UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées Département de Génie Electrique



Mémoire MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies Filière : Electrotechnique Spécialité : Réseaux électriques Présenté par :

BELMOSTFA abdelali

Thème:

Etude de l'effet de la pollution électromagnétique dans un poste de transformation HT/THT

Soutenu publiquement Le : 09/07/2019 Devant le jury :

MCA

MCB

MCB

Mr. BOUCHALA Tarek Mr. ROUIBAH Tahar Mr. AYAD Ahmed Nour Islam

Président Encadreur/rapporteur Examinateur UKM Ouargla UKM Ouargla UKM Ouargla

NOUHA khemici

Année universitaire 2018/2019

REMERCIMENTS

Grâce à Dieu ce mémoire à été réalisé, Dieu merci pour le courage et la volonté sans les quelles mon travail n'aurait jamais pu voir la lumière de ce jour.

J'adresse ma profonde reconnaissance a **Mr Rouibah Tahar** Maître de Conférences à l'Université de Kasdi Merbah, pour son aide et son soutien, en vue de concrétiser ce travail.

Mes vifs remerciements s'adressent à **Mr Ayad Ahmed Nourislame**, Maître de Conférences à l'Université de Kasdi Merbah, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour m'avoir honoré de présider le jury de ce mémoire.

Ma gratitude va également à **Mr Bouchala Tarek,** Maître de Conférences à l'Université de Kasdi Merbah, pour avoir accepté de participer à ce jury.

Mon gratitude aussi va a **Mr Mohamed Guehiz** et **Mr Yasine Ben Atayallah** pour m'aider et pour leurs sympathies qui a permis la réalisation de ce Travail.

Que mes remerciements s'adressent aussi à Mademoiselle **Bireche** kamilia prédoctorante à l'université de Kasdi Merbah, et à tous ceux qui m'ont donné un coup de mains de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail spécialement à mes parents et mes grands parents

À tous mes frères : Maamer et son épouse ,Walid, Mohamed, Ayoub et Abd Alghafour

Mes sœurs : Randa , Samia, Manale et Feriale.

À mes neveux :Abd Eldjalil, Islame et Miloude Ma nièce : Rihamme

A ma tante

A toute ma famille

À mes amis : Yasine,Taleb Abd Esslame,Mohamed ,Nabile et Khalile

A tous mes amis

Dédicace

A l'âme de mon très cher père qui repose en paix au près du Bon Dieu.

A la tendresse infinie, aux sacrifices non payés, au signe de l'amour

sincère et fidèle à ma raison de vivre et de vaincre, ma mère qui a tant

attendue ce moment.

A ma chère femme et mes Chers enfants:

Adem Abdelouahed, Abdelmouez et Abdelalim.

A mes chers et adorables frères et soeurs qui m'entourent avec amour.

A mes amis

A tous ceux que j'aime

Sommaire

Sommaire

Introduction générale)1
Chapitre 1 : Généralités sur l'environnement EM dans poste de	
transformation HT et THT	
I. Introduction	03
II. Notions sur les postes électriques	03
II.1 Les postes électriques	.03
II.2 Les différents éléments de poste électrique	04
II.3 Différents types de poste	05
III. Surtensions de manœuvre	05
III.1 Origine des surtensions	06
III.2 Durée des surtensions	06
III.3 surtensions de manœuvre due à l'enclenchement	07
III.3.1 Phénomène de base	07
III.4 Manœuvres dans les postes aériens THT et HT	08
III.4.1 Appareillage de coupure à haute tenions	08
III.4.2 Régimes transitoires dus aux manœuvres	08
III.4.2.1 Cas général	09
III.5 Manœuvre de disjoncteur	09
III.6 Manœuvre de sectionneur	10
IV. La téléconduite	12
IV.1.Définition	13
IV.2 Intégration du contrôle-commande et de téléconduite du poste électrique.	13
IV.3 Nécessité de surveiller et commander à distance les installations	13
IV.4 Fonctions d'un système de téléconduite	13
IV.5 Sureté de fonctionnement du système de téléconduite	14
V. Les notions de la compatibilité électromagnétique CEM	15
V.1 Environnement électromagnétique	15
V.2 Définition de la CEM	15
V.3 Mode de transmission des perturbations électromagnétiques	16
V.3.1 Perturbation par conduction (impédance commune)	16
V.3.2 Perturbation par champ électromagnétique	16
V.3.3 Perturbation par champ électromagnétique (couplage rayonnement)	17

V.4 Décomposition d'un problème de CEM 18	3
V.5 Analyse des modes de couplages19)
V.6 les techniques de protection en CEM 20)
VI. Le réseau de transport d'énergie comme source de pollution EM 20)
VI.1 Pollution électromagnétique en basse fréquence 20)
VI.2 Pollution électromagnétique en haute fréquence 21	L
VI.3 Pollution électromagnétique en régime transitoire	Ĺ
VI.4 Auto pollution dans un poste THT21	L
VII. Conclusion	L
Chapitre 2 : Modélisation des régimes transitoires de manœuvres dans un	
poste de transformation	
I. Introduction	2
II. Les outils de simulation électromagnétique	2
II.1 Equation générales de L'électromagnétisme	3
II.2 Résolution numérique des équations des équations de Maxwell22	3
II.2.1 Méthode des moments	3
II.2.1.1 Principe générale de la méthode des moments	4
III. Théories des antennes	5
III.1 Aperçu théorique sur la théorie de des antennes	5
III.2 L'équation intégrale en champ électrique dans le cas général	5
III.3 Approximation des antennes minces –Equation de POCKLINGTON 2'	7
III.4 Modélisation d'un système de mise à la terre par la théorie des antennes 29	9
III.5 Prise en compte de l'interface sol-air	2
IV. Résolution de l'équation intégrale par la méthode des Moments	3
IV.1 Approximation du courant dans la prise de terre	3
IV.2 Modèles numériques pour l'étude des régimes transitoire dans un poste	
électrique	6
V. Modélisation électromagnétique en régime transitoire d'un poste aérien 3'	7
V.1 Calcul de la répartition des courants transitoire dans le poste	7
V.2 Formalisme des dipôles Hertziens	7
V.3 Champs électromagnétiques rayonnés par un dipôle	8
V.4 Formulation des champs électromagnétiques rayonnés par un dipôle 3	8

VI. Conclusion	39		
Chapitre 3: Applications et résultats			
I. Introduction	40		
II. L'outil de modélisation	40		
II.1 Le logiciel NEC4	40		
II.2 Les composants deNEC4	41		
III. Courant de manœuvre de fermeture d'un disjoncteur	41		
III.1 Mise sous tension d'une ligne monophasée	43		
III.2 Mise sous tension d'une ligne triphasée	43		
III.3 Mise sous tension d'un jeu de barres THT aérien	45		
IV. Champ électromagnétique transitoire	48		
IV.1 Champ en zone proche	49		
IV.2 Couplage électromagnétique avec un câble	53		
V. Conclusion	54		

Références bibliographiques

Annexe

Liste des Figures et des Tableaux

Liste des figures

	Chapitre 1 : Généralités sur l'environnement EM dans poste électrique H
Fig. I.1	Poste électrique haute tension
Fig. I.2	Jeux de barres d'un poste électrique
Fig. I.3	Tronçonnement, sectionnement et couplage de barres
Fig. I.4	Forme normalisée d'une surtension de manœuvre
Fig. I.5	Superposition des surtensions transitoires à la tension du réseau
Fig. I.6	Disjoncteur 60 kV (mono) à commande mécanique
Fig. I.7	Production de transitoires à haute fréquence ; schéma simplifié
Fig. I.8	Fermeture d'un disjoncteur dans le cas du couplage de deux barres
Fig. I.9	Mise sous tension d'un tronçon de barre
Fig. I.10	Tension transitoire lors d'une fermeture
Fig. I.11	Schéma bloc d'une liaison PC-PA
Fig. I.12	La limite d'immunité d'émission électromagnétique
Fig. I.13	Couplage par impédance commune
Fig. I.14	couplage capacitif dans un câble multifilaire
Fig. I.15	Interaction entre deux boucles de courant
Fig. I.16	Séparation entre le champ proche et le champ lointain
Fig. I.17	Mécanisme de la CEM
Fig. I.18	Les modes de couplage
Fig. I.19	Les modes Propagation
Fig. I.20	Représentation de l'ensemble de la gamme des longueurs d'onde
	du rayonnement électromagnétique
	Chapitre II : Modélisation des régimes transitoires de manœuvres dans ur
	poste électrique
Fig. II.1	Géométrie de la distribution volumique $v(\vec{j}_v, \rho_v)$
Fig. II.2	Conducteur filiforme dans un milieu infini et dissipatif
Fig. II.3	Antenne cylindrique dans un milieu infini
Fig. II.4	Illustration de la situation physique
Fig. II.5	Interaction entre segments
Fig. II.6	Système de coordonnées
Fig. II.7	Segmentation du système de mise à la terre
Fig. II.8	Structure segmentée en dipôles

Fig. II.9	Source dans le l'air et point d'observation dans l'air	38
	Chapitre III : Applications	
Fig. III.1	Mise sous tension d'une Ligne ouverte	41
Fig. III.2	Source d'alimentation trapézoïdale	42
Fig. III.3	Schéma électrique d'une ligne monophasée mise sous tension sous SIMULINK	42
Fig. III.4	Surtension à l'extrémité ouverte de la ligne monophasée	42
Fig. III.5	Surtension à l'extrémité ouverte de la ligne monophasée	43
Fig. III.6	Mise sous tension d'une ligne triphasée (phase 1 ouverte phase 2 et phase 3	43
	adaptées aux deux extrémités)	
Fig. III.7	Surtension à l'extrémité ouverte de la ligne triphasée pour un sol parfaitement	44
	conducteur	
Fig. III.8	Tension transitoire à l'extrémité ouverte de la ligne triphasée pour un sol	44
	parfaitement conducteur	
Fig. III.9	Schéma simplifier d'un jeu de barres triphasées	45
Fig. III.10	Configuration simplifié monofilaire d'un jeu de barres triphasées	45
Fig. III.11	Schéma électrique d'un poste mis sous tension sous SIMULINK	46
Fig. III.12	Variation du courant injecté à l'entrée du jeu de barre	46
Fig. III.13	Variation du courant injecté à l'entrée du jeu de barre (résultat publié [III-3] pour un	47
	poste THT lors de la fermeture à vide d'un disjoncteur)	
Fig. III.14	Variation de la tension à l'extrémité libre du jeu de barre	47
Fig. III.15	Configuration mono filaire pour l'analyse EM de la manœuvre de fermeture	48
Fig. III.16	Variation temporelle du courant en différents points de jeu de barres	49
Fig. III.17	Variation de la composant Ex du champ électrique au point P(2, 10, 1.5)	49
Fig. III.18	Variation de la composant Ey du champ électrique au point P(2, 10, 1.5)	49
Fig. III.19	Variation de la composant Ez du champ électrique au point P(2, 10, 1.5)	50
Fig. III.20	Variation de la composante Ex au point à l'intérieur du poste aérien à	50
	différentes tensions (mesure publiée en [32]	
Fig. III.21	Variation de la composant Hx du champ magnétique au point P(2, 10, 1.5)	51
Fig. III.22	Variation de la composant Hy du champ magnétique au point P(2, 10, 1.5)	51
Fig. III.23	Variation de la composant Hz du champ magnétique au point P(2, 10, 1.5)	51
Fig. III.24	Variation de la composante Hy au point à l'intérieur du poste aérien à	52
	différentes tensions (mesure publiée en [32]	
Fig. III.25	Variation temporelle de la composante Ex du champ électrique	52
Fig. III.26	Variation temporelle de la composante Ey du champ électrique	53

Fig. III.27	Configuration mono filaire pour l'analyse EM de la manœuvre de fermeture	53
Fig. III.28	Variation du courant induit à l'entrée du câble	54
Tab. III.4	Données du fichier d'entrée du code NEC-4 pour un poste THT	48

Listes des Acronymes et Symboles

Listes des Acronymes et Symboles

- NEC Le code numérique électromagnétique.
- CEM La compatibilité électromagnétique.
- FEM La méthode des éléments finis.
- TLM Matrices des Lignes de Transmission.
- FDTD La méthode des Différences finies dans le domaine fréquentiel.
- MOM La méthode des moments.
- FFT La transformée de Fourier.
- IFFT La transformée de Fourier inverse.
- EFIE L'équation intégrale en champ électrique.
- MFIE L'équation intégrale en champ magnétique.
- GW Configuration des électrodes
- GN Paramètres du sol
- FR Fréquence
- EX Structure d'excitation
- XQ La commande d'exécution
- E_n La commande de fin d'exécution
- *G* La fonction de Green.
- S Point source.
- P Point d'observation.
- J La densité de courant dans la matière
- μ Perméabilité magnétique et ε permittivité électrique.
- *L* Opérateur linéaire intégro-différentiel.
- α Coefficients constants.
- *n* Fonction d'excitation connue (source).
- g Fonction de Green pour un espace infini.
- g₁ Fonction de réponse (inconnue).
- *f* Série des fonctions de base.
- f_n Distribution de Dirac.
- δ Volume contenant toutes les sources.
- v La position d'un point sur l'axe du segment.
- *r* La position d'un point sur la surface "S" du segment.
- r' Le vecteur unitaire le long de l'axe du segment m (tangent au segment).

- τ_1 La constante de temps de front et la constante de décroissance
- τ_2 La constante de temps de front et la constante de décroissance
- ω Pulsation à la fréquence f_1
- γ_1 Permittivité complexe équivalente du milieu.
- ε_1 Courant longitudinal.

Introduction générale

Introduction générale

La production, le transport et la distribution de l'énergie électrique forment la colonne vertébrale de l'économie d'un état industriel moderne. Avec la progression de l'industrialisation, naissent des exigences de plus en plus élevées concernant la mise à disposition de cette énergie. Pour des raisons économiques, le transport et la distribution de l'énergie électrique s'effectuent généralement par des lignes aériennes.

La taille et la complexité du système électrique justifient une organisation hiérachisée des fonctions de surveillance et de commande qui implique des interventions en temps réel.

Le poste aérien ou sous enveloppe métallique, est le nœud fondamental du réseau permettant l'accès à différentes informations fournies par différents dispositifs électroniques de mesure.

Un réseau électrique en fonctionnement peut subir des phénomènes transitoires sont causés par les manœuvres, les défauts et les autres perturbations comme les foudres. Ils impliquent une gamme de fréquence de zéro à quelques MHz. Ces perturbations provoquent des phénomènes physiques très variés au sein du réseau tel que la propagation des ondes de surtension et de surintensités. Les effets électromagnétiques sont source de dysfonctionnement des installations particulièrement au travers des circuits à courant faibles, exemple : perturbations parasites des équipements de contrôle-commande et de communication constituant les éléments de base du système de téléconduite du réseau électrique. Cette problématique constitue un problème d'auto-pollution et s'inscrit dans un contexte de CEM.

Notre projet de fin d'études pour l'obtention de diplôme de Master en génie électrique option réseau électrique, est consacré à une problématique de la CEM, manœuvre d'enclenchement ou de ré-enclenchement d'un jeu de barres.

Pour présenter notre travail, nous avons organisé notre mémoire en trois chapitres. Le premier chapitre est consacré à quelques notions directement en relation avec notre travail, à savoir l'organisation et le fonctionnement du réseau électrique, les manœuvres dans les postes, le système de téléconduite et quelques notions introductives à la compatibilité électromagnétique.

Le deuxième chapitre décrit l'outil de simulation que nous mettons en œuvre tout au long de ce travail. Ce code est basé sur le formalisme de la théorie des antennes et sa mise en

œuvre nous permet également de définir la répartition des courants transitoires du manœuvre de fermeture dans un poste aérien, dans la suite nous décrivons le formalisme des dipôles pour connaitre le champ électromagnétique rayonné par les jeux de barres.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 1 Généralités sur l'environnement EM dans un poste de transformation HT et THT

I. Introduction

Dans ce chapitre consacré aux généralités, nous commençons par introduire quelques notions sur le réseau électrique qui portent sur son fonctionnement et sa gestion en temps réel.

Dans la suite du chapitre, nous présentons un rappel des notions compatibilité électromagnétique CEM (source de perturbation, les mécanismes de couplage des champs perturbateurs, immunité, ...). Aussi, nous présentons quelques définitions des problèmes de pollution électromagnétique dans un réseau électrique.

II. Notions sur les postes électriques

II.1Les postes électriques

Les postes électriques sont les nœuds du réseau électrique. Ce sont les points de connexion des lignes électriques. Un poste électrique est une installation d'organes de liaison et d'organes de manœuvre où parvient l'énergie des centrales et d'où cette énergie est orientée vers les centres de consommation (figure I.1).



Fig. I.1 Poste électrique haute tension.

Suivant les fonctions qu'ils assurent, on distingue plusieurs types de postes [1] :

- les postes à fonction d'interconnexion, qui comprennent à cet effet un ou plusieurs points communs triphasés appelés jeu de barres, sur lesquels différents départs (lignes, transformateurs, ...etc.) de même tension peuvent être aiguillés ;
- les postes de transformation, dans lesquels il existe au moins deux jeux de barres à des tensions différentes liés par un ou plusieurs transformateurs ;
- les postes mixtes, les plus fréquents, qui assurent une fonction dans le réseau d'interconnexion et qui comportent en outre un ou plusieurs étages de transformation.

Les actions élémentaires inhérentes aux fonctions à remplir sont réalisées par l'appareillage à haute et très haute tension installée dans le poste et qui permet :

- ✓ d'établir ou d'interrompre le passage du courant, grâce aux disjoncteurs.
- ✓ d'assurer la continuité ou l'isolement d'un circuit grâce aux sectionneurs.
- ✓ de modifier la tension de l'énergie électrique, grâce aux transformateurs de puissance.

II.2 Les différents éléments de poste électrique

Les principaux composants d'un poste électrique consistent en :

- Appareillage de liaison : jeu de barres où aboutissent les raccordements aux centres consommateurs et producteurs ;
- Appareillage de manœuvre : disjoncteurs qui ouvrent ou ferment un circuit, suite à une manœuvre d'exploitation ou à un défaut imprévu dans le réseau, sectionneur dont la principale fonction est d'assurer l'isolement du circuit qu'il protège.
- Appareillage de régulation : transformateur à réglage en charge, batterie de condensateurs.
- Appareillage de conversion : redresseurs.
- Appareillage de mesure et protection : transformateurs de tension (TT) et de courant (TC) ; appareils de mesure proprement dits et relais branchés au secondaire des réducteurs de mesure.
- Les parafoudres qui assurent la protection des équipements aux surtensions de foudre.
- Appareillage d'automatisme, de télécommande, de télésignalisation, de télémesure.
- Services auxiliaires : la signalisation, les verrouillages, le chauffage, l'éclairage, etc.



Figure I.2 Jeux de barres d'un poste électrique.

En outre, les jeux de barres sont susceptibles de constituer plusieurs nœuds électriques par l'ouverture de disjoncteurs ; on appelle alors sommet le jeu de barres ou le tronçon de jeu de barres ainsi constitué. Le nombre des sommets d'un poste caractérise ainsi son aptitude à former des nœuds électriques [2].



Fig. I.3 Tronçonnement, sectionnement et couplage de barres.

II.3 Différents types de poste

On distingue, suivant les fonctions qu'ils assurent, plusieurs types de postes :

- Les postes à fonction d'interconnexion, qui comprennent à cet effet un ou plusieurs points communs triphasés appelés jeu de barres, sur lesquels différents départs (lignes, transformateurs, etc.) de même tension peuvent être aiguillés.
- Les postes de transformation, dans lesquels il existe au moins deux jeux de barres à des tensions différentes liés par un ou plusieurs transformateurs.

III. Surtensions de manœuvre

La manœuvre d'un disjoncteur dans un poste relève du fonctionnement normal du réseau électrique. En général, une manœuvre (fermeture, ouverture de disjoncteurs, etc.) effectuée dans un réseau d'énergie modifie l'état du réseau en le faisant passer des conditions existantes avant la manœuvre à celles qui existent après exécution de celle-ci, il en résulte des phénomènes transitoires. La tension à fréquence industrielle peut avoir avant et après la manœuvre, des valeurs différentes par suite de la modification de l'état du réseau [3].

L'amplitude totale de la surtension due à la manœuvre peut être décomposée en deux parties, à savoir une composante transitoire superposée à une composante à fréquence industrielle.

Les surtensions de manœuvres peuvent être assimilées à un choc de manœuvre de forme normalisée (figure I.4), c'est-à-dire à une onde apériodique dont le front à une durée de l'ordre de quelques centaines de microsecondes. Elles exercent des contraintes diélectriques sur les différentes parties d'une isolation sensiblement dans la même proportion que les tensions à fréquence industrielle, mais ne sont pas répétitives [4].



Fig. I.4 Forme normalisée d'une surtension de manœuvre.

Ces surtensions sont dues à :

- L'enclenchement et au réenclenchèrent d'une ligne ;
- L'apparition et la disparition du défaut ;
- La coupure de courant capacitif ou de courant inductif ;
- La perte de la ligne.

Remarque : Dans notre travail, nous nous intéressons aux surtensions de manœuvres de fermeture.

III.1 Origine des surtensions

On distingue d'abord :

- Les surtensions d'origine externe, dont la cause est extérieure au réseau essentiellement dues à la foudre, qu'on appelle aussi les surtensions à front rapide (exemple : surtension de foudre ayant un temps de crête compris entre 0.1 et 20 μ s et un temps jusqu'à la mi- amplitude de moins de 300 μ s.
- Les surtensions d'origine interne, dont la cause réside dans le fonctionnement (correct ou défectueux) de l'un des appareils constituant le réseau (disjoncteur, etc.), qu'on appelle aussi surtensions à front lent (exemple : surtensions de manœuvre, ayant un temps de crête compris entre 20 et 5000 μ s et une durée totale jusqu'à la mi- amplitude de moins de 20 ms).

III.2 Durée des surtensions

La tension de claquage dépend sensiblement de la durée d'application de la contrainte diélectrique et c'est donc aussi sur la durée et l'allure des surtensions que l'on base leur classification. On distingue alors :

- Les surtensions temporaires à fréquence de service qui durent plusieurs secondes (voir plusieurs heures) ; ces surtensions peuvent contenir des harmoniques de la fréquence de service.
- Les surtensions transitoires répétitivités ou non qui ont une durée de l'ordre de la milliseconde ou du dixième de seconde.

Les surtensions transitoires sont classées en fonctions de leur origine en surtensions atmosphériques (foudre) et en onde de manœuvre. Elles se superposent à la tension nominale comme montré sur la (figure I.5) [5].



Fig. I.5 Superposition des surtensions transitoires à la tension du réseau.

- Les surtensions de manœuvre, provoquées par les manœuvres de disjoncteurs (ou sectionneurs) dans le réseau ;
- Les surtensions de foudre, provoquées par la chute d'un coup de foudre sur la ligne ou sur le poste de couplage ou dans leur proximité [6].

III.3 Surtensions de manœuvre due à l'enclenchement ou au ré-enclenchement (fermeture)

Ce type de surtensions apparait lors de la mise sous tension d'une ligne ou lors de la remise sous tension de la ligne à la suite d'une ouverture sur défaut. Dans le premier cas les surtensions de manœuvre sont essentiellement dues au phénomène de réflexion d'onde. Dans le deuxième cas, des phénomènes dus aux charges résiduelles de la ligne peuvent amplifier ces phénomènes de réflexion.

III.3.1 Phénomène de base

Lorsqu'une ligne ou un câble de transport d'énergie est mis sous tension par une source de faible impédance interne les réflexions d'un saut de tension appliqué à l'instant initial créent à l'extrémité ouverte une onde de tension rectangulaire. Si le disjoncteur se ferme au moment de la crête de tension alternative de la source, l'amplitude des ondes à l'extrémité ouverte approche le double de l'amplitude de la tension de la source.

La fréquence fondamentale du phénomène est égale à $1/4\tau$, τ étant le temps de parcours de l'onde sur la ligne. Les pertes ont pour effet de diminuer l'amplitude du phénomène de surtension et d'amener la décroissance des amplitudes des oscillations successives.

III.4 Manœuvres dans les postes aériens THT et HT

III.4.1 Appareillage de coupure à haute tension

L'appareillage de coupure à haute tension est l'ensemble des appareils électriques qui permettent la mise sous ou hors tension de portions d'un réseau électrique à haute tension. C'est un élément essentiel qui permet d'obtenir la protection et une exploitation sûre et sans interruption d'un réseau à haute tension.



Fig. I.6 Disjoncteur 60 kV (mono) à commande mécanique.

Selon la classification par fonction, ces appareils sont composés de : sectionneurs, interrupteurs, contacteurs, coupe-circuit à fusibles et disjoncteurs. Parmi eux, le disjoncteur est seul capable d'interrompre un courant de court-circuit et donc d'éviter que le matériel connecté sur le réseau soit endommagé. Il est destiné à établir, supporter et interrompre des courants sous sa tension assignée (la tension maximale du réseau électrique qu'il protège). La coupure d'un courant électrique par un disjoncteur à haute tension est obtenue en séparant des contacts dans un gaz (air, SF6..) ou dans un milieu isolant (par exemple l'huile ou le vide). A l'heure actuelle, le disjoncteur SF6 (figure I.6) est le plus répandu dans les applications industrielles [7].

III.4.2 Régimes transitoires dus aux manœuvres

Les opérations de manœuvres (ouverture ou fermeture d'un interrupteur) assurent le bon fonctionnement et la sécurité du réseau électrique. Ces manœuvres permettent soit la coupure d'un défaut (ouverture d'un disjoncteur) ou l'enclenchement (mise en service) ou le ré-enclenchement d'une ligne. Lors d'une opération de manœuvre (fermeture ou ouverture d'un disjoncteur ou d'un sectionneur), des surtensions et surintensités transitoires à haute fréquence apparaissent dans les circuits, principalement les jeux de barres, haute tension des postes.

III.4.2.1 Cas général

De façon générale, les perturbations sont issues des régimes transitoires qui prennent naissance lorsqu'on établit une connexion 'brutale' entre deux circuits électriques dont les potentiels sont différents, ou lorsqu'on interrompt le courant qui circule dans un circuit avant son passage naturel par zéro [8].

Dans le premier cas, l'adjectif 'brutale' indique que le temps d'établissement d'une connexion à faible impédance est petit devant la plus petite constante de temps des circuits. On peut, très simplement, représenter le phénomène à l'aide du schéma équivalent donné à la figure I.7. En réalité, pour le calcul rigoureux du régime transitoire on doit recourir à la théorie des lignes de transmission et à une représentation modale dans le cas des systèmes multiconducteurs [9].



Fig. I.7 Production de transitoires à haute fréquence ; schéma simplifié.

La modification brusque de la structure d'un réseau électrique provoque l'apparition de phénomènes transitoires. Ceux-ci se traduisent souvent par la naissance d'une onde de surtension ou d'un train d'ondes haute fréquence de type apériodique ou oscillatoire à amortissement rapide. La modification brusque de la structure d'un réseau électrique provoque l'apparition de phénomènes transitoires. Ceux-ci se traduisent souvent par la naissance d'une onde de surtension ou d'un train d'ondes haute fréquence de type apériodique ou oscillatoire à amortissement rapide.

III.5 Manœuvre de disjoncteur

La manœuvre d'un disjoncteur se différencie de celle d'un sectionneur par le fait qu'elle est beaucoup plus rapide. Le nombre d'amorçage est donc réduit. Les phénomènes de surtensions transitoires sont par ailleurs les mêmes.

a. Fermeture de disjoncteur

Le nombre d'amorçages est faible, souvent il n'y en a qu'un seul (pré amorçage). L'amplitude des oscillations dépend de l'instant, dans la période de la tension réseau, auquel le disjoncteur est fermé. Elle est maximale lorsque la fermeture a lieu au maximum de la tension du réseau.



Fig. I.8 Fermeture d'un disjoncteur dans le cas du couplage de deux barres.

Signalons en fin que ce qui est vrai pour une phase est vrai pour trois phases, et que la manœuvre est simultanée sur les trois phases et similaire à la manœuvre sur une phase. En effet, les oscillations étant très brèves, et les tensions des trois phases étant décalées d'un tiers de période de la tension réseau, la probabilité pour que deux amorçages sur deux phases différentes se produise simultanément est pratiquement nul.

b. Ouverture du disjoncteur

Si le disjoncteur ne réamorce pas, aucun phénomène transitoire à haute fréquence ne se produit. Si le disjoncteur exceptionnellement, réamorce, on a ce type de phénomène, mais la présence de résistances auxiliaires de déclenchement conduit à un amortissement très important du phénomène transitoire. Pour ces raisons, dans le cas des disjoncteurs, les amplitudes maximales d'oscillation prennent naissance lors de la fermeture.

III.6 Manœuvre de sectionneur

Prenons le cas d'un sectionneur d'aiguillage, utilisé pour la mise sous tension ou hors tension du tronçon de jeu de barres situé entre le sectionneur et le disjoncteur.

a) Fermeture du sectionneur

Lorsque le sectionneur est ouvert, la tension entre ces bornes est à peu près égale à la tension simple du réseau. Lors de la fermeture, lorsque la distance entre les mâchoires est suffisamment faible, un arc s'établit entre elles. Les deux conducteurs de part et d'autre du sectionneur sont mis brusquement au même potentiel. Un régime transitoire d'oscillations, lié aux différents circuits HT du poste (inductances, capacités...), s'établit alors. Cette oscillation s'amorti, et s'éteint. Ce premier amorçage a lieu à la tension simple crête du réseau, car la durée de la manœuvre est très grande devant la période de la tension du réseau. Par ailleurs, la durée de l'oscillation (10 à 100 μ s) étant faible devant même cette période, le tronçon mis sous tension reste chargé à un potentiel sensiblement égal à la tension

simple crête du réseau. Quelques millisecondes plus tard, la distance entre les mâchoires a encore diminué, et l'écart de tension entre les deux pôles redevient suffisant pour qu'un arc s'établisse à nouveau. Le potentiel du tronçon mis sous tension prend une nouvelle valeur. Le phénomène se reproduit une nouvelle fois, puis à une cadence de plus élevée jusqu'à fermeture complète du sectionneur [8]. La figure I.9 présente le schéma électrique relatif à cet exemple (pour une phase).



Fig. I.9 Mise sous tension d'un tronçon de barre.

Ordre des manœuvres :

a) fermeture sectionneur 1 (pas d'arc, car avant fermeture, potentiel « nul » de part et d'autre).

b) fermeture sectionneur 2 : objet de l'exemple (présence d'arc, car avant fermeture, potentiel « nul » coté tronçon, tension réseau de l'autre coté).

c) fermeture disjoncteur.

Les manœuvres a) et b) peuvent être inversés.



Fig. I.10 Tension transitoire lors d'une fermeture.

La figure I.10 présente, lors de la fermeture du sectionneur 2 de la figure I.8, les tensions suivantes :

- 1. La tension de la barre reliée au réseau (tension réseau).
- 2. La tension du tronçon de jeu de barres, lors de sa mise sous tension, pendant la fermeture du sectionneur.

b) Ouverture du sectionneur

Les phénomènes sont les mêmes que lors de la fermeture, mais se produisent en ordre inverse. La cadence à laquelle ont lieu les amorçages est élevée au début, lorsque les mâchoires sont de faible distance l'une de l'autre, puis diminue au fur et à mesure que les mâchoires s'écartent. Le dernier amorçage se produit à une différence de potentiel entre les deux barres qui est le maximum possible : le double de la tension simple du réseau.

La forme des oscillations (pseudo-fréquence) dépond des caractéristiques électriques des circuits haute tension du poste (dimensions et configuration, qui déterminent les inductances et les capacités). Elle est en particulier indépendante du type de manœuvre (ouverture ou fermeture). La pseudo-fréquence peut être comprise entre 100 KHz et 1 MHz.

Par contre l'amplitude des oscillations dépend de la différence de potentiel entre les barres au moment de l'amorçage. Ainsi, les oscillations présentent une amplitude plus élevée lors de l'ouverture (fin de l'ouverture) que lors de la fermeture. L'amortissement de l'oscillation dépend en particulier des caractéristiques de l'arc.

Signalons enfin que ce qui est vrai pour une phase est vrai pour trois phases, et que la manœuvre est simultanée sur les trois phases et similaire à la manœuvre sur une phase. En effet, les oscillations étant très brèves, et les tensions des trois phases étant décalées d'un tiers de période de la tension réseau, la probabilité pour que deux amorçages sur deux phases différentes se produisent simultanément est pratiquement nulle.

IV. La téléconduite

En général, le système de téléconduite dispose d'équipements de télé conduite et detransmission suivants (Figure I .11).

a. Poste de commande (source) PC : d'ou se fait l'émission de la télécommande.

b. Poste Asservi PA: qui reçoit l'ordre de télécommande et le traduit vers les organes électriques (disjoncteurs, sectionneurs, régleur en charge, etc.).

c. Le support de transmission : qui véhicule l'ordre de télécommande et l'achemine du PC vers le PA.





IV.1. Définition

La téléconduite est la conduite à distance des ouvrages (réseaux électriques, poste électrique, ...), à partir de poste de commande (centre de conduite) situé généralement loin des organes de manœuvre, ces organes sont accessible via des poste asservis (RTU).

Les échanges de données entre le poste de commande (généralement un PC) et le poste asservi sont gérés par un frontal de communication [10].

Par ailleurs, les liaisons entre le frontal de communication est les postes asservis (PA) peuvent êtres:

- des linges téléphoniques.
- des lignes spécialisées.
- des liaisons radio.
- des fibres optiques.

IV.2 Intégration du contrôle-commande et de la téléconduite du poste électrique

Un poste électrique est une installation complexe qu'il faut non seulement conduire à distance (téléconduite) mais aussi protéger et automatiser (contrôle-commande).

Protéger un poste, c'est éliminer, grâce à des disjoncteurs, les courts-circuits survenant sur des lignes ou à l'intérieur même des installations. Pour cela, il faut détecter le défaut, qui se manifeste par une surintensité de courant, et commander l'ouverture du disjoncteur approprié dans des temps très brefs (environ 70 ms). En ouvrant le disjoncteur, on déconnecte la portion de réseau en défaut et on évite que la surintensité de courant résultant du court-circuit n'endommage les installations.

Cette action de protection conduit donc à l'interruption de fourniture d'énergie ou à l'indisponibilité d'une ligne. Cette situation ne peut être que transitoire ; en effet, la qualité du service exigée du producteur-distributeur d'énergie pousse à rétablir une situation normale dans les plus.

IV.3 Nécessité de surveiller et commander à distance les installations

La conduite de réseaux aussi complexes et divers nécessite une grande coordination dans l'exécution des manœuvres d'exploitation. Des incidents se produisent à tout moment et il faut constamment faire face à des problèmes très variés, qui peuvent survenir sur des installations électriques (postes et réseau) géographiquement très dispersées.

IV.4 Fonctions d'un système de téléconduite

La téléconduite est donc une fonction. On l'exerce à l'aide d'un outil que l'on appelle système de téléconduite et que l'on peut définir comme étant l'ensemble des moyens techniques mis à la disposition d'une équipe d'exploitation pour exercer la téléconduite sur les installations dont elle a la charge.

Tout système de téléconduite doit donc comporter, au moins, deux sous-ensembles : un sousensemble de télé information et de télécommande, et un sous-ensemble de traitement. Le sous-ensemble de télé information et de télécommande réalise les fonctions suivantes :

- l'acquisition d'informations, donnant la position des organes à surveiller, l'état des indicateurs d'alarme, ainsi que des valeurs de mesure.
- l'exécution d'ordres, destinés à modifier la position d'un organe, à agir sur une valeur de consigne ou un réglage.
- la transmission de données entre les divers équipements matériels constituant le système de téléconduite, pour véhiculer les informations acquises ou les ordres à exécuter.
- Le sous-ensemble de traitement constitue le cœur du système de téléconduite. Ses fonctions de base sons les suivantes :
 - la mémorisation des données statiques (caractéristiques des postes électriques).
 - la mémorisation des données dynamiques, reflétant l'évolution des grandeurs des postes électriques, ainsi que celle du système de téléconduite lui-même ou les conditions d'exploitation décidées par l'opérateur.
 - o la surveillance automatique, détectant tout écart entre la situation normale...

IV.5 Sûreté de fonctionnement du système de téléconduite

Parmi les diverses qualités que doit avoir un système de téléconduite, la sûreté de fonctionnement est primordiale.

Celle-ci se décompose en quatre termes principaux qui sont la fiabilité, la disponibilité, la maintenabilité et la sécurité.

- La fiabilité se définit comme l'aptitude à accomplir une fonction requise, dans des conditions données et pendant une durée de la mission considérée.
- La disponibilité d'un système est la probabilité pour que ce système soit non défaillant à l'instant considéré, indépendamment de sa vie antérieure.
- Si le système n'est pas réparable, sa disponibilité se confond avec sa fiabilité. S'il est réparable, il est maintenable et on définit sa maintenabilité comme la probabilité qu'il soit réparé entre l'instant de panne et l'instant considéré.
- La sécurité se définit comme la probabilité qu'un événement catastrophique ne se produise pas pendant un temps donné.

On peut exprimer cette notion de sécurité d'une autre manière en disant que la sécurité de fonctionnement d'un système est son aptitude à rester, en toutes circonstances, dans un état qui ne conduit pas à une situation dangereuse. Pour la téléconduite est dangereuse toute situation dans laquelle il existe un risque de transmettre des informations erronées vers le poste de contrôle, de présenter des informations erronées à l'opérateur, de perdre des informations ...

V. Les notions de la compatibilité électromagnétique CEM

V.1 Environnement électromagnétique

L'environnement électromagnétique est devenu l'un des paramètres à prendre en compte dans tout projet industriel faisant intervenir de l'électronique au même titre que la tenue en température ou la tenue aux vibrations. Cette prise en compte doit avoir lieu de la conception à l'installation final du produit.

Les appareils électriques et/ou électroniques ne travaillent pas de manière isolée. De l'énergie électromagnétique peut franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer soit pour s'en échapper, par différents accès. L'énergie électromagnétique qui est captée non intentionnellement par un système électrique et/ou électronique entrainé des perturbations dans le fonctionnement de celui-ci [11].

V.2 Définition de la CEM

Selon le vocabulaire électrotechnique international VEI 161-01-07, la CEM est la capacité d'un dispositif électronique, d'un équipement ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement (électromagnétique) sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement.

Il faut noter que :

- il existe toujours un niveau de perturbation électromagnétique émis par l'appareil ou l'environnement, il devra alors être inférieur à un seuil prédéfini.
- l'appareil ou le système devra présenter un certain seuil d'immunité intrinsèque, c'est à dire tolérer sans dysfonctionnement un niveau minimum de perturbations.

La notion de compatibilité naît de la confrontation entre ses deux aspects autour d'une ligne départage, « niveau de compatibilité» ainsi que l'illustre de la figure I.12 [11].



Fig. I.12 La limite d'immunité d'émission électromagnétique

V.3. Mode de transmission des perturbations électromagnétiques

La transmission d'une perturbation entre la source et une « victime » fait intervenir un ou plusieurs Phénomènes physique que l'on appelle de « couplages ». Selon les phénomènes en question sur lesquels nous reviendrons, on parle de couplage par impédance commune, de couplage capacitif, de couplage inductif, de couplage électromagnétique. Ceci dit la CEM fait une première classification entre les vecteurs en distinguant

- ✓ les perturbations conduites : celles que se propagent par les câbles de liaison, et en particulier les câbles d'alimentation :
- ✓ les perturbations rayonnées : celles qui n'empruntent pas voie matérielle, mais agissent par l'intermédiaire de champs magnétique, électrique, électromagnétique ;
- ✓ les décharges électrostatiques consécutives à la mise en contact d'un conducteur chargé électriquement ou à un « amorçage » par ionisation de l'air ;
- ✓ l'impulsion électronucléaire (IEMN), elle évoque le rayonnement électromagnétique ravageur qui serait provoqué par l'explosion en altitude d'une charge nucléaire et qui pourrait mettre hors d'usage une partie importante des matériels électriques exposés.

V.3.1 Perturbation par conduction (impédance commune)

Un couplage par impédance commune se produit lorsque deux mailles ont en commun un tronçon dont l'impédance ne peut être considérée comme négligeable.

Le courant circulant dans la maille M1 provoque une différence de potentiel dans la maille M2 [11].



Fig. I.13 Couplage par impédance commune

V.3.2 Perturbation par champ électromagnétique

a. Perturbation par champ électrique (couplage capacitif)

Deux conducteurs en présence forment naturellement un condensateur .le couplage capacitif est à la capacité ainsi introduite entre ces deux conducteurs. Il est particulièrement ennuyeux pour les signaux qui doivent être transportés à une certaine distance. En particulier si les conducteurs perturbants sont soumis à des variations rapides de tension .et si les conducteurs perturbés sont reliés à des impédances élevées. Ou à des circuits présentant un gain élevé



Fig. I.14 couplage capacitif dans un câble multifilaire.

b. Perturbation par induction magnétique (couplage inductif)

Le cas typique est illustré ci-dessous ; deus mailles séparées agissent comme les spires d'un bobinage elles s'échangent de l'énergie par induction mutuelle .la tension engendrée dans la seconde par le courant dans la première est susceptible d'être amplifié et de produire ainsi une perturbation gênante . Tout conducteur parcouru par un courant s'entoure d'un flux magnétique A une distance d(m) d'un conducteur parcouru par un courant I(A) le champ H(A/m)est $H = 1/2\pi d$ lorsque ce, flux est variable et coupe d'autres conducteurs, il peut entrainer en ceux-ci une force électromotrice induite. Dans un milieu de perméabilité donnée. Le flux produit est fonction de la longueur et de la disposition géométrique de ces conducteurs, et de l'intensité qui les parcourt [12].



Fig. I.15 Interaction entre deux boucles de courant.

V.3.3 Perturbation par champ électromagnétique (couplage rayonnement)

Les couplages que nous avons présentés précédemment sont fondés sur des champs proches, leur effet étant mesuré approximé immédiate de la source.

Nous allons maintenant considérer l'effet de ces sources lorsqu'elles émettent des champs périodiques de fréquence f. à une distance suffisante pour que l'on n'en perçoive plus que le rayonnement électromagnétique .les distances considérer seront fondées sur la longueur d'onde λ du signal.

Soit une source à proximité immédiate de laquelle on champ électrique E_p et champ

M'appelé magnétique H. le rapport E_p/H_p est appelé impédance d'onde a mesure que l'on s'éloigne de cette source.les champs vont se combiner pour produire une onde plane l'impédance caractéristiques ε_{e} et μ_{o} du milieu de propagation (figure16).Dans la pratique .une source de champ E 'pure' n'existe pas davantage qu'une source de champ H 'pure' on a cependant représenté schématiquement sur le graphe .les courbes théoriques de ces deux sources [11].



Fig. I.16 Séparation entre le champ proche et le champ lointain.

V.4 Décomposition d'un problème de CEM

La CEM concerne la génération, la transmission et la réception de l'énergie électromagnétique. Une source produit une émission et un canal de transfert ou de couplage communique l'énergie au récepteur. Quand ce processus est désirable, il s'agit d'un fonctionnement normal mais quand il au contraire indésirable, il s'agit du problème de CEM.

Lors de l'analyse d'un problème de perturbation électromagnétique on constate que la problématique de la CEM peut se résumer dont les trois acteurs sont:

- a. La source de perturbation: qui émet les perturbations électromagnétiques ;
- b. Le mode de couplage: au travers duquel l'énergie de ces perturbations se propage.
- c. La victime: qui capte cette énergie, la traite et la superpose à sa fonction normale.



Fig. I.17 Mécanisme de la CEM.

On ne peut parler de la CEM que si les 03 acteurs (Source, couplage et victime) existent [13].

V.5 Analyse des modes de couplages

Les types de couplage entre une source de perturbation et une victime peuvent être classifiés selon le type de perturbation et sont support de propagation :

Couplage par conduction : propagation d'une tension ou d'un courant sur des conducteurs.

Couplage par champ : propagation d'un champ électromagnétique dans un milieu non conducteur (air, autre type de matériau isolant) ou conducteur (blindage métallique).



Fig. I.18 Les modes de couplage.

Après couplage par champ électromagnétique les perturbations deviennent conduites et se propagent à travers les différentes liaisons conductrices. Les modes de couplage entre une source de perturbation et une victime peuvent aussi être classifiés selon la manière dont la perturbation est couplée à la victime :

• Couplage en mode commun utilise le réseau de masse ou de terre comme potentiel de référence commun.

• Couplage en mode différentiel se transmet par une liaison bifilaire en aller et retour.



a. Mode différentiel.

b. Mode commun.

Fig. I. 19 Les modes de Propagation

En mode commun (Figure I.19.a), le courant se propage sur les deux conducteurs dans le même sens. Dans le mode différentiel (figure I.19.b), le courant se propage sur l'un des conducteurs revient en opposition de phase par l'autre.
V.6 Les techniques de protection en CEM

L'amélioration de la compatibilité électromagnétique agit du coté des sources en tentant de réduire les perturbations qu'elles émettent, et du coté 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 .on a recours pour cela à des dispositifs de découplage [14].

- Disposition de se composants et du câblage (pour réduire les perturbations par champ) ;
- Blindage (pour réduire les perturbations par champ) ;
- Filtrage (pour éliminer les perturbations conduites).

VI. Le réseau de transport d'énergie comme source de pollution EM

Parmi les sources industrielles les plus polluantes citées le réseau de transport d'énergie. En effet, les supports de transmission utilisés dans les réseaux MT et BT ont été conçus pour le transport d'énergie électrique à des signaux de fréquence égale à 50 ou 60 Hz. Or, Le passage d'un courant électrique, dans tout conducteur sous tension, crée un champ électromagnétique, et produit un rayonnement électromagnétique qui après couplage soit en champ proche ou en champ éloignée entraine l'apparition d'une perturbation induite.

De façon générale, tout appareil utilisant de l'électricité génère un champ électromagnétique.



Fig. I.20 Représentation de l'ensemble de la gamme des longueurs d'onde du rayonnement électromagnétique.

VI.1 Pollution électromagnétique en basse fréquence

L'une des conséquences de l'utilisation d'objet qui transporte ou qui utilise de l'électricité est l'apparition de champs électriques et de champs magnétiques. Ces champs sont présents autour de tout objet qui utilise de l'électricité. En Algérie, l'électricité industrielle et domestique utilise du courant alternatif de fréquence 50 Hz. Le rayonnement électromagnétique est un phénomène qui existe autour de tout ouvrage de transport ou de répartition d'énergie électrique.

VI.2 Pollution électromagnétique en haute fréquence

La technologie CPL (courant porteur en ligne) permet d'utiliser les lignes électriques pour y faire passer des données. Puisqu'elle utilise le câblage électrique conçu pour 50 ou 60 Hz, les signaux peuvent produire des rayonnements susceptibles de perturber d'autres systèmes électroniques à proximité immédiate, soit être victimes des rayonnements d'autres systèmes voisins.

VI.3 Pollution électromagnétique en régime transitoire

Lors d'une manœuvre dans un poste THT ou HT, des phénomènes transitoires prennent naissance, la propagation d'ondes de courants transitoire est alors responsable d'une émission électromagnétique de forte intensité.

VI.4 Auto-pollution dans un poste THT

Dans cas d'un poste aérien, le champ est crée dans son environnement direct pour ce que concerne les perturbations internes au poste (aérien ou blindé), le service du transport d'énergie et des télécommunications prend un certain nombre de dispositions pour Assurer l'immunité à ces perturbation du matériel électrique propre du réseau blindage des câbles, réalisation adéquate du circuit de terre ...

Dans un autre ordre d'idées, il s'agit de savoir si ces perturbations BF, HF et transitoires sons forme de électromagnétique produits, risquent de perturber l'environnement de commande et propre au réseau. L'analyse de ce problème d'auto-pollution prend de l'importance avec une augmentation sans cesse des besoins d'utilisation d'appareillage de mesure bas niveaux à l'intérieur du poste dans un but d'accéder à un nombre d'informations suffisant pour la mise au point d'un système de tél éconduite performant. Cette problématique d'auto pollution nécessite de nombreux investissements car elle se compose de trois importants points :

- mesure des champs électromagnétiques émis ;
- mesure des perturbations induites ;
- Amélioration de l'immunité de l'appareillage.

VII. Conclusion

Les éléments présentés dans ce premier chapitre montrent que la gestion en temps réel du réseau de transport d'énergie pour garantir une énergie de qualité (amplitude et fréquence de la tension dans les plages admissibles, et sans interruption de service) n'est pas une tâche aisée. L'enclenchement ou le ré-enclenchement d'un poste THT est à l'origine de surtensions transitoires.

Dans ce chapitre nous avons donné une vue générale sur l'environnement EM dans un poste électrique HT.

Chapitre II

Modélisation des régimes transitoires de manœuvres dans un poste de transformation

I. Introduction

Dans ce chapitre, après une brève présentation de l'état de l'art des principales méthodes numériques utilisées en électromagnétique ; nous exposons la méthode théorie des antennes que nous avons retenus pour réaliser notre travail de modélisation. Ce formalisme fréquentiel permet de modéliser une structure filaire située dans des milieux de propriétés physiques quelconques (air, sol et diélectriques) excitée par une excitation quelconque (générateur de courant, générateur de tension et onde électromagnétique). Cette approche est basée sur la résolution d'une équation intégrale par une technique numérique connue sous l'appellation de la méthode des moments.

Pour expliciter notre démarche, nous présentons le formalisme des dipôles et le concept de l'effet du sol ainsi que le calcul des courants transitoires suite à une manouvre.

II. Les outils de simulation électromagnétique

Tous les outils numériques développés pour la modélisation des problèmes d'électromagnétisme ont pour objectif la résolution des équations de Maxwell. Malgré les progrès considérables réalisés dans ce sens, le problème est toujours d'actualité.

Il doit y voir en fait une conséquence de la complexité des problèmes à traiter qui ont conduit à de très nombreuses approches. Les méthodes numériques sont actuellement les méthodes les plus utilisées, elles peuvent être regroupées en trois catégories selon la forme des équations électromagnétiques utilisées [15].

✓ Méthodes intégrales

On trouve :

- Les méthodes intégrales : basées sur la résolution numérique dans le domaine fréquentiel des équations intégrales de l'électromagnétisme dont la méthode utilisée est celle des moments (MoM).
- Les méthodes différentielles : reposent sure une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell. Parmi ces méthodes nous trouvons la méthode des Différences finies dans le Domaine Temporel (FDTD) et la méthode des Matrices des Lignes de Transmission (TLM).
- Les méthodes variationnelle : reposent sur un la division en éléments finis de la structure étudiée et de l'environnement de propagation. Pour cette catégorie de méthodes nous mentionnons la Méthode des Eléments Finis (MEF).

Chacune de ces méthodes présentent des avantages et des inconvénients propres aux domaines auxquelles s'appliquent : temporel ou fréquentiel, basse ou haute fréquence.

II.1 Equation générales de l'électromagnétisme

L'électromagnétisme est régit par quatre équations générales de Maxwell qui sont les suivantes[16] :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$
 (Maxwell – Faraday) (II.1)

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} (Maxwell - Ampère)$$
(II.2)

$$\vec{\nabla}.\vec{D} = \rho \;(Maxwell - Gausse) \tag{II.3}$$

$$\vec{\nabla}.\vec{B} = 0 \ (La \ conservation \ de \ flux) \tag{II.4}$$

Ou :

 \vec{J} : La densité de courant dans la matière.

Pour des milieux linéaires homogènes et isotropes, nous avons aussi les lois des milieux qui sont comme suit :

$$\begin{cases} \vec{B} = \mu \vec{B} \\ \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \\ \vec{J} = \sigma \vec{E} \end{cases}$$
(II.5)

Où : μ perméabilité magnétique et ε permittivité électrique.

II.2 Résolution numérique des équations de Maxwell

Beaucoup de méthodes ont été développées pour résoudre des problèmes, en électrostatique, en magnétostatique et en électromagnétisme. Beaucoup de logiciels ont été mis au point et sont maintenant disponibles, présentant une large gamme de performances et des caractéristiques variées. Il est souvent possible de trouver une méthode qui soit bien adaptée à un type de problèmes avec des contraintes données (tempe de résolution, précision....) mais il est impossible de trouver une méthode globale capable de résoudre tous ces problèmes avec des performances optimales. Trois méthode sont proposées dans la littérature Méthode des Eléments Finis, Différences finies dans le Domaine Temporel (FDTD) et la méthode des moments (MOM).

Dans ce qui va suivre, nous donnons un bref aperçu sur le concept de la méthode des moments que nous avons utilisé dans notre travail.

II.2.1 Méthode des moments

La méthode des moments est une technique très générale de résolution d'équations fonctionnelles, développée par Harrington pour la résolution des équations intégro-différentielles de l'électromagnétisme [17]. Cette technique numérique permet de résoudre efficacement les équations intégrales en les transformant en un système matriciel résolu par calculateur. Elle consiste en une discrétisation géométrique du problème considéré qui induit une formulation de l'intégrale sous la forme d'un système linéaire matriciel dont la taille est proportionnelle au nombre d'éléments de discrétisation N. On aura donc N équations à N inconnues.

La MoM ne converge vers la solution exacte que si la taille des éléments discrétisés est bien inférieure à la longueur d'onde. On utilise généralement un maillage des éléments de dimension inférieure à $\lambda / 10$.

II.2.1.1 Principe générale de la méthode des moments

D'une manière générale, l'équation initiale peut se ramener à une équation de type :

$$L(f) = g \tag{II.6}$$

avec :

L: est un opérateur linéaire intégro-différentiel ;

g : est la fonction d'excitation connue (source) ;

f: est la fonction de réponse (inconnue).

Il s'agit donc de déterminer f. On va donc dans un premier temps l'approximer par une série :

$$f = \sum_{n=1}^{N} \alpha_n f_n \tag{II.7}$$

avec :

 α_n : coefficients constants ; f_n : série des fonctions de base.

Ce développement en série de f va donc être inséré dans l'équation (II.1), ce qui donne :

$$\sum_{n=1}^{N} \alpha_n L(f_n) = g \tag{II.8}$$

Les amplitudes inconnues α_n ne peuvent pas encore être déterminées parce qu'il y a N inconnues, et une seule équation fonctionnelle. Un ensemble fixe d'équations peut être trouvé par la définition des fonctions poids w_m , avec lesquelles l'équation (II.8) est intégrée pour donner m différentes équations linéaires. L'intégration de cette équation avec les fonctions poids peut être écrite comme un produit interne des deux fonctions, donnant :

$$\sum_{n=1}^{N} \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle = \langle w_m, g \rangle$$
(II.9)

De façon courante, pour avoir un système matriciel carré, le nombre de fonctions test est pris égal au nombre de fonctions de baseN = M.

On a donc un ensemble desN équations que l'on peut mettre sous forme matricielle :

$$[L_{mn}][\alpha_n] = [g_m]$$

(II.10)

où:

$$[L_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle w_1, L(f_1) \rangle & \langle w_1, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle w_1, L(f_n) \rangle \\ \langle w_2, L(f_1) \rangle & \langle w_2, L(f_2) \rangle & \cdots & \langle w_2, L(f_n) \rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle w_m, L(f_1) \rangle & \langle w_m, L(f_2) \rangle & \ddots & \langle w_m, L(f_n) \rangle \end{bmatrix}$$
(II.11)

$$[\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix}, [g_m] = \begin{bmatrix} \langle w_1, g \rangle \\ \langle w_2, g \rangle \\ \vdots \\ \langle w_m, g \rangle \end{bmatrix}$$
(II.12)

Lorsque la matrice $[L_{mn}]$ est inversible, les α_n sont données par :

$$[\alpha_n] = [L_{mn}]^{-1}[g_m]$$
(II.13)

On connaît alors les coefficients α_n , donc f_n et donc l'approximation de f considérée.

III. Théories des antennes

III.1Aperçu théorique sur la théorie des antennes

La théorie des antennes est le formalisme le plus rigoureux pour étudier les phénomènes de rayonnement électromagnétique [18]. Elle se basée sur une formulation intégrale du domaine fréquentiel, et sur le traitement des équations par la méthode des moments [19], le passage en temporel se fait à l'aide de la transformée de Fourier inverse.

En théorie des antennes trois types d'équations intégrales sont proposées dans la littérature :

- ✓ l'équation intégrale en champ électrique "EFIE" (Electric Field Intégral Equation) ;
- ✓ l'équation intégrale en champ magnétique "MFIE" (Magnetic Field Intégral Equation) ;
- ✓ l'équation intégrale mixte EFIE-MFIE.

Cette dernière (EFIE) est bien adaptée pour les structures dites à fils minces de petit volume, tandis que le MFIE, qui échoue pour le cas de fil mince, et plus attrayante pour les structures volumineuses ayant de grandes surfaces lisses. L'EFIE peut également être utilisé pour modéliser des surfaces et elle est utilisée pour représenter des surfaces de grilles métalliques avec un succès raisonnable. Pour une structure composée de fils minces et de surfaces l'EFIE et MFIE sont couplés pour donner l'équation hybride EFIE-MFIE [16].

Dans ce qui va suivre nous donnons quelques détails sur la détermination de l'équation intégrale en champ électrique dans son concept général, sa simplification dans le cas des fils minces, sa formulation dans le cas d'un réseau enterré et enfin sa numérisation par la méthode des moments.

La résolution de l'équation intégrale utilise une procédure mathématique : la méthode des moments qui consiste à associer à l'équation intégrale, un système d'équations algébriques linière équivalent à une équation matricielle.

III.2 L'équation intégrale en champ électrique dans le cas général

Soit un corps métallique de densité volumique de courant \vec{J} et de densité volumique de charge ρ_v constituant une source d'un champ électromagnétique rayonné dans le milieu environnant, homogène, isotrope, conducteur et infini.

Le potentiel d'Hertz doit satisfaire l'équation de propagation vectorielle suivante :

$$\Delta \vec{\Pi} + k^2 \vec{\Pi} = -\frac{1}{j\omega\varepsilon} \vec{J}$$
(II.14)

Dans un espace illimité à trois dimensions, l'équation de propagation se réduit à une équation scalaire. Une solution élémentaire vérifie l'équation particulière (II.17) et la condition de rayonnement à l'infini.

$$\Delta G + k^2 G = -\delta \tag{II.15}$$

 δ : étant la distribution de Dirac ;

G: est la fonction de Green ;

Dans un espace à trois dimensions, la solution de cette équation se met sous la forme suivante :

 $G(\vec{r}) = \frac{e^{-jk|\vec{r}|}}{4\pi|\vec{r}|}$: fonction de Green pour un milieu infini.

où :

 \vec{r} : est la distance entre un point source"*S*"et un point d'observation « *P* » où est calculé le champ éclectique (Fig. II.1).

 $v(\vec{J}, \rho)$: représente le volume contenant toutes les sources.



Fig. II.1 Géométrie de la distribution volumique $v(\vec{j}_{v}, \rho_{v})$.

Les solutions générales des équations de propagation sont obtenues en effectuant le produit de convolution d'une solution élémentaire et du second membre de l'équation différentielle.

Le champ électromagnétique (\vec{E}^r, \vec{H}^r) rayonné par le corps s'écrit en fonction de potentiel vecteur \vec{A} et du potentiel scalaire *A* comme suit :

$$\vec{E}^r = -\frac{\partial}{\partial t}\vec{A} - \overline{grad}\phi = -j\omega\vec{A} - \overline{grad}\phi \qquad (\text{II.16})$$

$$\vec{H}^r = -\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \tag{II.17}$$

avec :

$$\vec{A} = \mu_0 \iiint_{v} \vec{J_v} \left(\vec{r'}\right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dv' = \mu_0 \iiint_{v} \vec{J_v} \left(\vec{r'}\right) G(R) dv'$$
(II.18)

$$\emptyset = \frac{1}{\varepsilon_c} \iiint_{v} \rho_v\left(\vec{r'}\right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dv' = \frac{1}{\varepsilon_c} \iiint_{v} \rho_v\left(\vec{r'}\right) G(R) dv'$$
(II.19)

La condition de Lorentz nous permet d'exprimer le champ électrique rayonné uniquement en fonction du potentiel vecteur \vec{A} comme suit :

$$\vec{E}^{r} = -j\omega\vec{A} + \frac{1}{j\omega\mu\varepsilon_{c}}\overline{grad}(div\vec{A}) = \frac{1}{j\omega\mu\varepsilon_{c}}\left[k^{2}\vec{A} + \overline{grad}(div\vec{A})\right]$$
(II.20)

En reportant l'expression du \vec{A} (II.18) dans l'équation (II.20) et (II.17), nous obtenons la solution générale en champ électrique et magnétique rayonné :

$$\vec{E}^{r} = \frac{1}{j\omega\varepsilon_{c}} \iiint_{v} \left[\overline{grad} div\vec{A} + k^{2} \right] \vec{J}_{v}(\vec{r'}) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dv'$$
(II.21)

$$\vec{H}^{r} = -\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \iiint_{\nu} \vec{J}_{\nu}(\vec{r'}) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} d\nu'$$
(II.22)

Où: $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$ représente la distance entre le point source et le point d'observation.

Ces dernières équations sont appelées l'équation intégro-différentielle du champ électrique (EFIE) en fréquentielle, et l'équation intégro-différentielle du champ magnétique (MFIE) en fréquentielle.

III.3 Approximation des antennes minces - Equation de POCKLINGTON

Dans le cas d'une antenne filaire (récepteur conducteur filiforme), Pocklington propose une simplification de l'équation intégrale pour le champ émis. Soit un fil rectiligne, conducteur de longueur l et de rayon de la section transversala tel que : $\begin{cases} a \ll l \\ a \ll \lambda \end{cases}$ (λ étant la longueur d'onde du signal), placé dans un milieu infini.

Dans le cas où la densité de courant \vec{J}_v est restreinte à la surface du cylindre circulaire, l'équation intégrale (II.24) se réduit à une intégrale de surface .



Fig. II.2 Conducteur filiforme dans un milieu infini et dissipatif.

De plus, le rayon du conducteur a étant tel que $a \ll \lambda$, on admet que le courant est uniformément repartie autour du cylindre.Comme $a \ll l$, les composantes circonférentielles et radiale de la densité de courant de surface induit, sur les deux extrémités sont négligeables. La densité se réduit à sa composante axiale.



Fig. II.3 Antenne cylindrique dans un milieu infini.

Ces hypothèses permettent de déduire que le courant est localisé à la surface de l'antenne avec une répartition uniforme sur la circonférence avec une seule composante suivant l'axe de la structure étudiée.

Si l'on observe la distribution du courant d'un point de l'axe du conducteur (Fig.II.4), nous avons : $R = \sqrt{(z - z') + a^2}$

La densité de courant en surface s'écrit :

$$J(z') = \frac{I(z')}{2\pi a} \tag{II.23}$$

Afin d'éviter la singularité qui apparait lorsque le point source tend vers le point d'observation ($\vec{r} = \vec{r}$), une interprétation consiste à localiser le point source sur l'axe de la structure, tandis que le point d'observation P est localisé sur la surface du fil (Fig. II.3).

Afin de déterminer la répartition du courant I(z'), nous appliquons les hypothèses citées précédemment (théorie des fils minces). L'équation intégro-différentielle qui donne la composante tangentielle du champ rayonné en un point z de la surface du fil rectiligne se réduit alors à :

$$E^{r} = \frac{1}{j\omega\varepsilon_{0}} \int_{0}^{l} \left[\frac{\partial^{2}}{\partial z \partial z'} + k^{2} \right] I(z') \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} dz'$$
(II.24)

Le courant I(z') a pour origine le champ électromagnétique qualifié du champ appliqué E^i (qui existe sur toute la surface du fil) dans le cas du champ incident (réception) ou d'une manière localisée dans le cas d'un générateur (émission).

La conductivité du fil est supposée infinie ; par conséquent le champ électrique tangentiel total à la surface du conducteur s'annule :

$$\left[\vec{E}^r(\vec{r}) + \vec{E}^a(\vec{r})\right] = \vec{0} \tag{II.25}$$

On en déduit:

$$E^{app}(z) = \frac{-1}{j4\pi\omega\varepsilon_0} \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right] \int_0^l I(z') \frac{\exp\left(-jk\sqrt{(z'-z)^2 + a^2}\right)}{\sqrt{(z'-z)^2 + a^2}} dz'$$
(II.26)

C'est l'équation intégrale de type électrique d'une antenne mince ou équation de Pocklington. Elle relie le champ appliqué (source) connue, au courant induit sur la structure (inconnu) par ce champ.

III.4 Modélisation d'un système de mise à la terre par la théorie des antennes

Dans le but d'analyser le comportement transitoire d'un réseau de mise à la terre L. Grcev [20] propose une approche basée sur la théorie des antennes dans le cas des fils minces. Bien que le formalisme de L. Grcev [20] soit plus général du point de vue mathématique, car il permet de tenir compte de l'interaction entre deux antennes filiformes, son fondement est inspiré de l'équation générale de Pocklington (II.26).

Pour cette étude, L. Grecv propose d'utiliser des transformations temps-fréquence et inversement. La Fig.II.4 représente une Illustration de la situation physique du problème .



Fig. II.4 Illustration de la situation physique.

Si i(t) représente le courant injecté en un point de l'électrode enterrée, sa réponse observéex(t) est calculé suivant la formule (II.27).

$$x(t) = F^{-1}(W(j\omega).F[i(t)])$$
 (II.27)

Où : F et F^{-1} sont respectivement la transformée de Fourier direct et inverse et $W(j\omega)$ est une fonction de transfert.

La distribution du courant dans le réseau enterré pour une excitation harmonique est déterminée par le modèle mathématique. Le champ électrique est calculé dans le cas où le réseau est considéré comme étant plongé dans un milieu conducteur infini, puis une correction est apportée à ce calcul afin de tenir compte de l'existence des deux demi-espaces.

Dans la suite, nous utilisons des conducteurs sans pertes [21].



Système de coordonner générale

Fig. II.5 Interaction entre segments.

La Figure II.5 illustre deux segments de conducteurs du système de mise à la terre situé dans un milieu conducteur et infini.

 \vec{r} : La position d'un point sur l'axe du segment ;

 \vec{r}' : La position d'un point sur la surface "S" du segment ;

 \vec{t} ': Le vecteur unitaire le long de l'axe du segment *m* (tangent au segment);

 \vec{t} : Le vecteur axial unitaire tangentiel sur la surface du segment *n* (tangent au segment).

En général, le champ électrique en un point du milieu peut s'écrire :

$$\vec{E} = \vec{E}^i + \vec{E}^s \tag{II.28}$$

 \vec{E}^i : Champ appliqué ;

 \vec{E}^s : Champ diffracté par la structure suite à l'application du \vec{E}^i .

Le champ électrique \vec{E}^s difracté, produit par la composante axiale (approximation des fils minces) du courant électrique axiale I_l et la densité de charges σ_l dans le système de mise à la terre, peut être exprimée en termes de potentiels retardés comme suit [21].

$$\vec{E}^s = -j\omega\vec{A} - \vec{\nabla}\varphi \tag{II.29}$$

avec :

$$\vec{A}(r) = \frac{\mu_1}{4\pi} \int_{l} I(r') \cdot g_1(r, r') \vec{dl}$$
(II.30)

$$\varphi(r) = \frac{1}{4\pi\varepsilon_1} \int_l \sigma_l(r') g_1(r,r') dl \qquad (II.31)$$

Nous aurons donc:

$$E^{s} = \frac{j\omega\mu_{1}}{4\pi} \int_{l} t' I_{l}(r') g_{1}(r,r') dl - \frac{1}{4\pi\underline{\varepsilon}_{1}} \nabla \int_{l} \sigma_{l}(r') g_{1}(r,r')$$
(II.32)

en tenant compte de l'équation de conservation de la charge :

$$\sigma_l(r) = -\frac{1}{j\omega} \vec{\nabla}.t'.I_l(r') \tag{II.33}$$

Après quelques transformations mathématiques l'équation (II.33) s'écrit :

$$E^{s} = \frac{1}{4\pi j \omega \underline{\varepsilon}_{1}} (\nabla \nabla - \gamma_{1}^{2}) \int_{l} t' I_{l}(r') g_{1}(r, r') dl$$
(II.34)

Avec :

 $g_1(r,r') = \frac{1}{|r-r'|} exp(-\gamma_1 |r-r'|)$: Fonction de Green pour un espace infini. $\omega = 2\pi f_1$: la pulsation à la fréquence f_1 . $\gamma_1 = -\omega^2 \mu_1 \underline{\varepsilon}_1$: Coefficient de propagation.

 $\underline{\varepsilon}_1 = \varepsilon_1 + \frac{\sigma_1}{j\omega}$: Permittivité complexe équivalente du milieu.

La conductivité du fil est supposée infinie, par conséquent, la composante tangentielle du champ électrique sur la surface de celui-ci doit s'annuler. En présence d'un champ électrique incident sur la surface du conducteur nous pouvons écrire :

$$\vec{t}.\left(\vec{E}^i + \vec{E}^s\right) = 0 \tag{II.35}$$

Qui nous conduit à :

$$t.E^{i} = -\frac{j\omega\mu_{1}}{4\pi} \int_{l} I_{l}(r')G_{1}(r,r')dl$$
(II.36)

où :

 $G_1(r, r')$: Dyadique de Green pour un milieu infini et conducteur :

$$G_{1}(r,r') = \left[\frac{1}{\gamma_{1}^{2}}(t'.\nabla)(t.\nabla) - t.t'\right]g_{1}(r,r')$$
(II.37)

L'équation (II.40) est l'équation intégrale en champ électrique ; connaissant le champ incident E^i , sa résolution donne la distribution axiale du courant recherché $I_l(r')$.

III.5 Prise en compte de l'interface sol-air

La prise en compte de l'interface entre deux demi-milieux (air et sol) est réalisée par correction de la fonction Dyadique de Green. La présence d'une interface modifie la présentation des lignes de champ. En effet le champ incident sur l'interface donne naissance à un champ réfléchi et un champ réfracté.

Afin de tenir compte de l'effet d'interface sur le rayonnement d'une antenne (verticale ou horizontale) situé au-dessus ou en-dessous de la séparation sol-air, plusieurs études sont proposées dans la littérature, En toute rigueur, il est montré que l'effet de l'interface se traduit par l'apparition dans l'expression du noyau de la fonction Dyadique de Green, en plus du terme de Green source, d'un terme de Green image et d'un autre terme de Sommerfeld.

Dans l'équation (II.36), la fonction Dyadique de Green est remplacée par l'expression générale G_n définie comme suit :

$$G(r,r') = G_1(r,r') - G_i(r,r') + G_s(r,r')$$
(II.38)

 $G_1(r,r')$ et $G_i(r,r')$: Correspondent respectivement à la source et son image par rapport à l'interface d'un plan parfaitement conducteur.

 $G_1(r, r')$: est donnée par l'équation (II.37).



Fig. II.6 Système de coordonnées.

 $G_s(r,r')$: est le terme de correction exprimée en termes d'intégrales de Sommerfeld due à l'effet de la conductivité finie du sol, ce qui était nécessaire pour la solution complète du champ électrique. Dans son travail L. Grcev, s'intéresse uniquement à l'augmentation du potentiel de la terre, dans ce cas lorsque la source et le point d'observation sont dans le sol, pour un dipôle d'orientation arbitraire s'exprime comme suit [24].

$$G_{s}(r,r') = \vec{t}.\left(\left(\vec{u}_{x}.\vec{t}'\right)\left(R_{\rho}^{h}\vec{u}_{\rho} + R_{\phi}^{h}\vec{u}_{\phi} + R_{z}^{h}\vec{u}_{z}\right) + (\vec{u}_{z}.t')\left(R_{\rho}^{\nu}\vec{u}_{\rho} + R_{z}^{\nu}\vec{u}_{z}\right)\right)$$
(II.39)

Avec :

$$R^{\nu}_{\rho} = C_1 \partial^2 \frac{(k_0^2 V_{11})}{\partial z \partial \rho} \tag{II.40}$$

$$R_{z}^{\nu} = C_{1} \left[\frac{\partial^{2}}{\partial z^{2}} + k_{1}^{2} \right] k_{0}^{2} V_{11}$$
(II.41)

$$R_{\rho}^{h} = C_{1} \cdot \cos(\varphi) \left[\frac{\partial^{2}}{\partial \rho^{2}} k_{1}^{2} V_{11} + k_{1}^{2} U_{11} \right]$$
(II.42)

$$R_{\varphi}^{h} = -C_{1} \sin(\varphi) \left[\frac{\partial}{\rho \partial \rho} k_{1}^{2} V_{11} + k_{1}^{2} U_{11} \right]$$
(II.43)

$$R_z^h = -C_1 \cos(\varphi) \left[\frac{\partial^2}{\partial z \partial \rho} k_0^2 V_{11} \right]$$
(II.44)

$$U_{11} = 2 \int_{0}^{\infty} \frac{e^{-\gamma_{1}(h-z)}}{\gamma_{1} + \gamma_{0}} J_{0}(\lambda_{p}) \lambda d\lambda$$
(II.45)

$$V_{11} = 2 \int_{0}^{\infty} \frac{e^{-\gamma_{1}(h-z)}}{k_{1}^{2}\gamma_{0} + k_{0}^{2}\gamma_{1}} J_{0}(\lambda_{p}) \lambda d\lambda$$
(II.46)

avec :

$$\gamma_1 = \sqrt{\lambda^2 - k_1^2}, \, \gamma_2 = \sqrt{\lambda^2 - k_2^2} \text{ et } C_1 = \frac{1}{k_1^2}$$

Les constants de propagation intrinsèques de deux milieux: sol et air sont:

$$k_1^2 = \omega^2 \mu \underline{\varepsilon}_1 \left(\varepsilon_1 - \frac{j\sigma_1}{\omega \varepsilon_0} \right)$$
: Coefficient de propagation dans le sol ;
 $k_1^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \left(\varepsilon_2 - \frac{j\sigma_2}{\omega \varepsilon_0} \right)$: Coefficient de propagation dans l'air.

 U_{11} et V_{11} sont les intégrales de Sommerfeld[25].

IV. Résolution de l'équation intégrale par la méthode des Moments

Les équations intégrales obtenues (II.35), ne présentent pas des solutions analytiques. Des méthodes matricielles plus connues sous le nom de « méthode des moments » [18], sont utilisées.

L'intégration de l'équation en champ électrique est réalisée par la méthode projective de Galerkin[10], et nécessite l'introduction de fonctions poids.

Généralement pour simplifier cette intégration la méthode dite point-matching est utilisée (les fonctions poids sont des impulsions de Dirac)[26].

La première étape dans ce concept consiste à calculer la répartition des courants après la construction d'un système matriciel à partir de l'équation intégrale en champ électrique.

IV.1 Approximation du courant dans la prise de terre

L'expression du champ électrique dans le sol en fonction du courant dans le système de mise à la terre (II.36) est mise sous la forme:

$$\vec{E}^i.\vec{t}' = L(I_l.\vec{t}') \tag{II.47}$$

L : est l'opérateur linéaire intégro-différentiel: $L = -Z_s - \frac{j\omega\mu_1}{4\pi} \int_{L_T} G_n(r, r') dr'$;

 I_l : est le courant longitudinal ; $\vec{E}^i \cdot \vec{t}'$: est l'excitation connue.

On applique l'opérateur linéaire intégra-différentiel sur le courant longitudinal, on obtient :

$$L(I_l) = -Z_s I_l(r') - \frac{j\omega\mu_1}{4\pi} \int_{L_T} I_l(r') G_n(r,r') dr'$$
(II.48)

L'équation intégro-différentielle ainsi présentée est résolue par la méthode des moments. Pour cet objectif, on segmente tout d'abord le système de mise à la terre en N_s éléments filaires comme le présente la Figure II.11.



Fig. II.7 Segmentation du système de mise à la terre [27].

L. Greva [19] considère pour chaque segment *n*, une « tension généralisée » V_n , définie comme le produit du champ $E^i(r_n)$ par sa longueur Δ_n :

$$V_n = -\Delta_n. \vec{t}. \vec{E}^i(r_n) \tag{II.49}$$

La tension généralisée prise le long du segment n est égale à la somme des contributions de chaque courant dans chaque segment n.

$$V_n = \sum_{1}^{N_s} Z_{nm} \times I_m \tag{II.50}$$

$$V_n = -\Delta_n \vec{E}^i \cdot \vec{t} = \Delta_n \left(-Z_s \cdot I_l(r') + \vec{E}^s \cdot \vec{t} \right) = \Delta_n \left(-Z_s \cdot I_l(r') + \frac{j\omega\mu_1}{4\pi} \int_{L_T} I_l(r') G_n(r,r') dr' \right) \quad (\text{II.51})$$

En approximant la distribution du courant le long des conducteurs de terre par :

$$I_l \approx \sum_{i=1}^{N_s} I_n \times F_n \tag{II.52}$$

Pour laquelle des fonctions de base F_n de type « portes » sont choisies:

$$F_n(x) = \begin{cases} 1 & surlesegmentn\left(x_n - \frac{\Delta_n}{2} \le x \le x_n - \frac{\Delta_n}{2}\right) \\ 0 & sinon \end{cases}$$
(II.53)

Aussi, pour la méthode des moments, les fonctions-test de type 'Dirac', définies le long du conducteur sont adoptées :

$$\delta(x) = \begin{cases} 1 & six = x_m \\ 0 & sinon \end{cases}$$
(II.54)

Le système d'équation (II.50) peut alors se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$[V_m] = [Z_{mn}]. [I_n]$$
(II.55)

Cette équation peut encore s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{11} & \dots & Z_{1N_s} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N_s1} & Z_{N_s2} & \dots & Z_{N_sN_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{N_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_1^i \cdot \Delta \\ E_2^i \cdot \Delta \\ \vdots \\ E_{N_s}^i \cdot \Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$
(II.56)

où:

 $[V_m]$: le vecteur tension généralisé qui représente la tension entre les deux extrémités du segment de longueur Δ centré en x_m ;

 $[I_m]$: le vecteur courant généralisé de terme général inconnue I_m ;

 $[Z_{mn}]$: la matrice des impédances généralisées.

Les termes Z_{mn} définissent les interactions électromagnétiques entre chaque segment. Ils ne dépendent que de la géométrie de la structure, des propriétés du milieu, et de la fréquence de l'excitation [20].

En développant l'expression de l'opérateur "L" nous aurons :

$$Z_{mn} = -\Delta_n \times L(F_n(r_m)) = -\Delta_n \times \left(-F_n(r') \cdot Z_s - \frac{j\omega\mu_1}{4\pi} \int_l F_n(r')G_n(r,r')dr'\right)$$
(II.57)

A partir de la définition des fonctions de base F_n , on trouve alors l'expression des impédances généralisées:

1

$$Z_{mn} = \begin{cases} \Delta_n \times \frac{j\omega\mu_1}{4\pi} \int\limits_l G_n(r_m, r_n') dr' n \neq m \\ -\Delta_n \times Z_s + \Delta_n \frac{j\omega\mu_1}{4\pi} \int\limits_l G_n(r_m, r_n') dr' n = m \end{cases}$$
(II.58)

Dans le cas ou l'excitation est un générateur de courant, en fixant $I_1 = I_s$ le courant source, nous obtenons le système à N_s équations et $N_s - 1$ inconnues (de 2 à N_s) suivant:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N_s} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N_s1} & Z_{N_s2} & \dots & Z_{N_sN_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{N_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$
(II.59)

Une fois les impédances Z_s et Z_{mn} déterminées relation (II.22) et (II.45), la distribution du courant est calculée simplement en résolvant le système matriciel (II.46).

IV.2 Modèles numériques pour l'étude des régimes transitoire dans un poste électrique

La connaissance des transitoires dans le réseau d'énergie constitue une sérieuse préoccupation pour l'exploitant du réseau électrique. Depuis déjà plusieurs décennies, dans un souci de protection et de coordination des isolements d'importants moyens ont été engagées pour caractériser les surtensions transitoires.

Vu la difficulté ainsi que le coût élevé pour l'étude par la mesure des transitoires de manœuvres dans un poste aérien, il est devenu nécessaire de pouvoir modéliser ce problème pour réduire les investissements et permettre une analyse plus large en élaborant des études paramétriques.

Les méthodes de calcul des régimes transitoires dans un réseau électrique est maintenant possible de différentes manière [28].

- Les méthodes basées sur la théorie des ondes mobiles (initialement cette méthode est développée par Bergeron méthode des caractéristiques).
- Les méthodes aux différences finies.
- Les méthodes utilisant les transformations de Fourrier ou de Laplace (transformation dans le domaine fréquentiel utilisant les théorèmes de convolution)
- Méthode des équations différentielles.

Pour notre travail, nous utilisons la résolution d'un système d'équations différentielles en tenant compte des relations électriques en chaque nœud. Cette modélisation est déjà implémentée dans le code Simulink (Sim power system).

V. Modélisation électromagnétique en régime transitoire d'un poste aérien

Nous entendons par la modélisation électromagnétique en régime transitoire d'un poste aérien, la qualification par calcul du champ électromagnétique émis par le jeu de barres lorsque celui est traversé par un courant transitoire.

L'analyse de la topologie du poste arien qui constitue notre dispositif électromagnétique, met en évidence les points suivants :

- Topologie assez complexe,
- Dimensions géométriques trop importante (des dizaines de mètres),
- Espace ouvert,
- Les structures rayonnantes dominantes (jeu de barres) sont plutôt de nature filaires,
- Présence du sol qui rend le dispositif inhomogène.

V.1 Calcul de la répartition des courants transitoire dans le poste

Dans le but de calcul de la répartition des courants transitoire dans le poste arien par la théorie des antennes, nous inspirons des travaux réalisés par L.Grcev et F.Dawalibi [20]. Ces auteurs assimilent les prises de terre à des antennes enterrées et ils emploient la méthode des moments pour résoudre une équation intégro-différentielle. Ces travaux sont réalisés dont les hypothèses suivantes sont retenues :

- ✓ Le sol et l'air sont homogènes, linéaires et isotropes ;
- ✓ Les conducteurs sont sujets à l'approximation des fils minces ;
- ✓ Le courant injecté est supposé fourni par un générateur idéal.

Dans notre travail, le dispositif étudié est constitué des conducteurs aériens (vertical et horizontal).

V.2 Formalisme des dipôles Hertziens

La méthode des dipôles consiste en une subdivision du support « structure filaire » en éléments appelés dipôles Fig.4.5, dont la taille est choisie de façon à masquer la propagation. Le champ en tout point du milieu est obtenu par superposition des contributions de l'ensemble des dipôles.





La taille des dipôles *dl* doit satisfaire aux deux conditions suivantes :

$$dl \le \lambda/20 \tag{II.60}$$

 λ : étant la plus petite longueur d'onde significative.

Cette condition permet de masquer la propagation le long du dipôle, c'est à dire l'amplitude et la phase du courant le long du dipôle, sont toutes les deux indépendantes de *z*.

$$dl \le R/10 \tag{II.61}$$

Cette condition permet de prendre en compte les petites variations de courant d'un point très proche de la structure filaire.

R: étant la distance entre le dipôle considéré et le point d'observation.

V.3 Champs électromagnétiques rayonnés par un dipôle

Le calcul du champ électromagnétique émis par un dipôle situé au voisinage du sol, disposé horizontalement ou verticalement par rapport à l'interface sol-air, a fait l'objet de nombreuses publications. La complexité de ce problème tient à la difficulté de prendre en compte l'effet du sol de façon exacte. Dans le cas de la présence d'une interface sol-air plane, la prise en compte de l'hétérogénéité est réalisé en introduisant généralement un terme dit image ainsi qu'un terme de correction. Pour chacun des éléments de courant il est nécessaire de résoudre des intégrales introduites par Sommerfeld [29].

La solution exacte pour le champ électromagnétique d'une source située prés d'une interface a été publiée pour la première fois par A. Sommerfeld [30]. Aussi, l'ensemble des expressions du champ électromagnétique pour un point d'observation proche du sol ont été développées par Banos [30] en coordonnées cylindriques (ρ, φ, z).

V.4 Formulation des champs électromagnétiques rayonnés par un dipôle

Les expressions des champs électromagnétiques rayonnés par une source élémentaire.



Fig. II.9 Source dans le l'air et point d'observation dans l'air.

$$E_{\rho} = \frac{-jP_z \omega \mu_0}{4\pi k_2^2} \cos\varphi \left\{ \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} (G_{22} - G_{21} + k_2^2 V_{22}) + k_1^2 (G_{22} - G_{21} + U_{22}) \right\}$$
(II.62)

$$E_{\varphi} = \frac{-jP_z \omega \mu_0}{4\pi k_2^2} \sin\varphi \left\{ \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(G_{22} - G_{21} + k_1^2 V_{22} \right) + k_1^2 (G_{22} - G_{21} + U_{21}) \right\}$$
(II.63)

$$E_{z} = \frac{-jP_{z}\omega\mu_{0}}{4\pi k_{2}^{2}} \cos\varphi \left\{ \frac{\partial^{2}}{\partial z\partial\rho} (G_{22} - G_{21} + k_{1}^{2}V_{22}) \right\}$$
(II.64)

$$H_{\rho} = \frac{jP_z}{4\pi k_1^2} \cos\varphi \left\{ (1+n^2)\frac{\partial V_1}{\rho\partial\rho} + k_1^2 U_{11} + k_1^2 (G_{11} - G_{12}) - \frac{1}{\rho}\frac{\partial G_{12}}{\partial\rho} \right\}$$
(II.65)

$$H_{\theta} = \frac{P_z}{4\pi k_1^2} \cos\varphi \frac{\partial}{\partial z} \left\{ (1+n^2) \frac{\partial V_{11}}{\partial \rho^2} + k_1^2 U_{11} - \frac{\partial^2}{\partial r^2} (G_{12}) + k_1^2 (G_{11} - G_{12}) \right\}$$
(II.66)

$$H_z = -\frac{-jP_z}{4\pi} \sin\varphi \frac{\partial}{\partial r} \{ +k_1^2 (G_{11} - G_{12} + U_{11}) \}$$
(II.67)

où V_{12} et U_{12} sont les intégrales de Sommerfeld :

$$V_{11} = 2 \int_{0}^{\infty} \frac{e^{\gamma_{1}(z+z')}}{k_{1}^{2}\gamma_{2} + k_{2}^{2}\gamma_{1}} J_{0}(\lambda\rho)\lambda d\lambda$$
(II.68)

$$U_{11} = 2 \int_{0}^{\infty} \frac{e^{\gamma_1(z+z')}}{\gamma_1 + \gamma_2} J_0(\lambda \rho) \lambda d\lambda$$
(II.69)

Les intégrales de Sommerfeld traduisent l'effet de la conductivité finie de l'interface, elles dépendent de deux paramètres géométriques :

- La distance horizontale r, mesurée parallèlement à l'interface, entre la source et le point d'observation ;
- ✓ La distance verticale z + z' entre le point d'observation et l'image de la source.

Elles dépendent en outre de la fréquence par l'intermédiaire des nombres d'ondes k_1 et k_2 .

avec :
$$G_{11} = \frac{e^{-jk_1R_1}}{R_1}$$
 et $R_1 = [\rho^2 + (z - z')^2]^{1/2}$, $G_{12} = \frac{e^{-jk_1R_1}}{R_1}$ et $R_1 = [\rho^2 + (z - z')^2]^{1/2}$,
 $\gamma_1 = (\lambda^2 - k_1^2)^{1/2}$ et $\gamma_2 = (\lambda^2 - k_2^2)^{1/2}$

VI. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, après un aperçu sur les outils de simulation électromagnétique et le concept de la méthode des moments, nous proposons en premier une écriture fréquentielle des équations intégro-différentielles de l'électromagnétisme. La discrétisation de la géométrique du problème se fait alide de la MOM, Nous utilisons la technique dite "point-matching". Cette technique mathématique, conduit à un système matriciel plein et impose la nécessité du calcul des intégrales de Sommerfeld sur l'ensemble des segments (après discrétisation). Ces contraintes sont l'inconvénient de cette méthode.

La deuxième étape a été consacrée aux différentes expressions mathématiques permettant de calculer le champ électromagnétique rayonné par un dipôle électrique.

Chapitre III Applications et résultats

I. Introduction

L'environnement électromagnétique transitoire apparaît dans les postes de transformation aériens et blindés. Les manœuvres de fermeture et ouverture des disjoncteurs créent des ondes mobiles de surtensions transitoires très rapides à l'intérieur des postes.

Dans la première partie de ce chapitre, nous proposons quelques résultats de simulations que nous avons obtenus pour analyser les transitoires de manœuvres dans un réseau électrique (ligne aérienne, poste électrique). Notons que nos applications sont réalisée en utilisons le logiciel de simulation sous Matlab ''SIMULINK''.

Nous présentons dans la deuxième partie quelques résultats de simulations pour la quantification du rayonnement électromagnétique transitoire suite à une manœuvre de fermeture.

Pour réaliser ces applications, nous utilisons le logiciel NEC 4 [31] (Numerical electromagnetic code) ; ce logiciel nous permet une simulation en fréquentiel, nous transformons les résultats ainsi obtenus en temporel par la transformée de Fourier inverse (IFFT). Cette étape constitue généralement une source d'erreurs qui parfois peut être importante si des précautions particulières ne sont pas prises (discrétisation spatio-temporelle, la fréquence maximale, ...).

II. L'outil de modélisation

Comme nous l'avons déjà signalé dans le deuxième chapitre, dans le monde, il existe trois grandes familles des méthodes numériques permettant de modéliser les problèmes de l'électromagnétisme : méthode des moments (MOM), méthode aux différences finies (FDTD, TLM), et méthode des éléments finis (FEM). Chacune de ces méthodes présentent des facilités et des difficultés voir des impossibilités pour traiter les problèmes rencontrés dans la modélisation d'antennes. Dans notre travail nous avons opté pour l'utilisation de la méthode des moments pour résoudre une équation intégro-différentielle obtenue après quelques manipulations mathématiques sur les équations de Maxwell.

II.1 Le logiciel NEC-4

NEC-4 [28] (*Numerical Electromagnetic code*), est un code développé sous sa première version NEC-1, pour le traitement du rayonnement et du couplage électromagnétique. Sa première version, limitée pour cause de l'insuffisance des calculateurs de l'époque (début des années 80), a évolué par la suite progressivement pour aboutir à celle actuellement commercialisée sous l'appellation NEC 4. Cette version permet une modélisation dans les milieux continus tout en tenant compte très particulièrement des interfaces air-sol ainsi que de la conductivité finie de ce dernier (sol).Son fondement théorique est celui des antennes qui consiste à résoudre, par la méthode numérique dite des moments, dans les milieux continus une équation intégrale en champ électrique (EFIE), déduite à partir des équations de Maxwell, ou en champ magnétique (MFIE). La simulation numérique utilisant le code NEC-4 est réalisable uniquement en fréquentielle. L'analyse en régime temporel exige l'utilisation du passage temp-fréquence et inversement. Cette étape constitue généralement une source d'erreurs qui parfois peut être importante si des précautions particulières ne sont pas prises (discrétisation spatio-temporelle, la fréquence maximale, ...).

Enfin, notons que le logiciel NEC-4 permet uniquement d'accéder à la répartition des courants ainsi qu'au champ électrique et magnétique.

II.2 Les composants de NEC4

Le logiciel NEC 4 utilise trois composants :

- ✓ La géométrie de l'électrode grâce à laquelle on va définir les conducteurs qui compose l'antenne. Cette description se fait en donnant les coordonnées cartésiennes des deux extrémités d'électrode (selon les axes x, y, z).
- ✓ L'environnement de l'électrode ; c'est-à-dire : comment elle est alimentée c'est-à-dire où se trouve le générateur (la source) ; La fréquence sur la quelle va être utilisée ; Les caractéristiques du sol.
- ✓ Les données pour le calcul : il faudra aussi quel type de résultats (calcul des courants, le champ électrique ou le champ magnétique) on souhaite.

III. Courant de manœuvre de fermeture d'un disjoncteur

Pour réaliser nos différentes applications, nous utilisons le logiciel de simulation sous Matlab 'SIMULINK' qui nous permet de modéliser le régime transitoire d'une manœuvre de fermeture d'un disjoncteur sur une ligne aérienne et dans un poste électrique.

III.1 Mise sous tension d'une ligne monophasée

Dans cette application, nous traitons le cas de la fermeture d'un disjoncteur sur une ligne aérienne monophasée de longueurL = 10km, située à une hauteur h = 9m au-dessus d'un sol parfaitement conducteur, et alimentée par une source de tension de v = 220kV



Fig. III.1 Mise sous tension d'une ligne ouverte.

Dans notre application, la prise en compte de la fermeture du disjoncteur est réalisée en considérant la source d'alimentation de la ligne (onde de manœuvre) de type trapézoïdale (figure III.2).



Fig. III.2 Source d'alimentation trapézoïdale.

Le schéma électrique sous SIMULINK que nous avons utilisé est illustré sur la figure suivante :



. Fig. III.3 Schéma électrique d'une ligne monophasée mise sous tension sous SIMULINK.

Dans cette application, nous avons tracé la variation de la tension à l'extrémité ouverte de la ligne monophasée située au-dessus d'un sol parfaitement conducteur. Le résultat obtenu est illustré sur la figure III.4.



Fig. III.4 Courant transitoire à l'entrée de la ligne monophasée.



Fig. III.5 Tension transitoire à l'extrémité ouverte de la ligne monophasée.

Pour une ligne pratiquement sans pertes nous constatons que le coefficient de surtension est proche de la valeur 2 (figure III.5). Ce résultat est confirmé théoriquement.

III.2 Mise sous tension d'une ligne triphasée

Afin d'analyser la fermeture d'un disjoncteur lors de la mise sous tension d'une ligne aérienne d'un réseau THT de tensionv = 220kV, nous considérons une ligne en nappe constituée de trois phases situées à une hauteur h=9m au-dessus d'un sol parfaitement conducteur, la distance entre phasesd = 4m. La phase mise sous tension est ouverte et les deux autres phases sont adaptées aux deux extrémités (figure III.6).



Fig. III.6 Mise sous tension d'une ligne triphasée (phase 1 ouverte, Phase 2 et phase 3 adaptées aux deux extrémités).



Fig. III.7 Courant transitoire à l'entrée de la ligne triphasée.



Fig. III.8 Tension transitoire à l'extrémité ouverte de la ligne triphasée.

Pour une ligne triphasée, nous remarquons que la tension à l'extrémité ouverte de la ligne présentant une augmentation d'un facteur proche de 2 puis s'atténuant pour aller vers la valeur de la tension du réseau de 220kV ; cette atténuation s'explique par le phénomène d'induction des deux autres phases qui s'oppose à l'effet qui lui a donné naissance (Loi de Lenz).

III.3 Mise sous tension d'un jeu de barres THT aérien

Nous considérons dans cette application le cas de la manœuvre d'un disjoncteur dans un poste aérien THT. Ce poste est alimenté par une tensionv = 220kV, les conducteurs constituant le jeu de barres sont disposés à une hauteur h = 6 m et h = 4m par rapport au sol, la distance entre phases d = 4.10m (figure III.9).



Fig. III.9 Schéma simplifié d'un jeu de barres triphasées.

Pour les besoins de continuité de service lors de la mise sous tension d'une ligne (enclenchement ou ré-enclenchement) deux sectionneurs et un disjoncteur doivent être manouvres dont le dernier et vide est conduit au transitoire le plus sévère. L'important décalage de $\frac{2\pi}{3}$ entre les trois tensions (système triphasé) par apport a la durée du transitoire fait que chaque phase ne verra pas le transitoire de l'autre ; c'est la raison pour la quelle nous considérons uniquement une phase du jeu de barres qui est réellement triphasé.

La figure III.10 donne le schéma général mono-filaire du poste THT dans un système de coordonnées cartésiennes.





Le schéma électrique sous SIMULINK que nous avons utilisé est illustré sur la figure suivante :



Fig. III.11 Schéma électrique d'un poste mis sous tension sous SIMULINK.



Fig. III.12 Courant transitoire à l'entrée du jeu de barre.

Le résultat en figure III.12, montre une variation pseudo-oscillatoire du courant injecté ; après un pic très important le courant s'amortit rapidement pour s'annuler. En effet le jeu de barres étant à vide à la fin du régime transitoire le courant nul. La figure III.13 présente le courant injecté mesuré à l'entrée du jeu de barres pour le même type de poste aérien publié par EPRI [32]. Notons que les auteurs [32] publient uniquement les résultats de mesure sans donner le détail sur le poste de mesure. Ce résultat de mesure confirme l'allure générale que nous avons obtenue par simulation.



Fig. III.13 Variation du courant injecté à l'entrée du jeu de barre (résultat publié [32] pour un poste



Fig. III.14 Tension transitoire à l'extrémité libre du jeu de barre.

De ces résultats obtenus pour la variation du courant injecté (figure III.12), et de la tension à l'extrémité libre du jeu de barre (figure III.14), nous pouvons affirmer que la modélisation que nous avons réalisé avec SIMULINK est acceptable qualitativement.

La variation du courant pseudo-oscillatoire, présentant un pic puis s'atténuant pour s'annuler car le jeu de barre est à vide (extrémités ouvertes).

La variation de la tension à l'extrémité libre du jeu de barre en figure III.14, met bien en évidence un facteur de surtension proche de 2, ce qui conforte notre calcul.

IV. Champ électromagnétique transitoire

Dans notre travail nous avons utilisée des donnés réel du poste THT 220/60/30 kV de Ouargla. Pour l'analyse du champ électromagnétique transitoire suite à une manœuvre de fermeture de disjoncteur, nous utilisons le formalisme des dipôles Hertziens tel que décrit dans le deuxième chapitre. Le jeu de barres est décomposé en un nombre fini de segment de manière à masquer la propagation, le principe de superposition nous permet de tenir compte de l'ensemble des contributions.



Fig. III.15 Configuration mono filaire pour l'analyse EM de la manœuvre de fermeture.

Le fichier des données que nous utilisons sur NEC-4 pour traiter cette application est présenté dans le tableau III.1

Tab. III.4 Données du fichier d'entrée du code NEC-4 pour un poste THT.

```
CM Length X1 = 20
CM Length X2 = 20
CM Length Y = 20
CE
GW
      1
           41
               -5.1
                      4.4
                             6
                                  4.4
                                        4.4
                                               6
                                                   0.12
GW
      2
           7
                4.4
                      4.4
                             6
                                  5.1
                                        4.4
                                               6
                                                   0.12
GW
      3
           7
                4.4
                      4.4
                             4
                                  4.4
                                        5.1
                                               4
                                                   0.12
GW
      4
          41
                4.4
                     -5.1
                             4
                                  4.4
                                        4.4
                                               4
                                                   0.12
GW
      5
                      4.4
                                  4.4
                                                   0.12
          17
                4.4
                             4
                                        4.4
                                               6
GE
      -1
      2
                        1e+1 1e-2
GN
          0
              0
                   0
                       0
FR 0
        512
                0
                             0.007
                                       0.007
CM EXITATIONEN EN CENTRE
EX
      4
         1
            10
               0
                       0
                            0
                                -0.80
                                        0.
                                              90.
                                                     0.12
NE
     0
         1
           1
                1
                       2.
                             2.
                                  1.5
                                          0.
                                                0.5
                                                        0.
xQ
EN
```



Fig. III.16 Variation temporelle du courant en différents points de jeu de barres.

La figure III.16 montre la variation temporelle du courant transitoire de manœuvre en différents points d'électrodes que nous obtenons par logiciel NEC-4.

IV.1 champ en zone proche

En zone proche les calculs seront réalisés à une hauteur de h = 1.5m au point P de coordonnées (2, 2, 1.5)



Fig. III.17 Variation de la composant Ex du champ électrique au point P (2, 10, 1.5).



Fig. III.18 Variation de la composant Ey du champ électrique au point P (2, 10, 1.5).



Fig. III.19 Variation de la composant Ez du champ électrique au point P (2, 10, 1.5).

Les résultats en figures III.16 à III.18 montrent une variation unipolaire du champ électrique ; cette variation suit exactement la variation de la tension. En effet, au proche voisinage le champ ; électromagnétique est pratiquement découplé et le champ électrique et plutôt dominé par la répartition des charges sur le jeu de barres qui représentée par le terme dit électrostatique (variation en $\frac{1}{r^3}$). Cette allure générale confirmée pat la mesure réalisée (figure III.9) dans les même conditions (mesure à l'intérieur d'un poste aérien au cours d'une manœuvre de fermeture) publiée en [32].



Fig. IV.20. Variation de la composante Ex au point à l'intérieur du poste aérien à différentes tensions (mesure publiée en [32].



Fig. III.21 Variation de la composant Hx du champ magnétique au point P (2, 10, 1.5).



Fig. III.22 Variation de la composant Hy du champ magnétique au point P (2, 10, 1.5).





Les résultats en figures III.21 à III.23 montrent une variation bipolaire du champ magnétique ; cette variation suit exactement la variation du courant. En effet, au proche voisinage le retard de propagation est très faible $(\frac{r}{c} \ll)$, et uniquement le terme d'induction (donné par la loi de Biot et savart, variation $\operatorname{en} \frac{1}{r^2}$) subsiste dans le champ magnétique. Nous constatons que le champ magnétique après une rapide variation devient nul, il est l'image du courant transitoire dans le jeu de barres. Cette allure générale confirmée par la mesure réalisée (figure III.24) dans les mêmes conditions (mesure à l'intérieur d'un poste aérien au cours d'une manœuvre de fermeture) publiée en [32].



Fig. III.24 Variation de la composante Hy au point à l'intérieur du poste aérien à différentes tensions (mesure publiée en [32].



Fig. III.25 Variation temporelle de la composante Ex du champ électrique.



Fig. III.26 Variation temporelle de la composante Ey du champ électrique.

Ces deux figure III.25 et III.26 illustres la composante Ex et Ey respectivement du champ électrique rayonnée le long du profil suite à un transitoires de manœuvres de fermeture dans un poste aérien.

IV. 2 Couplage électromagnétique avec un câble

Comme dernière application, nous considérons un câble aérien qui représente le support de transmission de l'information transmise par un dispositif électrique de bas niveau situé à l'intérieur ou au voisinage du poste. La position du câble est parallèle au sol de conductivité finie. Le but de ces applications est de calculer les courants dans le câble par le rayonnement électromagnétique émis par le jeu de barres lors de l'opération de fermeture. Le câble a une longueur de l=10m, situé à une hauteur h d'un sol de conductivité fini $\sigma = 0.02 S/m$, dirigé suivant l'axe ox tel que indiquées sur la figure III.



Université KasdiMerbah Ouargla


Fig. III.28 Variation du courant induit à l'entrée du câble.

Les résultats en figure III.28 mettent bien en évidence le problème de pollution électromagnétique. Les courants induits sur le câble dans cette région sont l'image directe du champ électrique. Certainement les deux champs (électrique et magnétique) interviennent, mais le couplage par champ électrique (couplage capacitif) doit être dominant.

V. Conclusion

L'étude du comportement des postes haute tension a permis de voir le risque de rayonnement électromagnétique généré par ces postes non seulement sur les vivants (être humain, animaux, plantes, ...etc.) mais aussi sur les appareils électroniques et électriques (professionnels ou bien domestiques).

Dans ce chapitre, nous avons montré les capacités de la modélisation numérique en traitant quelques applications consacrées principalement aux problèmes d'auto-pollution dans un poste aérien suite à un transitoires de manœuvres de fermeture dans un poste aérien.

Néanmoins, nous pouvons quand même affirmer que ce travail de modélisation réalisé en plusieurs étapes peut constituer un premier départ pour analyse CEM des problèmes d'auto-pollution dans les postes aériens.

Conclusion générale

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] M. Aguet et J.J. Morf, Energie Electrique, Traité D'électricité Volume XII.
- [2] Jean-Michel Delbarre, « Poste à Haute et Très Haute Tension », Technique de l'Ingénieur, D4570-2, pp. 1-17.
- [3] M. Virlogeux, «Systèmes de Téléconduite des Postes Electriques », Technique de l'Ingénieur, d4850, pp. 1-11, 1999.
- [4] A. Sabot et J. Michaud, Lignes et Postes Choix et Coordination des Isolements, techniques de l'ingénieur, vol D4750-4.
- [5] Guide pratique N°1, "La protection des installations électriques contre la foudre", Merlin Gérin, Grenoble, (1995).
- [6] A. Schmitt et T. Deflande, « Les Surtensions et les Transitoires Rapides de Tension, en Milieux Industriel et Tertiaire » Eddition Eyrolles 1997.
- [7] Tian LIU, "Manoeuvre contrôlée des transformateurs de puissance avec flux rémanent", Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale « Sciences et Technologies de l'Information des Télécommunications et des Systèmes », Juillet 2011.
- [8] G. Riquel, Etude du Rayonnement Electromagnétique Emis par les Postes Sous Enveloppe Métallique lors des Manoeuvres de Sectionneurs : Mesures en laboratoire, Colloque CEM Lyon(France), 1992.
- [9] C. R Paul, "Analysis of multiconductor Transmission Lines", Wiley Interscience, 1994
- [10] Cahier Technique SONELGAZ SDA, « Le système de télé conduite du réseau de distribution électricité moyen tension de la Société de Distribution D'Alger (SDA) ».
- [11] Abdallah Dar kawi. Qualité d'Energie (Compatibilité Electromagnétique CEM) . _Ecoled'ingenieur.
 Qualité d'Energie (CEM) UE : Qualité d'énergie, CNAM, France. 2017. <cel-01474998>HAL
- [12] Jacques Cuvillier, cour des CEM, 1999 Université de Nant, 1999
- [13] J.-L. Cocquerelle "C.E.M. et Electronique de Puissance" Edition Technip.
- [14] Pierre Degauque et Joël Hamelin "Compatibilité Electromagnétique : Bruits et Perturbations Radioélectriques" Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Edition Dunod, Paris 1990.
- [15] Ch. Sylvain, «Modélisation électromagnétique *in virtuo*. Application aux problèmes de propagation en milieux complexes pour les systèmes de télécommunication», Thèse de Doctorat, Laboratoire en Sciences et Technologies de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC), Pôle Micro-Ondes et Matériaux à Télécom Bretagne Soutenue le 11 janvier 2011.
- [16] James E. Richie and Hubert R. Gangl, III, « EFIE-MFIE hybrid simulation using NEC: VSWR f WISP experiment», Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, Vol. 37, N°. 2, 1995.

- [17] R.F. Harrington. «Field Computation by Moment Methods» IEEE Press Series on Electromagnetic Waves, 1993.
- [18] Roger F. Harrington, «Field Computation by Moment Methods»; Macmillan, pp.229, 1968.
 [19] B. Rascalou, «Approche théorique de la mise à la terre : de l'étude de régime continu à l'analyse électromagnétique»; Thèse de doctorat en électromagnétisme. L'université Blaise Pascal, 02 octobre 1987.
- [20] L. Grcev and F. Dawalibi, «An Electromagnetic Model for Transients in Grounding Systems», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, N°. 4, pp. 1773-1781, 1990.
- [21] J. A Stratton, «Electromagnetic Theory», McGraw-Hill, New York, 1941.
- [22] R. Gabillard, Propagation des ondes électromagnétique dans les milieux conducteurs, Applicati Télécommunications Souterraines, Pbl. Interne Université de Lille, Tom I et II, 1967.
- [23] Alfredo Baños, Jr., Dipole radiation in the presence of a conducting half-space, International Series of Monographs on Electromagnetic Waves, Vol. 9. pp.245, New York, Pergamon Press, Inc., 1966.
- [24] L. Grcev and F. Dawalibi, An Electromagnetic Model for Transients in Grounding Systems, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, N°. 4, pp. 1773-1781, 1990.
- [25] O. Biro, K. Preis, On the use of the magnetic vector potential in the finite element analysis of threedimensional eddy currents, IEEE Trans, On power delivery, vol.25, N°4, July 1989.
- [26] Liew A. C. and Darveniza M, Dynamic model of impulse characteristics of concentrated earths, Proc IEE, Vol. 121, N°. 2, pp. 123-135, 1974.
- [27] Tahar ROUIBAH « Contribution à la modélisation et à la simulation des prises de terre des installations électriques » thèse de doctorat, université Ferhat Abbes – Sétif UFAS (Algérie) 2015.
- [28] Philippe Auriol « Contribution à l'étude numérique des régimes transitoires dans les réseaux à très haute tension » thèse de docteur, université Clauda Bernard Lyon 1972.
- [29] Sommerfeld, rayonnement EM d'un dipôle en présence d'un demi-mi A. Sommerfeld, Über die Ausbreitung des wellen in der drahtlosen Telegraphie. Annal Physics Vol. 28. 1909.
- [30] Baños, A., Dipole Radiation in the Presence of a Conducting Half-Space, Oxford, 1966.
- [31] NEC, Numerical Electromagnetic Code, Janvier, 1992.
- [32] C. M. Wiggins F. S. Nickel A. J. Haney, Measurement of switching transients in 115 KV substation, Electric Power Research Institute Palo Alto, CA 94303,1989.

Annexe

Annexe

GW	La géométrie										
GW	ITG	NS	XW1	YW1	ZW1	XW2	YW2	ZW2	RAD		
	I1	I2	F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7		
(I1)	Sortie d	lu texte a	u docum	ent.							
(I2)	Nombre	e de segn	nents dar	is les que	ls le fil s	era divis	é.				
(F1)	Coordo	nnée x d	e la prem	ière extr	émité du	fil.					
(F2)	Coordonnée y de la première extrémité du fil.										
(F3)	Coordonnée z de la première extrémité du fil.										
(F4)	Coordonnée x de la première extrémité du fil.										
(F5)	Coordo	Coordonnée y de la première extrémité du fil.									
(F6)	Coordo	Coordonnée z de la première extrémité du fil.									
(F7)	Rayon	de fil .ou	pour l'o	ption de	segment	conique.					

EX	Excitation										
EX	I1	I2	I3	I4	F1	F2	F3	F4	F5	F6	
I1	Le type d'excitation utilisée.										
I2	Nom ut	Nom utilisé.									
I3	Nom ut	Nom utilisé.									
I4	Nom ut	Nom utilisé.									
F1	X position de l'élément courant en mètres.										
F2	y position de l'élément courant en mètres.										
F3	z position de l'élément courant en mètres.										
F4	L'angle	L'angle α (degrés) entre le plan x-y et le courant élément.									
F5	L'angle	L'angle β (degrés) entre le l'axe des x et la projection de l'élément courant sur									
	le plan	le plan x-y.									
F6	Moment actuel de la source II.										

Remarque : les paramètres entiers I3et I4 ne sont pas utilisés. Les zéros devraient être entrés dans ces positions.

GN	Paramètres de sol										
GN	IPERF	NRADL	0	0	EPSR	SIG	F3	F4	F5	F7	
	I1	I2	I3	I4	F1	F2	F4	F5	F6	F7	
I1	Type de sol.										
I2	Nombre	de fils radiau	ıx dan	s l'apj	proximatio	n de l'é	écran d	le bas			
I3	0										
I4	0										
F1	Constante diélectrique relative pour la masse au voisinage de l'antenne.										
F2	Conductivité en S/m du sol.										
F3	Le rayon de l'écran.										
F4	Le rayon des fils de l'écran.										
F5	Distance le long de l'axe des x à la limite linéaire (parallèle à l'axe y) entre le										
	distance en mètres.										
F6	Distance en mètres.										

LD	Chargement d'impédance									
LD	LDTYP	LDTAG	LDTAGF	LDTAGT	ZIR	ZLI	ZLC			
	I1	I2	I3	4I	F1	F2	F3			
I1	Détermin	Détermine le type de chargement utile.								
I2	Numéro	d'étiquette	; identifie le	es sections de	e fils à cl	harger pa	ar leurs numéros			
	d'étiquettes.									
I3	Dernier segment.									
I4	Dernier segment.									
F1	Résistance en ohms.									
F2	Inductance en hernies.									
F3	Capacité dans les farads.									

XQ : Exécuter pour calculer les courants seulement.

EN : Fin du fichier d'entrée.

GE : Entrée de géométrie de fin.

CE : Sorti du texte au document

Logiciel NEC4 :

Main (F2)			💿 💽 🕼 Geometry (F	3)	
File Edit Settin	gs Calcula	ite Window Show He	lp Show View F	ar field Near field Wire/Segm	n Povray
🛅 🕼 🦹 🕲 Si		de se 🔳 👪 🚹	poste.nec		.0049 Mhz
Filename post	e.nec	Frequency .0049 M Wavelength 61399 r	dhz. ntr		
Voltage	i i	Current			
Impedance Parallel form		Series comp. Parallel comp.		~	
Radiat-power	w	Structure loss	W	\sim	
Input power	W	Network loss			
Environment		Efficiency	<i>/</i> *	>	
Sommerfeld ground I Diel-const. : 4.0 Conductivity : 10.0 n Comment	ile input				\langle
*.nec Converting-tim Length X = 20 *.inp Loading-time=0	e=0.0 .0			K	>
Seg's/patches Pattern lines Freq/Eval steps Calculation time		start stop count	step		
			Theta : 73	Axis : 5.0 mtr	Phi : 324