite à une manœuvre nécessaire au bon fonctionnement du réseau.

Dans ce premier chapitre, nous introduisons très brièvement quelques notions propres au réseau électrique (sa structure, matériels utilisés dans les réseaux électriques, les surtensions...). Aussi, la co-existence d'une émission électromagnétique et d'appareillages électroniques de bas niveaux dans les postes, nous a dirigées vers quelques notions de Compatibilité Electromagnétique. Enfin, nous rappelons les effets néfastes possibles des perturbations parasites sur les circuits électroniques et les moyens les plus connus pour diminuer voir annuler les signaux indésirables.

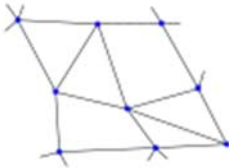
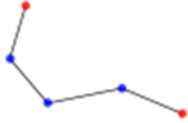
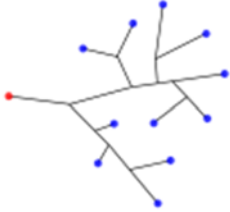
## **II. La structure du réseau d'énergie électrique**

Un réseau électrique est un ensemble d'infrastructures permettant d'acheminer l'énergie électrique des centres de production vers les consommateurs d'électricité.

Il est constitué de lignes électriques exploitées à différents niveaux de tension, connectées entre elles dans des postes électriques. Les postes électriques permettent de répartir l'électricité et de la faire passer d'une tension à l'autre grâce aux transformateurs.

Un réseau électrique doit aussi assurer la gestion dynamique de la totalité production - transport - consommation, mettant en œuvre des réglages ayant pour but d'assurer la stabilité de la totalité.

Les réseaux électriques peuvent être organisés selon plusieurs types de structures exposées ci-dessous :

		
<p><b>Structure maillée</b>  les postes électriques sont reliés entre eux par de nombreuses lignes électriques, apportant une grande sécurité d'alimentation.</p>	<p><b>Structure radiale ou bouclée</b>  (les postes rouges représentent les apports d'énergie) : la sécurité d'alimentation, quoiqu'inférieure à celle de la structure maillée, reste élevée.</p>	<p><b>Structure arborescente</b>  (les postes rouges représentent les apports d'énergie) : la sécurité d'alimentation est faible puisqu'un défaut sur la ligne ou sur le poste rouge coupe la totalité des clients en aval.</p>

Chaque type de structure possède des spécificités et des modes d'exploitation particulièrement différents. Les grands réseaux d'énergie utilisent tous ces types de structure. Dans les niveaux de tension les plus élevés, on utilise la structure maillée : c'est le réseau de transport. Dans les niveaux de tension inférieurs, la structure bouclée est utilisée en parallèle de la structure maillée : c'est le réseau de répartition. Enfin, pour les plus bas niveaux de tension, la structure arborescente est presque exclusivement utilisée: c'est le réseau de distribution.

## II.1 Le réseau de transport

Les réseaux de transport sont à particulièrement haute tension (de 150 kV à 800 kV) et ont pour but de transporter l'énergie des grands centres de production vers les régions consommatrices d'électricité. Les grandes puissances transitées imposent des lignes électriques de forte capacité de transit, ainsi qu'une structure maillée (ou interconnectée). Les réseaux maillés garantissent une très bonne sécurité d'alimentation, car la perte de n'importe quel élément (ligne électrique, transformateur ou groupe de production) n'entraîne aucune coupure d'électricité si l'exploitant du réseau de transport respecte la règle dite du "N-1" (possibilité de perdre n'importe quel élément du réseau sans conséquences intolérables pour les consommateurs).

## **II.2 Le réseau de répartition**

Les réseaux de répartition sont à haute tension (de l'ordre de 30 à 150 kV) et ont pour but d'assurer à l'échelle régionale la fourniture d'électricité. L'énergie y est injectée principalement par le réseau de transport via des transformateurs, mais également par des centrales électriques de moyennes puissances (inférieures à peu près 100 MW). Les réseaux de répartition sont distribués de manière assez homogène sur le territoire d'une région.

Ils ont une structure à la fois maillée et bouclée suivant les régions reconnues. Contrairement aux réseaux de transport qui sont toujours bouclés (pour pouvoir assurer un secours immédiat en N-1), les réseaux de répartition peuvent être exploités bouclés ou débouclés selon les transits sur le réseau (débouclé veut dire qu'un disjoncteur est ouvert sur l'artère, limitant ainsi les capacités de secours en N-1). Les problèmes de report de charge se posent aussi pour le réseau de répartition, sa conduite est par conséquent assurée en coordination avec celle du réseau de transport et nécessite aussi des moyens de simulation en temps réel.

## **II.3 Le réseau de distribution**

Les réseaux de distribution ont pour but d'alimenter la totalité des consommateurs. Il existe deux sous niveaux de tension :

- ✓ les réseaux à moyenne tension (de 3 à 33 kV) ;
- ✓ les réseaux à basse tension (de 110 à 600 V), sur lesquels sont raccordés les utilisateurs domestiques.

Les réseaux de distribution sont le plus souvent basés sur une structure arborescente de réseau: à partir d'un poste source, l'énergie parcourt l'artère mais aussi ses dérivations avant d'arriver aux postes de transformation MT/BT

Contrairement aux réseaux de transport et répartition, les réseaux de distribution présentent une grande diversité de solutions techniques à la fois selon les pays concernés, mais aussi selon la densité de population.

Les réseaux à moyenne tension (MT) ont de façon particulièrement majoritaire une structure arborescente, qui autorise des protections simples et peu coûteuses : à partir d'un poste source (lui-même alimenté par le réseau de répartition), l'électricité



parcourt une artère (ou ossature) sur laquelle sont reliées directement des branches de dérivation au bout desquelles se trouvent les postes MT/BT de distribution publique, qui alimentent les réseaux basse tension (BT) sur lesquels sont raccordés les plus petits consommateurs. La structure arborescente de ces réseaux implique qu'un défaut sur une ligne électrique MT entraînera nécessairement la coupure des clients alimentés par cette ligne, même si des possibilités de secours plus ou moins rapides existent.

Les réseaux MT aériens sont majoritaires en zone rurale, où la structure arborescente prédomine beaucoup. Par contre en zone urbaine les contraintes d'encombrement, d'esthétique et de sécurité amènent à une utilisation massive des câbles souterrains. Les réseaux souterrains étant soumis potentiellement à de longues indisponibilités en cas d'avarie (plusieurs dizaines d'heures), il est fait appel à des structures en double dérivation ou à des structures radiales débouclées pourvues d'appareils automatiques de réalimentation, donnant la possibilité une meilleure sécurité d'alimentation.

Pour les réseaux BT la structure arborescente est la plus commune, car elle est à la fois simple, bon marché, et permet une exploitation facile.

### **III. Matériels utilisés dans les réseaux électriques**

Le réseau électrique est constitué non seulement de matériel haute tension (dit matériel de puissance), mais également de nombreuses fonctions périphériques telles que la téléconduite ou le dispositif de protection.

#### **III.1 Matériels de puissance**

Les lignes électriques relient les postes entre eux. À l'intérieur d'un poste, on trouve pour chaque niveau de tension un jeu de barre qui relie les départs lignes et les départs transformateurs.

##### **III.1.1 Les lignes électriques**

*Les lignes électriques* assurent la fonction "transport de l'énergie" sur les longues distances. Elles sont constituées de trois phases, et chaque phase peut être constituée d'un faisceau de plusieurs conducteurs (de 1 à 4) espacés de quelques centimètres pour limiter l'effet couronne qui génère des pertes en lignes, différentes des pertes Joule. La totalité de ces trois phases électriques forme un terne.

**Un pylône électrique** peut supporter plusieurs ternes, ils sont tous soigneusement reliés à la terre par un réseau de terre efficace. Les pylônes supportent les conducteurs par des isolateurs en verre ou en porcelaine qui résistent aux tensions élevées des lignes électriques. Le plus souvent la longueur d'un isolateur dépend directement de la tension de la ligne électrique qu'il supporte.

**Les isolateurs** sont toujours pourvus d'éclateurs qui sont constitués de deux pointes métalliques se faisant face. Leur distance est suffisante pour qu'en régime normal la tenue de tension puisse être garantie. Leur utilité apparaît quand la foudre frappe la ligne électrique : un arc électrique va alors s'établir au niveau de l'éclateur qui contournera l'isolateur. S'il n'y avait pas d'éclateur, la surtension entre le pylône et la ligne électrique foudroyée détruirait toujours l'isolateur.

**Un câble de garde**, constitué d'un seul conducteur, il est attaché directement au pylône, et ne transporte aucune énergie, il est relié au réseau de terre et son but est d'attirer la foudre afin qu'elle ne frappe pas les trois phases de la ligne, évitant ainsi les "creux de tension" perturbant les clients. Au centre du câble de garde on place quelquefois un câble fibre optique qui permet de la communication de l'exploitant. Si on décide d'installer la fibre optique sur un câble de garde déjà existant, on utilise alors un robot qui viendra enrouler en spirale la fibre optique autour du câble de garde.

### **III.1.2 Les transformateurs de puissance**

On trouve sur les réseaux électriques deux types de transformateurs de puissance :

**Les autotransformateurs** qui n'ont pas d'isolement entre le primaire et le secondaire. Ils ont un rapport de transformation fixe lorsqu'ils sont en service, mais qui peut être changé si l'autotransformateur est mis hors service.

**Les transformateurs avec régleurs en charge** sont capables de changer leur rapport de transformation lorsqu'ils sont en service. Ils sont utilisés pour maintenir une tension constante au secondaire (la tension la plus basse) et jouent un rôle important dans le maintien de la tension.

Les transformateurs étant des matériels spécifiquement coûteux, leur protection est assurée par différents mécanismes redondants.



**Figure I.1** Un petit transformateur MT/BT

### III.1.3 Poste électrique

Selon la définition de la Commission électrotechnique internationale, un poste électrique est la «partie d'un réseau électrique, localisée en un même lieu, comprenant essentiellement les extrémités des lignes de transport ou de distribution, de l'appareillage électrique, des bâtiments, et , peut-être, des transformateurs»[1].

Un poste électrique est par conséquent un élément du réseau électrique permettant de la fois à la transmission ainsi qu'à la distribution d'électricité. Il permet d'élever la tension électrique pour sa transmission, puis de la redescendre en vue de sa consommation par les utilisateurs (spécifiques ou industriels). Les postes électriques se trouvent par conséquent aux extrémités des lignes de transmission ou de distribution.

Les postes électriques ont trois fonctions principales :

- ✓ le raccordement d'un tiers au réseau d'électricité (aussi bien consommateur que producteur).
- ✓ l'interconnexion entre les différentes lignes électriques (assurer la répartition de l'électricité entre les différentes lignes issues du poste).
- ✓ la transformation de l'énergie en différents niveaux de tension.

Pour la transmission de l'énergie électrique, il est économiquement intéressant d'augmenter la tension, car cela limite les déperditions d'énergie par effet Joule. En effet,

à puissance délivrée constante, plus la tension est élevée et plus l'intensité passant dans les câbles est faible, par conséquent moins d'échauffement, ce qui permet entre autres de diminuer la section des câbles, d'où une économie énorme. Les niveaux utilisés pour les transmissions à longue distance sont le plus souvent entre 400 kV et 800 kV, qualifiés de très haute tension (appellation actuelle : haute tension B). La tension est ensuite réduite pour une consommation à un niveau de tension courant (230 V).

Il existe deux technologies principales pour les postes électriques haute tension :

**La technologie isolée dans l'air**, dite aussi conventionnelle. Dans ce cas, les conducteurs électriques haute tension sont scindés par une distance d'air qui en assure l'isolation. Ces postes peuvent être réalisés en extérieur, ou bien en bâtiment. Cette variante sert à diminuer les dimensions du poste, les équipements haute-tension, surtout les isolateurs, étant à l'abri des intempéries et de la pollution.



**Figure I.2** Poste électrique haute tension isolé à l'air [2].

**La technologie à isolation gazeuse**, dite aussi **blindée**. Dans ce cas, les conducteurs électriques sont encapsulés dans une enveloppe métallique remplie d'un gaz, l'hexafluorure de soufre (SF<sub>6</sub>), dont les propriétés diélectriques particulièrement supérieures à celles de l'air permettent de diminuer les distances d'isolation.



**Figure I.3** Poste électrique haute tension isolé au SF<sub>6</sub> [2].

La technologie dite blindée possède des avantages techniques comparé à la technologie dite conventionnelle : compacité, fiabilité, maintenance réduite. Cependant son coût de fabrication représente un investissement supérieur à celui de la technologie conventionnelle. Une analyse du coût du cycle de vie, en intégrant les aspects de coût du terrain, investissement, fiabilité, maintenance (détection de fuite) et finalement recyclage du gaz SF<sub>6</sub> et démantèlement peut montrer qu'elle est finalement au global moins chère. Mais les conclusions de ce genre d'analyse sont fortement dépendantes du coût du terrain à l'endroit où le poste est implanté [3].

### **III.1.3.1 Structure d'un poste**

La figure I.4 représente un schéma typique de poste THT. Chaque raccordement sur le jeu de barres B s'appelle «travée» ou «départ» et comprend des appareils tels que [4]:

**D** = disjoncteur : Appareil utilisé pour couper ou raccorder un circuit et capable de couper et d'établir tous les courants susceptibles de se développer à son emplacement, courts-circuits compris.

**S** = sectionneur : Appareil capable de ne couper que des courants très petits, mais dont l'isolement entre contacts ouverts est sûr et vérifiable facilement. C'est l'un des principaux organes de sécurité d'un poste. On parle de «coupure visible».

**ST** = sectionneur de mise à la terre (MALT) : Organe de sécurité qui complète le sectionneur en dérivant vers la terre de façon sûre, tout courant qui pourrait naître dans le conducteur qu'il protège.

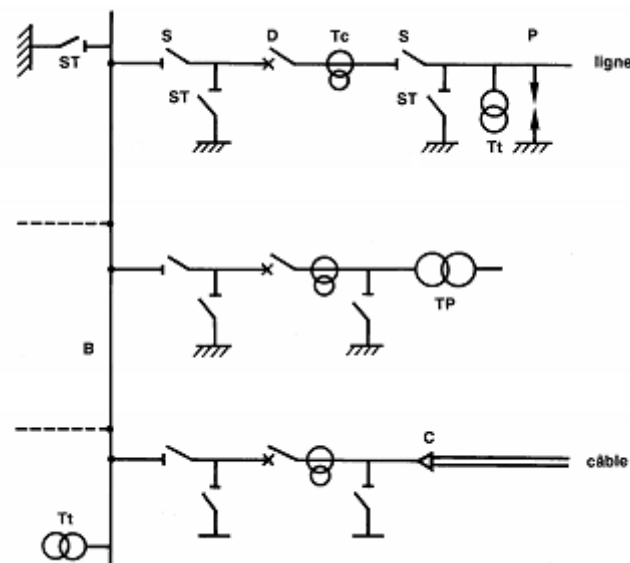
**Tc** = transformateur de courant : Utilisé pour la mesure de l'énergie que véhicule le circuit ou pour sa protection.

**Tt** = transformateur de tension : Utilisé en combinaison avec les Tc dans le même but. Permet aussi de déceler la présence de tension. Est parfois remplacé par un diviseur capacitif pour les mêmes usages.

**P** = organe de coordination d'isolement (parafoudre ou éclateur).

**Tp** = transformateur de puissance.

**C** = tête de câble : Dans certains cas, on utilise aussi des interrupteurs : appareil de connexion capable de couper les courant normaux et de supporter les courants de court-circuit.

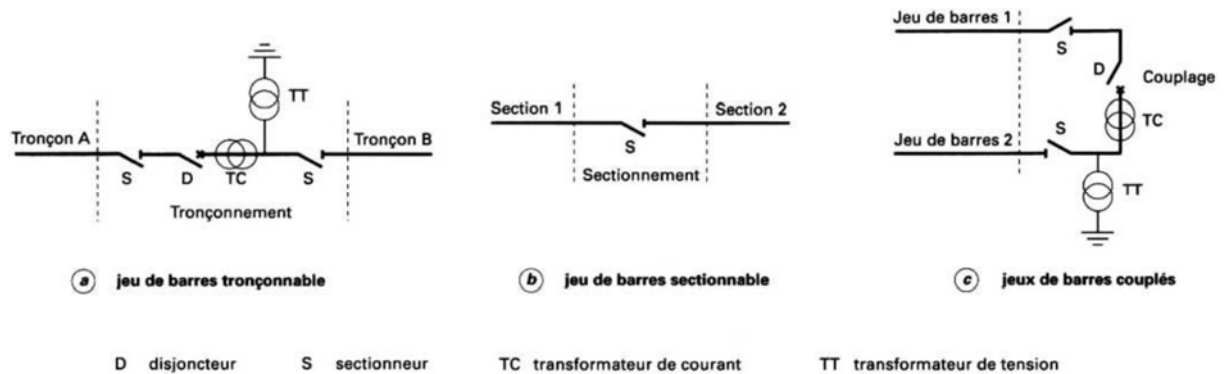


**Figure I.4** Schéma unifilaire d'un poste à simple jeu de barres.[4]

- **Le Jeu de Barres :**

Un jeu de barres est un ouvrage électrique triphasé régnant sur la longueur du poste. Il permet de relier entre eux les départs de même tension qui y aboutit. Un poste électrique peut être doté de un, deux, voire trois jeux de barres pour une tension donnée.

Lorsque le défaut survient dans le jeu de barres, tous les équipements de circuit connectés à cette section doivent être déclenchés pour assurer une isolation complète dans les plus brefs délais, afin d'éviter tout dommage à l'installation dû au chauffage des conducteurs.



**Figure I.5** Tronçonnement, sectionnement et couplage de barres [4].

## III.2 Matériels de surveillance et de contrôle

### III.2.1 Protection des réseaux électriques

Tout réseau électrique possède des dispositifs de protection pour déconnecter le dispositif de production en cas de défaut sur la ligne. L'objectif est de protéger les trois constituants d'un réseau électrique :

- ✓ les organes de production (alternateur)
- ✓ les réseaux de transport (lignes aériennes, transformateurs, jeux de barre)
- ✓ les réseaux de distribution (les clients finaux)

### III.2.2 Matériel de conduite et de surveillance

La conduite s'effectue depuis des centres de conduite régionaux (dispatchings) ou nationaux. Ceux-ci disposent d'instruments de téléconduite (des SCADA, surtout) comprenant des systèmes donnant la possibilité :

- ✓ de commander les organes de coupure (disjoncteurs, sectionneurs),
- ✓ de connaître la position de ces organes.
- ✓ de mesurer un certain nombre de grandeurs (tension, intensité, fréquence)
- ✓ de signaler des dysfonctionnements (alarmes).

Outre les éléments ci-dessus donnant la possibilité la conduite à distance, on trouve aussi des systèmes locaux, pouvant réaliser de façon automatique des manœuvres conçues pour sauvegarder le fonctionnement du dispositif électrique où à rétablir le service quand celui a été interrompu.

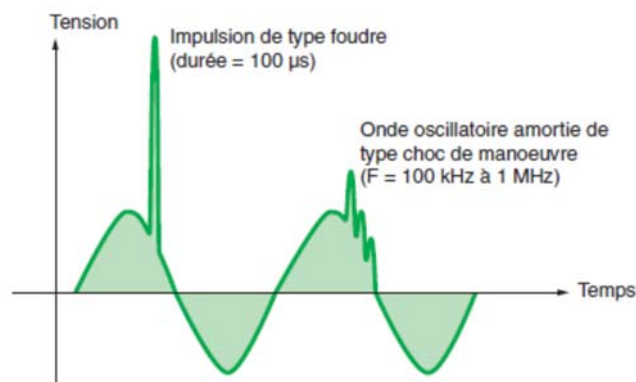
Un important réseau de voies de télécommunication fiables et sécurisées est indispensable pour échanger ces informations entre le centre de conduite et les postes qu'il exploite.

Le matériel de surveillance est conçu pour l'analyse a posteriori des incidents. Il comprend principalement des consignateurs d'état chargés de relever la position des organes de coupure, et des perturbographes qui, grâce à un dispositif de mémoire, restituent l'évolution des tensions et des courants au cours du déroulement des incidents. Quand des clients sensibles se trouvent à proximité du poste, des qualimètres, conçus pour mesurer les coupures brèves, peuvent aussi être installés. Les données apportées par ces équipements sont consultées sur place. Par commodité, elles peuvent être transmises à distance, mais la fiabilité demandée aux voies de transmission utilisées est moindre que dans le cas précédent.

#### IV. Les surtensions

Ce sont des perturbations qui se superposent à la tension nominale d'un circuit. Elles peuvent apparaître :

- entre phases ou entre circuits différents, et sont dites de mode différentiel,
- entre les conducteurs actifs et la masse ou la terre.



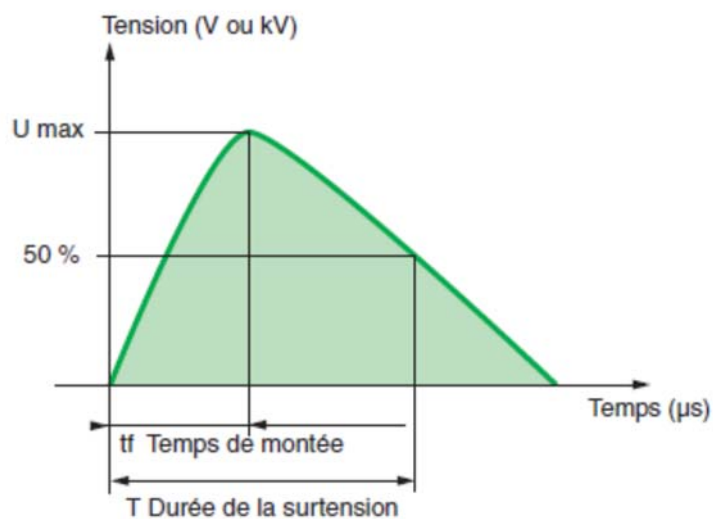
**Figure I.6** Exemple de surtensions



Un réseau électrique possède en générale une tension normale : on parle aussi de tension nominale. En basse tension, cette tension nominale peut être par exemple de 230V entre phase et neutre. En moyenne tension, celle-ci est normalisée à 20kV (entre phase) et 11.5kV (entre phase et terre). Le réseau peut se trouver accidentellement porté à une tension supérieure de sa tension nominale : on parle alors de surtension. Les surtensions sont une des causes possibles de défaillances d'équipements électriques ou électroniques, bien que ceux-ci soient de mieux en mieux protégés contre ce type d'incident.

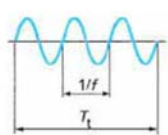
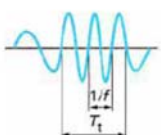
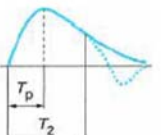
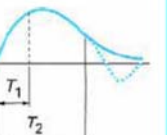
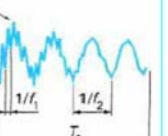
Une surtension perturbe les équipements et produit un rayonnement électromagnétique. En plus, la durée de la surtension ( $T$ ) cause un pic énergétique dans les circuits électriques qui est susceptible de détruire des équipements. Elle est caractérisée (Figure I.7) par:

- le temps de montée  $t_f$  (en  $\mu s$ ),
- la durée jusqu'à la mi-valeur  $T$  (en  $\mu s$ ),



**Figure I.7** Principales caractéristiques d'une surtension

Selon la classification de la CEI [5], les surtensions sont réparties en deux classes: les surtensions basses fréquences et les surtensions transitoires. Elles sont réparties en catégories selon leur forme et leur durée dont les caractéristiques sont présentées dans le tableau I.1.

Classe	Basse fréquence		Transitoire		
	Permanente	Temporaire	À front lent	À front rapide	À front très rapide
Forme de tension					
Domaine des formes de tension	$f = 50$ ou $60$ Hz $T_t > 1$ h (durée)	$10 < f < 500$ Hz $0,03 < T_t < 3\,600$ s	$20 < T_p < 5\,000$ $\mu$ s $T_2 \leq 20$ ms	$0,1 < T_1 < 20$ $\mu$ s $T_2 < 300$ $\mu$ s	$3 < T_t < 100$ ns $0,3 < f_1 < 100$ MHz $30$ kHz $< f_2 < 30$ MHz $T_t < 3$ ms (durée)
Forme normalisée de tension	$f = 50$ ou $60$ Hz	$48 < f < 62$ Hz	$T_p = 250$ $\mu$ s $T_2 = 2\,500$ $\mu$ s	$T_1 = 1,2$ $\mu$ s $T_2 = 50$ $\mu$ s	aucune
Essai de tenue normalisé	aucun	Essai de courte durée à fréquence industrielle	Essai aux chocs de manœuvre normalisé	Essai aux chocs de foudre normalisé	aucun

**Tableau I.1** Classification des contraintes de tension apparaissant sur les réseaux d'énergie électrique [6].

#### IV.1 Les surtensions transitoires de manœuvre

La modification brusque de la topologie d'un réseau électrique provoque l'apparition de phénomènes transitoires lors de la fermeture dans les cas suivants [7]:

- ✓ L'enclenchement et le réenclenchement de lignes à vide ou terminées par un transformateur à vide,
- ✓ La mise sous tension de transformateurs à vide, d'inductances de compensation ou de transformateurs chargés par des inductances,
- ✓ La mise sous tension de batteries de condensateurs,
- ✓ Le réenclechement sur un défaut permanent,
- ✓ L'apparition de défauts.

En général, ces surtensions dépendent de la nature de la ligne et des éléments dont elle est constituée (par exemple : moyens de compensation), de la puissance de court-circuit de la source, du type de disjoncteur et de l'instant de l'enclenchement [8].

Lors d'un enclenchement, le niveau de surtension à l'extrémité ouverte de la ligne peut avoir des valeurs jusqu'à 2,4 fois supérieures à la tension de service. Lors d'un réenclenchement, lorsque la ligne a conservé les charges électriques avant la remise sous tension, le niveau de surtension peut atteindre jusqu'à 3,6 fois la tension de service [6].

Dans ce dernier cas, le niveau de surtension dépend de la capacité qu'ont les charges électriques sur la ligne à s'écouler à la terre.

Les surtensions de manœuvre apparaissent également lors de :

- ***L'enclenchement de batteries de condensateurs***, en particulier si leur neutre est isolé. Cette opération peut générer des surtensions entre phases qui peuvent être nuisibles pour l'isolation des enroulements des transformateurs.
- ***L'élimination ou l'apparition de défauts***, qui peut provoquer simultanément des surtensions transitoires de manœuvre et des surtensions temporaires. Les premières sont générées par la propagation sur le réseau de l'échelon de tension dû à la chute brutale de tension à l'endroit du défaut. Les surtensions temporaires, quant à elles, résultent de la perte de charge. En absence de la perte de charge, la partie transitoire seule a des amplitudes qui peuvent atteindre [6] :
  - ✓ de 1,7 à 1,8 p.u. sur les réseaux de T.H.T à neutre mis à la terre,
  - ✓ 2,2 p.u. sur des réseaux H.T et M.T à neutre isolé ou mis à la terre par bobine de Petersen.
- ***La manœuvre des sectionneurs***, aussi bien dans les postes aériens que dans les postes sous enveloppe métallique PSEM, génère des surtensions à la terre à front très rapide dont les amplitudes dépendent fortement des tensions résiduelles laissées du côté de la charge avant la fermeture ou l'ouverture entre les contacts du sectionneur.
- ***La coupure de courants capacitifs ou inductifs***, qui peut provoquer des surtensions qui méritent attention (coupure du courant de démarrage de moteurs, de courant magnétisant de transformateurs ou de bobines, de câbles à vide, etc.) car les disjoncteurs peuvent se retrouver dans des conditions de tension transitoire de rétablissement, générant ainsi des surtensions dangereuses pour les matériels isolants.

Les Figures I.9 à I.11 représentent des oscillogrammes des tensions transitoires caractéristiques de différents types de manœuvres [9].

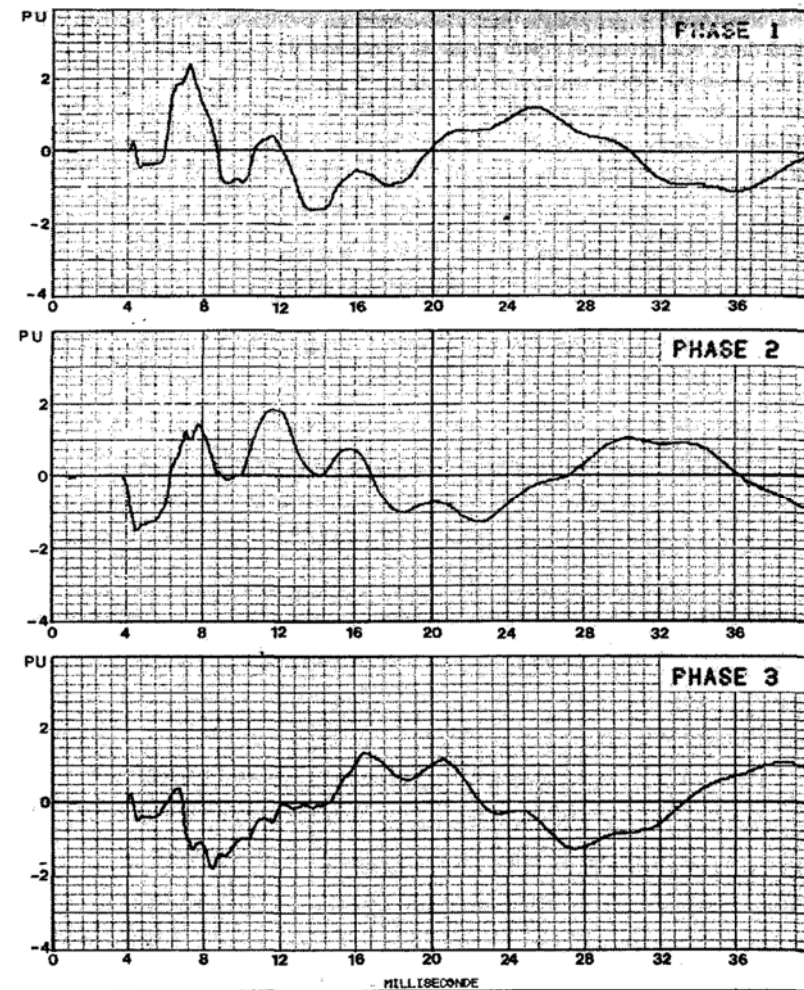


Figure I.8 Exemple de surtensions apparaissant à l'extrémité ouverte d'une ligne lors de son enclenchement [9].

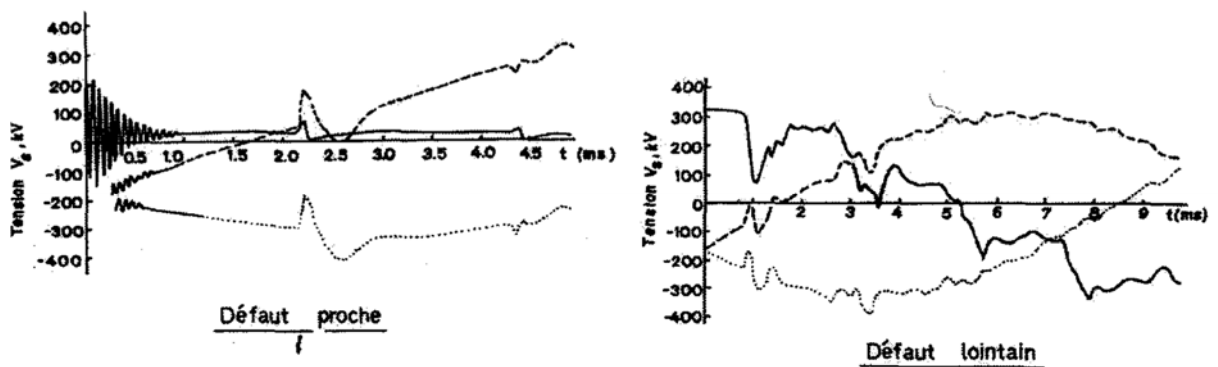


Figure I.9 Surtension à l'apparition d'un défaut [9].

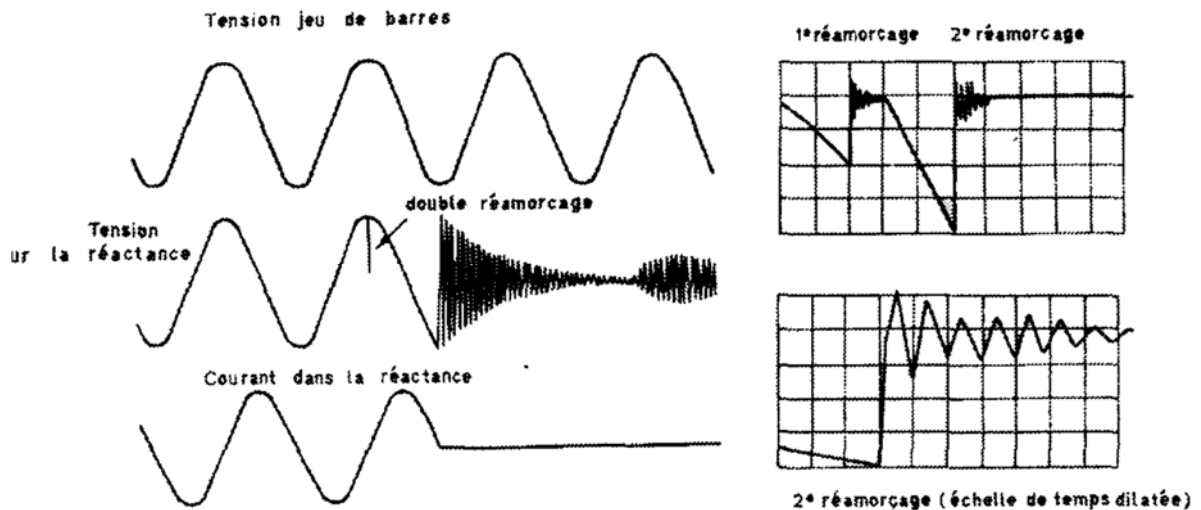


Figure I.10 Transitoire à la mise hors tension d'une réactance [9].

## V. Environnement électromagnétique des postes aériens

### V.1 Définition

Un signal électrique est l'évolution d'un courant et d'une tension au cours du temps: il est donc associé à une onde électromagnétique. Les équipements électriques et électroniques ne sont pas des systèmes thermodynamiquement clos. Comme le montre la Figure I.11, de l'énergie électromagnétique peut s'échapper des limites de ce système.

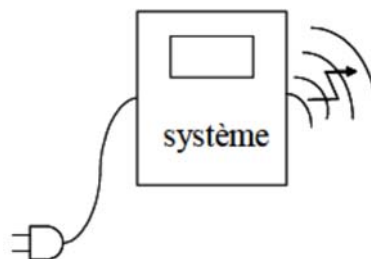
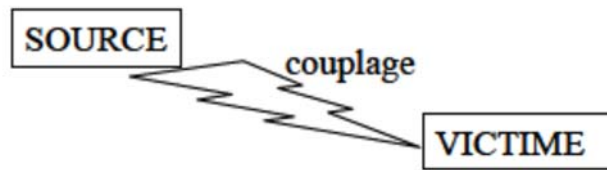


Figure I.11 Tout système électrique peut se comporter comme une source de bruit.

Par son activité électrique, un circuit peut donc se comporter comme une source de bruit : les ondes électromagnétiques qu'il génère peuvent interférer, se coupler, avec des ondes radios de même fréquence et/ou perturber des circuits récepteurs. Il se comporte alors comme un émetteur, une source de bruit non intentionnelle et participe à la pollution électromagnétique (EM) de son environnement. Ce phénomène est appelé interférence électromagnétique.

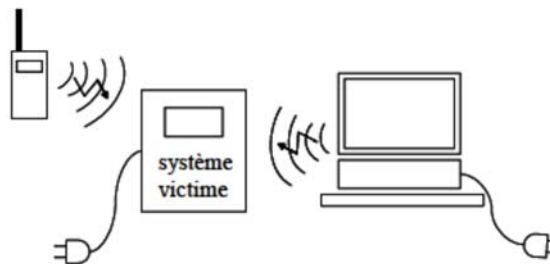
Le système à l'origine de la perturbation est appelé "source" alors que le système récepteur qui subit la perturbation est appelé "victime" (Figure I.12).



**Figure I.12** Le phénomène des interférences électromagnétiques.

Les conséquences de ce phénomène peuvent aller du dysfonctionnement de la victime jusqu'à sa destruction.

Par ailleurs, tout système opère dans un environnement électromagnétique qui peut produire de l'énergie électromagnétique parasite (Figure I.13). Le système peut ainsi être une victime.



**Figure I.13** Tout système peut être perturbé par son environnement.

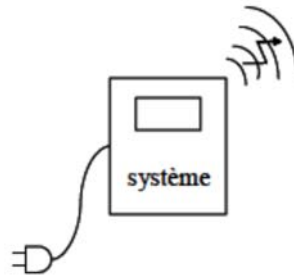
Les interférences électromagnétiques dépendent de deux facteurs : l'émission, c'est à dire l'aptitude des systèmes électriques à générer des ondes électromagnétiques et la susceptibilité, l'aptitude des systèmes électriques à réagir aux champs électromagnétiques extérieurs. La notion d'immunité d'un système est aussi employée et n'est autre que l'aptitude du système à résister aux perturbations électromagnétiques extérieures. Les courants et tension parasites qui apparaissent dans les boucles et fils du système sont considérés comme un bruit qui peut être classé selon deux modes : le bruit de mode commun et bruit de mode différentiel.

### V.1.1 Emission

Le bruit électromagnétique généré par un système peut être classé selon son mode de propagation : conduit par un conducteur électrique « émission conduite » ou à travers l'espace - émission rayonnée.

➤ **Les émissions rayonnées**

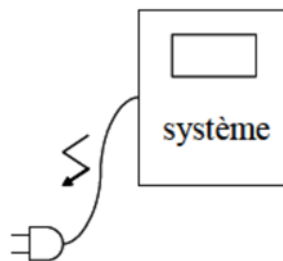
Les ondes électromagnétiques générées par le circuit se propagent dans l'air pour interférer avec une victime (Figure I.14).



**Figure I.14** L'émission rayonnée

➤ **Les émissions conduites**

Les ondes électromagnétiques utilisent les câbles et les interconnexions pour se propager. Les émissions conduites mènent aussi au dysfonctionnement de l'environnement ou du système lui-même.



**Figure I.15** L'émission conduite.

### V.1.2 Susceptibilité

Beaucoup de circuits doivent opérer dans un environnement où ils sont sujets à des champs électromagnétiques produits par d'autres éléments. Ces champs peuvent, lorsqu'ils créent des courants ou tension parasites, causer des erreurs mais aussi détruire le composant. Dans ce cas, le concepteur se doit de protéger le circuit contre les champs extérieurs. En général cette protection s'effectue par blindage ou filtrage des fréquences concernées.

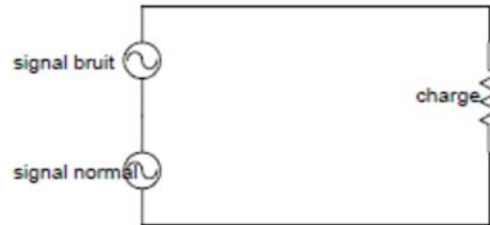
### V.1.3 Bruit de mode commun et de mode différentiel

Les interférences électromagnétiques peuvent être aussi classées selon la façon dont elles s'introduisent dans le chemin du signal. Le bruit généré est alors modélisé sous la forme d'un générateur de courant en série ou en parallèle selon qu'il est de mode différentiel ou commun.



➤ **Bruit de mode différentiel**

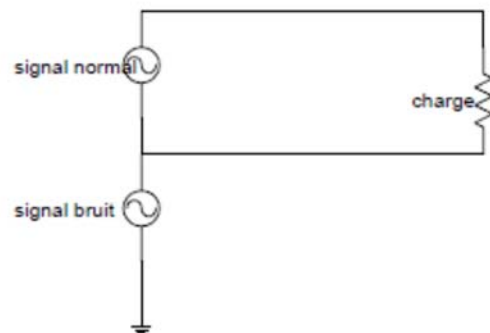
Il peut être représenté par un générateur en série avec le générateur de tension désiré [10].



**Figure I.16** Modélisation du bruit de mode différentiel

➤ **Bruit de mode commun**

Il apparaît comme un générateur situé entre le potentiel de référence de la source et le récepteur[10].

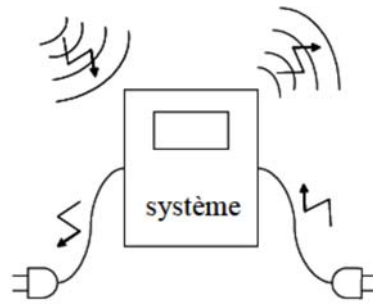


**Figure I.17** Modélisation du bruit de mode commun

**V.2 La compatibilité électromagnétique**

Du fait qu'il émet des ondes électromagnétiques, un circuit est un pollueur potentiel. Dépendant de sa susceptibilité aux perturbations électromagnétiques, il est aussi une victime éventuelle (Figure I.18) : il peut voir ses performances diminuées et/ou avoir un dysfonctionnement.





**Figure I.18** Un circuit est un pollueur et une victime potentielle.

Un circuit est compatible avec son environnement si :

- Il ne constitue pas une source de bruit électromagnétique pour les autres circuits. C'est à dire l'énergie électromagnétique qu'il émet n'a pas de conséquences non désirées sur son environnement.
- Il est capable de fonctionner dans un environnement électromagnétique spécifique.

Des normes de compatibilité électromagnétique (CEM) ont été définies pour les constructeurs de circuits, d'appareils de mesure, de transports etc. afin de réguler le bon fonctionnement des appareils [11].

### V.3 Interférences électromagnétiques dans les postes

L'étude des interférences électromagnétiques dans les postes à haute tension est devenue un domaine de recherche essentiel au cours des années 80 et 90. En raison de l'intégration à grande échelle de nouveaux équipements de télécommunication destinés notamment aux applications de téléprotection, les interférences électromagnétiques générées dans les postes à haute tension ont dû être caractérisées [18]. Une meilleure connaissance des interférences électromagnétiques présentes dans les postes a ainsi permis d'assurer une bonne compatibilité électromagnétique des divers équipements électroniques de contrôle et de télécommunication.

Les sources d'interférences électromagnétiques dans un environnement à haute tension sont multiples. Parmi celles-ci, on retrouve les surtensions provoquées par l'opération des appareils de coupure et de sectionnement.

D'autre part, les surtensions créées par l'opération d'un appareil de coupure tel le disjoncteur sont plutôt ponctuelles, c'est-à-dire que la source d'interférence n'est présente que pour quelques millisecondes [8].

#### **V.4 Etudes expérimentales du rayonnement généré par l'opération d'un disjoncteur (poiteir)**

Les émissions électromagnétiques produites lors de l'opération d'un disjoncteur ont récemment fait l'objet de quelques études expérimentales [12,13]. De façon générale, une ou plusieurs antennes de mesure sont disposées à proximité d'un disjoncteur en service.

Lorsque ce dernier opère, les signaux captés aux antennes sont échantillonnés et enregistrés au moyen d'un oscilloscope numérique. Parmi les études considérées, les approches expérimentales varient selon les capteurs employés et le type de disjoncteur étudié. Néanmoins, indépendamment des méthodologies de mesure appliquées, certaines constatations sont communes à la plupart des études quant à l'analyse des résultats.

Les principales constatations sont :

- Les émissions sont de nature impulsive, ce qui signifie que le signal capté est composé d'une série d'impulsions. Les impulsions sont d'amplitudes variables et elles semblent à priori être distribuées de façon aléatoire pendant la durée du phénomène [12,13].
- Le spectre de fréquence des signaux impulsifs est très large. Selon certaines mesures, il s'étend sur près de 1GHz [14].
- Les émissions générées lors des opérations de fermeture de disjoncteur sont beaucoup plus intenses que pour les opérations d'ouverture. Ceci semble être surtout le cas lorsque le disjoncteur est en amont d'une charge capacitive en raison de l'intensité du courant d'appel [12,14].
- Le rayonnement peut être détecté sur des distances pouvant aller jusqu'à plusieurs dizaines de mètres du disjoncteur [13].

Ces deux résultats de mesures (figures I.19 et I.20) mettent bien en évidence le niveau assez élevé de l'émission électromagnétique directement à l'intérieur du poste.

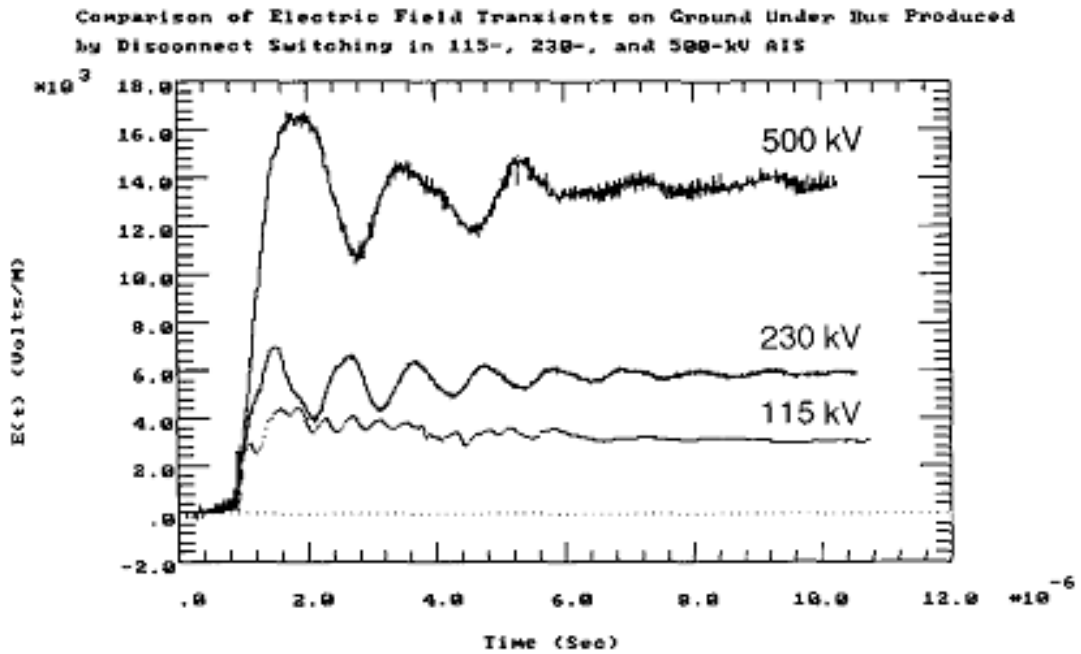


Figure I.19 Champ électrique transitoire [12].

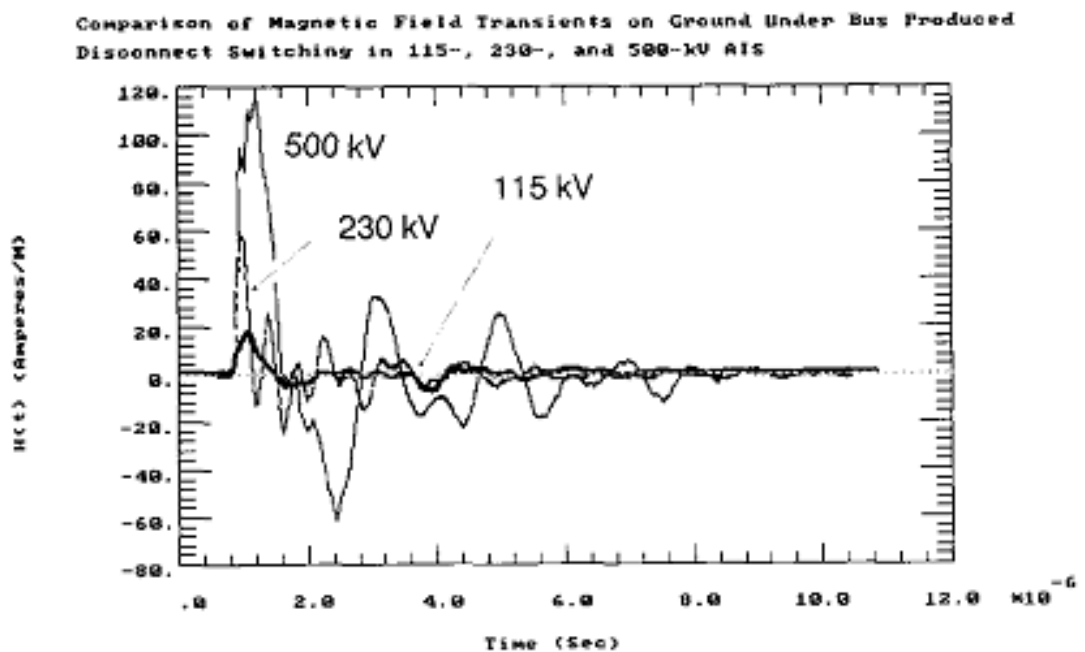


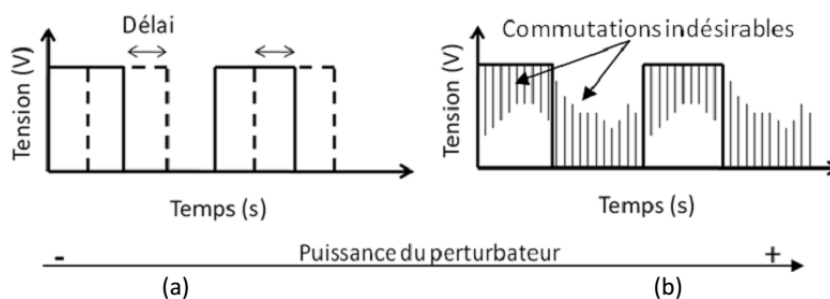
Figure I.20 Champ magnétique transitoire [12].

### V.5. Effets sur les circuits

Les effets des perturbations répertoriées sur les circuits électroniques dépendent fortement du type du circuit, c'est-à-dire de sa nature numérique ou analogique [15]. Nous allons maintenant les décrire.

**a. Circuits numériques**

Les circuits numériques présentent deux types d'erreurs principales [15]. Le premier type concerne les erreurs statiques (Figure I.21(b)). Il s'agit de la perturbation directe d'un niveau logique due à un changement brutal de l'état logique ou au non respect de la marge statique (variation maximale du niveau de sortie autorisé). Cette erreur a lieu quand le niveau de la perturbation est suffisamment élevé pour que la somme du signal logique et de cette perturbation dépasse le seuil de commutation. Le circuit la considère alors comme un changement d'état logique. Le deuxième type concerne les erreurs dynamiques (Figure I.21(a)). Ces erreurs arrivent généralement avant les erreurs statiques. La perturbation est alors à l'origine de la création de délais de propagation supplémentaires des signaux utiles. Ces délais deviennent problématiques à l'intérieur des circuits synchrones, où certains signaux doivent être en phase avec l'horloge. Les perturbations peuvent alors les désynchroniser, c'est-à-dire avancer ou retarder l'apparition des fronts, conduisant à l'apparition d'erreurs logiques. Le retard occasionné par le signal d'agression dépend de sa fréquence et de sa puissance et peut être prédit dans le cas d'une petite quantité de portes logiques. La prédiction devient plus difficile lors de l'intégration d'un grand nombre de circuits logiques [15].



**Figure I.21.** (a) Erreurs dynamiques, apparition de délais, (b) Erreurs statiques, commutations indésirables

D'autres erreurs peuvent aussi se manifester, comme une diminution du niveau logique ayant pour conséquence la réduction de la marge de bruit du circuit ou encore une augmentation du courant consommé, due à la modification des caractéristiques statiques du circuit.

**b. Circuits analogiques**

Les circuits analogiques présentent des sensibilités électromagnétiques largement plus élevées que les circuits numériques. Une différence de potentiel de quelques

millivolts générée par une perturbation électromagnétique sera en mesure de perturber le circuit analogique. Comme pour les circuits numériques, lorsque la fréquence de la perturbation se trouve dans la bande de fonctionnement du circuit, très peu d'énergie est nécessaire pour le perturber. Par contre, une énergie plus importante sera nécessaire lorsque la fréquence de la perturbation sera hors bande.

## **V.6 Les techniques de protection en CEM**

L'amélioration de la compatibilité électromagnétique agit du côté des sources en tentant de réduire les perturbations qu'elles émettent, et du côté des victimes en les protégeant des influences extérieures. Bien qu'il s'agisse à première vue de deux approches distinctes, on met en œuvre, dans la pratique, des techniques apparentées. Nous avons vu qu'une source de perturbations atteignait sa victime par le biais d'un couplage. C'est à ce niveau qu'il faut agir.

### **V.6.1 Principales caractéristiques des perturbations**

Les sources de perturbations peuvent être intentionnelles ou non intentionnelles. Mais d'une façon générale elles se distinguent par les caractéristiques des perturbations qu'elles induisent:

- le spectre,
- la forme d'onde, ou le temps de montée, ou l'enveloppe spectrale,
- l'amplitude,
- l'énergie.

Les couplages étant directement fonction de la fréquence, la représentation fréquentielle des perturbations électromagnétiques est couramment utilisée en CEM. Pour obtenir ou améliorer la compatibilité, on peut jouer sur les trois termes de la triade « source/couplage/victime ». Cela consistera souvent à traiter l'environnement des cartes électroniques de l'appareil en cause, qu'il soit victime ou pollueur. Il existe cinq méthodes permettant de séparer des victimes de leurs « bourreaux » :

- le blindage,
- la suppression du mode commun,
- le filtrage fréquentiel,
- le filtrage temporel,
- l'écrêtage,

La connaissance, ou plus exactement l'identification et la mesure, des sources est indispensable car elle permet d'arrêter le choix des solutions à mettre en œuvre pour limiter ou supprimer leur perturbation.

#### **V.6.1.1 Protection contre les rayonnements électromagnétiques, les blindages**

On se prémunit contre l'émission ou la réception d'ondes électromagnétiques essentiellement par blindage. On utilise à cette fin des feuilles de métal, voire dans certains cas des peintures conductrices. Il n'est pas nécessaire d'adopter des blindages épais. Il a été prouvé que des feuilles de métal très minces (papier d'aluminium) constituaient néanmoins des blindages efficaces. La qualité d'un blindage dépend essentiellement de sa continuité.

##### ➤ **Classification**

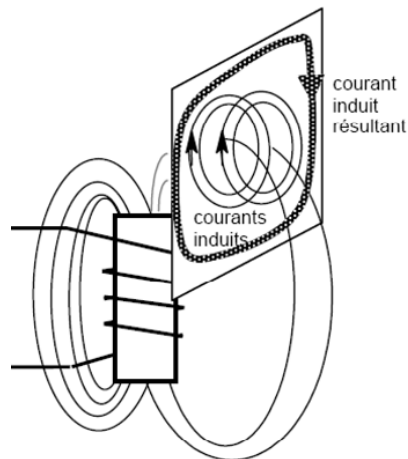
Le blindage est constitué d'une enveloppe conductrice que l'on met en place autour de composants électriques pour constituer une barrière vis à vis des influences électrostatiques, magnétiques, ou électromagnétiques. On distingue :

- le "blindage" magnétique ;
- le blindage amagnétique.

Le blindage magnétique est constitué d'un matériau capable d'offrir un chemin de réluctance relativement faible aux "lignes de force" issus d'une source de champ magnétique (champ H), et d'en préserver les zones à protéger.

Le blindage amagnétique (figure 1.22) est constitué d'un matériau bon conducteur, cuivre ou aluminium. Il agit de plusieurs manières :

- Vis à vis des champs électriques (champs E) à la manière d'une cage de Faraday. Il se comporte comme un écran électrostatique et évite le couplage capacitif entre les conducteurs situés de part et d'autre.
- Vis à vis des champs magnétiques (champs H), selon le principe représenté ci-contre. Les "lignes de force" d'un champ H variable indésirable qui tentent de le franchir provoquent dans le blindage, un courant induit dont le champ s'oppose à celui qui lui a donné naissance.



**Figure I.22** Le blindage amagnétique

### V.6.1.2 Le filtrage

Il permet en CEM d'éviter de propager des perturbations par les fils de liaison entre les appareils. Lors des essais, elles seront perçues de différentes manières : perturbations conduites si elles sont transmises de point à point par les conducteurs proprement dits, perturbations rayonnées si elles sont le fait d'une émission par les câbles faisant antenne. C'est la raison pour laquelle la longueur et la position des câbles est réglementée lors des essais. Il faut considérer dans chaque cas le domaine de fréquences qui concerne le type de perturbation.

Deux sortes de filtrage sont à considérer :

- le filtrage "en mode commun"
- le filtrage "en mode différentiel".

Le filtrage en mode différentiel a pour but de réduire les courants de perturbation qui circulent dans les fils d'alimentation, alors que le filtrage en mode commun cherche à réduire le courant de perturbation qui circule dans la boucle formée par la référence (terre) et la ligne multifilaire d'alimentation.

### V.6.1.3 Ecrêtage

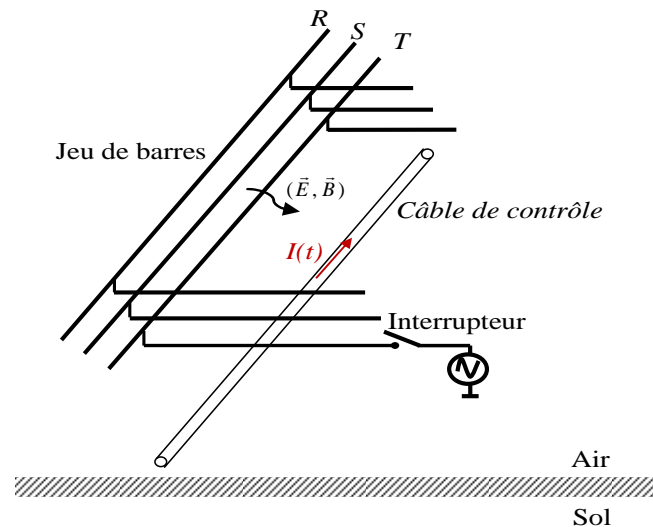
Les parasurtenseurs peuvent comporter différentes composantes internes :

- Les éclateurs ;
- Les varistances ;
- Les diodes d'écrtage.

Ces composants ont pour but de limiter rapidement les tensions apparaissant à leurs bornes; cette fonction est obtenue par modification brutale de leur impédance à un seuil de tension déterminé.

## VI .Etat de l'art

Nous souhaitons modéliser l'interaction EM à l'intérieur d'un poste, lors d'une manœuvre de fermeture, entre un jeu de barres et un câble de contrôle (figure I.23).



**Figure 1.23** L'interaction EM entre un jeu de barres et un câble au cours d'une manœuvre d'un interrupteur.

Le but de notre travail est de caractériser les courants et les tensions induites dans le câble pour caractériser une protection optimale (blindage + filtrage).

Ce sujet a été l'objet de campagnes de mesures [12,13] et de quelques travaux de modélisation [16]. Les différents travaux de modélisation rencontrés dans la littérature traitent ce problème par un formalisme que nous indiquons par couplage faible. En couplage faible, les courants induits sont calculés au minimum en deux étapes :

- Calcul du champ électromagnétique rayonné par formalisme numérique ou analytique ;
- Calcul, des tensions et courants induits numériquement.

Dans ce travail de mémoire de master, nous proposons de modéliser ce problème par une nouvelle approche que nous indiquerons par couplage fort ; dans ce cas le calcul est réalisé en une étape unique.



## *Chapitre II*

# Modélisation par le formalisme du couplage fort des perturbations induites sur un câble

---

## **I. Introduction**

La modélisation de phénomènes naturels et plus particulièrement la modélisation de phénomènes électromagnétiques constitue un enjeu dans de nombreux domaines d'application.

Un modèle n'est qu'une certaine représentation, pour se rapprocher au mieux et ce dans une certaine limite, de la réalité. Il repose sur un ensemble d'hypothèses qui vont permettre de reformuler plus simplement un problème initial. Un modèle se base donc sur des approximations et possède par conséquent un certain domaine de validité. L'ensemble des différents modèles permet d'appréhender et de mieux comprendre les différents aspects d'un problème.

Notre travail concerne un problème d'auto-pollution électromagnétique. Lors de l'enclenchement (ou du ré-enclenchement) d'une ligne de transport d'énergie, les transitoires de manœuvres sont à l'origine d'une intense émission électromagnétique capable de perturber les installations de mesures et de contrôle du réseau électrique (ex. couplage entre un jeu de barres et un câble de contrôle).

Pour analyser la problématique du couplage électromagnétique par modélisation différentes méthodes sont proposées dans la littérature [17]. Dans ce chapitre, après un exposé sur l'état de l'art, nous exposons l'approche du couplage fort permettant de traiter directement l'interaction électromagnétique sans la nécessité du calcul préalable de l'onde électromagnétique perturbatrice émise lors de l'enclenchement ou du ré-enclenchement d'une ligne de transport d'énergie.

## **II. Analyse d'un problème**

Il existe une grande variété de méthodes qui permettent de résoudre l'ensemble des problèmes électromagnétiques. Il est essentiel de considérer attentivement le problème à résoudre avant d'envisager un quelconque processus de résolution : un problème bien posé est un problème à moitié résolu. Le choix d'une méthode plus qu'une autre nécessite donc une bonne connaissance des différents choix possibles et une bonne analyse du problème afin d'en définir clairement les contours. De plus, ce choix est intimement lié à la géométrie de la structure étudiée.

De nombreuses méthodes ont été développées pour résoudre des problèmes électromagnétiques. Elles se justifient par un certain nombre de critères qui doivent permettre d'identifier et de formuler clairement le problème posé :

- ✓ type de structure : antenne, circuit, cavité, guide d'onde, ...
- ✓ type de régime : statique, quasi-statique, dynamique
- ✓ structure ouverte ou fermée
- ✓ géométrie de la structure :
  - Simple : formes parallélépipédiques, polygonales (arêtes, coins)
  - complexe : formes polygonales, courbes.
- ✓ rayonnement en zone de champ proche / lointain.
- ✓ type de milieu : linéaire, dispersif, à pertes, anisotrope, ...
- ✓ domaine d'analyse : temporel ou fréquentiel.

Toutes ces questions doivent permettre de choisir une voire plusieurs méthodes, c'est-à-dire celle(s) la (les) mieux adaptée(s) pour résoudre le problème à traiter.

Une méthode repose sur deux notions fondamentales, la formulation d'une part et le domaine d'analyse d'autre part. La formulation est une étape incontournable dans l'application de la méthode de résolution tandis que le domaine d'analyse constitue le domaine de résolution du problème. L'ensemble de la démarche doit reposer sur une définition rigoureuse des concepts et fournir une méthodologie pour construire un modèle de phénomènes naturels, et en ce qui nous concerne, la modélisation de phénomènes électromagnétiques.

## **II.1 Formulation**

La formulation d'un problème permet de déterminer les caractéristiques d'une méthode, à savoir ses avantages, ses inconvénients, ses limitations et la procédure qui devra ensuite être appliquée pour résoudre le problème posé. En électromagnétisme, nous cherchons principalement à déterminer les champs électromagnétiques dans un milieu ou les courants circulant à la surface d'un objet. La géométrie va donc avoir un rôle quant au choix et au type de formulation.

Cette formulation est issue d'un ensemble d'hypothèses et d'une manipulation des équations de Maxwell menant à une forme, généralement simplifiée, et appropriée à certains types de problèmes.

Les formulations les plus courantes sont :

- ✓ Les approches numériques basées sur :
  - Les équations de Maxwell sous forme intégrale (fonction de Green)
  - Les équations de Maxwell sous forme différentielle
- ✓ Les méthodes approchées basées sur :
  - Les méthodes asymptotiques
  - La théorie des lignes multifilaires (MTL)
- ✓ Les approches hybrides et le couplage de méthodes

Aussi, la formulation d'un problème est définie dans un certain domaine d'analyse, domaine dans lequel le problème va être résolu.

## II.2 Domaine d'analyse

Le domaine d'analyse est le domaine de résolution du problème. Il peut être classé en deux domaines, temporel ou fréquentiel, chacun ayant ses « propres » caractéristiques.

Il existe un lien étroit entre ces deux domaines, le passage de l'un à l'autre s'effectuant par une transformation de Fourier ; ils possèdent donc des caractéristiques communes. Cependant, ces deux domaines temps-fréquence sont à la fois distincts et duals, les avantages de l'un sont souvent les inconvénients de l'autre. Ceci a pour conséquence de conditionner les phénomènes électromagnétiques observables.

L'analyse fréquentielle fut la première à se développer pour une raison simple, il est très difficile d'interpréter et d'exploiter les informations provenant d'un signal temporel avant d'en avoir effectué une transformée de Fourier.

Aussi, l'analyse dans l'un ou l'autre des domaines permet de recouvrir l'ensemble des phénomènes électromagnétiques et ainsi d'en cerner les différents aspects ce qui en fait une parfaite complémentarité pour l'analyse électromagnétique de dispositifs en hautes fréquences.

C'est pour cette raison que généralement la plupart des méthodes développées possèdent une formulation dans ces deux domaines bien que certaines soit mieux adaptées à l'un ou à l'autre.

La dualité temps-fréquence est une des raisons principales pour lesquelles il n'y a pas de méthode universelle capable de modéliser l'ensemble des phénomènes électromagnétiques.

### **II.2.1 Les méthodes fréquentielles**

Les méthodes basées sur l'analyse fréquentielle sont plus efficaces pour analyser des milieux dispersifs ou à pertes, c'est-à-dire des milieux dont les paramètres dépendent de la fréquence. Elles sont aussi mieux adaptées à la caractérisation sur une bande étroite.

Cependant elles sont peu efficaces pour la caractérisation sur une large bande de fréquences, ce qui nécessiterait plusieurs exécutions pour compléter le domaine spectral. De plus, elles ne sont pas adaptées aux problèmes non-linéaires et non-stationnaires.

### **II.2.2 Les méthodes temporelles**

Contrairement aux méthodes fréquentielles, les méthodes temporelles sont particulièrement bien adaptées à la caractérisation sur une large bande de fréquences, et aussi pour les problèmes non-linéaires et non-stationnaires. Cependant, il devient plus compliqué de tenir compte de milieux dont les paramètres dépendent de la fréquence. En effet, ceci nécessite l'application de convolutions ou de techniques de filtrage qui peuvent s'avérer assez complexes à mettre en œuvre et coûteuses en termes de ressources informatiques. De plus ces méthodes peuvent nécessiter un nombre d'itérations prohibitif si le maillage est très fin (dans le cas de méthodes numériques). Il faut ajouter également que les résultats obtenus par ce type de méthodes ne sont pas interprétables avant d'en avoir effectué une transformée de Fourier, opération peu coûteuse.

Les différents avantages et inconvénients propres à chacun de ces deux domaines d'analyse mettent bien en évidence leurs spécificités et leur complémentarité pour traiter de problèmes électromagnétiques.

## **II.3 Méthodes de résolution**

Les phénomènes électromagnétiques sont décrits par les équations de Maxwell [18] qui sont définies sur une partie de l'espace, appelé domaine d'étude, fini et donc

limité par des frontières. Il convient donc de préciser ce domaine d'étude et de définir des conditions aux limites que les champs doivent satisfaire sur ses frontières.

Ces équations associées aux conditions aux limites étant posées, il est nécessaire d'ajouter, pour que le modèle soit complet, une relation qui permet de tenir compte du comportement des matériaux composant le système étudié.

La résolution analytique du modèle mathématique ainsi défini est souvent impossible.

La solution analytique n'est accessible que dans des cas très simples. On a alors recours à une méthode de discrétisation de ces équations qui consiste à rechercher une solution dans un espace de dimension finie. Ce dernier doit être choisi de manière à limiter les erreurs de discrétisation. On aboutit alors à un modèle numérique qui génère un système matriciel souvent de grande taille que l'on construit et résout à l'aide d'un ordinateur.

#### **II.4.1 Méthodes rigoureuses**

Les méthodes basées sur la théorie rigoureuse de l'électromagnétisme reposent sur les équations de Maxwell [19]. Elles sont qualifiées de rigoureuses car elles résolvent les équations de Maxwell, sous forme intégrale ou différentielle, sans introduire d'approximation sur celles-ci.

La complexité de ces équations ne permet pas, en général de fournir une solution analytique pour un problème donné. On a alors recours à des méthodes numériques permettant de résoudre les formulations intégrales, ou différentielles par un échantillonnage de l'espace, et du temps dans le cas des méthodes temporelles. Pour atteindre un niveau de convergence suffisant, cet échantillonnage doit s'effectuer avec un pas spatial et temporel suffisamment fin (dans le cas des méthodes temporelles), ce qui limite rapidement la dimension spatiale des structures pouvant être analysées de cette manière, car le volume de calcul augmente de manière exponentielle. La résolution numérique doit donc s'effectuer dans un domaine borné qui nécessite de définir des conditions aux limites (aux frontières). Par conséquent, ces méthodes sont bien adaptées à la résolution de problèmes en zone de champ proche et à des structures électriquement petites. Lorsque l'on doit traiter de structures électriquement grandes, on est alors obligé de se tourner vers des solutions alternatives, et en particulier vers des méthodes dites asymptotiques.

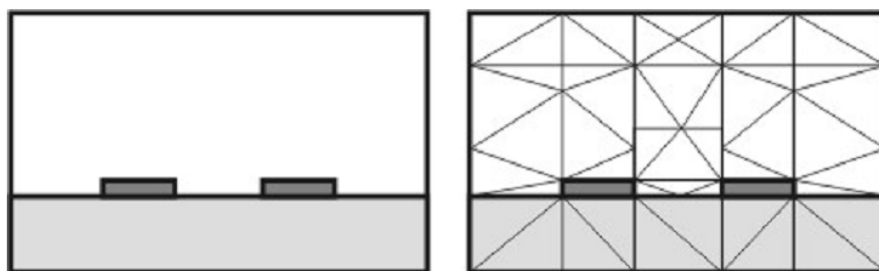
Deux approches fondamentales peuvent être utilisées pour résoudre les équations de Maxwell. La première approche et la plus utilisée consiste à partir des équations de Maxwell sous forme différentielle. La seconde consiste à utiliser la forme intégrale de ces équations. Ces deux approches trouvent leurs équivalents dans les domaines temporel et fréquentiel.

Ces méthodes fournissent un système d'équations linéaires qu'il s'agit de résoudre et dont le nombre d'équations augmente lorsque la structure est de grande dimension. De plus les méthodes temporelles nécessitent de diminuer le pas temporel pour satisfaire leur condition de stabilité, ce qui a pour conséquence d'augmenter le temps de calcul.

### A. La méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis (MEF) a été largement développée dans le domaine de la mécanique pour analyser des problèmes de matériaux et de structures. Elle a ensuite été utilisée en électricité pour résoudre des problèmes non homogènes et de géométrie complexe.

La première étape de la méthode des EF consiste à diviser l'espace à modéliser en petits éléments ou pièces de formes arbitraires et qui peuvent être plus petits là où les détails de la géométrie le nécessitent. La taille de ces éléments est choisie en fonction des problèmes physiques locaux. Dans chaque élément, on suppose que la variation de la quantité de champ est simple (en général linéaire). Le champ est donc décrit par un ensemble de fonctions linéaires



**Figure II.1** Maillage suivant la méthode des éléments finis.

L'avantage majeur de la MEF par rapport aux autres méthodes provient du fait que, dans cette méthode, chaque élément peut avoir des caractéristiques électriques et géométriques particulières et indépendantes des autres éléments. Ceci nous permet de

résoudre des problèmes avec un grand nombre de petits éléments dans des régions de géométrie complexe et en même temps des grands éléments dans des régions relativement ouvertes. Ainsi, il est possible de résoudre de manière relativement efficace des cas de géométrie complexe présentant des propriétés différentes.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette méthode est la difficulté de modéliser des systèmes ouverts (dans le cas où le champ est inconnu en tout point de la limite du domaine d'étude).

### **B. La méthode des différences finies**

La méthode des différences finies est une méthode classique de résolution des équations aux dérivées partielles. Son succès est principalement dû à sa simplicité d'implémentation qui consiste à remplacer une équation aux dérivées partielles par son approximation aux différences finies, échantillonnée dans un espace cartésien. Les opérateurs différentiels sont remplacés et approchés par des différences finies centrées, c'est-à-dire un développement de Taylor à l'ordre 1 voire à des ordres supérieurs.

En électromagnétisme, cette méthode repose sur la mise en forme discrète des équations de Maxwell et nécessite un échantillonnage spatial de l'espace d'analyse auquel s'ajoute un échantillonnage temporel dans le cas des méthodes temporelles. C'est donc une méthode volumique dont les inconnues sont les composantes de champ électromagnétique  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$ .

Cette méthode s'applique aussi bien dans le domaine temporel FDTD [20] que dans le domaine fréquentiel FDFD [21]. La solution de la première se trouve en utilisant une procédure itérative tandis que pour la seconde, la solution se trouve par inversion de matrice.

L'analyse dans le domaine temporel s'appuie sur un schéma du second ordre dans le temps et dans l'espace de la cellule de Yee [22], (Figure II.2). Elle permet d'étudier des régimes transitoires, des systèmes non-linéaires, voire même des structures qui varient dans le temps et l'espace. Notons que les différentes composantes de champs sont déterminées en des endroits différents et à des temps décalés. Ceci peut poser certaines difficultés pour la définition des conditions aux limites.



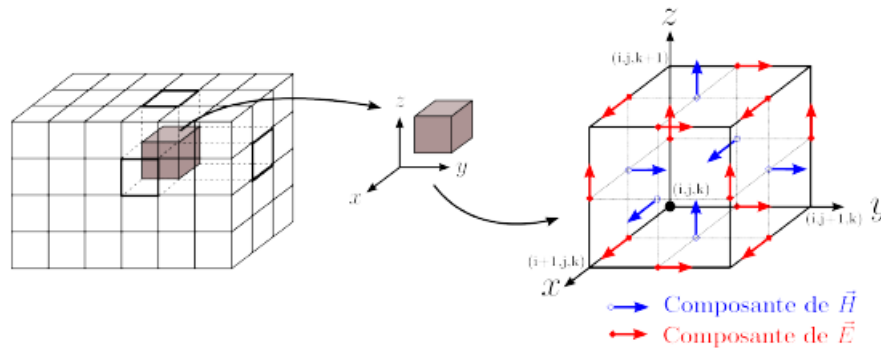


Figure II.2 Cellule de Yee FDTD (3D).

Aussi, l'échantillonnage de l'équation de propagation des ondes introduit de la dispersion numérique, c'est-à-dire que la vitesse de propagation d'une onde dépend de l'échantillonnage spatial et temporel, d'où des erreurs numériques sur la vitesse de propagation. Ceci a pour conséquence de limiter en bande de fréquence le domaine de validité du modèle.

De plus, le pas temporel doit être choisi de façon à assurer la stabilité numérique du modèle. Typiquement, l'ordre de grandeur de ce pas temporel est :

$$\Delta t \leq \frac{1}{v \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}} \quad (\text{II.1})$$

v est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu.

### C. La méthode des lignes de transmission (TLM)

La méthode des lignes de transmission est similaire à la méthode des différences finies du point de vue capacités. Cependant, elle possède une approche unique et propre à elle. Comme la FDTD, l'analyse du problème est réalisée dans le domaine temporel. La totalité de la région à étudier est maillée ou subdivisée. Cependant, au lieu de subdiviser l'espace en intercalant champ E et champ H, une seule subdivision est effectuée. La discrétisation est physique contrairement aux méthodes des Eléments finis et FDTD où la discrétisation est mathématique. Les nœuds de cette subdivision sont virtuellement connectés par des lignes de transmission. A chaque pas de temps, l'excitation à un nœud se propage aux nœuds voisins à travers ces lignes de transmission [23].

L'avantage principal de cette méthode est de permettre la modélisation de problèmes à géométrie complexe, non linéaires et avec des matériaux non homogènes. Elle permet d'obtenir une résolution temporelle des deux champs au même point.

Cependant, l'inconvénient majeur de cette méthode réside dans l'importance des calculs qu'elle nécessite surtout dans le cas de problèmes ouverts, où la subdivision d'un espace assez large autour du circuit est nécessaire. De plus, la bande de fréquence que permet de couvrir cette méthode est limitée par les problèmes de dispersion.

#### **D. Les méthodes de frontière**

Ces méthodes reposent sur une transformation des équations locales de Maxwell en une formulation intégrale. La démarche mathématique consiste à mettre les équations de Maxwell sous la forme d'équations de propagation. Elles sont obtenues directement sur les composantes de champs ou sur des potentiels vecteurs et scalaires. C'est la projection de ces équations sur les structures étudiées et l'application des conditions aux limites sur la surface de ces structures qui conduisent à des formes intégrales ou variationnelles que l'on nomme équations intégrales [24].

Deux types d'équations intégrales peuvent ainsi être obtenus :

- sur le champ électrique ou EFIE (Electric Field Intégral Equation).
- sur le champ magnétique ou MFIE (Magnetic Field Intégral Equation).

La résolution de ces équations se fait grâce à la méthode des moments (MoM) démocratisée par Harrington [25].

#### **E. La Méthode des Moments**

La Méthode des Moments (MoM) a été utilisée pour l'étude des antennes et de leurs applications. C'est une méthode fréquentielle basée sur la résolution des équations intégrales en courant. Elle permet de déterminer directement, et de manière précise, la distribution du courant dans les structures étudiées et de remonter ensuite au champ rayonné en tout point de l'espace.

La méthode des moments présente l'avantage de ne modéliser que le circuit (les structures métalliques) et non pas tout l'espace environnant. Ainsi, elle est la mieux adaptée pour la modélisation de fils minces (fins et longs). Cette méthode permet l'insertion facile de composants discrets dans la structure en définissant simplement l'impédance équivalente au niveau du segment correspondant.

Cependant, la MoM est une méthode fréquentielle, ainsi, le traitement de problèmes non linéaires est impossible. De même, si on cherche à déterminer le spectre sur une large bande de fréquence, il faut refaire le calcul pour chaque fréquence. Si le pas de fréquence n'est pas assez fin, des fréquences de résonance du circuit peuvent être masquées.

#### **II.4.2 Les méthodes approchées**

Deux principaux types de méthodes approchées sont employés afin de faire des simulations électromagnétiques : les méthodes asymptotiques, la théorie des lignes multifilaires (MTL). Ces méthodes sont spécifiques et leur champ d'application est très restreint.

##### **A. Les méthodes asymptotiques**

Ces méthodes sont fondées sur les principes :

- de l'optique géométrique, comme la théorie géométrique de la diffraction (GTD) ou de la théorie uniforme de la diffraction (UTD).
- de l'optique physique comme la théorie de la diffraction (PTD).

Elles sont utilisées lorsque les dimensions de la structure sont très grandes devant la longueur d'onde.

##### **B. La théorie des lignes multifilaires (MTL)**

La théorie des lignes est une méthode d'analyse approchée qui convient parfaitement à l'étude de structures filaires dont la section transverse est invariante par translation. Elle permet de déterminer les courants et les tensions en tout point de la ligne considérée en s'appuyant sur la résolution des équations des télégraphistes.

##### **-Hypothèses faites par la théorie des lignes de transmission**

L'établissement des équations des lignes de transmission (équations des télégraphistes) repose sur trois hypothèses principales [26], parfois dites restrictives :

**Hypothèse 1:** La ligne de transmission étudiée est considérée comme une succession en cascade de multipôles, de longueurs très inférieures à la longueur d'onde. Seuls les couplages de chaque dipôle sur lui-même sont considérés, les couplages entre dipôles sont négligés.

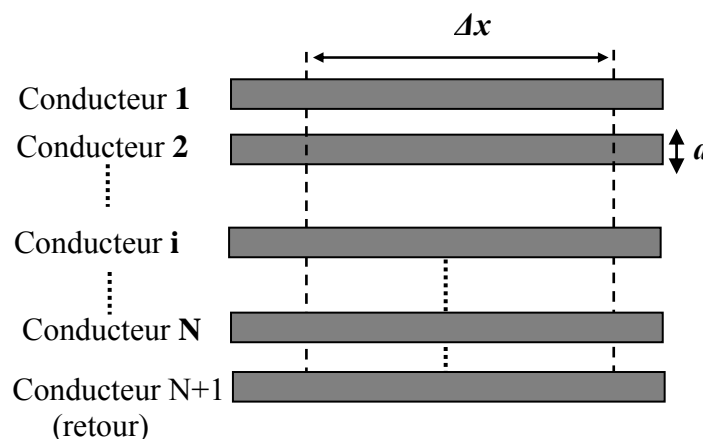
**Hypothèse 2:** Le courant varie lentement sur la ligne. Cette hypothèse implique un critère d'échantillonnage :  $\Delta x \ll \lambda$  où  $\Delta x$  est la longueur d'un segment.

**Hypothèse 3:** Les ondes circulant sur un conducteur sont de type quasi-TEM (Transverse Electro Magnétique), c'est-à-dire que toutes les dimensions transversales (hauteurs, espacements entre conducteurs, diamètre des conducteurs) sont faibles devant la plus petite longueur d'onde. De plus, les conducteurs et le plan de masse sont supposés de conductivité finie.

Dans notre travail, nous considérons le cas des lignes (câbles) constituées de  $N+1$  conducteurs parallèles entre eux (Figure II.3), ne présentant pas de variation transversale le long du câble, et où le retour,  $N+1^{\text{ème}}$  conducteur, est considéré comme conducteur de référence.

Les dimensions transversales (diamètre d'un conducteur et distance entre conducteurs) sont considérées beaucoup plus petites que la plus petite longueur d'onde des signaux perturbateurs considérés. Les conducteurs peuvent être imparfaits et le milieu environnant hétérogène. Nous restons cependant dans l'hypothèse quasi-TEM.

Sous ces conditions, et avec un indice de réfraction du sol élevé, la théorie des lignes de transmission donne des résultats valables jusqu'à des fréquences de l'ordre de quelques dizaines de Mégahertz.



**Figure II.3** Section d'une ligne multifilaire.

### III. Méthode adoptée dans la suite de notre travail

Après ce bref aperçu sur les différentes formulations, il est bien établi que les méthodes numériques basées sur la résolution des équations de Maxwell sous leurs

formes dérivées ou sous formes intégrales sont généralement coûteuses en temps de calcul voir inappropriées pour la modélisation de configurations à géométries étendues.

L'utilisation de la théorie des lignes de transmission, présentée dans la section II.4.2.B de ce chapitre, permet de déterminer les tensions et les courants sur chacune des lignes du réseau, et aussi dès lors que celles-ci sont uniformes, c'est-à-dire leurs caractéristiques électriques et géométriques ne varient pas en fonction de la longueur.

Notre travail est consacré à l'analyse des transitoires électromagnétiques dans les postes THT et HT aériens. Nous analysons particulièrement les transitoires de manœuvres dont le contenu spectral peut atteindre quelques MHz. Un examen des dimensions (transverse et longitudinale) des éléments responsables de l'émission électromagnétique, principalement les jeux de barres et les lignes d'arrivées et de départs, dans les postes aériens, et au vu des fréquences significatives étudiées, notre travail de modélisation sera fondé sur l'utilisation de la théorie des lignes de transmission.

Nous donnons dans ce qui va suivre quelques éléments théoriques propres à la théorie des lignes de transmission.

Une modélisation réalisée avec le formalisme classique, nécessite le calcul préalable de l'onde électromagnétique qui devient la source d'excitation ; cette manière d'opérer, calcul en trois étapes, conduit vers un formalisme dit à couplage faible. Nous proposons donc une nouvelle présentation de ce formalisme, où le calcul est réalisé en une étape unique, appellerons formalisme à couplage fort.

### **III.1 Caractérisation de la propagation sur ligne multifilaire par la théorie des lignes de transmission**

#### **III.1.1 Généralités sur les lignes de transmission**

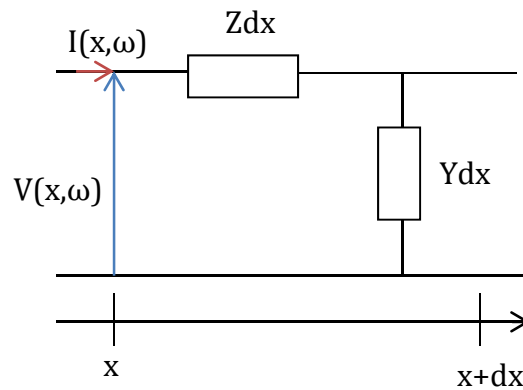
Nous présentons dans cette section le modèle physique des équations de ligne de transmission et les paramètres généraux liés à celui-ci, dans le cas d'une ligne au-dessus d'un sol.

La théorie des lignes de transmission repose sur un système d'équations linéaires qui découle des équations de Maxwell par intégration du champ électromagnétique et en faisant une hypothèse de quasi-stationnarité. Les équations différentielles obtenues

décrivent l'évolution d'un courant et d'une tension sur la ligne en fonction du champ électromagnétique présent dans le domaine.

L'utilisation d'une équation de ligne de transmission nécessite la connaissance d'une référence électrique. D'une manière générale, cette référence est donnée soit par le blindage du câble, soit par un élément conducteur extérieur, comme par exemple un plan métallique ou un sol conducteur

Le principe du modèle, pour prendre en compte une ligne de transmission, consiste en un découpage de celle-ci en plusieurs segments. Nous définissons sur chaque segment une impédance  $Z$  et une admittance  $Y$  par unité de longueur, comme représenté sur la Figure II.4 pour un segment de longueur  $dx$ .



**Figure II.4** Schéma équivalent d'un tronçon  $\Delta x$  d'une ligne de transmission.

Sur chaque segment, nous pouvons écrire les équations différentielles suivantes dans le domaine fréquentiel :

$$\frac{\partial V(x, \omega)}{\partial x} = -ZI(x, \omega) \tag{II.2}$$

$$\frac{\partial I(x, \omega)}{\partial x} = -YV(x, \omega) \tag{II.3}$$

Nous définissons usuellement l'impédance caractéristique de la ligne de transmission par  $Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$ . Nous pouvons aussi définir l'impédance et l'admittance sous la forme (Figure II.5) :

$$Z = R + j\omega L \tag{II.4}$$

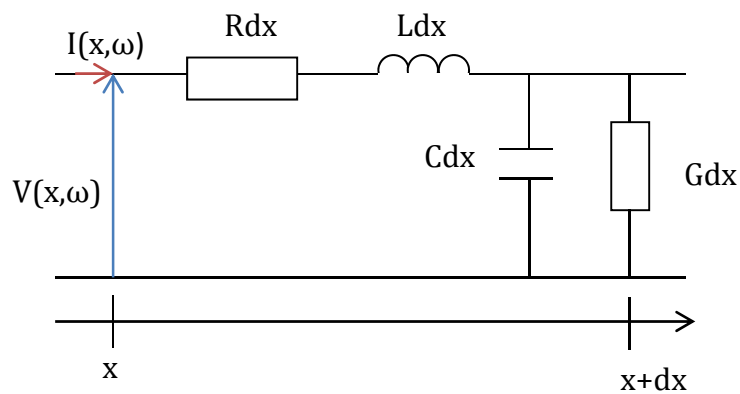
$$Y = G + j\omega C \tag{II.5}$$

où R, L, G et C sont respectivement la résistivité ( $\Omega/m$ ), l'inductance (H/m), la capacité (F/m), et la conductance (S/m) linéiques de la ligne de transmission.

En introduisant ces formules dans les équations (II.2, II.3), nous obtenons alors les équations suivantes :

$$\frac{\partial V(x, \omega)}{\partial x} = -(R + j\omega L)I(x, \omega) \tag{II.6}$$

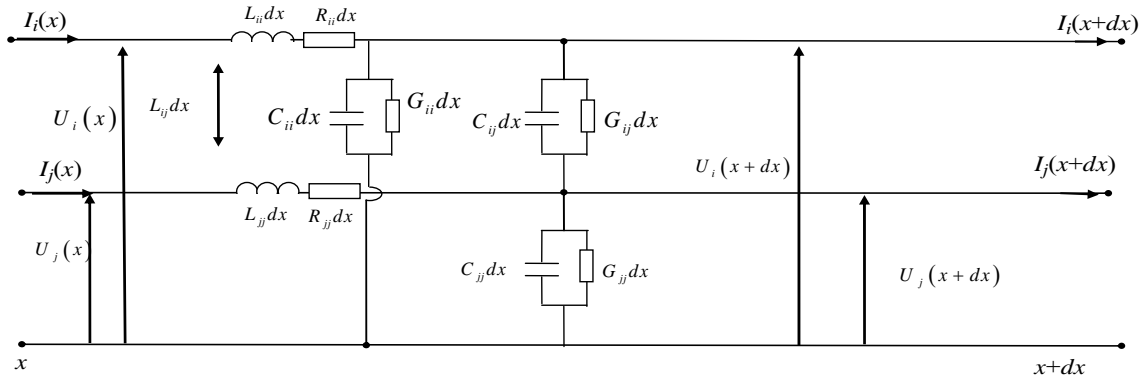
$$\frac{\partial I(x, \omega)}{\partial x} = -(G + j\omega C)V(x, \omega) \tag{II.7}$$



**Figure II.5** Paramètres distribués R, L, C et G.

➤ **Les lignes multifilaires**

Le cas multifilaire suit le raisonnement du cas monofilaire. Ses équations sont similaires au niveau de la forme, sauf que cette fois-ci, les variables et les paramètres linéiques sont des vecteurs et des matrices. Cette théorie convient bien à la résolution des problèmes de CEM, étant donné qu'elle prend en compte les couplages entre les lignes de transmission. Basée sur les mêmes approximations, elle suppose que les lignes soient parallèles, uniformes et disposent d'un conducteur de retour. La configuration des lignes respecte les conditions du mode TEM où les dimensions de la section droite des conducteurs doivent être très petites par rapport à la longueur d'onde.



**Figure II.6** Élément infinitésimal d'une ligne composée de deux conducteurs et un plan de référence.

De la même manière, la ligne multifilaire est découpée en plusieurs tronçons de lignes de longueur  $\Delta x$ . Nous distinguons dans le circuit équivalent (Figure II.6) des tronçons deux types de paramètres linéiques, ceux qui sont propres à la ligne et ceux qui sont issus d'un couplage mutuel entre les lignes.

En s'adaptant au contexte des lignes multifilaires, les deux équations différentielles (II.6) et (II.7) sont réécrites de la façon suivante :

$$\frac{\partial [V(x, \omega)]}{\partial x} = -[Z][I(x, \omega)] \tag{II.8}$$

$$\frac{\partial [I(x, \omega)]}{\partial x} = -[Y][V(x, \omega)] \tag{II.9}$$

Avec :  $[V(x, \omega)]$  et  $[I(x, \omega)]$  les vecteurs des tensions et courants naturels sur la ligne,

$$I(x, \omega) = [I_1(x, \omega), I_2(x, \omega), \dots, I_N(x, \omega)]^T \tag{II.10}$$

$$V(x, \omega) = [V_1(x, \omega), V_2(x, \omega), \dots, V_N(x, \omega)]^T \tag{II.11}$$

Les matrices (d'ordre  $N \times N$ ) impédance et admittance linéiques de la ligne ( $[Z]$  et  $[Y]$ ) sont dépendantes de la fréquence et définies à partir des matrices des paramètres linéiques  $R, L, C$  et  $G$  de la ligne, caractérisés dans le cas d'une ligne à  $N$  conducteurs par des matrices d'ordre  $N \times N$  :

Avec :

$$Z_{ij} = (R_{ij} + j\omega L_{ij}) \text{ et } Y_{ij} = (G_{ij} + j\omega C_{ij}) \tag{II.12}$$



Nous rappelons les caractéristiques de ces différents paramètres :

- Inductance linéique L: caractérise les flux magnétiques inter et intra conducteurs de la ligne,
- Capacitance linéique C : caractérise la capacité, par unité de longueur, créée par le diélectrique et les conducteurs,
- Conductance linéique G: puissance dissipée en chaleur dans le diélectrique, caractérisant les pertes dans le diélectrique et les défauts d'isolement.
- Résistance linéique R : correspond à la puissance dissipée en chaleur dans les conducteurs.

En utilisant le concept des lignes de transmission, une ligne aérienne et un câble (aérien ou enterré) sont représentés par les mêmes équations (II.8,II.9) et diffèrent par la construction des matrices  $[Z]$  et  $[Y]$ . Notons aussi que pour un câble la matrice conductance sera considérée comme nulle ( $[G] = [0]$ ).

Les matrices impédance et admittance linéiques de la ligne (du câble) tiennent compte des caractéristiques des paramètres internes, des éventuels blindages, et de l'influence du milieu environnant. Les expressions mathématiques permettant de calculer ces matrices (pour les lignes longues, les lignes courtes et les câbles) sont données en annexe 1.

La modélisation des composants du réseau pour la gamme complète des fréquences n'est pas pratiquement réalisable et il est donc nécessaire de choisir des modèles adaptés à la nature et à la gamme de fréquences du phénomène étudié. Les paramètres des lignes aériennes dépendent de la fréquence d'évaluation. Quand la fréquence d'une ligne augmente, la résistance augmente, l'inductance diminue et la capacité demeure relativement constante. La variation est causée par l'effet pelliculaire dans le sol et dans les conducteurs; l'effet du sol est plus important. Vu le contenu spectral des transitoires de manœuvres. Dans la suite de ce travail, les lignes et les câbles sont considérées à paramètres répartis dépendants de la fréquence.

### III.2 Formalisme du couplage fort pour l'analyse de l'interaction électromagnétique dans un poste aérien

#### III.2.1 Position du problème

Notre travail consiste à tenir compte uniquement de l'interaction magnétique (mutuelle magnétique) entre l'émetteur (jeu de barres) et le récepteur qui est un conducteur ou un câble. En effet, vu la distance relativement importante entre le jeu de barres et le câble ainsi que la présence d'un blindage et parfois même d'un écran, le couplage capacitif se trouve généralement inhibé.

Dans notre approche nous proposons une nouvelle écriture de ces équations de récurrences qui nous permettent de s'affranchir du calcul du champ électromagnétique qui sera remplacé par la prise en compte directe du couplage magnétique entre l'émetteur (jeu de barres) et le récepteur (câble).

Nous exposons dans ce qui suit le cas simple d'un conducteur en présence d'un câble blindé aérien ou enterré à deux couches.

La Figure II.7 montre le cas d'un conducteur nu aérien (hauteur  $h$ ) en présence d'un câble à deux couches (âme + blindage) aérien (situé à une hauteur  $h'$ ) ou enterré (enfoui à une profondeur  $d$ ).

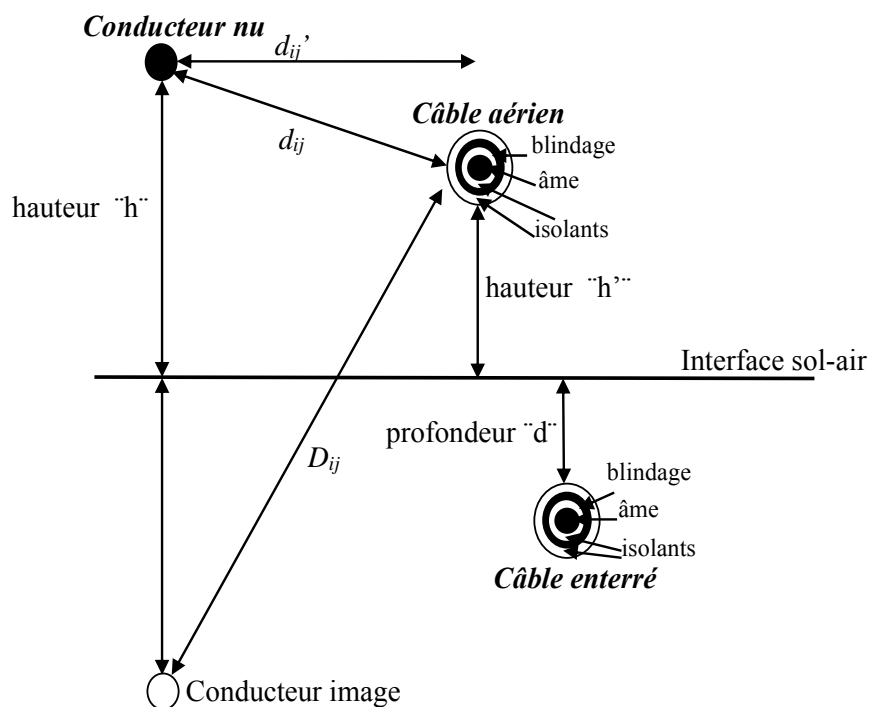


Figure II.7 Configuration de base pour l'analyse directe du couplage électromagnétique.

Pour ce dispositif filaire (conducteur + câble), nous écrivons l'équation des lignes en courant, sans second membre, comme suit :

$$\frac{d}{dx}[V(x, \omega)] = -[Z'] [I(x, \omega)] \tag{II.13}$$

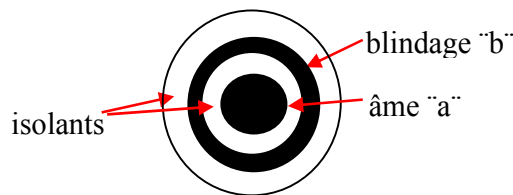
Dans notre travail il s'agit de construire en premier la matrice  $[Z']$  qui tient compte de l'ensemble des interactions inductifs présentent dans le dispositif conducteur-câble.

### III.2.2 Construction de la matrice $[Z']$

La première étape consiste à construire la matrice  $[Z']$ . Pour ce faire nous exposons le cas d'un câble blindé à deux couches (âme + blindage) qui peut être aérien ou enterré.

#### III.2.2.1. Impédance d'un câble blindé

En Figure II.8, nous avons la coupe transversale d'un câble blindé. Ce câble est composé d'une âme et d'un blindage séparés par un isolant.



**Figure II.8** Coupe transversale d'un câble blindé.

La prise en compte du blindage est effectuée par une méthode globale utilisant la théorie des lignes couplées [27]. Dans ce modèle, le blindage est assimilé à un conducteur à part entière, caractérisés par des paramètres linéiques propres et des paramètres mutuels qui traduisent les différents couplages électromagnétiques.

Le câble est traité donc comme une ligne de transmission [27] et sa matrice impédance sera comme suit.

$$[Z] = [Z_i] + [Z_0] \tag{II.14}$$

Où :

$[Z_i]$  : matrice impédance interne ;

$[Z_0]$  : matrice impédance de retour par le sol qui dépend du mode de pose (aérien ou souterrain).

$$[Z_i] = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} \\ Z_{ba} & Z_{bb} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 \\ Z_0 & Z_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{aa} + Z_0 & Z_{ab} + Z_0 \\ Z_{ba} + Z_0 & Z_{bb} + Z_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Avec:

$$Z_{aa} = z_{ab} + z_{b3} - 2z_{2m} \quad (\text{II.18})$$

$$Z_{bb} = z_{b3} \quad (\text{II.19})$$

$$Z_{ab} = z_{b3} - z_{2m} \quad (\text{II.20})$$

Et :

$$z_{b3} = z_{20} + z_{23} \quad (\text{II.21})$$

$$z_{ab} = z_{11} + z_{12} + z_{2i} \quad (\text{II.22})$$

Tel que :

$Z_{aa}$  impédance propre de l'âme

$Z_{bb}$  impédance propre du blindage

$Z_{ab}$  impédance mutuelle entre l'âme et le blindage

Les expressions analytiques des différentes impédances sont décrites en annexe A1.

➤ **Câble aérien**

A partir de la configuration en Figure II.7, pour un câble d'indice  $j$  le terme de correction est donné comme suit [28] :

$$Z_0 = Z_e + Z_s \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$$Z_e = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot h'}{r_{ext}}\right) \quad (\text{II.24})$$

$$Z_s = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h'u}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}} d\lambda \quad (II.25)$$

$r_{ext}$  : rayon extérieur du câble;

$h'$  : hauteur du câble coaxial par rapport au sol ;

➤ **Câble enterré  $Z_0$**

Dans la littérature [28] plusieurs expressions pour le terme de correction dans le cas d'un câble enterré sont proposées. Dans notre travail nous retenons l'expression la plus rigoureuse développée par [28], qui est donnée par l'expression suivante en gardant la configuration en figure II.8 :

$$Z_s = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \left[ K_0(r_{ext}\gamma_g) - K_0(\gamma_g \sqrt{r_{ext}^2 + 4d^2}) + 2 \int_0^\infty \frac{e^{-2d\sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}} \cos(\lambda r_{ext}) d\lambda \right] \quad (II.26)$$

**III.2.2.2 Matrice impédance du dispositif conducteur-câble**

En s'appuyant sur le concept des lignes de transmissions où le conducteur nu voit le câble comme un ensemble de trois autres conducteurs nus, la matrice  $[Z']$  (composé du câble et du conducteur aérien) sera comme suit:

$$[Z'] = \begin{bmatrix} Z'_{cc} & Z'_{ca} & Z'_{cb} \\ Z'_{ac} & Z'_{aa} & Z'_{ab} \\ Z'_{bc} & Z'_{ba} & Z'_{bb} \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} Z'_{aa} & Z'_{ab} \\ Z'_{ba} & Z'_{bb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{aa} + Z_0 & Z_{ab} + Z_0 \\ Z_{ba} + Z_0 & Z_{bb} + Z_0 \end{bmatrix} = [Z] \quad (II.28)$$

$Z'_{cc}$ : l'impédance propre du conducteur, aérien au dessus d'un sol de conductivité finie, est donné par [28] :

$$Z'_{cc} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot h}{r_c}\right) + \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h \lambda}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}} d\lambda \quad (II.29)$$

Les impédances mutuelles entre le conducteur nu et les couches conductrices du câble blindé sont égales :

$$Z'_{ca} = Z'_{cb} = Z'_{ac} = Z'_{bc} \tag{II.30}$$

et nous avons :

➤ **Pour un câble aérien [28]:**

$$Z'_{ca} = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \ln \left( \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \right) + \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2(h+h')\lambda}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}} \cos(d'_{ij}\lambda) d\lambda \tag{II.31}$$

Avec :

$h$  et  $h'$  sont respectivement les hauteurs du conducteur nu et du câble aérien (figure II.7);

$d'_{ij}$  est la distance horizontale entre le conducteur nu et le câble aérien (figure II.7).

➤ **Pour un câble enterré [28]:**

$$Z'_{ca} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-\lambda h} e^{-d\sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + \gamma_s^2}} \cos(d'_{ij}\lambda) d\lambda \tag{II.32}$$

Avec :

$h$  : la hauteur du conducteur aérien (figure II.7) ;

$d$  : la profondeur du câble enterré (figure II.7).

### III.3 Equations des lignes pour l'analyse directe du couplage électromagnétique

Les équations des lignes (II.8,II.9), en temporel s'expriment comme suit :

$$\frac{\partial}{\partial x} [v(x,t)] + [z'(t)] \otimes [i(x,t)] = [0] \tag{II.33}$$

$$\frac{\partial}{\partial x} [i(x,t)] + [G].[v(x,t)] + [C]. \frac{\partial}{\partial t} [v(x,t)] = [0] \tag{II.34}$$

Avec  $\otimes$  le produit de convolution ;

$[z'(t)]$  : transformée inverse de Fourier de  $[\hat{Z}]$  ;

Malheureusement, il n'existe aucune expression analytique pour  $[z'(t)]$ ; ceci rend impossible le calcul du produit de convolution qui apparaît dans l'équation (II.33).

Pour contourner cette difficulté, nous utilisons l'approche dite "vector fitting" en fréquentiel. Nous décomposons la matrice  $[Z]$  comme suit :

$$[Z] = j\omega[L] + [Z_d]. \quad (II.35)$$

Tel que l'ensemble des éléments de la matrice  $[L]$  soit indépendant de la fréquence.

$$[Z] = j\omega \begin{bmatrix} L_{cc} & L_{ca} & L_{cb} \\ L_{ac} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{bc} & L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_{dcc} & Z_{dca} & Z_{dcb} \\ Z_{dac} & Z_{daa} & Z_{dab} \\ Z_{dbc} & Z_{dba} & Z_{dcb} \end{bmatrix} \quad (II.36)$$

Les éléments de la matrice  $L$  sont définis comme suit :

$$L_{cc} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{r_c}\right) \quad (II.37)$$

➤ **Pour un câble aérien**

$$\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_e + L_{12} + L_{23} & L_e + L_{23} \\ L_e + L_{23} & L_e + L_{23} \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

Les inductances  $L_{12}$  et  $L_{23}$  sont définis en annexe A1.

avec :

$$L_e = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h'}{r_{ext}}\right) \quad (II.39)$$

$$L_{ca} = L_{cb} = L_{ac} = L_{bc} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D_{ij}}{d_{ij}}\right) \quad (II.40)$$

- **Pour un câble enterré**

$$\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ba} & L_{bb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{12} + L_{23} & L_{23} \\ L_{23} & L_{23} \end{bmatrix} \quad (II.41)$$

$$L_{ca} = L_{cb} = L_{ac} = L_{bc} = 0 \quad (II.42)$$

La matrice  $Z_d$  est constituée des termes de corrections due à l'effet du sol et du blindage pour le câble aérien ou enterré :

$Z_{dcc}$  est l'impédance du sol pour le conducteur nu (équation II.26)

$$\begin{bmatrix} Z_{daa} & Z_{dab} \\ Z_{dba} & Z_{d bb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2z_0 - 2z_t + Z_0 & z_0 - z_t + Z_0 \\ z_0 - z_t + Z_0 & z_0 + Z_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

$z_0$  et  $z_t$  sont respectivement l'impédances de surface et l'impédance de transfert (voir annexe A1)

$Z_0$  est l'impédance du sol pour le câble aérien ou enterré (équations II.25, II.26)

$Z_{dca} = Z_{dcb} = Z_{dac} = Z_{dbc}$  sont les impédances mutuelles entre le conducteur nu les couches conductrices du câble blindé (équations (II.31, II.32)

En remplaçant  $j\omega$  par  $s$  et en utilisant l'approche du vector fitting nous écrivons  $[Z]$  sous la forme [29]:

$$[Z'] = ([L] + \left[ \sum_{r=1}^N \frac{b_r}{s - a_r} \right])s \quad (\text{II.44})$$

En remplaçant  $[Z]$  ainsi transformée dans l'équation II.13 et en procédant par transformation de Laplace nous obtenons une équation en temporel comme suit [29]:

$$\frac{d}{dx} [v(x,t)] + [L] \frac{d}{dt} [i(x,t)] + \sum_{r=1}^N [b_r e^{a_r t}] \otimes \frac{d}{dt} [i(x,t)] = 0 \quad (\text{II.45})$$

Rappelant que la convolution d'une fonction exponentielle par une fonction arbitraire  $f(t)$  (dans notre cas  $f(t)$  est la dérivé du courant), peut être aisément calculée par un algorithme récursif:

$$cv_r(t) = \int_0^t f(t-\tau) b_r e^{a_r \tau} d\tau \quad (\text{II.46})$$

$$cv_r(t-\Delta t) = \int_0^{t-\Delta t} f(t-\Delta t-\tau) b_r e^{a_r \tau} d\tau \quad (\text{II.47})$$

L'équation II.46 peut être écrite sous la forme :

$$cv_r(t) = \int_{\Delta t}^t f(t-\tau) b_r e^{a_r \tau} d\tau + \int_0^{\Delta t} f(t-\tau) b_r e^{a_r \tau} d\tau \quad (\text{II.48})$$

En faisant un changement de variables  $\tau = \tau' + \Delta t$ , dans le premier terme du second membre de l'équation II.48 et après simplification et changement de limites nous avons :



$$\int_{\Delta t}^t f(t-\tau) b_r e^{a_r t} d\tau = e^{a_r \Delta t} \int_0^{t-\Delta t} f(t-\Delta t-\tau') b_r e^{a_r \tau'} d\tau' \quad (II.49)$$

En comparant les équations II.49 et II.47 et remplaçant dans l'équation II.48, nous avons l'équation II.50:

$$c v_r(t) = e^{a_r \Delta t} c v_r(t-\Delta t) + \int_0^{\Delta t} f(t-\tau) b_r e^{a_r \tau} d\tau \quad (II.50)$$

En remplaçant dans l'équation II.45 on trouve la nouvelle équation des lignes en courant :

$$\frac{d}{dx} [v(x,t)] + [L] \frac{d}{dt} [i(x,t)] + \sum_{r=1}^N [e^{a_r \Delta t}] [c v_r(x,t-\Delta t)] + \sum_{r=1}^N \int_0^{\Delta t} \frac{d}{dt} [i(x,t-\tau)] [b_r] [e^{a_r \tau}] d\tau = 0 \quad (II.51)$$

### III.4 Equation exprimée par FDTD

Nous utilisons la FDTD pour résoudre numériquement les équations (II.34, II.51) et ainsi simuler la propagation des ondes dans le domaine temporel. Elle consiste à discrétiser le domaine spatio-temporel étudié en un maillage rectangulaire. Dans notre cas, il s'agit de la longueur de la ligne et la durée sur laquelle nous voulons simuler la propagation. Ceci est accompli en remplaçant les dérivées par des différences finies sur des pas de discrétisation fixés. On note  $\Delta x$  et  $\Delta t$  les pas de discrétisation spatial et temporel respectivement. Pour que notre approximation produise des résultats valables, le maillage doit être "assez" fin (relativement aux longueurs d'onde/fréquences des signaux injectés). Les conditions suivantes doivent être vérifiées :

$$\Delta x \ll \lambda_{\min} \quad (II.52)$$

$$\Delta t \ll \frac{1}{f_{\max}} \quad (II.53)$$

où  $\lambda_{\min}$  est la plus petite longueur d'onde et  $f_{\max}$  la plus grande fréquence contenue dans le signal injecté. De plus, pour assurer la stabilité numérique du schéma,  $\Delta x$  et  $\Delta t$  doivent satisfaire la condition de stabilité [26]:

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{v_{\max}} \quad (II.54)$$

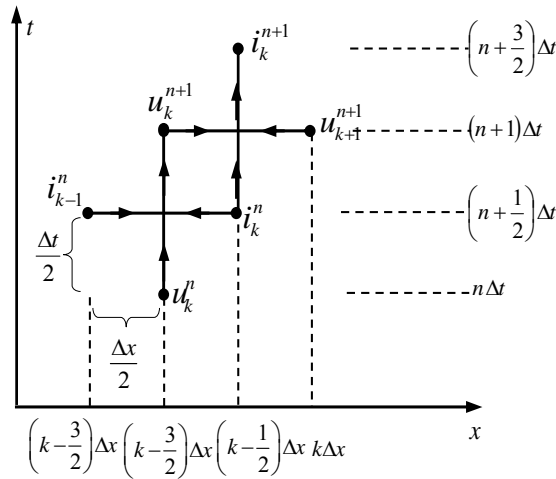
où  $v_{\max}$  est la vitesse de propagation maximale dans le câble ou la ligne. Cette condition peut être interprétée physiquement par le fait que le pas temporel ne doit pas être plus grand que le temps de propagation sur un pas spatial.

Dans la suite, on se donne les notations suivantes :

$$[v_k^n] \equiv [v[(k-1)\Delta x, n\Delta t]] \tag{II.55}$$

$$[i_k^n] \equiv [i[(k-\frac{1}{2})\Delta x, (n+\frac{1}{2})\Delta t]] \tag{II.56}$$

Les indices  $n$  et  $k$  indiquent respectivement le temps et l'espace.



**Figure II.9** Discrétisation spatiale et temporelle des tensions et courants.

Notons que la discrétisation spatio-temporelle alterne un nœud tension et un nœud courant séparé par  $\Delta x/2$  dans l'espace et  $\Delta t/2$  dans le temps ; les deux nœuds extrêmes sont des nœuds de tensions.

L'idée est d'approcher les dérivées spatiales et temporelles des différences finies à points centrés. Les équations aux dérivées partielles II.34 et II.51 deviennent alors des équations aux différences finies :

$$\left(\frac{[C]}{\Delta t} + \frac{[G]}{2}\right) \cdot [v_k^{n+1}] = \left(\frac{[C]}{\Delta t} - \frac{[G]}{2}\right) \cdot [v_k^n] - \frac{[i_k^n] - [i_{k-1}^n]}{\Delta x} \tag{II.57}$$

$k = 2, 3, \dots, k_{\max}$

$$\begin{aligned} \left( \frac{[L]}{\Delta t} + \frac{1}{2} \sum_{r=1}^N [b_r] \right) \cdot [i_k^{n+1}] &= \left( \frac{[L]}{\Delta t} + \frac{1}{2} \sum_{r=1}^N [b_r] - \frac{1}{2} \sum_{r=1}^N [b_r] [e^{a_r \Delta t}] \right) \cdot [i_k^n] + \\ \left( \frac{1}{2} \sum_{r=1}^N [b_r e^{a_r \Delta t}] \right) [i_k^{n-1}] &- \sum_{r=1}^N [e^{a_r \Delta t}] [c v_{rk}^n] - \frac{[v_{k+1}^{n+1}] - [v_k^{n+1}]}{\Delta x} \end{aligned} \quad (II.58)$$

$k = 1, 3, \dots, k \text{ max}$

Avec :

$$[c v_{rk}^{n+1}] = [e^{a_r \Delta t}] [c v_{rk}^n] + \frac{1}{2} b_r \left( [i_k^{n+1}] - [i_k^n] \right) + \frac{1}{2} [b_r] [e^{a_r \Delta t}] \left( [i_k^n] - [i_k^{n-1}] \right) \quad (II.59)$$

Aux deux extrémités du système (conducteur nu + câble), et pour des terminaisons résistives  $[R_1]$  et  $[R_2]$ , on remplace "k" par "1"; puis par " $k_{max}+1$ " dans l'équation (II.57).

- Pour  $k=1$

L'équation (II.57) est caractérisé par  $[i_0] = 0$ ,  $[G] = \frac{1}{[R_1] \cdot \Delta x}$  et  $\Delta x = \frac{\Delta x}{2}$  on trouve alors :

$$\left[ [R_1] \frac{[C] \Delta x}{2 \Delta t} + \frac{1}{2} \right] \cdot [v_1^{n+1}] = \left[ [R_1] \frac{[C] \Delta x}{2 \Delta t} - \frac{1}{2} \right] \cdot [v_1^n] - [R_1] i_1^n + \frac{1}{2} \left( [V_s^{n+1}] - [V_s^n] \right) \quad (II.60)$$

Où on a noté  $[V_s]$  la tension délivrée par la source à l'extrémité  $z = 0$  du système,

- Pour  $k=k_{max}+1$

L'équation (II.57) est caractérisée par  $[i_{k_{max}+1}] = 0$ ,  $[G] = \frac{1}{[R_2] \cdot \Delta x}$  et  $\Delta x = \frac{\Delta x}{2}$  donc :

$$\left[ [R_2] \frac{[C] \Delta x}{2 \Delta t} + \frac{1}{2} \right] \cdot [v_{k_{max}+1}^{n+1}] = [R_2] i_{k_{max}}^n + \left[ [R_2] \frac{[C] \Delta x}{2 \Delta t} - \frac{1}{2} \right] \cdot [v_{k_{max}+1}^n] \quad (II.61)$$

Où  $k_{max}$  est le nombre de cellules spatiales.

*Chapitre III*

Applications

---

## **I. Introduction**

Ce dernier chapitre nous le consacrons aux applications. Nous commençons par une validation du couplage électromagnétique en utilisant le concept du couplage fort ensuite nous proposons quelques applications pour mettre en évidence notre contribution dans la modélisation l'interaction EM à l'intérieur d'un poste, lors d'une manœuvre de fermeture, entre un jeu de barres et un câble de contrôle.

Le réseau électrique est en général assez vaste et comprend un grand nombre d'appareils et de systèmes, mais dans la plupart des études sur les transitoires il est suffisant de représenter de façon détaillée une section réduite du réseau et d'employer un équivalent pour le reste du réseau. Il faut noter que même si pour l'ensemble de nos applications nous simplifions la présentation en utilisant un schéma unifilaire, les phases des disjoncteurs ne fonctionnent pas nécessairement aux mêmes instants, notamment pour la commande de fermeture. Le modèle du disjoncteur utilisé dans nos applications est en fait un interrupteur de type idéal. Dans certains cas, il peut être nécessaire d'appliquer des modèles plus sophistiqués pour tenir compte du pré-amorçage et du modèle d'arc [30].

## **II. Validations**

Nous présentons dans ce paragraphe des comparaisons que nous avons réalisées entre des résultats de calculs des courants induits sur une ligne de transmission (récepteur) lors de l'injection direct d'un générateur de courant type bi-exponentiel sur une deuxième ligne de transmission aérienne(émetteur), obtenus en appliquant le concept du couplage fort présenté en chapitre II, et des résultats issus de la littérature[31].

Ce cas a été étudié par Theethayi [31], il considère deux lignes de transmissions de longueur de 1km situées à une hauteur de 10 m, de rayons de 5.6mm, la distance horizontale entre les deux conducteurs est 1m.

La source de courant injectée sur la première ligne de transmission est modélisée par une onde dite « 1,4 x 7 », signifiant que l'onde de choc atteint 90% du maximum à 1,4  $\mu\text{s}$  et la moitié à 7  $\mu\text{s}$ . Cette fonction est reproduite par les paramètres  $\alpha = 3e5\mu\text{s}^{-1}$  et  $\beta = 5.8e5\mu\text{s}^{-1}$ , donnant une valeur maximale de 31kA (Figure III.2).

Les deux lignes de transmission se terminent par leurs impédances caractéristiques. La conductivité du sol est supposée être infini, 0,01 S/m ou 0,001 S/m. La permittivité relative du sol est 10,

Nous comparons ainsi, sur différentes configurations, les résultats fournis par notre modèle à ceux obtenus par Theethayi [31].

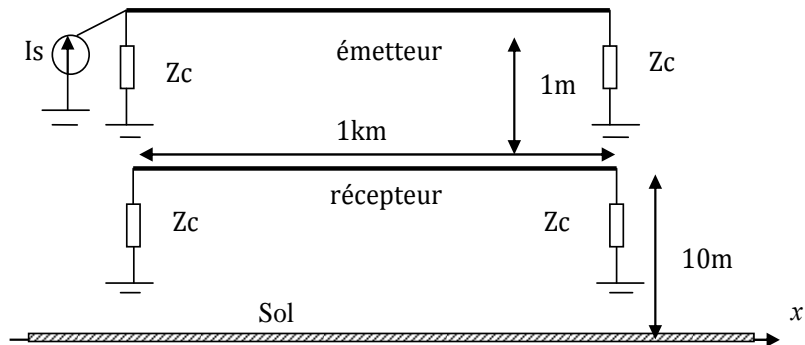


Figure III.1 Configurations du système

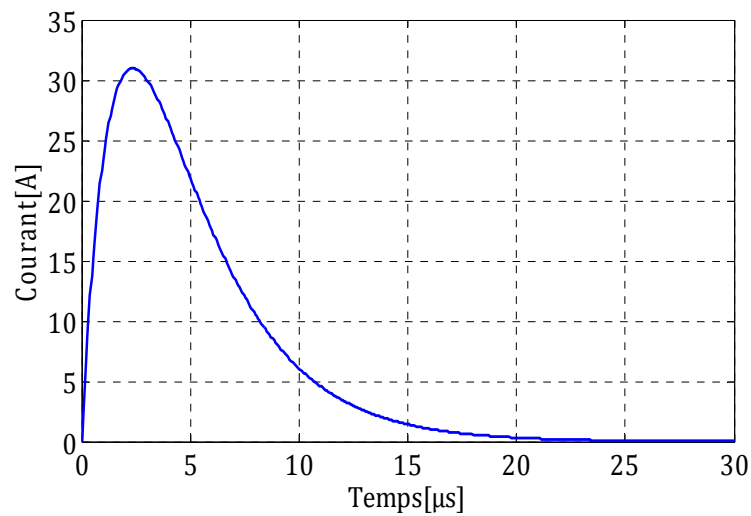
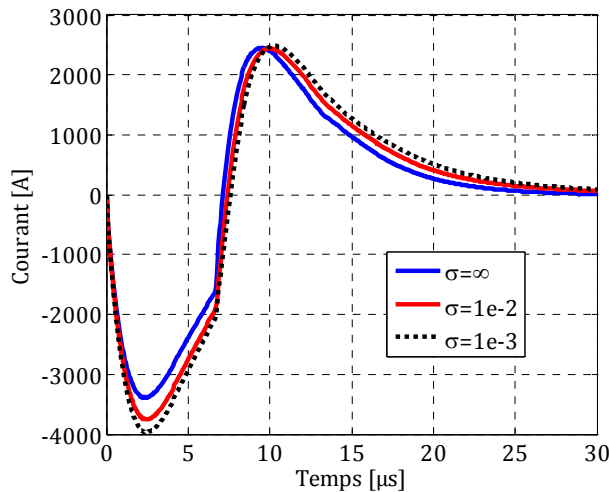
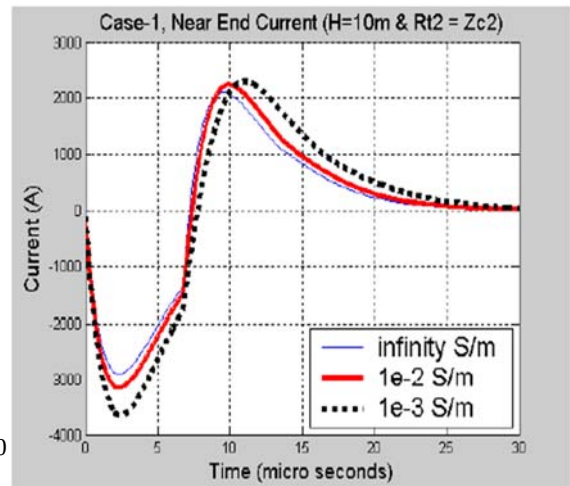


Figure III.2 Courant injecté.

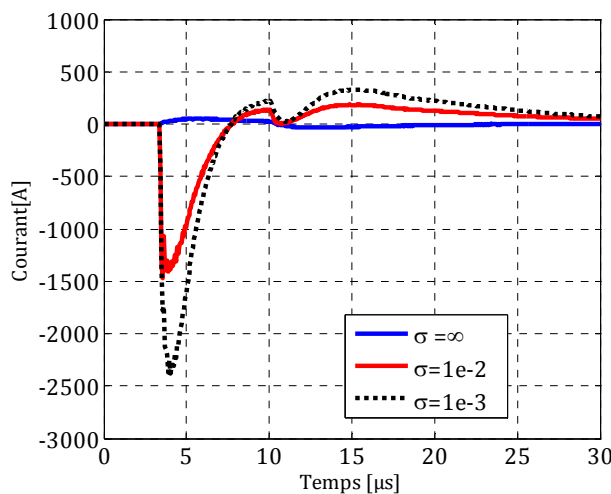


(a)

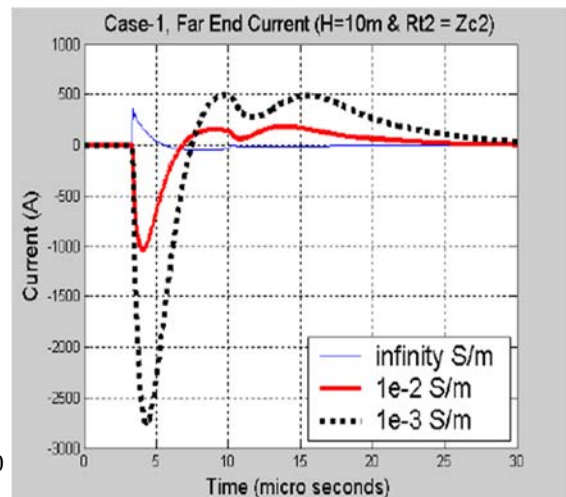


(b)

**Figure III.3** Courant induit à la première extrémitée de la ligne , (a) résultats de calcul, (b) résultats de Theethayi [31]



(a)



(b)

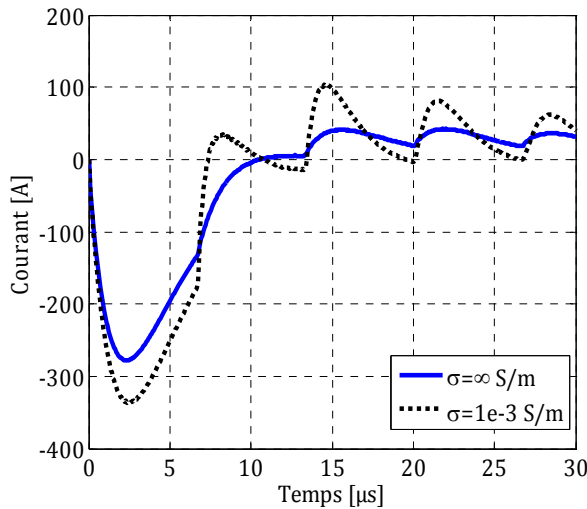
**Figure III.4** Courant induit à la deuxième extrémitée de la ligne , (a) résultats de calcul, (b) résultats de Theethayi[31]

En figures III.3 et III.4 nous avons les résultats de calcul du courant induit dans le récepteur pour plusieurs valeur de conductivité du sol. Nous constatons une bonne concordance en amplitude et en allure générale, entre notre résultats de calcul et les résultats de Theethayi.

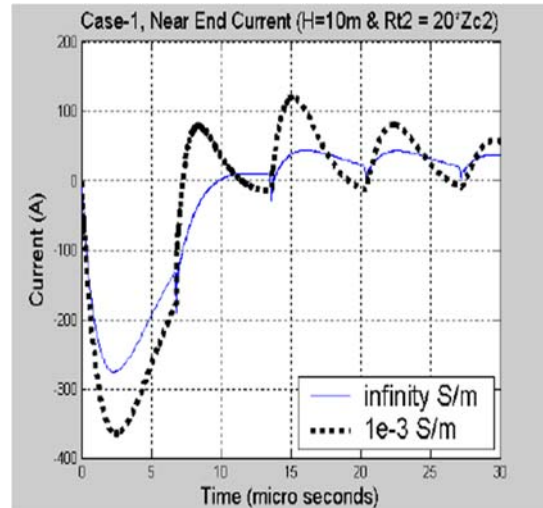
D'après les résultats obtenues on remarque que pour une conductivité du sol donnée, le courant à la première extrémité (proche de la source) est beaucoup plus important que le courant à la deuxième extrémité.

On remarque aussi que le courant augmente avec la diminution de la conductivité du sol pour les deux extrémités.

Comme deuxième validation nous traitons le même problème mais dans ce cas la ligne de transmission réceptrice qui se termine à ces deux extrémités par des impédances égales à  $20 \times Z_c$ .

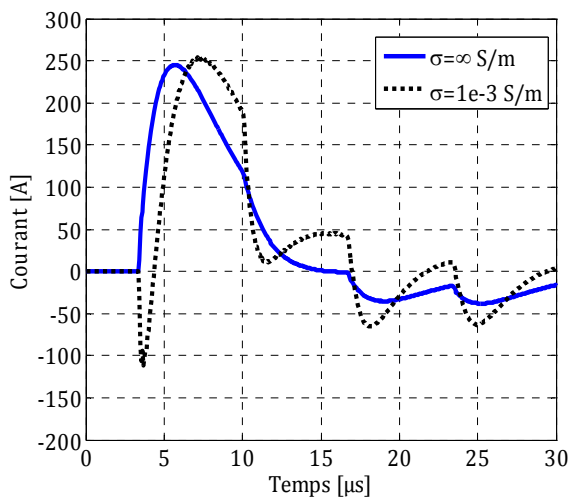


(a)

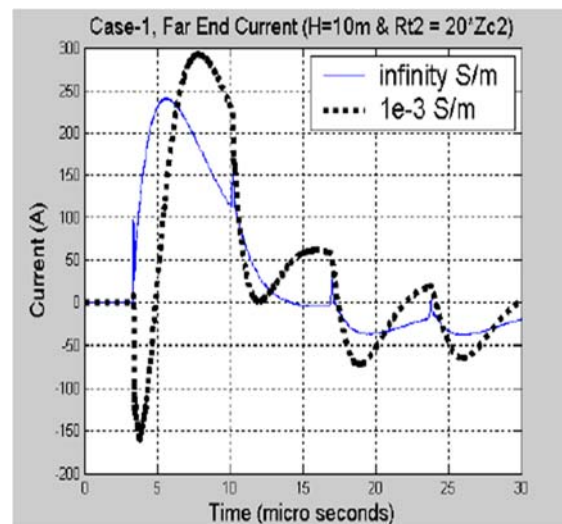


(b)

**Figure III.5** Courant induit à la première extrémitée de la ligne , (a) resultats de calcul, (b) resultats de Theethayi [31]



(a)



(b)

**Figure III.6** Courant induit à la deuxième extrémitée de la ligne , (a) resultats de calcul, (b) resultats de Theethayi [31]

Sur les figures III.5 et III.6, nous avons la confrontation de nos résultats de calculs à ceux publiés par Theethayi [31]. Cette confrontation des résultats met en évidence une



bonne concordance en allure et en amplitude entre nos calculs et les résultats publiés par Theethayi.

### III. Applications

En pratique, les câbles sont souvent utilisés pour la transmission de signaux entre deux équipements contenus dans des enceintes métalliques. La configuration rencontrée le plus souvent en pratique est illustrée par le schéma de la figure III.7. Le câble blindé se trouve au-dessus d'un plan de référence et le blindage du câble est en contact électrique à chacune de ses extrémités avec des enceintes métalliques qui contiennent les équipements électroniques. Les enceintes sont reliées à la terre par des connexions caractérisées par des impédances  $Z_{1e}$  et  $Z_{2e}$ .

Lorsqu'une onde électromagnétique illumine le système, un courant perturbateur  $I_e(x)$  et une tension  $U_e(x)$  vont apparaître sur la ligne de propagation formée par le blindage et la terre. Dans l'hypothèse idéale où le blindage du câble est parfait et les deux enceintes métalliques propres à chaque équipement sont étanches à la pénétration du champ électromagnétique, aucune tension ne se manifestera entre le conducteur interne et le blindage. Ces deux conditions vont donc conférer au système une excellente immunité électromagnétique.

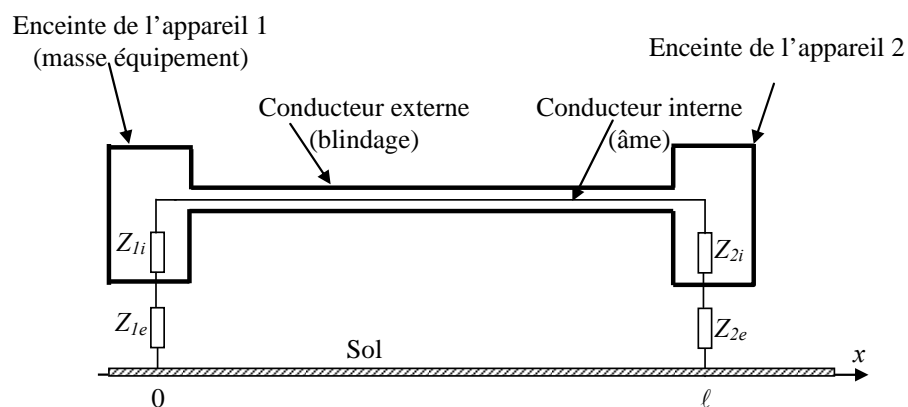


Figure III.7 Les deux lignes de transmission externe et interne.

Plusieurs éléments vont toutefois concourir à créer une tension parasite interne  $U_i(x)$ . Cette tension peut, le cas échéant modifier le bon fonctionnement des équipements électroniques.

L'origine de cette tension peut être attribuée aux trois mécanismes :

- défauts d'étanchéité des enceintes métalliques ;

- défauts de contact sur la liaison blindage- masse équipement ;
- et enfin l'imperfection du blindage du câble.

Pour nos applications, nous traiterons en premier lieu le cas d'un câble simplement isolé ensuite nous traitons la configuration en Figure III.7, aussi bien en aérien qu'en enterré.

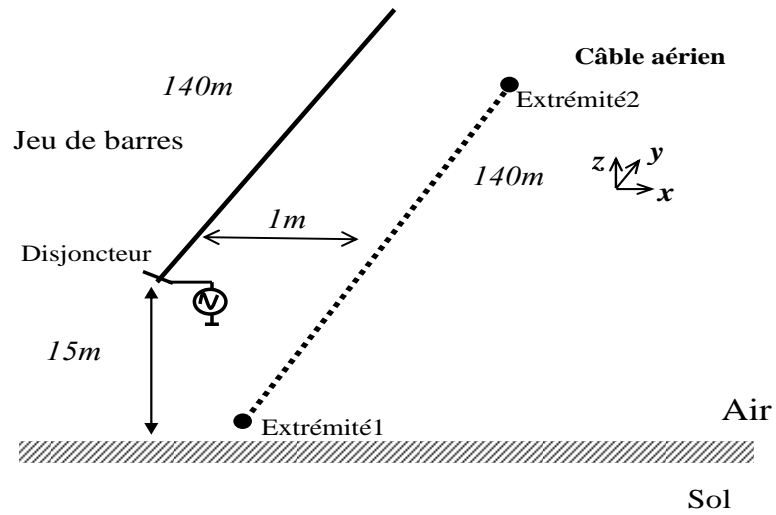
### III.1 Câble simplement isolé

Comme première application, nous traitons le cas d'un simple câble isolé (âme + isolant) aérien situé à l'intérieur d'un poste ouvert comme le montre la figure III.8. Ce câble est illuminé par l'onde électromagnétique émise par le jeu de barres lors de la mise sous tension. Le jeu de barres est de 140m de longueur, 15 m de hauteur avec un rayon de 5,8 cm. La résistivité du sol est de  $100\Omega\text{m}$ . Le jeu de barres est alimenté par une source de tension de 500 kV. Le câble a une longueur de 140m, situé à une distance de 1m par rapport au jeu de barres, et sa première extrémité est située sur la même coordonnée (y) de la première extrémité du jeu de barres. Le câble (figure III.8) a été posé en dessous et parallèlement à la section excitée du jeu de barres, pour assurer un couplage de champ maximal pendant l'opération de fermeture de l'interrupteur. Les deux extrémités (âme) du câble se terminent par une impédance caractéristique.

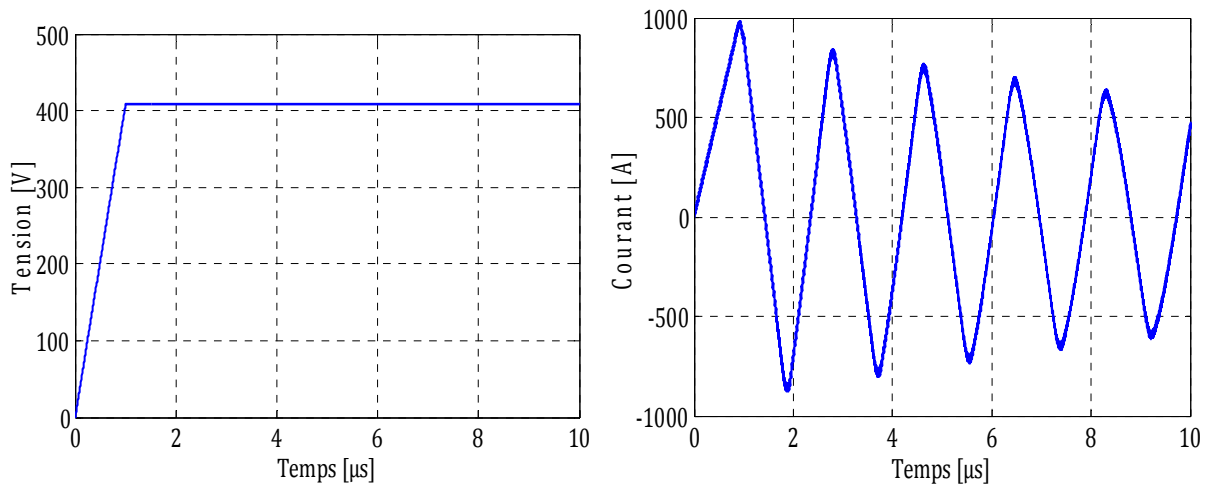
Le rayon intérieur du câble est 0.45mm et le rayon extérieur est 1.475mm.

Les caractéristiques physiques des différents milieux du câble sont les suivantes :

- perméabilité relative du conducteur est  $\mu = 1$
- perméabilité relative de l'isolant est  $\mu_i = 1$
- permittivité relatives du conducteur est  $\varepsilon = 1$
- permittivité relative de l'isolant est  $\varepsilon_i = 1.8$
- conductivité de l'âme  $\sigma = 10^8 \text{ S/m}$



**Figure III.8** Configuration géométrique monophasé d'un poste aérien à 500kV en présence d'un câble aérien.



**Figure III.9** Tension et courant injecté à l'entrée du jeu de barres.

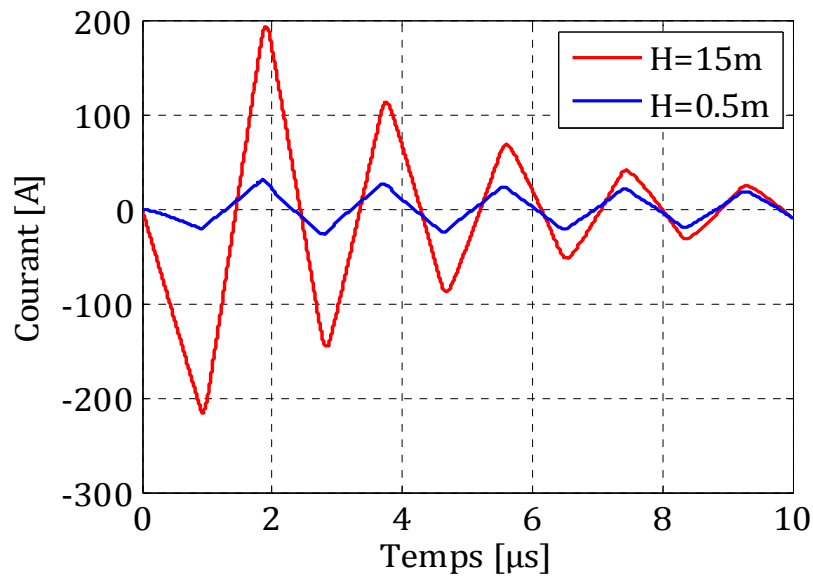


Figure III.10 Courant induit à la première extrémité du câble.

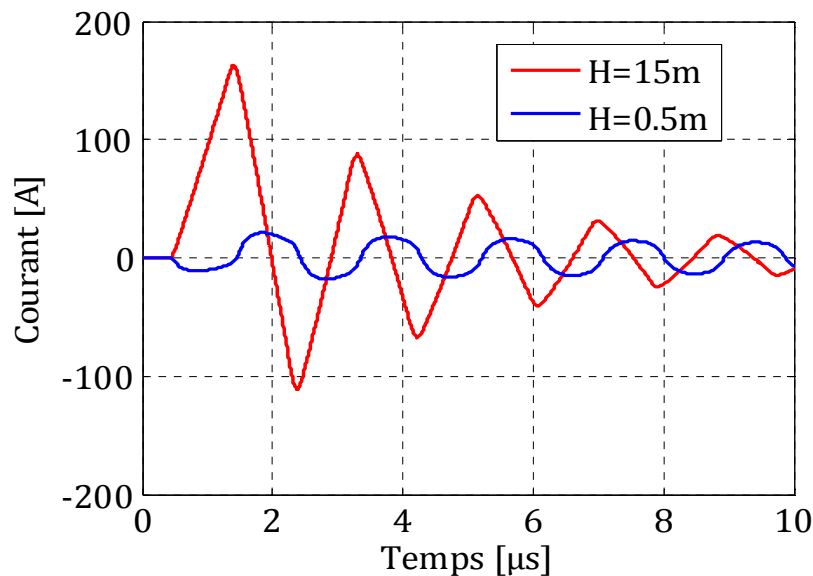


Figure III.11 Courant induit à la deuxième extrémité du câble.

Les figures III.10, III.11 illustrent le courant induit aux extrémités du câble simplement isolé pour différentes hauteurs de cette dernière, ou nous pouvons remarquer que l'augmentation de la hauteur conduit à une augmentation de l'amplitude du courant induit, plus le câble sera proche à la source perturbatrice plus le champ électromagnétique sera plus intense et les courants induits seront plus intenses.

### III.1.1 L'étude de l'effet de la résistivité du sol

La prise en compte d'un sol réel rend le calcul du couplage particulièrement complexe. En effet, les paramètres électriques du sol (résistivité, perméabilité, permittivité) dépendent de la fréquence et de l'espace.

Dans cette application nous considérons que le câble se situe à une hauteur  $h=0.5\text{m}$ , l'âme se termine à ses deux extrémités par son impédance caractéristique. Pour la résistivité du sol, nous considérons successivement les trois valeurs :  $\rho_s=100\Omega\text{m}$ ,  $\rho_s=1000\Omega\text{m}$  et  $\rho_s=3000\Omega\text{m}$

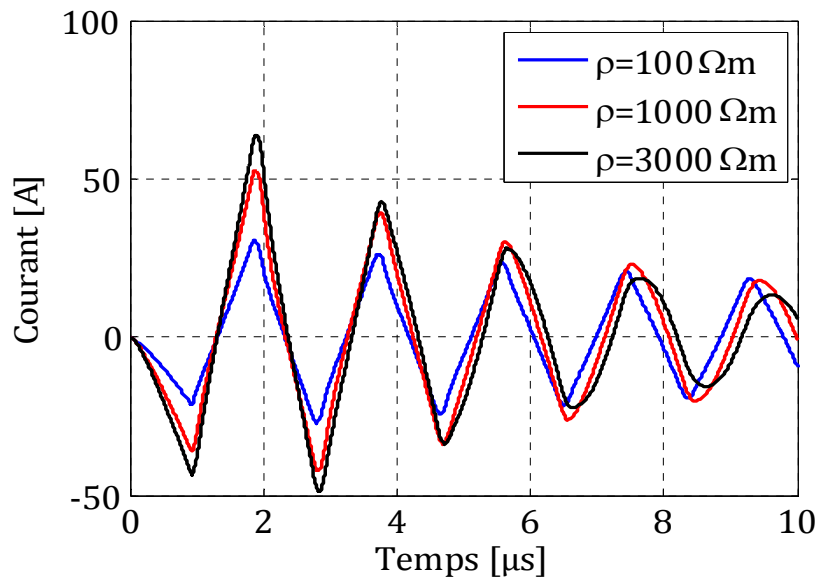


Figure III.12 Courant induit à la première extrémitée du câble

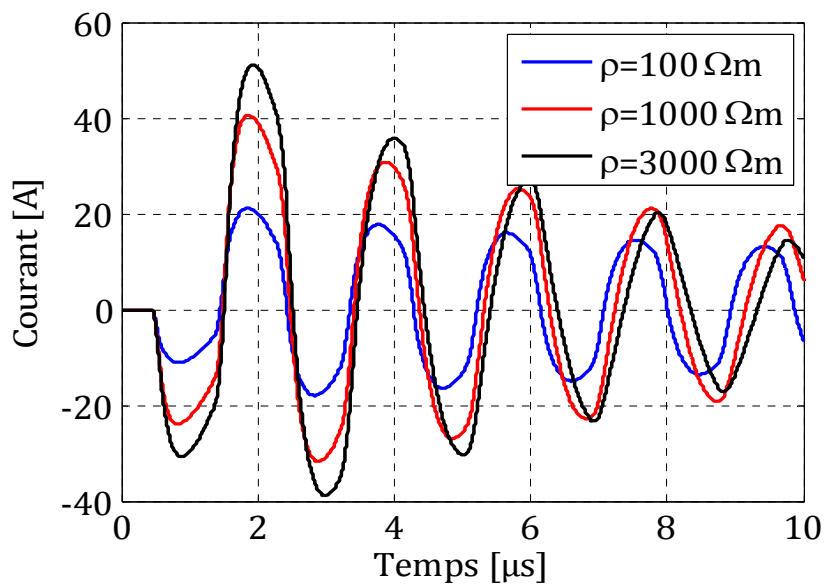
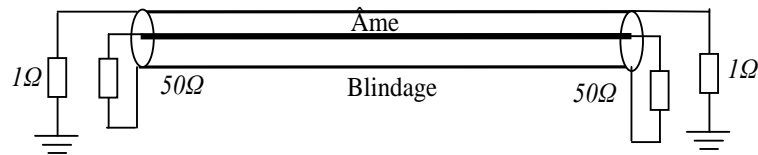


Figure III.13 Courant induit à la deuxième extrémitée du câble.

Les figures III.12, III.13 illustrent l'effet de la résistivité du sol sur le courant induit, ou nous pouvons bien distinguer que l'amplitude du courant induit augmente quand la résistivité du sol augmente, cela est dû à l'augmentation du champ horizontal exciteur [32].

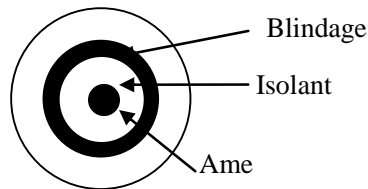
### III.2 Câble blindé aérien

Pour cette application nous gardons la configuration en figure III.8, mais avec un câble blindé (RG58A/U) avec ses extrémités connectées comme il est montré sur la figure III.14.



**Figure III.14** Connexions des extrémités du câble blindé.

Les données du câble (RG58A/U) sont les suivantes :



**Figure III.15** Section d'un câble de contrôle blindé.

- rayon de l'âme:  $r_a = 0.45mm$  ;
- rayon du premier isolant (entourant l'âme):  $r_{ia} = 1.475mm$  ;
- rayon de blindage:  $r_b = 1.775mm$  ;
- rayon du deuxième isolant (entourant le blindage):  $r_{ie} = 2.5mm$  ;
- la conductivité de l'âme:  $\sigma_a = 1e8 S / m$  ;
- la conductivité du blindage:  $\sigma_b = 0.33e8 S / m$  ;
- la permittivité relative du premier isolant:  $\epsilon_{ria} = 1.8$  ;
- la permittivité relative du deuxième isolant:  $\epsilon_{rib} = 1$  ;
- les perméabilités relatives de l'âme et du blindage:  $\mu_r = 1$  ;
- les perméabilités relatives des isolants:  $\mu_{ri} = 1$  ;

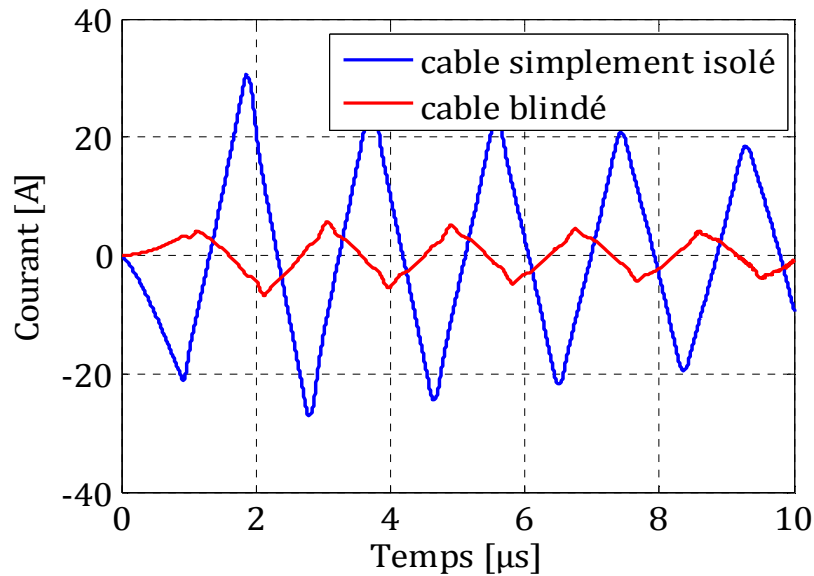


Figure III.16 Courant induit dans l'ame à la première extrémitée du câble

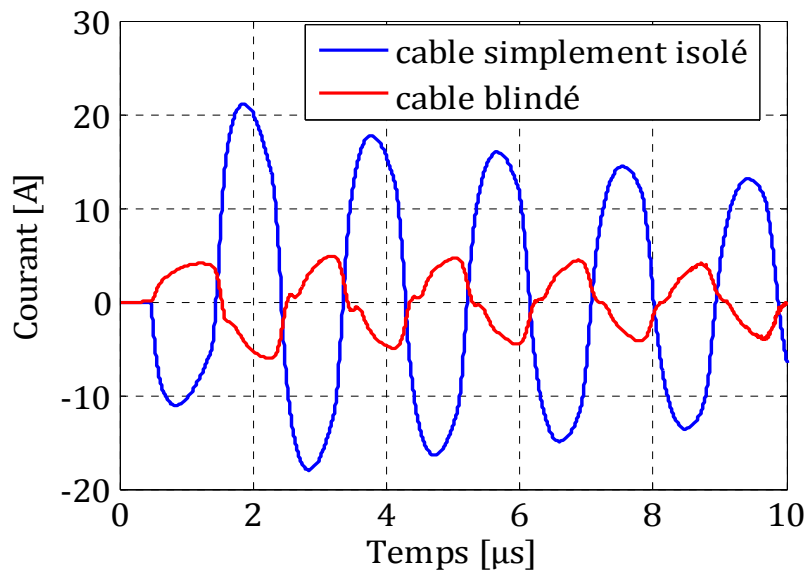


Figure III.17 Courant induit dans l'ame à la deuxième extrémitée du câble

Les résultats en figure III.16 et III.17 obtenus pour le courant induit, pour les deux cas (câble simplement isolé et câble blindé), nous notons une remarque prévisible qui consiste en la diminution de ce dernier (courant induit) lorsque nous utilisons un écran électromagnétique (blindage).

### III.2.1 Effet de la hauteur du câble

Pour cette application nous considérons la même configuration de la figure III.8, avec une résistivité du sol égale à  $100\Omega\text{m}$ , mais en changeons la hauteur du câble.

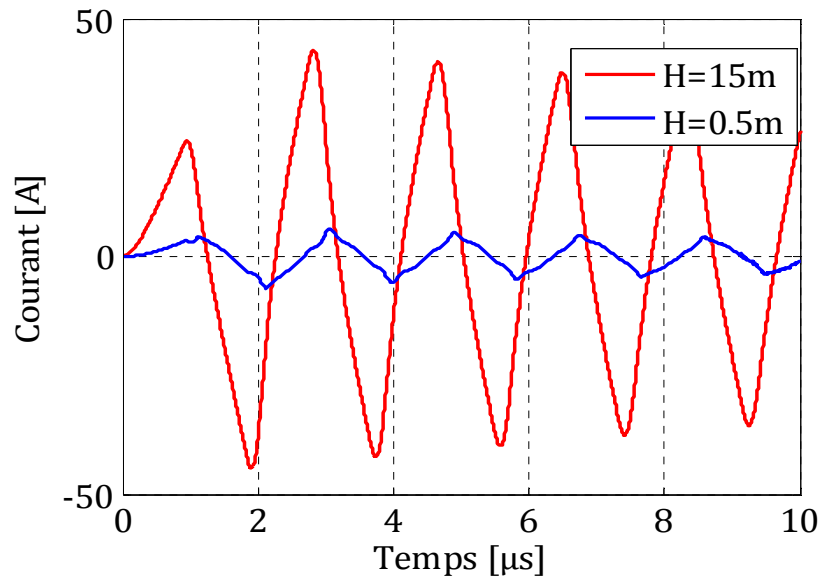


Figure III.18 Courant induit à la première extrémité de l'ame du câble blindé

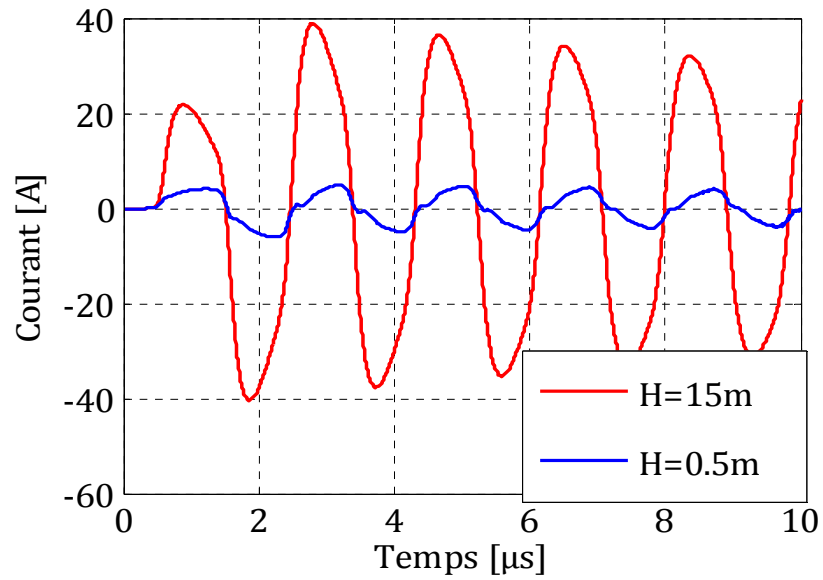
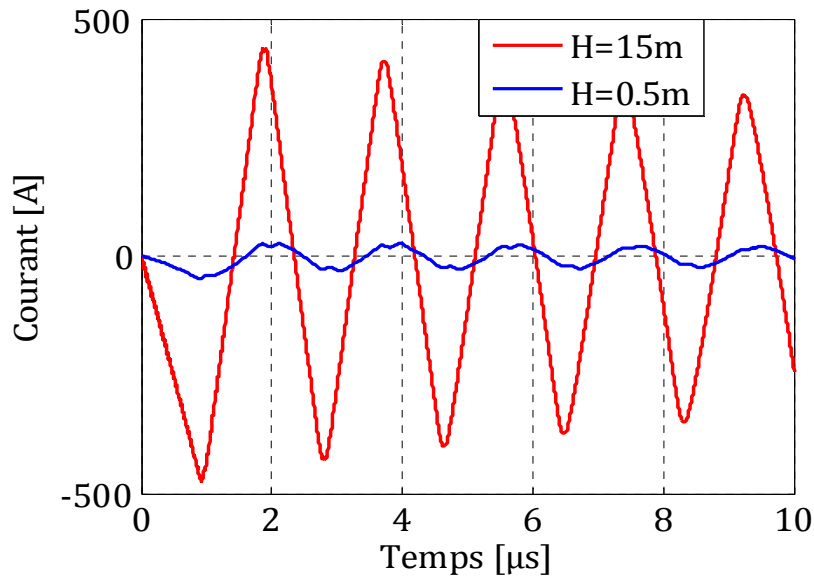


Figure III.19 Courant induit à la deuxième extrémité de l'ame du câble blindé

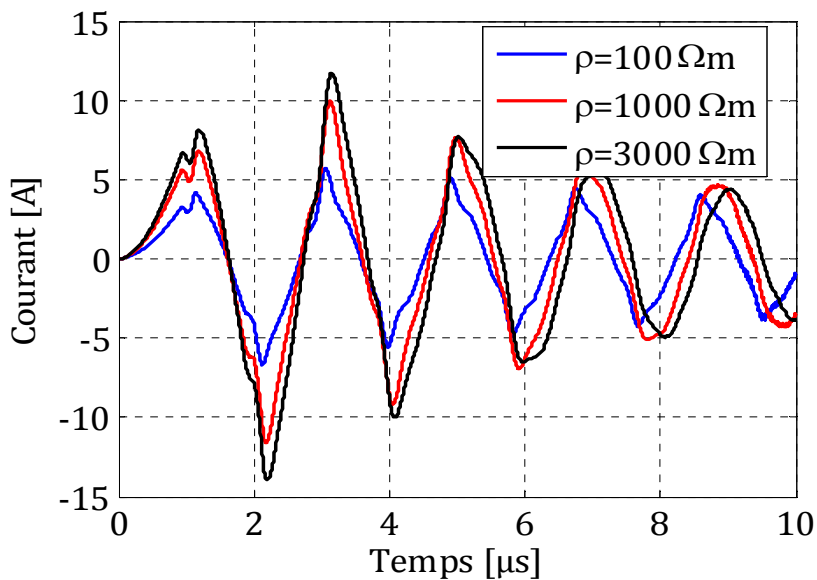




**Figure III.20** Courant induit à la première extrémité du blindage du câble blindé

Les figures III.18-III.20 montrent la variation du courant induit sur l'âme et le blindage pour différentes hauteurs, nous pouvons faire la même constatation que pour un câble simplement isolé, c'est à dire que les courants induits sont plus faibles en s'éloignant du jeu de barres.

### III.2.2 Effet de la résistivité su sol



**Figure III.21** Courant induit à la première extrémité de l'âme

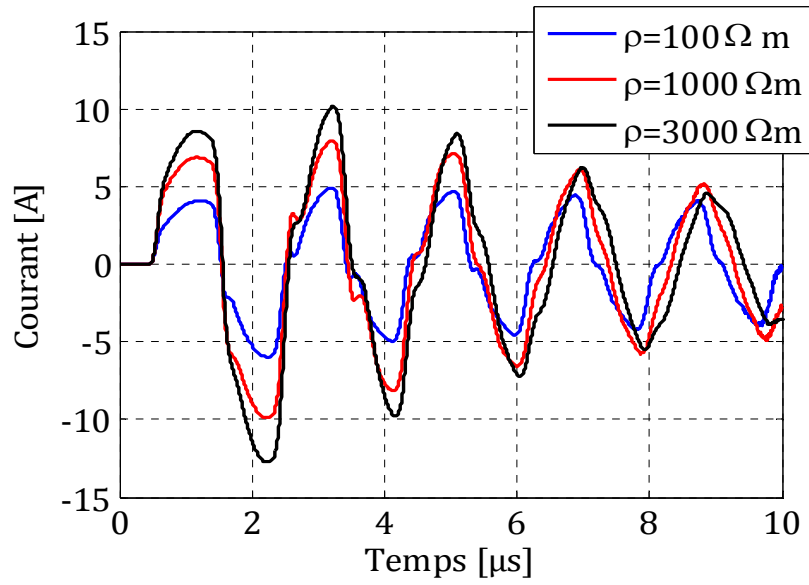


Figure III.22 Courant induit à la deuxième extrémité de l'âme du câble

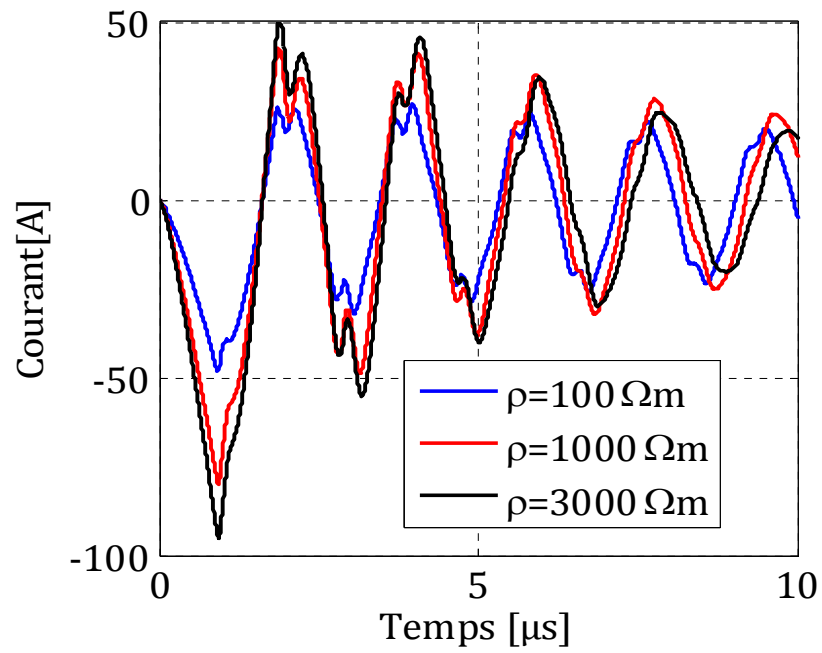
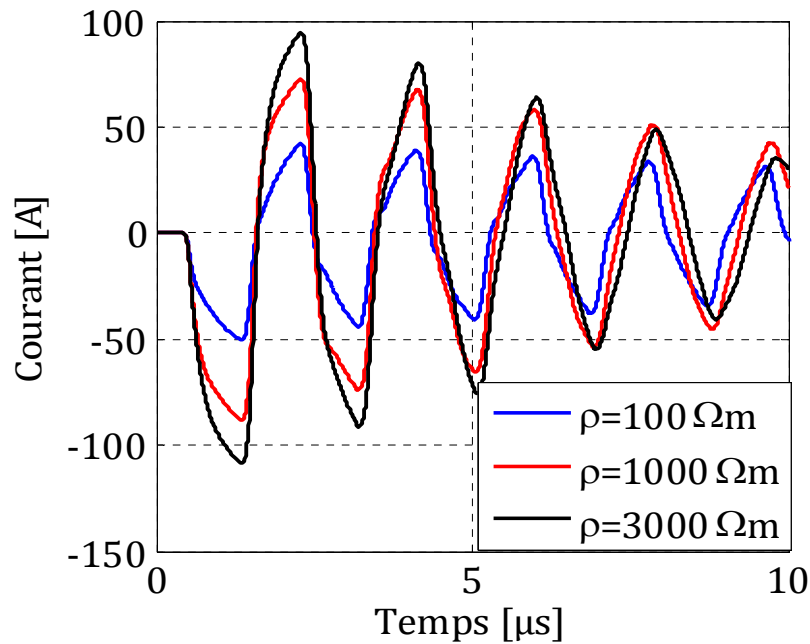
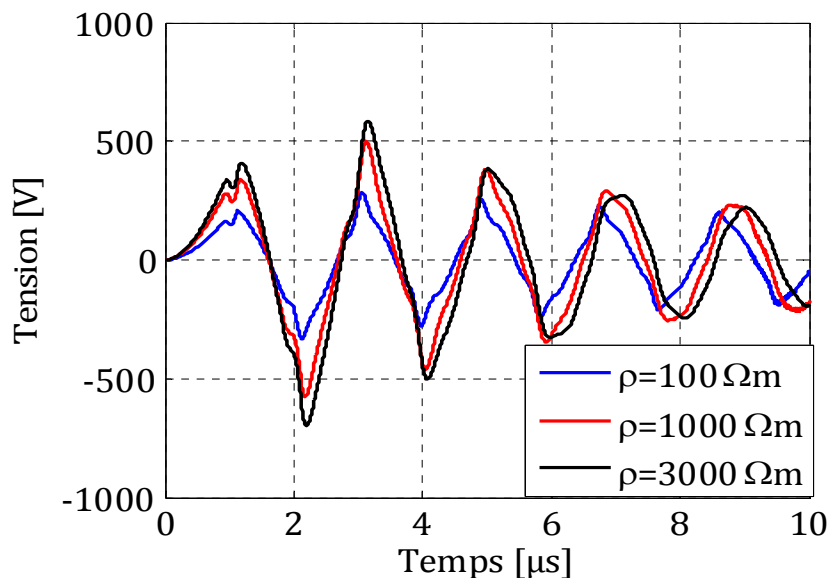


Figure III.23 Courant induit à la première extrémité du blindage

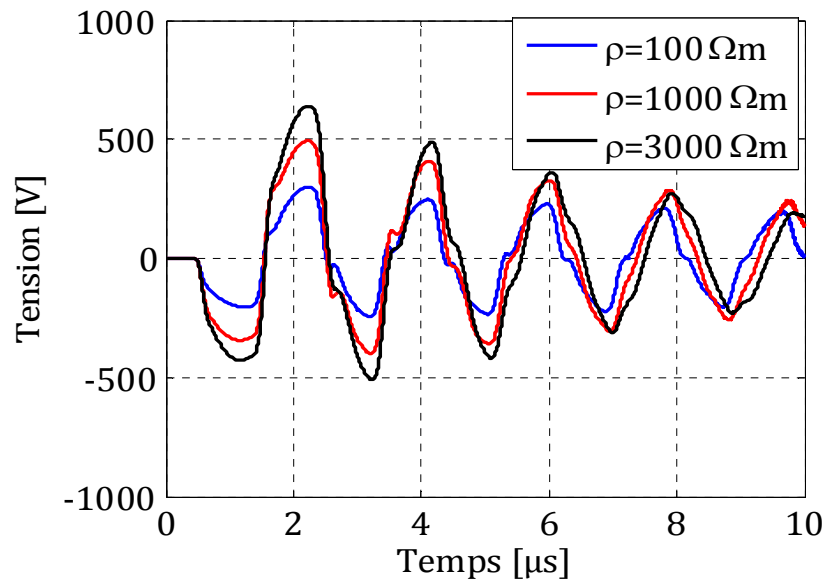


**Figure III.24** Courant induit à la deuxième extrémité du blindage

Les figures III.23-III.24 montrent la variation du courant induit sur l'âme et le blindage, nous pouvons faire la même constatation, c'est à dire que les courants induits sont plus faibles sur l'âme lorsque la conductivité du sol augmente. Pour cette application nous notons quand même que le courant dans l'âme est assez important pour générer des harmoniques en mesure de perturber les dispositifs de contrôle dans un poste.



**Figure III.25** La différence de potentiel entre l'âme et le blindage



**Figure III.26** La différence de potentiel entre l'âme et le blindage.

En figures III.25 et III.26, nous avons successivement la variation de la DDP entre l'âme et le blindage pour plusieurs valeurs de résistivité du sol. Nous pouvons constater que la DDP est plus importante lorsque le courant induit dans l'âme augmente.

Malgré les faibles valeurs pour les intensités maximales (figures III.21-III.22), nous notons quand même des valeurs notables pour la différence de potentiel entre l'âme et le blindage. Sachant que la DDP obtenu peut constituer un sérieux problème pour la coordination des isolements (vieillessement et même claquage des isolants synthétiques), d'où la nécessité d'un dimensionnement et pourquoi pas une protection adéquate des câbles.

#### IV.Câble enterré

Pour cette application nous confronterons les résultats obtenus respectivement pour un câble blindé aérien (RG58A/U précédemment donné) avec ses extrémités connectés comme il est montré en figure III.14 et le même câble enfoui à une profondeur de 0.5m dans un sol de résistivité  $\rho_s=100\Omega\text{m}$ ;

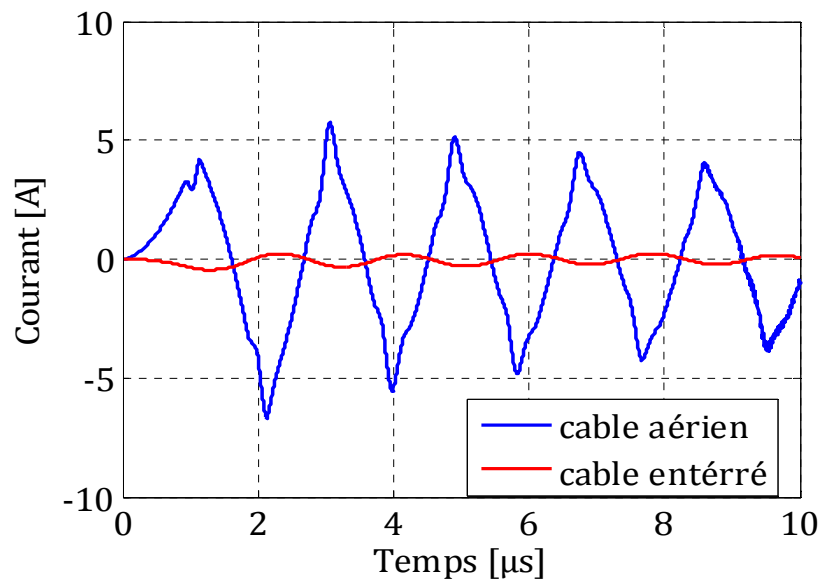


Figure III.27 le courant induit à la première extrémité de l'âme du câble.

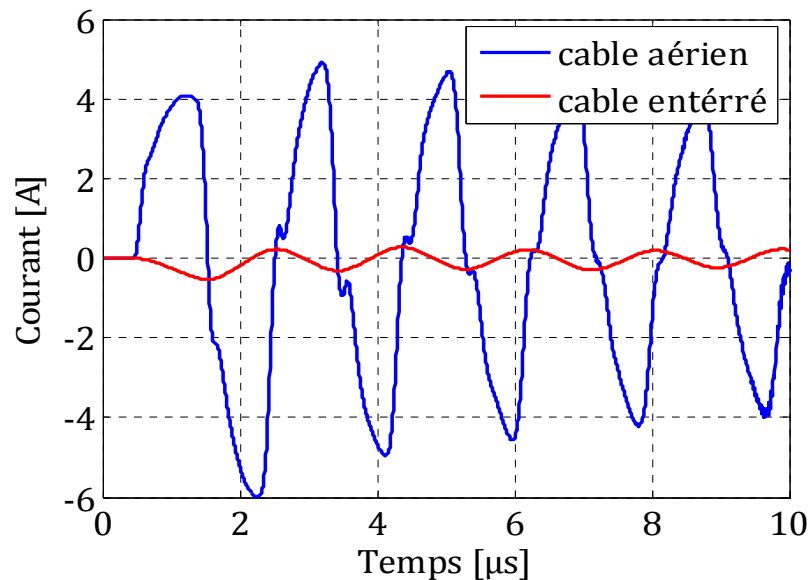


Figure III.28 le courant induit à la deuxième extrémité de l'âme du câble.

Les résultats en figure III.27-III.28 pour le courant induit sur l'âme du câble blindé, montre bien l'effet du sol; l'amplitude du courant induit sur l'âme du câble blindé lorsqu'il est enterré est bien inférieure à celle du courant induit sur l'âme du même câble lorsqu'il est aérien. Ces observations confortent notre modélisation par le formalisme dit par couplage fort.

#### IV.1 L'effet de la profondeur d'enfouissement

L'analyse de l'effet de la profondeur est particulièrement importante, car contrairement aux idées reçues, un câble (ou toute autre installation souterraine) n'est

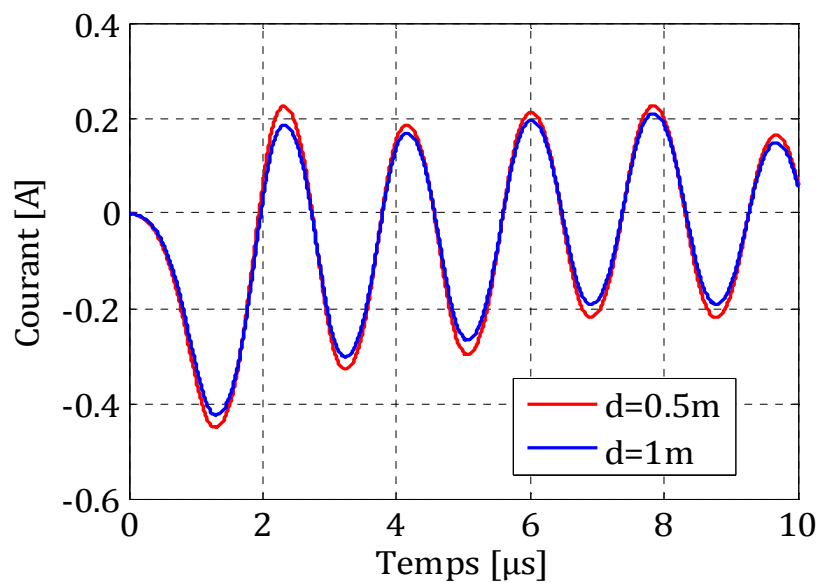
pas forcément à l'abri des ondes électromagnétiques par le simple fait qu'il soit enterré dans le sol.

Pour cette application, nous considérons deux profondeurs d'enfouissements " $d$ " du câble, et nous analysons l'effet de cette dernière sur les courants induits. Nous examinons les profondeurs suivantes :

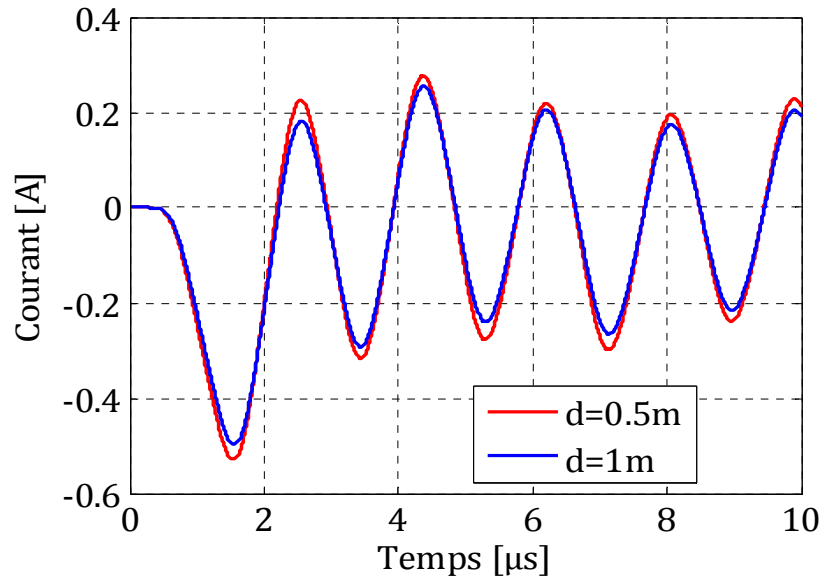
$$d_1 = 0.5m$$

$$d_2 = 1m$$

La résistivité du sol est  $100\Omega m$ , les données du câble, les charges aux extrémités du blindage et de l'âme sont celles de la figure III.14.



**Figure III.29** Courant induit sur la première extrémité de l'âme du câble.



**Figure III.30** Courant induit sur la deuxième extrémité de l'âme du câble.

En figures III.29-III.30, où nous avons la variation des courants induits sur l'âme, nous constatons que la profondeur d'enfouissement ne permet pas d'atténuer les courants induits de façon appréciable car le sol n'est pas un bon conducteur et l'épaisseur de peau est importante (pour  $f=1\text{MHz}$ ,  $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \approx 12.2\text{m}$ ). Aussi, plus la profondeur d'enfouissement est importante, plus la pose du câble est coûteuse et surtout rend difficile la détection des défauts et la maintenance (intervention du personnel technique).

## **V. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à quelques applications qui nous ont permis d'analyser le comportement transitoire des câbles aériens et souterrains en réponse à une excitation électromagnétique due à la manœuvre dans un poste aérien.

La confrontation de nos résultats de calcul, par le concept du couplage fort électromagnétique, à ceux publiés par Theethayi [31], nous permet d'affirmer que la modélisation par couplage direct est acceptable et présente plusieurs avantages, dont les plus importants sont une mise en œuvre plus simple et moins coûteuse en temps calcul par rapport aux méthodes classiques qui nécessitent trois étapes de calcul :

- calcul de la répartition des courants dans le jeu de barres ;
- calcul du champ électromagnétique émis par le jeu de barres ;
- calcul des courants et tensions induits dans le câble.



# Conclusion générale

---

## **Conclusion générale**

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire est consacré à l'analyse des interférences électromagnétiques entre une source d'émission et un câble. Nous avons particulièrement consacré notre travail au cas d'un câble de contrôle installé à l'intérieur de l'environnement électromagnétique d'un poste électrique. Ce câble faisant partie du dispositif de contrôle-commande qui intervient dans la téléconduite du réseau électrique.

Le réseau électrique nécessite une gestion en temps réel pour assurer l'équilibre entre la production et la consommation, pour veiller au maintien de la tension et de la fréquence dans les plages contractuelles, pour conserver sa stabilité en tenant compte du fort couplage dynamique entre la production et la consommation via le réseau et garantir son intégrité vis-à-vis des différents défauts (courts-circuits, décharge orageuse,...).

Cette importante tâche de surveillance est assurée par un système de téléconduite dont la tâche principale est la transmission vers un centre de contrôle des informations prélevées sur de l'appareillage de mesure bas niveaux ou des capteurs placés à l'intérieur même du poste.

Il est donc clair que la fiabilité du système de téléconduite reste tributaire de la qualité de l'information prélevée et de l'intégrité des signaux transmis. Malheureusement l'environnement électromagnétique des postes est très riche en perturbations électromagnétiques qui peuvent générer une auto-pollution et entraîner ainsi des dysfonctionnements.

Nous avons consacré le premier chapitre de ce mémoire pour introduire les éléments les plus pertinents pour positionner notre problématique qui traite l'illumination électromagnétique d'un câble de contrôle au cours d'une opération de fonctionnement normale du réseau qui consiste en l'enclenchement ou le ré-enclenchement d'une ligne de transport d'énergie.

Dans le deuxième chapitre, nous exposons le formalisme que nous avons dénommée "couplage fort" qui s'affranchit de la connaissance du champ électromagnétique comme source d'excitation. La technique du vector fitting, nous permet d'introduire directement le couplage inductif dans les équations de récurrences. Dans ce formalisme élaboré en temporel, le câble est modélisé comme une ligne multifilaire en tenant compte des effets des résistivités finies du sol et du blindage.

Nous proposons dans le dernier chapitre un ensemble d'applications. Ces applications dédiées au calcul des courants et tensions induits sur un câble aérien ou enterré suite à une opération de fermeture d'un interrupteur dans un poste aérien, montrent bien que le formalisme que nous avons adopté est en mesure de fournir des informations sur la susceptibilité électromagnétique des câbles en termes de blindage (amplitude et atténuation).

Le formalisme du couplage fort s'adapte bien aux dispositifs filiformes et offre l'avantage, de réaliser une simulation en un temps extrêmement court (en évitant le calcul du champ électromagnétique). Il est en mesure de produire des études paramétriques notamment sur l'effet de la résistivité du sol, la profondeur d'enfouissement et le mode de connexion du blindage.

En perspectives, il serait intéressant de compliquer la problématique en introduisant un modèle d'interrupteur plus proche de la réalité physique qui tient compte des extinctions et réamorçages de l'arc électrique.

# **Référence Bibliographique**

---

## Références Bibliographiques

- [1] Définition de poste électrique suivant le vocabulaire électrotechnique international CEI 60050 sur électropédia.
- [2] [http://www.electrosup.com/poste\\_electrique.php](http://www.electrosup.com/poste_electrique.php).
- [3] T. Shimato et al., « Evaluation of total life cycle cost of GIS substation and development of portable diagnosis device », CIGRÉ 2000, rapport 23-107.
- [4] Jean-Michel Delbarre, « Poste à Haute et Très Haute Tension », Technique de l'Ingénieur, D4570-2, pp. 1-17.
- [5] Commission Electrotechnique Internationale, « Coordination de l'isolement » partie1: Définition, principes et règles, International standard IEC 71-1, Décembre 1993.
- [6] A. Sabot et J. Michaud, « Lignes et postes Choix et coordination des isolements », document D-4750- Techniques de l'ingénieur, traité Génie Électrique, 1987.
- [7] T. Guerrero, « Etude expérimentale du contournement des isolateurs recouverts de glace sous tensions de foudre et de manœuvre », mémoire de maîtrise en ingénierie, Québec, 2004.
- [8] Commission Electrotechnique Internationale, « Artificial Pollution Tests on High Voltage Insulators to be used on AC systems », International Standard IEC 60507, Avril 1991.
- [9] C. Gary, « Les propriétés diélectriques de l'air et les très hautes tensions », Centre d'études et recherches d'électricité de France, Ed. EYROLLES, 1984.
- [10] D. Panyasak, « Réduction de l'émission électromagnétique des circuits intégrés: l'alternative asynchrone », Thèse de doctorat, Grenoble, 2014.
- [11] T. Williams, « Compatibilité Electromagnétique, de la conception à l'homologation », Publitronec/Elektor, 1999.
- [12] C. M. Wiggins et S. E. Wright, "Switching transient fields in substations," IEEE Transactions On Power Delivery, vol. 6, no. 2, pp. 591-600, 1991.
- [13] P. J. Moore, "Radiometric measurement of circuit breaker interpole switching times," IEEE Transactions On Power Delivery, vol. 19, no. 3, pp. 987-992, 2004.

- [14] P. J. Moore et V. S. H. Chong, ' 'Analysis of the radiated electromagnetic field generated by a 132 kV, SFG circuit breaker," dans Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2002, pp. 134—137.
- [15] T. Dubois, « Etude De L'effet D'ondes Electromagnétiques Sur Le Fonctionnement De Circuits Electroniques – Mise En Place D'une Méthode De Test Des Systèmes », Thèse de Doctorat de l'Université de Montpellier 2, Octobre, 2009.
- [16] S.Shahabi, A. Gholami, R. Heidary, «Influences Of Transient Electromagnetic Fields On Control Cables In A Gas-Insulated Substation Due To Switching Operations», Proceedings of Universities' Power Engineering Conference (UPEC), pp.1-6,September 2011.
- [17] V.Gobin ,X.Ferrieres,J. Grando, B.Michielsen, J.P.Parmantier, J.C. Alliot, «Analyse Critique Des Outils Numériques Pour La CEM », ONERA-MEUDON, Septembre1996.
- [18] J.C. Maxwell. « A Treatise on Electricity and Magnetism ». Clarendon Press – Oxford, 1873
- [19] D. G. Swanson Jr. and W. J. R. Hoefler. « Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation ». Artech House, 2003.
- [20] F. Gardiol. Traité d'Électricité – Électromagnétisme, volume 3. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1996.
- [21] P. B. Zhou. « Numerical Analysis of Electromagnetic Field ». 1993.
- [22] K. Yee. « Numerical Solution of Initial Boundary Value Problem Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media ». IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14 (3) : pp. 302–307, May 1966.
- [23] C. Christopoulos, and J. L. Herring, "The Application of Transmission-Line Modeling (TLM) to Electromagnetic Compatibility Problems," IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol. 35, NO. 2, pp. 185-191, May 1993.
- [24] O. Dafif, « Etude De La Diffraction D'ondes Electromagnétiques En Régime Transitoire Par Des Structures Filaires De Forme Quelconque En Présence Du Sol», Thèse de doctorat, UER des Sciences de Limoges, février 1983.
- [25] R.F. Harrington, « Field Computation By Moments Methods New York », Macmillan, 1968.

- [26] C.R. PAUL, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", John Wiley & Sons , New-York, 1994.
- [27] A. Ametani, «A General Formulation of Impedance and Admittance of Cables», IEEE Trans on Power Apparatus and systems, Vol.PAS-99, No.3, May/June 1980
- [28] E.D.Sunde, « Earth Conduction Effects in Transmission Systems», Dover, New York, 1968.
- [29] R. Araneo and S.Celozzi, « Direct Time Domain Analysis of Transmission Lines Above a Lossy Ground». IEE Proc. on Science and Measurement Technology, Vol. 148(2), pp. 73–79, 2001.
- [30] D. DUFOURNET, « Appareillage électrique d'interruption HT (partie 2) », Technique de l'ingénieur, d 4692, pages 1-24.
- [31] Ne.Theethayi, R.Thottappillil, «Parameters that influence the crosstalk in multiconductor transmission line» in: Conference Proceedings of the 2003 IEEE Bologna Powertech, Bologna, Italy, p. 68.
- [32] K. Chandrasekaran and G. S. Punekar, « Influence of the ground conductivity on horizontal electric fields above and below the ground conductivity due to lightning return stroke » , XVII International Symposium on High Voltage Engineering, Hannover, Germany, August 22-26, 2011.

*Annexe A*

**Calcul de l'impédance et  
de l'admittance d'une  
ligne et d'un câble**

---



## Annexe A

## Calcul de l'impédance et de l'admittance d'une ligne et d'un câble

### A.1. Calcul des paramètres linéiques d'une ligne aérienne dont le retour s'effectue par le sol

#### A.1.1. Paramètres linéiques longitudinaux

##### A.1.1.1. Lignes infinies parallèles au sol

Pour établir les expressions des impédances linéiques propre et mutuelle dans le cas d'un sol parfaitement conducteur, nous utilisons la méthode des images [21]. La méthode des images consiste à remplacer le sol de conductivité infinie par un conducteur image disposé symétriquement au conducteur réel par rapport à la surface du sol (figure A.1).

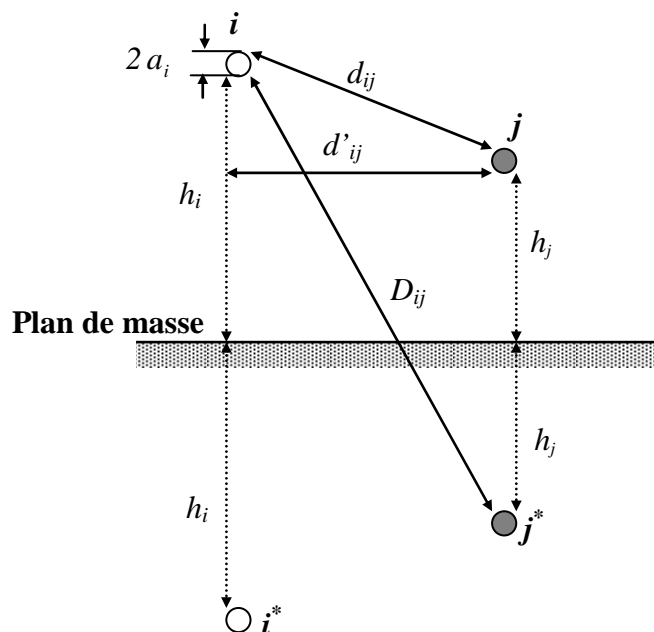


Figure A.1. Conducteurs  $i$  et  $j$  et leurs images pour le cas d'un sol parfaitement conducteur.

Dans le cas d'un sol parfait, la ligne est sans pertes et les expressions donnant les réactances linéiques propres et mutuelles sont comme suit :

$$X_{ii} = \frac{\omega\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{2h_i}{a_i}\right) \quad (\text{A.1})$$

$$X_{ij} = \frac{\omega\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D_{ij}}{d_{ij}}\right) \quad (\text{A.2})$$

Avec :

$\mu_0$  : La perméabilité du vide,

$\omega$  : La pulsation en rad/s.

Si le sol est de résistivité finie  $\rho_s$ , en négligeant l'impédance des conducteurs  $i$  et  $j$ , les expressions pour l'impédance linéiques propre et mutuelle de la ligne aérienne seront comme suit:

$$\underline{Z}_{ii} = jX_{ii} + \Delta Z_{ii} \quad (\text{A.3})$$

$$\underline{Z}_{ij} = j X_{ij} + \Delta Z_{ij} \quad (\text{A.4})$$

Avec les termes de Carson [3.18] :

$$\Delta Z_{ii} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{e^{-2h_i\lambda}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + 1/p^2}} d\lambda \quad (\text{A.5})$$

$$\Delta Z_{ij} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{e^{-(h_i+h_j)\lambda}}{\lambda + \sqrt{\lambda^2 + 1/p^2}} \cos(d'_{ij}\lambda) d\lambda \quad (\text{A.6})$$

Où :

$$p = \frac{1}{\sqrt{j\omega\mu_0\sigma_s}} \quad (\text{A.7})$$

Les parties réelles donnent les résistances linéiques propres et mutuelles et les parties imaginaires donnent les réactances linéiques propres et mutuelles.

Dans les expressions de J. R. Carson [23] le courant de déplacement dans le sol est négligé; en prenant en compte ces derniers, E. D. Sunde [28] a développé les expressions suivantes :

Pour l'impédance propre du sol [28] :

$$\Delta Z_{ii} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-2h_i u}}{u + \sqrt{u^2 + \gamma_s^2}} du \quad (\text{A.8})$$

Pour l'impédance mutuelle du sol [3.12] :

$$\Delta Z_{ij} = \frac{j\omega\mu_0}{\pi} \int_0^\infty \frac{e^{-(h_i+h_j)u}}{u + \sqrt{u^2 + \gamma_s^2}} \cdot \cos(d'_{ij} \cdot u) du \quad (\text{A.9})$$

Avec :

$$\gamma_s^2 = j\omega\mu_0 \cdot (\sigma_s + j\omega\epsilon_0\epsilon_{rs}) \quad (\text{A.10})$$

$\sigma_s, \epsilon_{rs}$  : respectivement, la conductivité, la permittivité relative du sol ;

$\gamma_s$  : la constante de propagation dans le sol ;

### A.1.1.2. Lignes de longueurs finies et parallèles au sol

Lorsque le conducteur est de longueur finie est horizontalement au-dessus d'un plan de masse conducteur, le calcul des paramètres longitudinaux est réalisé en utilisant l'intégral de Neumann [29] et la méthode des images [26] comme le montre la figure A.2.

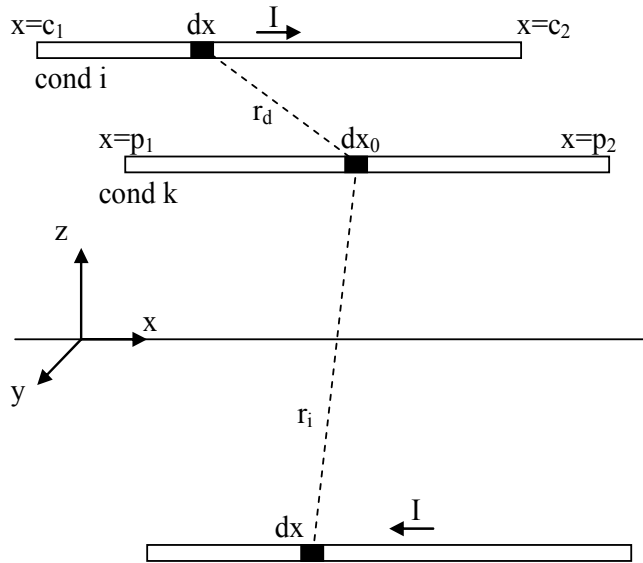


Figure A.2. Couplage entre deux conducteurs parallèles.

L'impédance mutuelle entre le conducteur i et le conducteur k s'écrit [25]:

$$Z_{ik} = j \frac{\omega\mu_0}{4\pi} \left( \left\{ -(x-x_0) \ln \left[ (x-x_0) + \sqrt{(x-x_0)^2 + d_{ik}^2} \right] + \sqrt{(x-x_0)^2 + d_{ik}^2} \right\}_{x=c_1}^{x=c_2} \right)_{x_0=p_1}^{x_0=p_2} \quad (\text{A.11})$$

$$+ j \frac{\omega\mu_0}{4\pi} \left( \left\{ -(x-x_0) \ln \left[ (x-x_0) + \sqrt{(x-x_0)^2 + D_{ik}^2} \right] + \sqrt{(x-x_0)^2 + D_{ik}^2} \right\}_{x=c_1}^{x=c_2} \right)_{x_0=p_1}^{x_0=p_2}$$

L'impédance propre du conducteur  $i$  s'obtient en remplaçant  $d_{ik}$  et  $D_{ik}$  de l'équation (A.11) par  $r$  (rayon du conducteur) et,  $d$  ( $d=2 h_i$ ) ; on trouvera donc l'expression de  $Z_{ii}$ .

$$Z_{ii} = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \left( \left\{ -(x-x_0) \ln \left[ (x-x_0) + \sqrt{(x-x_0)^2 + r^2} \right] + \sqrt{(x-x_0)^2 + r^2} \right\}_{x=c_1}^{x=c_2} \right)_{x_0=p_1}^{x_0=p_2} \quad (A.12)$$

$$+ j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \left( \left\{ -(x-x_0) \ln \left[ (x-x_0) + \sqrt{(x-x_0)^2 + d^2} \right] + \sqrt{(x-x_0)^2 + d^2} \right\}_{x=c_1}^{x=c_2} \right)_{x_0=p_1}^{x_0=p_2}$$

### A.1.1.3. Lignes parallèles et de même longueur

Soit deux lignes de longueurs finies  $l$  situés au dessus d'un plan de masse parfaitement conducteur.

- les termes des matrices impédances linéiques sont calculés en substituant les conditions additionnelles,  $c_1=p_1=0$  et  $c_2=p_2=l$ , dans les équations (A.11) et (A.12), donc on obtient [3.18]:

$$Z_{ii} = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{l + A}{l + B} \frac{2h_i}{r_i} \right) + \frac{B - A + r_i - 2h_i}{l} \right] \quad (A.13)$$

$$Z_{ik} = j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{D_{ik}}{d_{ik}} \frac{l + \sqrt{l^2 + d_{ik}}}{l + \sqrt{l^2 + D_{ik}}} \right) + \frac{d_{ik} - D_{ik} - \sqrt{l^2 + d_{ik}} + l + \sqrt{l^2 + D_{ik}}}{l} \right] \quad (A.14)$$

avec:

$$A = \sqrt{l^2 + r_i^2} \quad B = \sqrt{l^2 + 4h_i^2} \quad (A.15)$$

### A.1.2. Paramètres linéiques transversaux

Les phénomènes capacitifs liant les charges superficielles au champ électrique transversal, donc aux tensions, sont représentés par des capacités linéiques de différents types. Le calcul des capacités linéiques propre et mutuelle passe par le calcul de la matrice des coefficients de potentiel  $[P]$  ; l'inversion de cette dernière nous permet d'obtenir la matrice nodale  $[C]$  des capacités linéiques. Les coefficients de potentiel peuvent être calculés à l'aide de la théorie des images électrique [26]. On a :

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1n} \\ p_{21} & p_{22} & \cdots & p_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{n1} & p_{n2} & \cdots & p_{nn} \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

### ***A.1.2.1. Lignes infinies parallèles au sol***

Dans ce cas les coefficients de potentiels sont simplement calculés en utilisant la méthode des images électrique [26].

$$P_{ij} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{D_{ij}}{d_{ij}}\right) \quad (\text{A.18})$$

D'où :

$$[C] = [P]^{-1}, \quad (\text{A.19})$$

$\epsilon_0$  : la permittivité du vide.

### ***A.1.2.2. Lignes de longueurs finies et parallèles au sol***

Les coefficients de potentiel propre et mutuel des lignes finies parallèles au sol sont les suivants [29] :

$$P_{ii} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln\left[\frac{2h_i l + \sqrt{l^2 + r_i^2}}{r_i l + \sqrt{l^2 + h_i^2}}\right] \quad (\text{A.20})$$

$$P_{ik} = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \ln\left[\frac{D_{ik} l + \sqrt{l^2 + d_{ik}^2}}{d_{ik} l + \sqrt{l^2 + D_{ik}^2}}\right] \quad (\text{A.21})$$

Où :

$l$  : est la longueur de la ligne.

Nous constatons que les expressions (A.17) et (A.18) sont des limite de convergence du (A.20) et (A.21) quand  $l$  tend vers  $\infty$ .

## **A.2. Impédances d'un câble coaxial mono-âme**

En figure A.3, nous avons la coupe transversale d'un câble mono-âme avec un blindage.

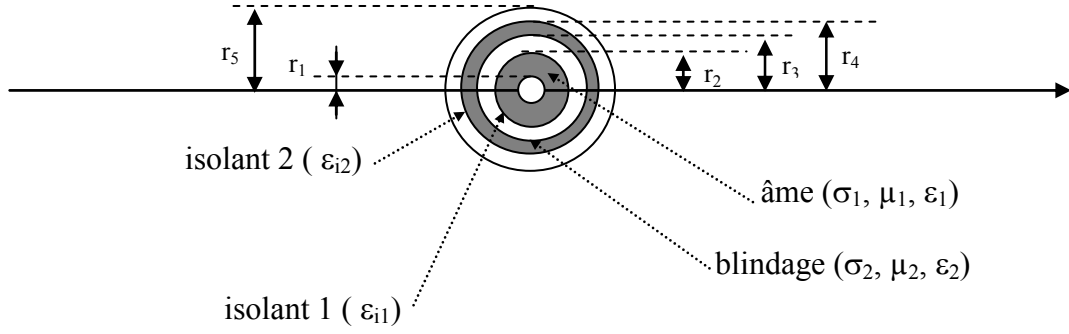


Figure A.3. Coupe transversale d'un câble coaxial.

L'impédance longitudinale pour un câble blindé en fonction de la fréquence est définie comme suit [25]:

$$[Z] = [Z_i] + [Z_0] \quad (\text{A.22})$$

Avec :

$$[Z_i] = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} \\ Z_{ba} & Z_{bb} \end{bmatrix}, \text{ matrice impédance interne} \quad (\text{A.23})$$

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 \\ Z_0 & Z_0 \end{bmatrix}, \text{ matrice impédance de retour par le sol (terme de correction)} \quad (\text{A.24})$$

### A.2.1. Impédance interne du câble $[Z_i]$

Les différents éléments de la matrice impédance interne du câble sont définis comme suit :

$$Z_{aa} = z_{ab} + z_{b3} - 2z_{2m} \text{ Impédance propre de l'âme} \quad (\text{A.25})$$

$$Z_{bb} = z_{b3} \text{ impédance propre du blindage} \quad (\text{A.26})$$

$$Z_{ab} = z_{b3} - z_{2m} \text{ impédance mutuelle entre l'âme et le blindage} \quad (\text{A.27})$$

$$z_{b3} = z_{20} + z_{23} \quad (\text{A.28})$$

$$z_{ab} = z_{11} + z_{12} + z_{2i} \quad (\text{A.29})$$

Alors les expressions analytiques des différentes impédances sont comme suit:

$$z_{11} = (j\omega\mu_0\mu_1 / 2\pi) \cdot (1/x_2 D_1) \{I_0(x_2) \cdot K_1(x_1) + I_1(x_1) \cdot K_0(x_2)\} \quad (\text{A.30})$$

$z_{11}$  : Impédance interne de la surface externe de l'âme;

$$z_{12} = (j\omega\mu_0\mu_{i1} / 2\pi) \cdot \ln(r_3 / r_2) \quad (\text{A.31})$$

$z_{12}$  : impédance de l'isolant externe de l'âme;

$$z_{2i} = (j\omega\mu_0\mu_2 / 2\pi) \cdot (1/x_3 D_2) \{I_0(x_3) \cdot K_1(x_4) + I_1(x_4) \cdot K_0(x_3)\} \quad (\text{A.32})$$

$z_{2i}$  : impédance interne de la surface interne du blindage;

$$z_{2m} = (1/2\pi r_3 r_4 \sigma_2 D_2) \quad (\text{A.33})$$

$z_{2m}$  : impédance mutuelle du blindage;

$$z_{20} = (j\omega\mu_0\mu_2 / 2\pi) \cdot (1/x_4 D_2) \{I_0(x_4) \cdot K_1(x_3) + I_1(x_3) \cdot K_0(x_4)\} \quad (\text{A.34})$$

$z_{20}$  : impédance interne de la surface externe du blindage;

$$z_{23} = (j\omega\mu_0\mu_{i2} / 2\pi) \cdot \ln(r_5 / r_4) \quad (\text{A.35})$$

$z_{23}$  : impédance de l'isolant externe du blindage;

Avec:

$$D_1 = I_1(x_2) \cdot K_1(x_1) - I_1(x_1) \cdot K_1(x_2) \quad (\text{A.36})$$

$$D_2 = I_1(x_4) \cdot K_1(x_3) - I_1(x_3) \cdot K_1(x_4) \quad (\text{A.37})$$

$I_0, I_1$  : fonctions de Bessel modifiées du première espèces d'ordre 0 et d'ordre 1;

$K_0, K_1$  : fonctions de Bessel modifiées du deuxième espèces d'ordre 0 et d'ordre 1;

$$x_k = \beta_k \sqrt{j\omega} \quad (\text{A.38})$$

$$\beta_1 = r_1 \sqrt{\sigma_1 \mu_0 \mu_1} \quad (\text{A.39})$$

$$\beta_2 = r_2 \sqrt{\sigma_1 \mu_0 \mu_1} \quad (\text{A.40})$$

$$\beta_3 = r_3 \sqrt{\sigma_2 \mu_0 \mu_2} \quad (\text{A.41})$$

$$\beta_4 = r_4 \sqrt{\sigma_2 \mu_0 \mu_2} \quad (\text{A.42})$$

### A.2.2. Terme de correction dans le cas d'un câble aérien ou enterré (matrice $[Z_0]$ )

- *Cas d'un câble aérien*

Pour le cas d'un câble aérien le terme de correction s'écrit comme suit [25]:

$$Z_0 = Z_e + Z_s \quad (\text{A.43})$$

Avec:

$$Z_e = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{2.h}{r_{ext}}\right) = j\omega L_e \quad (\text{A.44})$$

$Z_e$ : impédance externe propre du circuit formé par le câble et le sol (parfaitement conducteur).

$r_{ext}$ : rayon extérieur du câble.

$h$ : hauteur du câble coaxial par rapport au sol.

$Z_s$ : impédance qui tient compte de l'effet de la résistivité finie du sol qui est exprimée comme dans le cas d'une ligne aérienne (équation A.8).

- **Cas d'un câble enterré**

Pour un câble enterré nous avons uniquement:

$$Z_0 = Z_s \quad (A.45)$$

Pour le terme de correction dû à l'effet de la résistivité finie du sol lorsque le câble est enterré, Petrache [3.20] a proposé une approximation logarithmique qui est comme suit :

$$Z_s = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{1 + \gamma_s r_{ext}}{\gamma_s r_{ext}}\right) \quad (A.46)$$

Dans cette expression la profondeur d'enfouissement du câble n'intervient pas et uniquement son rayon extérieur ( $r_{ext}$ ) apparaît dans le terme de correction.

### A.2.3. Ecriture compacte de l'impédance d'un câble coaxial mono-âme

Après avoir défini l'ensemble des expressions des termes qui interviennent dans l'impédance d'un câble blindé mono-âme, nous réorganisons la matrice  $[Z_i]$  comme suit [3.9]:

$$[Z_i] = [Z_b] + [Z_L] \quad (A.47)$$

Avec:

$$[Z_L] = \begin{bmatrix} z_{12} + z_{23} & z_{23} \\ z_{23} & z_{23} \end{bmatrix} \quad (A.48)$$

$$[Z_b] = \begin{bmatrix} z_{2i} + z_{20} - 2z_m & z_{20} - z_m \\ z_{20} - z_m & z_{20} \end{bmatrix} \quad (A.49)$$

En utilisant l'approximation introduite par M. Feliziani [3.21], nous écrivons pour le cas d'un câble blindé les relations suivantes:



$$z_{20} = z_{2i} = z_0(s) \cong \frac{\eta_b \cosh(\gamma_b d)}{\sinh(\gamma_b d)} \quad (\text{A.50})$$

$$z_{2m} = z_t(s) \cong \frac{\eta_b}{\sinh(\gamma_b d)} \quad (\text{A.51})$$

En supposant que le blindage est un bon conducteur, l'impédance intrinsèque  $\eta_b$  et la constante de propagation  $\gamma_b$  dans la région du blindage sont approximées par:

$$\gamma_b \cong \sqrt{s\mu_b\sigma_b} \quad (\text{A.52})$$

$$\eta_b \cong \sqrt{\frac{s\mu_b}{\sigma_b}} \quad (\text{A.53})$$

$\mu_b$  et  $\sigma_b$  sont respectivement la perméabilité et la conductivité du blindage ;

$d$  : épaisseur du blindage ;

$a$  : le rayon intérieur du blindage.

Ce qui nous donne pour la matrice  $[Z_b]$  l'expression suivante:

$$[Z_b] = \begin{bmatrix} 2z_0 - 2z_t & z_0 - z_t \\ z_0 - z_t & z_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.54})$$

Nous réécrivons donc la matrice  $[Z]$  comme suit:

$$[Z] = [Z_b] + [Z_L] + [Z_s] + [Z_e] = [Z'] + j\omega[L] \text{ pour un câble aérien} \quad (\text{A.55})$$

$$[Z] = [Z_b] + [Z_L] + [Z_s] = [Z'] + j\omega[L] \text{ pour un câble enterré} \quad (\text{A.56})$$

En définissant par  $[Z']$ :

$$[Z'] = [Z_b] + [Z_s] \quad (\text{A.57})$$

Et par la matrice  $[L]$ :

- **Pour un câble aérien**

$$[L] = \frac{([Z_e] + [Z_L])}{j\omega} = \begin{bmatrix} L_e + L_{12} + L_{23} & L_e + L_{23} \\ L_e + L_{23} & L_e + L_{23} \end{bmatrix} \quad (\text{A.58})$$

- **Pour un câble enterré**

$$[L] = \frac{([Z_L])}{j\omega} = \begin{bmatrix} L_{12} + L_{23} & L_{23} \\ L_{23} & L_{23} \end{bmatrix} \quad (\text{A.59})$$

Dont les éléments de  $L_e$ ,  $L_{12}$  et  $L_{23}$  sont indépendants de la fréquence et bien définis analytiquement [3.11].

#### A.2.4. Matrice admittance d'un câble blindé

Le calcul de la matrice admittance du câble passe par le calcul de la matrice des coefficients de potentiel:

$$[Y] = j\omega[P]^{-1} \quad (\text{A.60})$$

Où:

$[P]$ : matrice des coefficients de potentiel.

La matrice des coefficients de potentiel d'un câble est donnée par [3.11]:

- **pour un câble aérien**

$$[P] = [P_i] + [P_0] \quad (\text{A.61})$$

- **pour un câble enterré**

$$[P] = [P_i] \quad (\text{A.62})$$

Les coefficients de potentiel sont inversement liés aux admittances, alors:

$$[P_i] = \begin{bmatrix} p_a + p_b & p_b \\ p_b & p_b \end{bmatrix} \quad (\text{A.63})$$

Tel que:

$$\begin{cases} p_a = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_{i1}} \ln(r_3 / r_2) \\ p_b = \frac{1}{2\pi\epsilon_0\epsilon_{i2}} \ln(r_5 / r_4) \end{cases} \quad (\text{A.64})$$

Et:

$$[P_0] = \begin{bmatrix} p_0 & p_0 \\ p_0 & p_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.65})$$

$[P_0]$ : est la matrice des coefficients de potentiel du sol.

Pour le cas d'un câble aérien l'expression du coefficient de potentiel est comme suit:

$$P_0 = (1/2\pi\epsilon_0) \cdot \ln\left(\frac{2h}{b}\right) \quad (\text{A.66})$$

Où: " $h$ " la hauteur du câble et " $b$ " son rayon extérieur.