

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
SALIM TEKKOUK

LE CALCUL DE HAUTE PERFORMANCE APPLIQUÉ À L'ÉTUDE DU COMPORTEMENT
ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES STRUCTURES EN MATÉRIAUX COMPOSITES D'UN
AVION

AVRIL 2014

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Le Calcul de Haute Performance appliqué à l'étude du
comportement électromagnétique des structures en matériaux
composites d'un avion

Salim Tekkouk

30 avril 2014

Table des matières

Avant-propos	i
Introduction générale	1
1 Les matériaux composites	4
1.1 Introduction	4
1.2 Bref historique	4
1.3 Matériaux composites	5
1.3.1 Les matrices	5
1.3.2 Les renforts	6
1.3.3 Caractéristiques des pièces en matériaux composites	6
1.3.4 Procédés de transformation	7
1.4 Matériaux composites en aéronautique	7
1.4.1 Petit historique	7
1.4.2 Choix des matériaux composites en aéronautique	8
1.4.3 Applications des matériaux composites en aéronautique	8
1.5 Conclusion	8
Bibliographie	10
2 Le Calcul de Haute Performance	11
2.1 Introduction	11
2.2 Calcul de Haute performance	11
2.2.1 La naissance du parallélisme	12
2.2.2 Historique	12
2.2.3 Classification de Flynn	12
2.2.4 Autre classification	13
2.3 Eléments constitutifs des différents modèles	13
2.3.1 Modèle de von Neumann	13
2.3.2 Modèle SISD	13
2.3.3 Modèle SIMD	13
2.3.4 Modèle MIMD	14
2.3.5 Organisation de la mémoire	14
2.4 Performances des machines	14
2.4.1 Limitations technologiques	14
2.4.2 Limitations logicielles	14
2.5 Bref historique des records [3]	16
2.6 Etat de l'art des superordinateurs	17
2.6.1 Liste des superordinateurs et Top 500 [3]	17
2.6.2 Liste Green 500 [3]	19
2.6.3 Liste Graph 500 [3]	20
2.7 Compute Canada	20

2.8 Calcul Québec	21
2.9 Guillimin	22
2.10 Conclusion	22
Bibliographie	23
3 Agressions électromagnétiques contre les avions	24
3.1 Introduction	24
3.2 Le rayonnement cosmique	24
3.2.1 L'ionisation de l'air	24
3.2.2 La source du rayonnement cosmique	25
3.2.3 Les éléments constitutifs du rayonnement cosmique	25
3.2.4 Les doses reçues par les Terriens	26
3.3 Décharge électrostatique des avions à l'atterrissement	28
3.4 La triboélectricité	28
3.4.1 Le champ électrique	28
3.4.2 Le pouvoir des pointes	28
3.4.3 Conséquences de la décharge	29
3.4.4 Prévention	30
3.5 La foudre	30
3.5.1 Canal de foudre	30
3.5.2 Le foudroiement en fonction de l'altitude	31
3.5.3 Simulation du foudroiement au laboratoire	31
3.5.4 Mécanisme de déclenchement de la foudre	32
3.5.5 Le "Zoning"	32
3.6 Formes d'onde du courant de foudre	32
3.6.1 La composante A : pic de courant initial	33
3.6.2 La composante B : courant intermédiaire	34
3.6.3 La composante C : continuation du courant	34
3.6.4 La composante D : choc en retour	35
3.6.5 La composante H : taux de croissance de courant	36
3.6.6 Décharges multiples	36
3.6.7 Zones externes d'un avion	36
3.6.8 Protections contre la foudre	38
3.7 Conclusion	38
Bibliographie	40
4 La caractérisation des matériaux composites	41
4.1 Introduction	41
4.2 Caractérisation mécanique	41
4.3 Caractérisation thermique	41
4.4 Caractérisation électromagnétique des matériaux composites	41
4.4.1 Introduction	41
4.4.2 La caractérisation électromagnétique	42
4.4.3 Choix de la méthode de caractérisation	42
4.4.4 Méthodes de caractérisation	42
4.4.5 Méthodes en espace libre	44
4.4.6 Variantes des méthodes précédentes	44
4.4.7 Mesures de conductivité	45
4.5 Conclusion	45
Bibliographie	45

5 La modélisation des matériaux composites	47
5.1 Introduction	47
5.2 La modélisation	47
5.2.1 Equations de Maxwell	47
5.2.2 Equations de propagation des champs E et H :	48
5.2.3 Equations d'onde des potentiels A et ϕ	49
5.2.4 Propagation guidée des O.E.M.	49
5.2.5 Rayonnement des O.E.M.	51
5.3 Détermination de la permittivité et de la perméabilité [1, 2]	52
5.3.1 La modélisation des CFRC [3]	53
5.4 Modélisation du canal foudre	54
5.5 Modélisation des composantes A et D du courant foudre	55
5.5.1 Equation du courant $I(t)$	55
5.5.2 Calcul des paramètres α et β	55
5.6 Spectre de fréquence des composantes A et D du courant foudre	56
5.7 Plaques minces de Bérenger	56
5.8 Impédance de surface	58
5.9 Impédance de transfert	58
5.10 Conclusion	58
Bibliographie	59
6 Comportement électromagnétique des matériaux composites	61
6.1 Introduction	61
6.2 La méthode FDTD	61
6.2.1 Introduction	61
6.2.2 Théorie	61
6.2.3 Différences finies centrées	61
6.2.4 Les équations de Maxwell-Faraday et de Maxwell-Ampère	62
6.2.5 Organigramme de Yee	63
6.2.6 Cas 2D dans un diélectrique	70
6.3 La technique de Bérenger	71
6.3.1 Cas du mode TE	72
6.3.2 Cas du mode TM	73
6.4 La FDTD parallèle	82
6.5 Open MP	82
6.5.1 Les directives sentinelles de OpenMP	83
6.6 La composante A du courant de foudre	83
6.6.1 Onde A entière	84
6.6.2 Front de l'onde A	84
6.6.3 Spectre de l'onde A	85
6.7 La composante B du courant de foudre	85
6.8 La composante C du courant de foudre	86
6.9 La composante D du courant de foudre	86
6.9.1 Onde D entière	87
6.9.2 Front de l'onde D	88
6.9.3 Spectre de l'onde D	88
6.10 La composante H du courant de foudre	89
6.10.1 Onde entière	89
6.11 Redistribution du courant de foudre	89
6.11.1 Courant sur un panneau CFC et sur une plaque aluminium	89

6.11.2 Couplage inductif	93
6.11.3 Impédance de surface	95
6.11.4 Impédance de transfert	96
6.12 Adjonction de fonctions aux matériaux composites	98
6.12.1 Fonction thermique	98
6.12.2 Fonction blindage électromagnétique	98
6.13 Conclusion	101
Bibliographie	101
Conclusion générale et perspectives	103
A Concepts et terminologie	104
B Les différentes architectures	106
B.1 Architecture de von Neumann	106
B.2 Architecture SISD	106
B.3 Architecture SIMD	106
B.4 Architecture MIMD	106
B.4.1 Organisation de la mémoire	107
B.5 Processeurs, bus, routeurs, systèmes	107
B.5.1 Processeurs Intel Westmere-EP	107
B.5.2 QDR InfiniBand	107
B.5.3 10-Gigabit Ethernet	107
B.5.4 GPFS	108

Table des figures

1.1	(a) Matériau composite [2]. (b) Matériau composite à fibre de carbone [3].	4
1.2	Part en pourcentage des matériaux dans un avion moderne [8].	8
2.1	Roadrunner : premier superordinateur à dépasser le Pétaflop [8].	18
2.2	Supercalculateur Guillimin [1].	22
3.1	Mesures réalisées sur des routes représentatives des différentes situations d'exposition aux rayonnements cosmiques. Dans les cercles, est mentionné le débit d'équivalent de dose ambiant moyen sur le vol en microsieverts par heure. La dose totale est donnée pour un aller-retour en millisievert, pour le vol Paris-New York en Concorde. Source : IRSN [4].	27
3.2	Champ électrique au voisinage de la surface d'un conducteur.	28
3.3	Pouvoir des pointes.	29
3.4	Cumulo-nimbus et foudroiement en fonction de l'altitude [10], [11].	31
3.5	Lignes équipotentielles autour de l'avion [10], [11].	32
3.6	Formes d'ondes de courant de foudre[10], [11].	33
3.7	(a) Composante A entière [4]. (b) Front de la composante A[4].	34
3.8	(a) ComposanteB [4]. (b) Composante C [4].	35
3.9	(a) Composante D entière [4]. (b) Front de la composante D [4].	35
3.10	Composante H : (a) 1 salve de 20 impulsions étalées sur 1 milliseconde[4]. (b) 24 salves étalées sur 20 isisecondes [4]. (c) Forme d'une impulsion [4].	36
3.11	(a) Décharges multiples ou D/2 [4].	36
3.12	Zones 1A, 1B, 2A, 2B, 3 de foudroiement d'un avion [4].	37
3.13	Contraintes directes au point d'attachement de la foudre sur un matériau composite[12]	38
4.1	Méthodes de caractérisation : (a) en espace libre [5]. (b) en guide d'onde [5]. (c) en microruban [5]. (d) en cavité [5].	43
4.2	Méthode du câble coaxial [3].	44
4.3	Méthode de la chambre réverbérante [3].	44
4.4	Méthode de la chambre anéchoïque [3].	45
5.1	modèle de canal foudre.	54
5.2	Modèle de plaque mince adapté de [10]	56
5.3	Modélisation de panneau composite adapté de [10]	57
5.4	Impédances de surface et de transfert d'une plaque aluminium[4]	58
5.5	Impédances de surface et de transfert d'un panneau de CFC [4]	58
6.1	Schéma de Yee 1D [6].	64
6.2	Schéma de Yee 3D [6].	65
6.3	Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.	66
6.4	Champ E et champ H dans la structure.	67

6.5 Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité	67
6.6 Champ E et champ H dans la structure.	67
6.7 Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.	68
6.8 Champ E et champ H dans la structure.	68
6.9 Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.	69
6.10 Champ E et champ H dans la structure.	69
6.11 Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.	70
6.12 Champ E et champ H dans la structure.	70
6.13 Plaque diélectrique uniforme : champ E et H au pas temporel : 100.	74
6.14 Plaque diélectrique uniforme : champ E et H au pas temporel : 150.	74
6.15 Plaque diélectrique uniforme : champ E et H au pas temporel : 170.	75
6.16 Fenêtre diélectrique à 3 diélectiques différents : champ E et H au pas temporel : 100. .	75
6.17 Fenêtre diélectrique à 3 diélectiques différents : champ E et H au pas temporel : 150. .	76
6.18 Fenêtre diélectrique à 3 diélectiques différents : champ E et H au pas temporel : 170. .	76
6.19 Panneau composite sans grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 120.	77
6.20 Panneau composite sans grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 150.	77
6.21 Panneau composite sans grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 170.	78
6.22 Plaque métallique : champ E et H au pas temporel : 120.	78
6.23 Plaque métallique : champ E et H au pas temporel : 150.	79
6.24 Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 150.	79
6.25 Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 170.	80
6.26 Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 200.	80
6.27 Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 220.	81
6.28 Panneau composite CFC : champ E et H au pas temporel : 120.	81
6.29 Panneau composite CFC : champ E et H au pas temporel : 150.	81
6.30 Panneau composite CFC : champ E et H au pas temporel : 170.	82
6.31 Courant de foudre : composante A	84
6.32 Courant de foudre : front de la composante A	84
6.33 Courant de foudre : spectre de la composante A	85
6.34 Courant de foudre : composante B	86
6.35 Courant de foudre : composante C	86
6.36 Courant de foudre : composante D	87
6.37 Courant de foudre : front de la composante D.	88
6.38 Courant de foudre : spectre de la composante D	88
6.39 Courant de foudre : composante H	89
6.40 Cellule plaque Composite et câble aluminium en parallèle [11].	90
6.41 Redistribution de courant dans un panneau CFC et dans un câble aluminium : cas d'une onde lente.	92
6.42 Redistribution de courant dans un panneau CFC et dans un câble aluminium : cas d'une onde rapide.	92
6.43 Schéma de distribution du courant de foudre [11].	94
6.44 Redistribution de courant : cas d'une onde lente.	94
6.45 Redistribution de courant : cas d'une onde rapide.	95
6.46 Impédance de surface et impédance de transfert d'une plaque d'aluminium	97
6.47 Impédance de surface et impédance de transfert d'un panneau de CFC	97
6.48 (a) tissu en cuivre (Flectron) [15]. (b) Tissu de cuivre au milieu du matériau composite [15].	98
6.49 Réexion et transmission d'une O.EM.	99
6.50 Insertion d'un écran métallique dans un matériau composite : (a) Photo en coupe transversale [16]. (b) Ecran métallique au niveau N-3 et N-1 dans un matériau composite[16].	101

6.51 Efficacité de blindage : (a) Composite verre [16]. (b) Composite carbone [16]. 101

Liste des tableaux

2.1	Classification de Flynn.	13
2.2	Historique des records de la naissance des ordinateurs en 1938 à 2012.	17
2.3	Les supercalculateurs les plus puissants de la planète entre 2007 et 2012.	17
2.4	Liste des 10 premiers supercalculateurs en Novembre 2012.	18
2.5	Liste des 5 premiers supercalculateurs en Juin 2013.	19
2.6	Liste des 5 premiers supercalculateurs en Novembre 2013.	19
2.7	Classement des ordinateurs selon les critères d'informatique verte.	20
2.8	Liste Graph 500.	20
4.1	Méthodes de caractérisation des matériaux[5].	43
6.1	Efficacité de blindage : en pourcentage de champ transmis et de champ non transmis [17].	100
6.2	Conductivité et perméabilité de quelques matériaux [17].	100

Résumé

L'aviation moderne s'oriente aujourd'hui vers le concept de l'avion « plus électrique » où les commandes électriques vont progressivement se substituer aux commandes hydrauliques, pneumatiques, mécaniques. La tendance est aussi à l'avion « plus composite » c'est à dire « moins métallique » où certaines parties en alliages métalliques sont elles aussi remplacées par des parties en matériaux composites avancés.

Par rapport aux matériaux classiques comme l'acier, l'aluminium ou les alliages métalliques qu'ils envisagent de concurrencer, ces nouveaux matériaux présentent certes des avantages : ils sont plus légers, plus résistants et présentent souvent une meilleure tenue à la fatigue.

Ils présentent cependant quelques inconvénients aux plans : mécanique, thermique, électromagnétique.

Sur ces trois plans un avion connaît diverses agressions notamment le rayonnement cosmique et la foudre qui frappe souvent les aéronefs en est une des plus dangereuses.

L'objet de ce travail est d'étudier le comportement électromagnétique des structures externes des avions construits partiellement ou totalement avec ces nouveaux matériaux.

Il s'agira d'analyser le champ électrique, le champ magnétique, les courants, la constante diélectrique, l'effet de blindage, l'épaisseur effective des matériaux utilisés, par différentes méthodes de caractérisation.

La simulation du comportement électromagnétique sera conduite par la voie analytique et la méthode FDTD avec PML de Bérenger sera introduite.

Mots clés : Matériaux Avancés, Foudroiemnt, Blindage Electromagnétique, Supercalulateurs, Parallélisme, FDTD parallèle , Méthode de Bérenger, Calcul de Haute Performance.

Remerciements

Ce travail a été effectué, dans le cadre de la préparation d'un projet de fin d'études de Maitrise au Département de Génie Électrique et Génie Informatique de l'Université du Québec à Trois Rivières, sous la responsabilité du Professeur Adam Skorek.

Le Professeur Adam Skorek m'accueilli au sein de son équipe de travail et de recherche et m'a témoigné une compréhension et une patience à toute épreuve. Toute ma reconnaissance et ma gratitude lui sont définitivement acquises.

Mes remerciements et ma gratitude vont également au Professeur Ahmed Cheriti qui m'a apporté toute son aide.

Je remercie tous les membres du jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail.

Je témoigne ici de ma profonde reconnaissance à : M. Ryad Remmouche ainsi qu'à MM. Hachemi Bouridah, Toufik Benkedidah, Karim Kemih, Fayçal Boukerroum, Fayçal Ayad, mes Enseignants du Département d'Electronique de l'Université de Jijel- Algérie.

Que mes amis du Québec : Khaled Atoub, Djellatou Mohamed El Fares, la famille Atoub, la famille Draa, trouvent ici l'expression de mes meilleurs sentiments et mes voeux de réussite, chacun en ce qui le concerne, dans son domaine.

Je n'oublie pas non plus mes amis d'Algérie et d'ailleurs en ce vaste monde.....

Que toute personne ayant de près ou de loin apporté une contribution à ce travail, soit, ici, chaleureusement remerciée.

A ma mère, ma soeur
mon père, et mes frères
avec toute mon affection.

Introduction générale

L'avion est, de nos jours, le moyen de transport le plus rapide, le plus confortable et, surtout, le plus sûr. Malgré ces avantages indéniables sur les autres moyens de transport, l'avion reste encore imparfait, et présente donc potentiellement des possibilités de perfection. Des impératifs d'ordre écologique, d'ordre économique liés au tarissement des ressources énergétiques fossiles et des matériaux, de leur coût de plus en plus élevé sur le marché mondial, poussent les constructeurs aéronautiques à produire des avions encore plus performants.

L'avion, machine lourde et complexe, consomme en effet beaucoup de carburant, pollue énormément et (le risque zéro n'existant pas) est sujet à des accidents, très rares certes, mais très graves quand ils surviennent.

Ces accidents peuvent provenir :

- de causes internes à l'avion :
 - défaillance des moteurs ou des réacteurs,
 - rupture des matériaux de revêtement (par corrosion ou décollement)
 - rupture de matériaux de structure (par corrosion)
 - défaillances électriques dans les câbles
 - défaillances électroniques (problèmes de CEM : Compatibilité ElectroMagnétique)
- de causes externes comme :
 - les intempéries (neige, pluie, vent et brouillard)
 - les foudres et les décharges électrostatiques
 - les chocs avec les oiseaux etc..

Le trafic aérien est appelé à croître de façon exponentielle dans les années à venir et dans cette perspective les défis à relever par la R&D (Recherche et Développement) de l'industrie aéronautique sont multiples et immenses : il faudra construire des avions moins énergétivores (économie en carburant donc économie sur les frais d'exploitation) et par conséquent moins polluants (réduction du taux de CO_2 et autres gaz à effet de serre émis par les moteurs et les réacteurs), plus sûrs et plus confortables.

Pour atteindre ces objectifs d'économie, de respect de l'environnement de sécurité et de confort, les avions de demain doivent :

- être moins lourds, donc gain sur le poids :
 - des structures
 - des revêtements
 - de la motorisation
 - des équipements
 - du carburant embarqué.

Par rapport à un avion "métallique" dont la motorisation développe la même puissance, un avion en matériaux nouveaux, plus léger, présente des avantages au plan de la consommation ou de la charge transportée ou de l'autonomie. En effet un gain de masse d'une tonne équivaut en moyenne à dix passagers supplémentaires embarqués avec leurs bagages ou à une tonne de marchandise supplémentaire embarquée ou une plus grande autonomie (plus long rayon d'action).

Ils doivent aussi :

- être plus robustes donc :
 - moins de ruptures des pièces

- moins de décollement de rivets d'assemblage des plaques de revêtement
- présenter une meilleure compatibilité électromagnétique (CEM) pour éviter les interférences avec les divers équipements électroniques au sol ou embarqués
- présenter moins de vibrations et de bruit acoustique notamment pour un meilleur confort des passagers.

Le cahier des charges à saisir tant sur le plan économique, environnemental, sécuritaire que sur le plan du confort est donc draconien et le challenge aux meilleures performances mécaniques, thermiques, électromagnétiques est ouvert...

Les matériaux composites ont investi depuis les années 1960, de larges pans de l'industrie, et n'ont investi vers les années 70 que modestement l'industrie aéronautique et spatiale, mais aujourd'hui ils se posent en concurrents sérieux aux métaux et alliages jadis réservés à ces industries de haute technologie.

Ils se proposent d'être non seulement plus légers et plus rentables, mais aussi d'avoir des performances (mécaniques, thermiques, électromagnétiques) sinon meilleures, du moins égales à celles des métaux et alliages.

Pour analyser ces performances promises, un moyen moderne et puissant est mis aujourd'hui à la disposition des Chercheurs et des industriels : la simulation numérique, préalablement précédée par une modélisation (modèles mathématiques et physiques basés sur des équations) rigoureuse dûment établie.

La puissance de calcul (côté hardware et côté software) offerte (on parle aujourd'hui de supercalculateurs parallèles, ou massivement parallèles, de calcul intensif ou calcul de haute performance HPC, avec des logiciels adaptés) s'évalue en Téraflops (10^{12} flops), et même en Pétaflops (10^{15} flops) et on envisage de passer aux Exaflops (10^{18} flops) dans les prochaines années !

Ceci étant, on peut d'ores et déjà vérifier les performances des matériaux composites ou avancés et même de prévoir leur comportement en fonction du temps (fatigue et vieillissement).

Des logiciels du commerce existent en nombre et offrent une grande performance, mais ils peuvent dans certains cas spécifiques s'avérer trop généralistes.

La FDTD (Finite Difference Time Domain ou Différences Finies dans le Domaine temporel), outil de modélisation 3D par excellence, se caractérise cependant par sa demande astronomique en espace mémoire et en temps de calcul.

Le maillage d'un avion par exemple, qui est une structure de grande taille, doit comporter des millions de mailles pour le modéliser correctement ; il faut ajouter à cela des milliers d'itérations temporelles par maille.

Ce challenge est impossible à saisir par les anciennes machines, le recours au parallélisme des ordinateurs et à de nouveaux codes de calcul pour ces superordinateurs est nécessaire.

L'utilisation conjointe des supercalculateurs et la parallélisation des codes FDTD permet aujourd'hui de traiter en un temps raisonnable des problèmes avec des mailles de plus en plus fines qui peuvent se compter en milliers de milliards.

Ce travail de Master se veut être une introduction à un travail beaucoup plus élaboré, portant sur l'étude d'un cas concret d'avion, pouvant déboucher sur une thèse de Doctorat.

Outre cette introduction générale, ce travail de Master comporte six chapitres :

- un premier chapitre traite des matériaux composites dits aussi matériaux avancés, on y abordera notamment leurs caractéristiques, les procédés de transformation, les matériaux de haute performance utilisés en aéronautique, leur comportement électromagnétique, la protection des avions contre la foudre.
- un deuxième chapitre traite de l'état de l'art du Calcul de Haute Performance CHP ou High Performance Computing HPC, les notions de parallélisme, superordinateurs, supercalculateurs y seront abordés.
- un troisième chapitre traite des agressions électromagnétiques subies par les avions. On y décrira de façon détaillée le rayonnement cosmique, les décharges électrostatiques et le foudroiement.

- un quatrième chapitre traite des différentes méthodes de caractérisation des matériaux et des matériaux composites en particulier.
- un cinquième chapitre traite de la modélisation des matériaux composites et en particulier de la modélisation électromagnétique basée sur les équations de Maxwell.
- un sixième chapitre traite de la simulation électromagnétique : la FDTD et la parallelisation des codes FDTD parallèle y seront décrites. On y abordera le comportement électromagnétique des matériaux composites face aux agressions électromagnétiques. Une partie expérimentale y sera décrite en prolongement des résultats obtenus par voie de simulation.
- une conclusion générale avec des perspectives pour un travail de thèse.

Chapitre 1

Les matériaux composites

1.1 Introduction

Différents des matériaux habituels qui sont homogènes à l'échelle macroscopiquement, les matériaux composites comme le suggère leur nom, sont des arrangements de fibres continues ou discontinues d'un matériau résistant appelé renfort, enfoui dans un autre matériau, beaucoup moins résistant mécaniquement, appelé matrice. Le rôle de la matrice est de conserver la disposition géométrique des fibres et de leur transmettre les sollicitations auxquelles la pièce en matériau composite est soumise.

Le matériau issu de la combinaison d'au moins deux composants non-miscibles et possédant une forte capacité d'adhésion est très hétérogène et donc forcément anisotrope [1]. Il possède des propriétés différentes de celles de ses constituants, le but recherché étant évidemment la supériorité des performances du matériau composite sur celles de ses composants pris séparément.

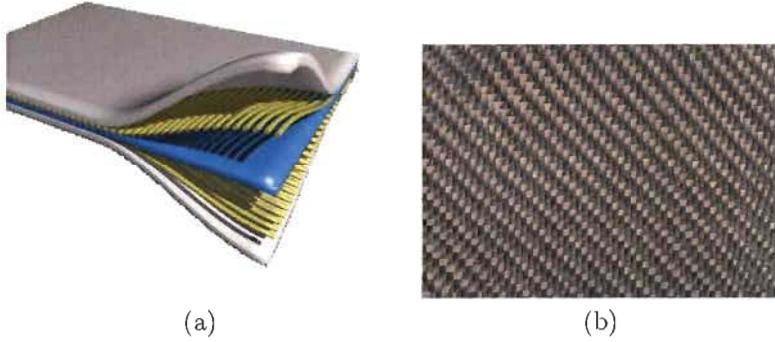


FIG. 1.1 – (a) Matériau composite [2]. (b) Matériau composite à fibre de carbone [3].

1.2 Bref historique

L'histoire des matériaux remonte à la plus haute antiquité. Pour construire ses huttes, ses outils, ses armes, l'homme a utilisé les premiers matériaux naturels :

- les végétaux (feuilles et branchages des arbres),
 - certaines matières organiques (ossements et peaux d'animaux)
 - les minéraux (les pierres, la terre, l'argile, etc...),
- qui lui sont tombés sous la main.

L'avènement des matériaux composites, plus tard, remonte probablement à l'âge de la pierre polie (ère néolithique, il y a de cela 12000 ans) quand l'homme a commencé à se sédentariser et à construire des villages.

Pour renforcer et améliorer ses premières créations :

- les habitations
- les outils
- les armes

l'homme a du combiner, par tâtonnement, les matériaux de base primaires, créant ainsi de façon "artisanale" les premiers "matériaux composites" rudimentaires de l'histoire de l'humanité.

Parmi les premiers matériaux composites fabriqués par l'homme on trouve notamment [2] :

- le bois et le torchis (mélange de terre argileuse et de paille) considérés comme les premiers matériaux composites de l'histoire. Le torchis était le matériau de construction des habitations. Les Celtes l'utilisaient principalement pour la construction des murs de leurs maisons en raison de son faible coût et de ses propriétés isolantes (inertie et accumulation thermique : chaleur en hiver et fraîcheur en été). Le torchis était composé d'une matrice plastique (la terre) et de renforts (les fibres végétales).
- les briques d'argile auxquelles les anciens Egyptiens ajoutaient de la paille pour améliorer leur solidité.
- les poteries auxquelles les Incas ajoutaient des fibres végétales pour les renforcer.
- la glace des igloos à laquelle, les Esquimaux incorporent aujourd'hui encore de la mousse pour la rendre moins cassante et plus façonnable
- les arcs Mongols dont l'âme en bois était contrecollée de corne sur sa face interne et de tendon au dos.
- les sabres traditionnels des Japonais dont le procédé de fabrication (dosage de fer et de carbone, martèlement et pliage) utilisé par les forgerons leur conférait une résistance et une souplesse remarquables.
- l'imperméable avec du caoutchouc sur des tissus inventé en 1823
- le béton armé inventé en 1892
- le premier composite à fibre de verre en 1942
- etc....

1.3 Matériaux composites

On distingue, suivant les caractéristiques de la matrice et des renforts, généralement deux grandes familles [1], [3], [4] :

- les composites de grande diffusion (GD) : ils sont bon marché et destinés à des utilisations grand public, leurs performances mécaniques sont souvent inférieures à celles des matériaux de référence comme l'acier par exemple.
- les composites à hautes performances (HP), généralement renforcés de fibres continues de carbone, kevlar (ou aramide) et réservés à des secteurs stratégiques comme l'aéronautique. Leurs performances mécaniques sont supérieures à celles des matériaux de référence [5].

1.3.1 Les matrices

Parmi les matrices, on distingue :

Les matrices à base de résines

Appelées matrices résineuses, elles entrent dans la composition des composites à matrices organiques (CMO), elles sont :

- soit thermoplastiques
- soit themodurcissables (époxydes)

Les matrices à base de minéraux

Elles entrent dans la composition des composites à matrices céramiques (CMC), elles permettent d'atteindre de hautes températures, ce sont :

- le carbone
- le carbure de silicium
- les céramiques

Les matrices à base de métaux

Elles entrent dans la composition des composites à matrices métalliques (CMM), on distingue :

- l'alliage d'aluminium
- l'alliage de titane

1.3.2 Les renforts

Les renforts sont généralement des fibres. Ils sont constituées par des centaines ou des milliers de filaments de diamètre compris entre 5 et 15 μm (microns) on distingue :

- les fibres courtes quelques mm à quelques cm
- les fibres longues

Nature des fibres

On distingue :

- le verre
- l'aramide (kevlar) plus légère
- le carbone (pour un module d'élasticité élevé)
- le bore
- le carbure de silicium (pour une haute tenue en température)

Conditionnement

Il peut être :

- unidimensionnel
- bidimensionnel
- tridimensionnel

Les autres types de renforts

Ce sont :

- les billes pleines ou creuses
- les poudres
- les nanotubes de carbone

Les nanotubes de carbone sont de longs cylindres de graphite de diamètre inférieur à 100 nm . La force des liaisons entre atomes de carbone associée à leur caractère unidimensionnel leur confère des propriétés mécaniques exceptionnelles à telle enseigne qu'ils passent pour les meilleurs des renforts pour matériaux composites [6].

1.3.3 Caractéristiques des pièces en matériaux composites

Les pièces en matériaux composites se distinguent par les avantages suivants :

- un gain de masse : économie de carburant ou accroissement de charge utile ou rayon d'action
- une très bonne résistance à la fatigue : durée de vie augmentée ; il y a économie sur l'amortissement

- une absence de corrosion, d'où allègement de l'inspection lors des visites : il y a économie sur le coût de maintenance
 - une insensibilité aux produits chimiques courants de la mécanique : graisses, huiles, liquides hydrauliques, peintures et solvants, pétrole.
 - meilleure tenue au feu que les alliages légers pour une épaisseur identique
- Cependant elles présentent des inconvénients à savoir :
- une tenue aux impacts et aux chocs très moyenne (inférieure à celle des matériaux métalliques)
 - une absence de plastification
 - le vieillissement sous l'action de l'humidité et de la chaleur
 - en cas de contact aluminium-fibres de carbone les phénomènes galvaniques entraînent des corrosions rapides
 - les résines d'époxyde sont attaquables par les décapants de peinture
 - les fumées de combustion de certaines matrices sont toxiques.

1.3.4 Procédés de transformation

Les procédés de transformation sont choisis à la fois en fonction :

- de la nature du matériau (thermoplastique ou thermodurcissable)
- de la forme des pièces à fabriquer
- des performances souhaitées
- des quotas et du rythme de production

La réalisation de pièces en composites destinées aux marchés de grande diffusion (GD) nécessite la mise en œuvre de procédés de transformation automatisés, à grand rythme de production.

Les procédés de transformation des composites à hautes performances (HP) restent encore peu automatisés. Ils sont dédiés à la production en petites séries des pièces des secteurs industriels de pointe. C'est le cas des matériaux composites en aéronautique.

1.4 Matériaux composites en aéronautique

1.4.1 Petit historique

Au temps des pionniers de l'aviation (Clément Ader, frères Wright,...) les constructeurs utilisaient le bois d'épinette (matériau léger) pour les ailes qu'on couvrait avec du tissu.

Les menuisiers qualifiés, les ébénistes et même les couturiers utilisèrent leurs talents pour aider à transformer les premiers ateliers expérimentaux en centres d'aviation industriels importants.

La construction des premiers avions combinait le bois, le tissu, l'acier et de faibles quantités d'aluminium pour renforcer les structures.

Jusqu'en 1930, le bois était utilisé dans la construction aéronautique. Abondant et bon marché, il présente par rapport à son poids une grande masse et une grande robustesse, il peut aussi être facilement façonné [4].

Après la Première Guerre mondiale, les constructeurs firent la transition de la configuration biplan (avion avec les ailes superposées sur deux plans) au monoplan (avion avec les ailes sur un seul plan) et apportèrent des améliorations aérodynamiques. Parmi les nombreuses améliorations structurelles de cette époque figurent le fuselage monocoque et des métaux plus appropriés.

Le passage à la construction entièrement métallique s'est fait graduellement, en partie à cause des coûts élevés des nouveaux outils et du recyclage nécessaire du personnel technique.

Aujourd'hui les secteurs de l'aéronautique demandent de nouveaux matériaux pour remplacer progressivement les structures métalliques et remplir de nouvelles fonctions. L'apport des matériaux composites chargés d'inclusions diélectriques, conductrices ou de circuits électroniques devrait répondre à de pareils objectifs.

Dans le secteur de l'aéronautique, on s'oriente de plus en plus vers le "tout composite" et le "tout électrique". Les avions civils comme les avions militaires comportent actuellement entre 40 % à 60 % de matériaux composites, et ce taux devrait augmenter dans les prochaines années [2].

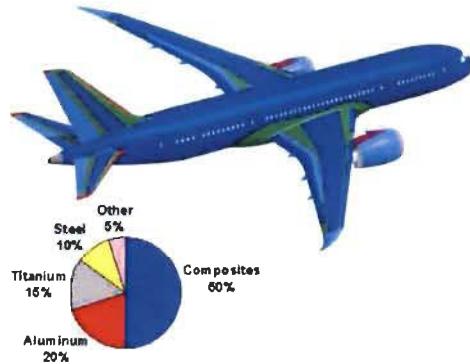


FIG. 1.2 – Part en pourcentage des matériaux dans un avion moderne [8].

1.4.2 Choix des matériaux composites en aéronautique

Le choix des matériaux composites en aéronautique est un problème complexe où le compromis coût/performance est une donnée essentielle. Il est question en effet [1], [3], [4] :

Pour le constructeur :

- de performance
- d'économie
- de sécurité

Pour la compagnie aérienne :

- d'amélioration des performances induites par le modèle d'avion proposé
- d'économie sur le nombre et sur le coût des opérations de maintenance

Dans un avion civil en état de vol, la masse de la structure représente environ 30 % de la masse totale de l'appareil, la motorisation et les systèmes environ 20 % la charge marchande et du carburant comptent pour 50 % environ. On imagine aisément le gain de masse obtenu en substituant les matériaux composites aux matériaux traditionnels.

1.4.3 Applications des matériaux composites en aéronautique

En aéronautique les matériaux composites interviennent dans :

- l'électronique
- les antennes et les radômes
- la construction des planeurs "tout composite"
- la construction des avions légers "tout composite"
- des centaines de pièces : bord d'attaque, volets, dérive, hélices, arbres de transmission, disques de freins.

1.5 Conclusion

L'introduction des matériaux composites dans le secteur de l'aéronautique constitue certes une avancée technologique, mais apporte aussi son lot de problèmes : le comportement mécanique, thermique, électromagnétique de ces nouveaux matériaux diffère de celui des matériaux classiques (alliages d'aluminium, titane,...) utilisés dans l'aviation. L'adjonction de "fonctions" mécaniques,

thermiques, électromagnétiques à ces matériaux de haute technologie devrait répondre aux problèmes posés.

Bibliographie

- [1] D. Gay, "Matériaux Composites", Editions Hermès France, 1997.
- [2] http://fr.wikipedia.org/wiki/Matériaux_composite.
- [3] C. Courtadon, "Aéronautique et Matériaux", La lettre de Casimir - Octobre 2001 – n°60
- [4] L. Ilcevicz, "New Airframe Structures Technologies", Montana State University, Seminar, 11 October 2010.
- [5] <http://www.composite.free.fr/materiaucomposite.html>
- [6] J. P. Salvetat, P. Poulin, "Renfort mécanique des composites par les nanotubes de carbone", Techniques de l'Ingénieur, Référence NM3100 .10 avr. 2007.
- [7] A. Priou, 'Matériaux composites en électromagnétisme - Introduction', Techniques de l'Ingénieur Référence E1164 .10 juin. 2009.
- [8] <http://aviondufutur.e-monsite.com/pages/composites/qu-est-ce-qu-un-composite.html>.

Chapitre 2

Le Calcul de Haute Performance

2.1 Introduction

Le Calcul de Haute Performance ou HPC (High Performance Computing en Anglais) appelé aussi calcul intensif, est la suite logique du déroulement séquentiel du calcul par une architecture du type Von Newman. Dans une telle architecture où l'ordinateur ne comporte qu'un seul processeur, les instructions sont exécutées en séquence, l'une après l'autre.

Le Calcul de Haute Performance est né de l'idée qu'au lieu de traiter un problème complexe et de grande taille par un seul processeur on pourrait le traiter plus rapidement par plusieurs processeurs qui travailleraient en parallèle.

Le Calcul de Haute Performance (HPC) est d'une importance capitale dans tous les domaines de la science, de la technologie, de l'ingénierie, de l'industrie, de la recherche et développement (R & D) etc..

Le parallélisme est aussi un immense enjeu économique car les performances hardware et les prix rendent l'utilisation du calcul parallèle rentable au plan industriel et le transfert du savoir-faire du concepteur vers l'utilisateur s'avère capital.

Depuis 1960-1970 le HPC est un grand challenge mondial et deux fois par an, depuis juin 1993, (en juin et en novembre) une liste (Top 500 list) établissant le classement des 500 supercalculateurs les plus puissants de la planète, est publiée.

De nos jours, dans le monde de l'informatique, il tombe sous le sens de parler d'ordinateurs dont la vitesse atteint des *Teraflops* ($1\text{ Tflops} = 10^{12}\text{ flops}$; $1\text{ flop} = \text{une opération en virgule flottante par seconde}$), et même des *Petaflops* ($1\text{ Pflops} = 10^{15}\text{ flops}$) .

Dans un proche avenir (vers 2015-2018), il sera possible de construire des ordinateurs travaillant à une vitesse Exaflopique ($1\text{ Eflops} = 10^{18}\text{ flops}$) et vers 2030 une vitesse de 10^{21} flops peut certainement être atteinte.

2.2 Calcul de Haute performance

Le Calcul de Haute Performance invoque aussi bien des architectures parallèles variées mono ou multi-processeurs, des systèmes d'exploitation, que des algorithmes de parallélisation des logiciels pour répartir les tâches aux multiples éléments de calcul.

Le parallélisme et plus particulièrement la programmation des ordinateurs parallèles a atteint un haut degré de maturité permettant des possibilités d'accroissement phénoménal des performances des machines.

Les architectures parallèles permettent d'accéder à des puissances de calcul qui dépassent de plusieurs ordres de grandeur celles des architectures classiques .

Elles permettent aujourd'hui d'envisager la résolution de nombreux problèmes insolubles jusqu'à présent par une architecture classique.

Cependant de nouveaux problèmes de recherche sont apparus : les réseaux d'interconnexion, les techniques de communication, les environnements de programmation parallèle, les modèles de machines parallèles [2].

Il faut donc revoir certains concepts fondamentaux de l'informatique, les étendre et développer de nouveaux modèles, de nouvelles méthodes de conception et de mise au point ainsi qu'une nouvelle algorithmique.

2.2.1 La naissance du parallélisme

Les premiers ordinateurs étaient fondés sur une architecture qui porte le nom de son concepteur : le modèle de Von Neumann. Le programme (c'est à dire les instructions et les données) est stocké en mémoire et au moment de son exécution par l'unique processeur de la machine, se déroule séquentiellement.

Depuis l'avènement du 1^{er} ordinateur, les machines de ce modèle ont vu leur puissance de calcul augmenter prodigieusement, sans pour autant apporter de solution à de nombreux problèmes.

Quelque soit la vitesse à laquelle la puissance de calcul des processeurs augmente, il existe toujours une limite d'ordre technologique. Pour contourner ce problème il a fallu donc recourir à un nouveau concept : le parallélisme.

En effet s'il n'est pas possible d'effectuer des opérations rapidement sur un processeur, il est tout à fait possible de les exécuter plus rapidement en même temps sur plusieurs processeurs.

Ceci étant, il est possible d'atteindre de grandes puissances de calcul à des coûts compétitifs en faisant coopérer de nombreux processeurs de faible puissance et bon marché ; la faiblesse des éléments de calcul étant compensée par leur nombre.

L'apparition du parallélisme dans un premier temps dans les processeurs, puis dans les ordinateurs ensuite, est liée :

- à la puissance de calcul d'abord
- au coût du calcul ensuite.

Cependant dès que l'on s'écarte du modèle de Von Neumann, de nombreux problèmes apparaissent. En effet la définition formelle d'une machine parallèle est [2] :

"Une collection d'éléments de calcul capables de communiquer et de coopérer dans le but de résoudre rapidement des problèmes de grande taille".

2.2.2 Historique

Dès le début des années 1950 ont lieu les premiers essais de construction de machines parallèles. Il faut attendre cependant les années 1960-1970 pour voir apparaître les premières vraies machines parallèles. C'est le cas de l'Illiac 4 qui comportait 64 processeurs, chacun doté de sa propre mémoire, reliés par un réseau de communication ; les éléments de calcul étant contrôlés par un ou plusieurs séquenceurs.

La plupart des machines parallèles de cette époque étaient des calculateurs vectoriels à un seul processeur (machines monoprocesseur).

Les machines parallèles multiprocesseurs apparaissent massivement à partir des années 1970. On peut alors distinguer 3 grands groupes :

- les machines multiprocesseurs vectorielles
- les machines multiprocesseurs à mémoires distribuées
- les machines synchrones

2.2.3 Classification de Flynn

La classification de Flynn en 1966 considère le modèle de Von Neumann comme étant une machine qui utilise un flot unique d'instructions et qui travaille sur un flot unique de données : SISD (Single Instruction stream, Single Data stream).

Flynn propose d'introduire le parallélisme en multipliant soit les flots d'instructions, soit les flots de données, soit les deux, ce qui donne 4 classes de machines :

	Flot de données unique	Flot de données multiple
Flot d'instructions unique	SISD (modèle de Von Neumann)	SIMD (tableau de processeurs)
Flot d'instructions multiple	MISD (pipeline)	MIMD (multiprocesseurs)

TAB. 2.1 – Classification de Flynn.

La 1^{ere} classe SISD (Single Instruction stream, Single Data stream) étant le modèle classique non-parallèle de Von Neumann, les 3 autres classes sont des machines parallèles.

On distingue le modèle :

- SIMD (Single Instruction stream, Multiple Data stream) : la machine possède un seul séquentiel, et si elle en a plusieurs on parle alors de M-SIMD (Multiple-SIMD)
- MISD (Multiple Instruction stream, Single Data stream) : qui est une machine particulière car elle travaille sur un flot multiple d'instructions et un seul flot de données
- MIMD (Multiple Instruction stream, Multiple Data stream) : qui est la machine la plus répandue, travaille sur un flot multiple d'instructions et un flot multiple de données.

Pour le modèle MIMD on distingue en outre :

- le MIMD à mémoire partagée : MIMD-SM (MIMD-Shared Memory)
- le MIMD à mémoire distribuée : MIMD-DM (MIMD-Distributed Memory)

2.2.4 Autre classification

Cette classification différente de celle de Flynn propose une architecture unifiée en relation avec l'organisation de la mémoire :

- SIMD-SM (SIMD-Shared Memory) : machines vectorielles, monoprocesseur, pipeline, PRAM (Parallel Random Access Machine)
- SIMD-DM (SIMD-Distributed Memory)
- MIMD-SM (MIMD-Shared Memory)
- MIMD-DM (MIMD-Distributed Memory)

2.3 Eléments constitutifs des différents modèles

2.3.1 Modèle de von Neumann

La mémoire est utilisée pour stocker les instructions du programme et les données. Les instructions définissent les opérations sur les données. Un seul CPU (Central Processor Unit) récupère les instructions depuis la mémoire, décode et exécute en séquence les instructions, lit et écrit les données en mémoire.

2.3.2 Modèle SISD

C'est le modèle de von Neumann qui peut être soit un PC soit une station de travail.

2.3.3 Modèle SIMD

C'est un type d'ordinateur parallèle. Le fonctionnement est synchrone : tous les CPU exécutent la même instruction à un cycle d'horloge donné. Chaque CPU peut travailler sur un élément de donnée différent. Une architecture type comprend :

- une unité de contrôle des instructions,
- un réseau d'interconnexion très rapide,
- des unités de calcul très simples.

On peut citer par exemple :

- les ordinateurs parallèles : CM-2/CM-200.
- les ordinateurs vectoriels : Cray C90, Fujitsu VP, NEC SX-2.

2.3.4 Modèle MIMD

C'est aujourd'hui la machine parallèle la plus répandue. Le fonctionnement est asynchrone : à un cycle d'horloge donné, les CPU peuvent exécuter des instructions différentes. Chaque CPU peut travailler sur un flot de données qui lui est propre

On peut citer par exemple :

- les supercalculateurs parallèles : IBM SP-3, SGI Origin 3800, ...
- les fermes ou grappes de stations ou de PC.

2.3.5 Organisation de la mémoire

Architectures UMA (Uniform Memory Access)

Ce sont souvent des machines SMP (Symmetric Multi Processor). Tous les processeurs sont identiques. Les temps d'accès à la mémoire sont identiques. Elles sont parfois nommées CC-UMA (Cache Coherent UMA) : si un processeur modifie le contenu d'une case mémoire, cette modification est portée à la connaissance de tous les autres processeurs.

Architectures NUMA (Non-Uniform Memory Access)

Elles sont souvent construites en interconnectant plusieurs machines SMP (Symmetric Multi Processor). Une machine SMP peut accéder directement à la mémoire d'une autre machine SMP. Les temps d'accès à la mémoire sont variables. Elles sont appelées CC-NUMA (Cache Coherent NUMA) si la cohérence de cache est maintenue.

Les avantages sont :

- un espace d'adressage mémoire global
- le partage de données entre tâches est à la fois rapide et uniforme grâce à la proximité entre les processeurs et la mémoire
- chaque processeur peut rapidement accéder à sa mémoire locale sans pénalité liée au maintien de la cohérence de cache
- la conception est peu coûteuse en utilisant des processeurs et réseaux standards

Les inconvénients sont :

- la complexité et le coût de conception de machines comprenant beaucoup de processeurs
- le programmeur doit assurer un accès correct à la mémoire partagée (synchronisations)

2.4 Performances des machines

2.4.1 Limitations technologiques

Ce sont :

- la loi de Moore qui limite le doublement de densité d'intégration des transistors dans un microprocesseur à chaque 18 mois environ
- la difficulté à construire des mémoires rapides
- la nécessité de refroidissement des systèmes très énergivores.

2.4.2 Limitations logicielles

On peut évaluer les performances des algorithmes parallèles en termes d'opérations et de place mémoire.

On peut aussi les évaluer en termes de temps de calcul. Sur une machine donnée, un algorithme parallèle est caractérisé par une grandeur sans dimension appelée facteur d'accélération (speed-up).

Facteur d'accélération et efficacité

Soit $T_1(n)$ le temps nécessaire à un algorithme pour résoudre une instance de problème de taille n avec 1 seul processeur et soit $T_p(n)$ le temps nécessaire pour le résoudre avec p processeurs ($p > 1$), on définit :

- le facteur d'accélération $S(n, p)$ par :

$$S(n, p) = \frac{T_1(n)}{T_p(n)}$$

- et l'efficacité $E(n, p)$ par :

$$E(n, p) = \frac{S(n, p)}{p} = \frac{T_1(n)}{p T_p(n)}$$

Loi d'Amdahl

La loi d'Amdahl énoncée en 1967 est fondée sur l'accélération et l'efficacité.

Si on appelle $T(n)$ le temps d'exécution d'un algorithme où n est la taille d'une instruction

$$T(n) = T_S(n) + T_{\parallel}(n)$$

avec :

- $T_S(n)$: le temps d'exécution des instructions non-parallélisables
- $T_{\parallel}(n)$: le temps d'exécution des instructions parallélisables.

Si on pose :

$$T_S(n) = f(n)T(n) :$$

$f(n)$ étant un nombre qui dépend de n , il est compris entre 0 et 1, alors :

$$T_{\parallel}(n) = [1 - f(n)]T(n)$$

Le temps d'exécution de l'algorithme sur p processeurs est le temps $T_p(n)$ tel que :

$$T_p(n) = T_S(n) + \frac{T_{\parallel}(n)}{p} = \left[f(n) + \frac{1 - f(n)}{p} \right] T(n)$$

On voit que c'est le temps d'exécution des instructions non-parallélisables $T_S(n)$ qui pénalise le temps d'exécution $T(n)$ d'un algorithme.

La loi d'Amdahl, donne comme borne supérieure pour le facteur d'accélération $S(n, p)$ l'inverse de la partie séquentielle de l'algorithme parallèle :

$$\lim_{p \rightarrow \infty} S(n, p) = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{T(n)}{T_p(n)} = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{T(n)}{\left[f(n) + \frac{1 - f(n)}{p} \right] T(n)} = \frac{1}{f(n)}$$

Par conséquent on ne peut espérer une accélération importante que si $f(n)$ est petit c.a.d. pour des algorithmes ayant un faible pourcentage d'instructions non-parallélisables.

Le facteur d'efficacité $E(n, p)$ s'exprime sous les mêmes hypothèses par :

$$E(n, p) = \frac{1}{1 + (p - 1).f(n)}$$

Donc pour n fixé si :

- $p = 1$ (1 seul processeur) : $E(n, 1) = 1$,
- $p \rightarrow \infty$ (p processeurs) : $E(n, p) \rightarrow 0$

Latence et bande passante

Une autre limite à la croissance de la puissance de calcul des supercalculateurs est la difficulté d'améliorer les temps d'accès à la mémoire et l'acheminement des données vers le processeur. Le problème se résume à :

- la latence qui est le temps d'accès à la mémoire, c'est à dire le temps mis pour récupérer les données à chaque accès.
- la bande-passante qui fixe la vitesse avec laquelle les données sont acheminées de la mémoire vers le processeur.

La latence dépasse généralement les 100 nanosecondes, alors que le cycle du processeur ne dépasse pas la nanoseconde. Ce retard pour récupérer les données de la mémoire oblige le processeur à "chômer" 99% du temps ! Au retard lié à la latence, s'ajoute ensuite le retard lié à la bande passante.

Pour une architecture scalaire comme pour une architecture vectorielle le problème de la latence est le même.

On essaie de remédier à ces problèmes par :

- l'utilisation de mémoires caches dans les architectures scalaires

Ces mémoires plus petites, mais beaucoup plus chères que les mémoires ordinaires, ont des latences inférieures à 20 nanosecondes. Les architectures scalaires font, dans un premier temps, appel aux mémoires "cache". L'accès à la mémoire principale n'étant possible que si les données ne sont pas dans la mémoire cache, ce qui diminue en partie le problème de la latence. Cependant les bandes passantes de l'ordre de $2Go/s$ restent étroites, alors qu'il faudrait environ $8Go/s$ pour un processeur de $1Gflops$. Ces bandes passantes étroites, et la latence limitent beaucoup le rendement des architectures scalaires.

- l'utilisation de la vectorisation

Les architectures vectorielles disposent de très larges bandes passantes : de l'ordre de $64Go/s$. Donc, quand on accède à un long vecteur placé dans la mémoire, on va subir une fois la latence au départ, mais la large bande passante rendra le tout beaucoup plus rapide par la suite ; la pénalité de la latence est affectée à tout un vecteur et non pas à chacune des composantes du vecteur.

En toute logique, plus le vecteur est long, et moins la latence sera perçue : on "masque la latence par la bande passante".

La formule donnant la durée de transfert d'un vecteur de N octets est :

$$T = L + N/B$$

avec L la latence et B la bande passante.

Connaissant la taille de la bande passante, si N augmente, la latence comptera de moins en moins. On constate ainsi la supériorité de l'architecture vectorielle sur l'architecture scalaire.

En réalité la différence entre architecture scalaire et architecture vectorielle vient de la conception elle-même. En effet, dans le cas de l'architecture scalaire on commence par le processeur et on organise tout autour de lui et dans le cas de l'architecture vectorielle on commence par la mémoire et on organise tout autour d'elle.

2.5 Bref historique des records [3]

Comme le montre brièvement le tableau ci-dessous, entre l'année 1938 ; date de naissance du premier ordinateur (le Z1 de Konrad Zuse) et l'année 2012 les ordinateurs sont passés de la puissance de $1flops$ à $17,59Pflops$ pour le plus récent supercalculateur (le Titan Cray XK7), soit un gain en puissance de calcul de $17,59^{15}!$ (17,59 millions de milliards d'opérations en virgule flottante par seconde) en 74 ans !

Année	Calculateur	Pays	flops
1938	Z1 de K. Zuse	Allemagne	1
1943	Colossus Mk 1 de TRE	Angleterre	5k
1946	ENIAC	États-Unis	50k
1958	SAGE IBM	États-Unis	400k
1960	UNIVAC LARC	États-Unis	500k
1961	IBM 7030	États-Unis	1, 2M
1964	CDC 6600	États-Unis	3M
1974	Star-100 de CDC	États-Unis	100M
1981	Cyber-205 de CDC	États-Unis	400M
1984	M-13	URSS	2, 4G
1993	Numerical Wind Tunnel de Fujitsu	Japon	124, 5G
1997	ASCI Red d'Intel	États-Unis	1, 07T
2005	Blue Gene/L d'IBM	États-Unis	135, 5T
2008	Roadrunner d'IBM	États-Unis	1, 042P
2010	Tianhe-1A NUDT	Chine	2, 566P
2011	K computer de Fujitsu	Japon	10, 510P
2012	Titan XK7 (Jaguar amélioré) de Cray	(États-Unis)	17, 590P

TAB. 2.2 – Historique des records de la naissance des ordinateurs en 1938 à 2012.

2.6 Etat de l'art des superordinateurs

2.6.1 Liste des superordinateurs et Top 500 [3]

Depuis juin 1993, et deux fois par an (en juin et en novembre), une liste (le Top 500) classe les 500 supercalculateurs les plus puissants de la planète. Cette liste est un indicateur utile de l'évolution des capacités des machines de calcul scientifique. Le test de performance est le logiciel Linpack qui sert à donner un aperçu relativement fiable de la performance des superordinateurs connus. Il effectue des calculs sur des nombres d'une longueur de 64 bits.

Entre l'année 2007 et l'année 2012 on a eu droit au classement suivant [4] :

Année	Rang	Supercalculateur	Localisation	Performance
2007	1 ^{er}	Blue Gene/L IBM	Livermore, États-Unis	0.4782 Pflops
2008	1 ^{er}	Roadrunner	Los Alamos, États-Unis	1.0420 Pflops
2009	1 ^{er}	Cray Jaguar	Oak Ridge, États-Unis	1.7590 Pflops
2010	1 ^{er}	Tianhe-IA	Tianjin, Chine	2.5660 Pflops
2011	1 ^{er}	K computer Fujitsu	Kobe, Japon	10.510 Pflops
1 ^{er} semestre de 2012	1 ^{er}	Sequoia iBM	Livermore, États-Unis	16.320 Pflops
2 ^{ième} semestre de 2012	1 ^{er}	Titan Cray XK7	Oak Ridge, États-Unis	17.590 Pflops

TAB. 2.3 – Les supercalculateurs les plus puissants de la planète entre 2007 et 2012.

La liste montre qu'il y a eu une tendance au doublement des performances Linpack chaque année. Elle montre aussi que le fabricant du système le plus performant et l'architecture du système ont changé avec le temps. Alors que les ordinateurs à mémoire partagée et même monoprocesseur ont dominé la liste dans les premiers temps, aujourd'hui la liste est dominée par les supercalculateurs massivement parallèles.

Le premier supercalculateur à dépasser la barre du *Pétaflop* par seconde a été le Roadrunner, qui aujourd'hui a été mis à la retraite après seulement cinq ans de service, car il est déjà considéré comme obsolète [8].



FIG. 2.1 – Roadrunner : premier superordinateur à dépasser le Pétaflop [8].

Les 10 premiers supercalculateurs classés au Top 500 de Novembre 2012 sont les suivants [3] :

Rang	Supercalculateur	Fabricant	Localisation	<i>Pflops</i>	Système
1 ^{er}	Titan Cray XK7	Cray	Oak Ridge National Laboratory (ORNL), États-Unis	17.590	Linux
2 ^{ième}	Sequoia Blue Gene/Q	IBM	Lawrence Livermore National Laboratory, États-Unis	16.325	Linux
3 ^{ième}	K computer Riken	Fujitsu	Riken, Japon	10.510	Linux
4 ^{ième}	Mira Blue Gene/Q	IBM	Argonne National Laboratory, États-Unis	8.162	Linux
5 ^{ième}	Juqueen Blue Gene/Q	IBM	Forschungszentrum Jülich, Allemagne	4.141	Linux
6 ^{ième}	SuperMUC iDataPlex	IBM	Leibniz-Rechenzentrum, Allemagne	2.897	Linux
7 ^{ième}	Stampede PowerEdge	Dell	Texas Advanced Computing Center, États-Unis	2.660	Linux
8 ^{ième}	Tianhe-1A NUDT YH	NUDT	National Supercomputing Center of Tianjin, Chine	2.566	Linux
9 ^{ième}	Fermi Blue Gene/Q	IBM	Cineca, Italie	1.725	Linux
10 ^{ième}	DARPA Trial Subset Power 775	IBM	IBM Development Engineering, États-Unis	1.515	Linux

TAB. 2.4 – Liste des 10 premiers supercalculateurs en Novembre 2012.

Ce classement qui évolue sans cesse a donné les résultats suivants en Juin 2013 :

Rang	Supercalculateur	Fabricant	Localisation	Pflops	Système
1 ^{er}	Tianhe-2 (MilkyWay-2)	NUDT	National University of Defense Technology Chine	33.8627	
2 ^{ième}	Titan Cray XK7	Cray	Oak Ridge National Laboratory (ORNL), États-Unis	17.590	Linux
3 ^{ième}	Sequoia Blue Gene/Q	IBM	Lawrence Livermore National Laboratory, États-Unis	17.1732	Linux
4 ^{ième}	K computer Riken	Fujitsu	Riken, Japon	10.510	Linux
5 ^{ième}	Mira Blue Gene/Q	IBM	Argonne National Laboratory, États-Unis	8.5866	Linux

TAB. 2.5 – Liste des 5 premiers supercalculateurs en Juin 2013.

et en Novembre 2013 les résultats suivants [3] :

Rang	Supercalculateur	Fabricant	Localisation	Pflops	Système
1 ^{er}	Tianhe-2 (MilkyWay-2)	NUDT	National University of Defense Technology Chine	33.8627	
2 ^{ième}	Titan Cray XK7	Cray	Oak Ridge National Laboratory (ORNL), États-Unis	17.590	Linux
3 ^{ième}	Sequoia Blue Gene/Q	IBM	Lawrence Livermore National Laboratory, États-Unis	17.1732	Linux
4 ^{ième}	K computer Riken	Fujitsu	Riken, Japon	10.510	Linux
5 ^{ième}	Mira Blue Gene/Q	IBM	Argonne National Laboratory, États-Unis	8.5866	Linux

TAB. 2.6 – Liste des 5 premiers supercalculateurs en Novembre 2013.

qui sont restés les mêmes qu'en Juin 2013 pour les cinq premiers de la liste.

2.6.2 Liste Green 500 [3]

Le développement durable et l'efficacité énergétique sont des thèmes d'actualité, ce qui a amené les spécialistes à classer les ordinateurs selon des critères "d'informatique verte". La liste Green 500 classe annuellement les superordinateurs de la liste TOP500 en fonction de leur efficacité énergétique, c'est à dire en *flops* par *Watt*.

En novembre 2012 le classement établi est le suivant :

Rang	Supercalculateur	Fabricant	Localisation	$Mflops/W$	Puissance (kW)
1 ^{er}	Beacon - Appro	Cray	Etats Unis	2499.44	44.89
2 ^{ième}	SANAM - Adtech	IBM	Arabie	2351.10	179.15
3 ^{ième}	Titan Cray XK7	Cray	Etats Unis	2142.77	8209
4 ^{ième}	Todi - Cray XK7	IBM	Suisse	2121.71	129
5 ^{ième}	Juqueen Blue Gene/Q	IBM	Allemagne	2102.12	1970
6 ^{ième}	BGQdev - BlueGene/Q	IBM	Canada	2101.39	41.09
7 ^{ième}	Rzuseq - BlueGene/Q	Dell	Allemagne	2101.39	41.09
8 ^{ième}	BlueGene/Q	NUDT	Etats Unis	2101.39	41.09
9 ^{ième}	BlueGene/Q	IBM	Etats Unis	2101.12	82.19
10 ^{ième}	CADMOS BG/Q -	IBM	Suisse	2101.12	82.19

TAB. 2.7 – Classement des ordinateurs selon les critères d'informatique verte.

2.6.3 Liste Graph 500 [3]

Le calcul intensif joue un rôle de plus en plus important dans les centres de CHP (Calcul de Haute Performance). La consommation d'énergie va devenir un facteur limitatif et doit être prise très au sérieux à l'avenir.

La liste "Green Graph 500" recueille les métriques de performance par watt et compare la consommation d'énergie relative à la charge de travail intensif pour traiter les données informatiques.

La liste "Green Graph 500" 500 est fournie et mise à jour par Torsten Hoeftel (ETH Zurich). Les données sont recueillies en collaboration avec la liste Graph 500. L'indice de référence et les indicateurs de performance sont identiques avec la liste Graph 500 . Il est également conçu pour compléter la liste Green500 avec une métrique de l'énergie pour les données du calcul intensif. La liste s'efforce de maintenir les différences dans les règles à bas Green 500 afin de permettre des comparaisons.

Rang	Supercalculateur	Localisation	Noeuds	Coeurs	Problèmes	GTeps
1 ^{er}	Sequoia - (IBM - BlueGene/Q,	Etats Unis	65536	1048576	40	15363
2 ^{ième}	DOE/SC/ Mira (IBM - BlueGene/Q,	Etats Unis	32768	524288	39	10461
3 ^{ième}	JUQUEEN (IBM - BlueGene/Q,	Allemagne	16384	262144	38	5848
4 ^{ième}	K computer	Japon	65536	524288	40	5524.12
5 ^{ième}	Fermi (IBM - BlueGene/Q,	Italie	8192	131072	37	2567
6 ^{ième}	Turing (IBM - BlueGene/Q,	France	4096	65536	36	1427
7 ^{ième}	Blue Joule (IBM - BlueGene/Q,	Dell	4096	65536	36	1427
8 ^{ième}	DIRAC (IBM - BlueGene/Q,	Angleterre	4096	65536	36	1427
9 ^{ième}	Zumbrota (IBM - BlueGene/Q,	Etats Unis	4096	65536	36	1427
10 ^{ième}	Avoca (IBM - BlueGene/Q,	IBM	4096	65536	36	1427

TAB. 2.8 – Liste Graph 500.

2.7 Compute Canada

"Compute Canada" est une organisation nationale qui organise, coordonne et promeut l'utilisation du Calcul de Haute Performance (CHP) dans le domaine de la Recherche scientifique à travers tout le Canada [5]. Cette plateforme de calcul intensif qui est parmi les plus performantes au monde, comporte des ressources consistant en un certain nombre de supercalculateurs, de données et d'outils performants qui offrent des possibilités de calcul et d'expertise en vue de faire avancer le savoir et l'innovation.

Le vaste réseau haut débit CANARIE permet de relier de l'océan atlantique à l'océan pacifique ces ressources réparties sur les quatre divisions régionales : Compute West, Compute Ontario, Calcul Québec et Compute Atlantic.

Un pic de puissance de calcul estimé à 2 *Pétaflops* au total peut être assuré par l'ensemble des ressources réparties à travers le Canada.

Les infrastructures de "Compute Canada" comprennent au moins 57 serveurs de calcul, dont la liste débute par :

- Mammouth-Parallel II localisé à l'Université de Sherbrooke :consistant en 30984 coeurs, 24 coeurs/noeud, 32 GigaOctet/noeud & FAT noeuds, opteron 2.1 GHz
- GPC located at University of Toronto consistant en 30912 coeurs ; 8 coeurs/noeud ; 16 Giga-Octet/noeud ; x86 ; IB
- Guillimin localisé à McGill University consiste en 14400 coeurs, 12 coeurs/noeud, ScaleMP system (1 TeraByte memory), Intel x86, IB

et ainsi de suite jusqu'à la fin :

- Dedicated medical cluster localisé à Queen's University avec 14 coeurs (thread varied processor cluster)

Parmi les ressources logicielles un nombre important d'outils système comme les schedulers, les compilateurs, les deboggers et optimiseurs, la virtualisation, les grilles, etc....est disponible.

Des logiciels du commerce comme : Gaussian, Lumerical, Matlab, NAG, Fluent, ADF, Gamess, NWChem, Siesta, Crystal, Amber, Abaqus, IMSL, Hypermesh, VASP, etc....sont aussi disponibles.

2.8 Calcul Québec

Calcul Québec possède des serveurs avec diverses architectures, environ 80000 coeurs de calcul et une équipe technique de haut niveau. Les ressources de Calcul Québec comprennent aussi des outils performants, des programmes et des données.

Calcul Québec, localisé à l'Université de Montréal" , est maintenant le seul consortium CHP au Québec regroupant RQCHP et CLUMEQ.

Les infrastructures de calcul de Calcul Québec sont [6] :

- Mammouth série II : livré en Janvier 2009, assure un pic de puissance de calcul de 21.6 *Teraflops* et une mémoire système totale de 5.6 TeraOctet.
- Cottos : livré en Août 2009, consiste en 128 noeuds Intel Nehalem, 8 coeurs, 3,0 GHz, 16 GigaOctet par noeud
- Colosse : livré en Novembre 2009, assure un pic de puissance de calcul de 77 *Teraflops* et une mémoire système totale de 24 TeraByte
- Briarée : livré en Juin 2011, assure un pic de puissance de calcul de 80,4 *Teraflops* et une mémoire système totale de 22,68 TeraByte.
- Psi : livré en Août 2011 , consiste en 84 noeuds Intel Westmere 12 coeurs, 2,67 GHz, 72 GigaOctet par noeud.
- Altix 350, 3700 and 4700 (mémoire partagée) consiste en 4 noeuds Itanium, 14 à 512 coeurs et jusqu'à 1024 GigaOctet par noeud.
- Hadès : livré en Mars 2012, (cartes graphiques) consiste en 9 noeuds Nehalem avec 7 cartes graphiques Nvidia GTX580
- Guillimin : grappe de supercalculateurs.
- Mammouth parallèle II : livré en Décembre 2011, assure un pic de puissance de calcul de 240,3 *Teraflops* et une mémoire système totale de 57,6 TeraByte. Mammouth parallèle II localisé à l'université de Sherbrooke-Québec iest le plus puissant supercalculateur au Canada. En Novembre 2011 il fut classé 41ième de la liste Top 500 [7].

2.9 Guillimin

Guillimin est une grappe de supercalculateurs. Il comprend 1200 noeuds de calcul, chaque noeud ayant 2 processeurs Intel Westmere-EP, chaque processeur ayant 6 coeurs et une moyenne de 3.2 GigaOctet de mémoire allouée à chaque cœur, pour un total de 14400 coeurs et 46 TeraOctets de mémoire.



FIG. 2.2 – Supercalculateur Guillimin [1].

A l'intérieur, la machine est dotée d'un réseau QDR infiniBand à haute performance, qui permet à chaque noeud d'être connecté et un réseau Ethernet à 10 GigaOctets connecte Guillimin à l'environnement extérieur. Une capacité de 2 PetaOctets est offerte à l'utilisateur via un système général de fichiers parallèles (GPFS). Guillimin localisé à l'université McGill, est classé troisième de la liste des supercalculateurs canadiens.

2.10 Conclusion

Le Calcul de Haute Performance couvre un large éventail de domaines, comprenant aussi bien l'architecture informatique que les algorithmes et applications, les langages de programmation, les systèmes d'exploitation, etc... Chacun d'eux, de par sa spécificité, doit apporter sa contribution pour soutenir le parallélisme, et tous doivent être conçus et appliqués de manière cohérente pour fournir des calculs parallèles très efficaces.

Pour atteindre le Calcul de haute Performance, plusieurs difficultés, tant du point de vue matériel que logiciel, doivent être surmontées. Pour résoudre des problèmes complexes de grande taille :

- le concepteur doit savoir combien d'éléments de calcul il faut, et ces éléments doivent pouvoir communiquer et coopérer
- le programmeur doit savoir implémenter des algorithmes spécifiques dédiés à l'architecture complexe du parallélisme

Malgré ces difficultés, et les limitations technologiques et logicielles imposées à savoir :

- la consommation électrique vertigineuse des supercalculateurs qui doivent être refroidis
- la loi de Moore qui stipule que la densité des transistors dans un microprocesseur ne peut doubler que tous les 18 mois environ
- la très lente évolution des temps d'accès des mémoires
- la loi d'Amdahl qui fixe le degré d'efficacité du calcul parallèle

le Calcul de haute Performance voit sa puissance de calcul s'accroître considérablement de jour en jour.

Bibliographie

- [1] A. Skorek, Z. H. Klim, F. Moupfouma, J. Nazarko, J. Lemay-Clernmont, S. Tekkouk, "High Performance Computing in Aerospace Electro-Thermal Management", 13ATC-0239.
- [2] M. Gengler, S. Ubéda, F. Despres, "Initiation au parallélisme, concepts, architectures et algorithmes", Masson 1996.
- [3] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Supercalculateur>
- [4] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Superordinateur>
- [5] <https://compute-canada.ca/index.php/fr/>
- [6] <http://www.calculquebec.ca/index.php/fr/access-aux-ressources/serveurs>
- [7] <http://en.wikipedia.org/wiki/TOP500>
- [8] http://www.techniques-ingenieur.fr/actualite/high-tech-thematique_193/de-l-obsolescence-des-supercalculateurs-article_82034/

Chapitre 3

Agressions électromagnétiques contre les avions

3.1 Introduction

En aéronautique nous avons affaire à deux types de perturbations électromagnétiques :

- celles d'origine naturelle : rayonnements cosmiques, décharges électrostatiques, foudre
- celles d'origine artificielle dues aux activités humaines : machines électriques et radiocommunications

Dans le cas des perturbations électromagnétiques d'origine artificielle on peut adopter deux types de solutions : réduire le niveau d'émission de la source perturbatrice et ou protéger le système victime.

Dans le cas des perturbations électromagnétiques d'origine naturelle la seule solution est de protéger le système victime de l'agression.

3.2 Le rayonnement cosmique

A la fin du 19ème siècle, C. Coulomb remarque qu'une sphère électrisée suspendue à un fil isolant se décharge progressivement. Ce sont les travaux sur le phénomène surprenant de la décharge dans l'air - censé être isolant - des conducteurs chargés et par conséquent sur la conductivité de l'air, sur l'électricité et la découverte de l'électron qui ont mis les physiciens sur la voie de la découverte du rayonnement cosmique.

3.2.1 L'ionisation de l'air

Jusqu'à la fin du 19ème siècle on ne comprenait pas pourquoi les conducteurs chargés se déchargeaient dans l'air qui était supposé isolant. Ce sont les physiciens J. Elster et H. Geitel qui donnèrent en 1900 une explication à ce phénomène en apportant, grâce à leurs travaux, la preuve expérimentale de l'ionisation de l'air. Ils remarquèrent en effet que la décharge des conducteurs (chargés positivement ou négativement) a bien lieu dans l'atmosphère et qu'elle est plus importante à mesure que l'altitude augmente. Elle augmente aussi avec la latitude [1].

De ces remarques on peut conclure que :

- l'air est ionisé, c'est à dire qu'il contient des particules chargées positivement et des particules chargées négativement. Ce sont ces ions libres qui permettent aux conducteurs de se décharger quand ils entrent en contact avec eux.
- l'air est ionisé plus fortement en altitude étant donné que les décharges des conducteurs sont plus importantes en altitude qu'au niveau du sol.
- l'air est ionisé plus fortement aux latitudes élevées qu'au niveau des plus faibles latitudes.

Elster et Geitel prouvérent aussi qu'en raison du champ magnétique terrestre, il y a plus d'ions libres positifs que d'ions libres négatifs au sommet des montagnes.

3.2.2 La source du rayonnement cosmique

Suite aux travaux d'Elster et Geitel, d'autres physiciens se sont posés la question de l'origine de ces ions libres qui permettent aux conducteurs de se décharger dans l'atmosphère.

Le physicien T. Wulf s'est particulièrement intéressé à la source de ce rayonnement qui ionise l'atmosphère. Il construisit les électromètres qui portent son nom et multiplia en 1910 les expériences au pied et au sommet de la Tour Eiffel. Ses travaux l'amènerent à suggérer de faire des mesures en ballon dans la haute atmosphère pour savoir si ce rayonnement vient du soleil et des autres étoiles.

Le physicien A. Gockel entreprit le premier un voyage en ballon pour mesurer l'ionisation de l'air en altitude et aboutit aux mêmes résultats que Wulf.

A partir de 1911 le physicien V. Hess entreprit plusieurs voyage en ballon et, à la suite de ses travaux, arriva à la conclusion que le rayonnement cosmique ionisant est très pénétrant et nous vient du ciel et que le soleil n'est pas la source directe de ce rayonnement.

Ces résultats ont été confirmés par le physicien W. Kolholster en 1913-1914.

Ce rayonnement ionisant très pénétrant fût d'abord appelé 'rayonnement ultra γ ', puis la communauté scientifique le baptisa 'rayonnement cosmique'.

3.2.3 Les éléments constitutifs du rayonnement cosmique

A la suite des travaux précédents des méthodes et des instruments de mesure et de visualisation de ce rayonnement furent inventés, entre -autres le compteur Geiger-Muller et la chambre de Wilson.

Bothe et Kolhörster compriront alors vers 1929 que le rayonnement est principalement constitué de particules très énergétiques de l'ordre de $10^8 - 10^9 \text{ eV}$ (100 millions à un milliard d'électrons-volts!) qui se déplacent à une vitesse proche de celle de la lumière..

De nouvelles particules furent découvertes à partir de 1930 : parmi elles le positron (électron positif), le muon, le pion etc..qui participent à ce rayonnement.

Le rayonnement cosmique comporte :

- une composante permanente d'origine galactique
- une autre composante aléatoire, liée à l'activité du soleil.

La composante cosmique d'origine galactique

Elle est constituée de particules de très haute énergie éjectées par les gigantesques explosions des étoiles massives quand elles arrivent en fin de vie (les supernovas). Ces particules sont des noyaux d'atomes qui ont perdu leurs électrons à cause des très hautes températures qui siègent dans ces étoiles géantes. Ce sont essentiellement des noyaux d'hydrogène (protons) 85% et d'hélium (particules alpha) 12,5%, des électrons 1,5%, des noyaux lourds comme le fer et le nickel 1%, se déplaçant à une vitesse proche de celle de la lumière [2].

Le rayonnement cosmique d'origine galactique est isotrope, par conséquent, toute la surface de la Terre y est exposée en permanence de la même façon.

Une partie du rayonnement galactique est déviée par le champ magnétique transporté par le vent solaire dont les caractéristiques varient avec l'activité solaire dont le cycle est de 11 ans.

La composante cosmique d'origine solaire

Le soleil qui est à l'origine de la composante sporadique du rayonnement cosmique éjecte en permanence des particules dont l'intensité varie avec le cycle solaire de 11 ans. Ces particules étant moins énergétiques que celles d'origine galactique, seul un faible pourcentage d'entre elles arrive sur la Terre.

Le rayonnement cosmique d'origine solaire est aléatoire et anisotrope, par conséquent, toute la surface de la Terre n'y est pas exposée en permanence et de la même façon.

3.2.4 Les doses reçues par les Terriens

Depuis sa formation il y a des milliards d'années la Terre est bombardée depuis le ciel par le rayonnement cosmique.

Les habitants de la Terre : hommes, animaux ou plantes se sont adaptés à ce rayonnement ionisant reçu, il est vrai, à de faibles doses, donc sans préjudice majeur pour la santé.

Cependant les Terriens ne reçoivent pas tous la même dose de ce rayonnement qui est plus important en altitude, qu'au niveau du sol, et qui est aussi plus important aux latitudes élevées qu'au niveau des faibles latitudes.

L'exposition au rayonnement cosmique en avion

L'objet de ce paragraphe est de mettre en relief les risques encourus par les personnes qui subissent les doses les plus élevées de ce rayonnement ionisant avec des risques pour leur santé.

Exposition en fonction de l'altitude Comme on l'a vu ce rayonnement est plus intense en altitude, ce qui veut dire que les personnes qui prennent l'avion reçoivent à cause des altitudes élevées des doses plus élevées que les personnes au sol.

En effet l'atmosphère absorbe une partie du rayonnement cosmique mais au fur et à mesure qu'on prend de l'altitude, la couche atmosphérique devient plus mince et laisse passer plus de rayonnement. On est donc plus exposé au rayonnement cosmique en altitude.

On a remarqué qu'à 10000 mètres qui est en moyenne l'altitude de croisière des avions de ligne subsoniques le rayonnement cosinique est 100 à 300 fois plus important qu'au niveau de la mer.

Dans un avion supersonique volant à 18000 mètres, la dose de rayonnement cosmique reçue est pratiquement le double de celle reçue dans un avion subsonique volant à 12000 mètres !

Exposition en fonction de la latitude Le champ magnétique terrestre (magnétosphère) constitue une deuxième barrière pour les particules du rayonnement cosmique. Ces particules sont donc plus nombreuses aux latitudes élevées. La dose de rayonnement reçue au niveau du pôle nord et du pôle sud est plus intense qu'au niveau de l'équateur. En fonction de la latitude de la voie empruntée par l'avion, les passagers et le personnel naviguant seront donc plus ou moins exposés au rayonnement cosmique.

Exposition en fonction de la durée de vol Dans un avion la dose totale de rayonnement cosmique reçue est proportionnelle au temps d'exposition, c'est à dire à la durée du vol en altitude de croisière en moyenne [3].

Dosimétrie L'unité utilisée pour mesurer les effets probabilistes d'une irradiation par rayonnement cosmique sur un organisme est le sievert (sV), qui inclut des termes correctifs permettant de prendre en compte la dangerosité relative des différents rayonnements et la sensibilité relative des différents tissus.

On peut utiliser aussi une autre unité SI : le gray qui mesure une énergie fournie par unité de masse, indépendamment de ses effets biologiques [4].

Pour les médecins radiologistes le vaste domaine des faibles et très faibles doses d'irradiation s'étend de 1/100 millisievert à 100 millisievert :

- de 1/100 millisievert à 1 millisievert pour les très faibles doses
- de 1 millisievert à 100 millisieverts pour les faibles doses

Les très faibles doses d'exposition de quelques mSv sont comparables à celles auxquelles sont naturellement soumis tous les êtres vivants.

Dans le cas du rayonnement cosmique on est dans le mode d'exposition à faibles doses :

- ponctuelles reçues en une seule fois ; c'est le cas des voyageurs occasionnels en avion
- continues ou répétées ; c'est le cas du personnel navigant.

Une dose de 100 millisieverts peut paraître très intense cependant aucun signe alarmant ni malformation n'ont été observés :

- chez l'enfant pour des doses inférieures à 100 mSv
- chez l'adulte pour des doses inférieures à 200 mSv [5].

Protection du personnel navigant En raison de son exposition à longueur d'année au rayonnement cosmique, le personnel navigant peut recevoir en un an une dose efficace de quelques mSv. De par le monde des réglementations imposent donc aux compagnies aériennes de surveiller l'exposition de leur personnel navigant. En Amérique comme en Europe des systèmes informatisés d'évaluation de l'exposition au rayonnement cosmique dans les Transports aériens sont mis à la disposition des compagnies aériennes afin de savoir les doses de rayonnement reçues lors des vols.

Ces systèmes fournissent des valeurs d'exposition qui tiennent compte des routes empruntées par les avions. Ces valeurs sont calculées à partir de modèles vérifiés sur une centaine de vols avec une marge d'incertitude satisfaisante. En outre, ces systèmes permettent d'évaluer l'impact d'une éruption solaire sur la dose reçue.

En théorie, de faibles expositions au rayonnement peuvent déclencher un processus pouvant conduire à un cancer de nombreuses années plus tard, mais en pratique le seul effet possible connu de ce degré d'exposition est une très faible probabilité d'apparition d'un cancer de nombreuses années après l'exposition à ce rayonnement. Devant une telle incertitude le mieux est de mettre en avant le principe de précaution.

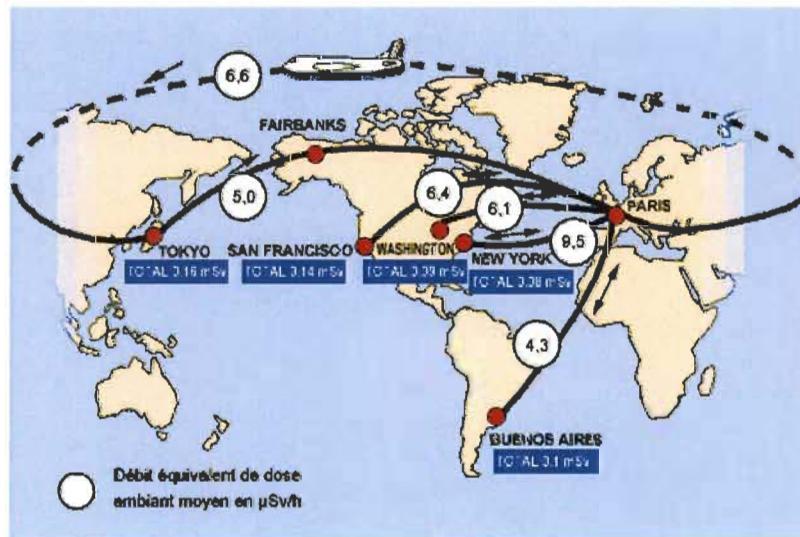


FIG. 3.1 – Mesures réalisées sur des routes représentatives des différentes situations d'exposition aux rayonnements cosmiques. Dans les cercles, est mentionné le débit d'équivalent de dose ambiant moyen sur le vol en microsieverts par heure. La dose totale est donnée pour un aller-retour en millisievert, pour le vol Paris-New York en Concorde. Source : IRSN [4].

3.3 Décharge électrostatique des avions à l'atterrissement

A l'atterrissement 'la peau de l'avion' (ailes, fuselage, gouvernes ; etc...) est fortement électrisée à cause des frottements de l'avion en mouvement avec les molécules d'air. Le champ électrostatique intense au voisinage de la surface de l'avion risque de déclencher soit une étincelle qui peut enflammer les vapeurs de kérosène, et entraîner une explosion ou un incendie soit un arc électrique qui peut électrocuter le personnel à proximité de l'avion.

3.4 La triboélectricité

La triboélectricité est le transfert d'électrons par la mise en contact ou le frottement de deux matériaux de nature différente, d'un matériau à l'autre. Ce phénomène de charge électrostatique subsiste après la séparation des deux matériaux [6]. La quantité de charges électriques transférée dépend de :

- la nature des deux matériaux
- la surface mise en contact.

3.4.1 Le champ électrique

L'application du théorème de Gauss montre qu'en un point M infiniment voisin de la surface S d'un conducteur de densité superficielle de charge σ , le champ électrostatique \vec{E} est normal à S et vaut :

$$\vec{E} = \frac{\sigma}{\epsilon_0} \vec{n} \quad (3.1)$$

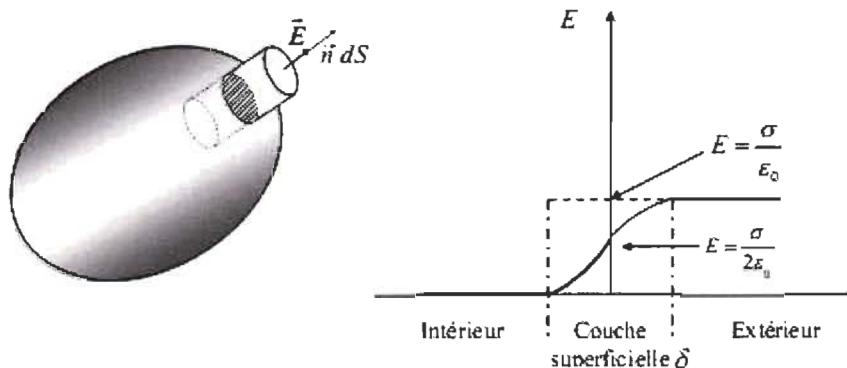


FIG. 3.2 – Champ électrique au voisinage de la surface d'un conducteur.

où \vec{n} est un vecteur unitaire normal au conducteur et dirigé vers l'extérieur.

Lorsque le champ au voisinage d'un conducteur dépasse une certaine limite, une étincelle est observée : le milieu entourant le conducteur devient alors conducteur. Ce champ maximal, de l'ordre de $3.10^6 V/m$ dans l'air, est appelé champ disruptif. Il correspond à l'ionisation des particules du milieu (molécules dans le cas de l'air)

3.4.2 Le pouvoir des pointes

Au voisinage d'une pointe, en vertu du théorème de Coulomb, la densité superficielle des charges σ est très élevée, ce qui fait que le champ électrostatique \vec{E} , au voisinage de la pointe, est toujours très intense.

On peut expliquer ce phénomène en utilisant deux sphères chargées de rayons différents, reliées par un fil conducteur et placées suffisamment loin l'une de l'autre afin qu'elles ne s'influencent pas mutuellement :

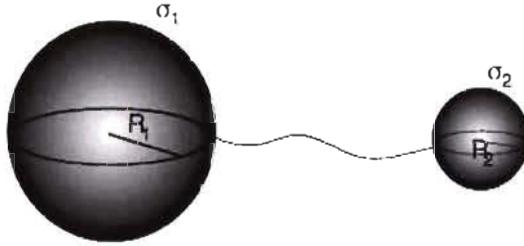


FIG. 3.3 – Pouvoir des pointes.

ce qui nous permet de considérer que les deux sphères sont isolées mais sont au même potentiel $V = V_1 = V_2$. On a donc :

$$V = V_1 = V_2 \iff \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iint_{S_1} \frac{\sigma_1}{R_1} dS = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iint_{S_2} \frac{\sigma_2}{R_2} dS \quad (3.2)$$

R_1 et R_2 (rayons des sphères) étant constants , en supposant σ_1 et σ_2 (les densités superficielles de charge) constantes sur S_1 et sur S_2 respectivement on a :

$$\frac{\sigma_1}{4\pi\epsilon_0 R_1} \iint_{S_1} dS = \frac{\sigma_2}{4\pi\epsilon_0 R_2} \iint_{S_2} dS \quad (3.3)$$

d'où :

$$\frac{\sigma_1}{4\pi\epsilon_0 R_1} 4\pi R_1^2 = \frac{\sigma_2}{4\pi\epsilon_0 R_2} 4\pi R_2^2 \quad (3.4)$$

et donc :

$$\frac{\sigma_1}{\epsilon_0} R_1 = \frac{\sigma_2}{\epsilon_0} R_2 \quad (3.5)$$

finalement :

$$\sigma_2 = \sigma_1 \frac{R_1}{R_2} \quad (3.6)$$

On voit donc que la densité de charge σ_2 sur la petite boule est plus importante que densité de charge σ_1 sur la grande boule.

Si la petite boule est remplacée par une pointe de rayon de courbure $R_2 \rightarrow 0$ alors $\sigma_2 \rightarrow \infty$, dans ce cas le champ électrique au voisinage de la pointe :

$$|\vec{E}| = \frac{\sigma_2}{\epsilon_0} \quad (3.7)$$

est intense et ionise les molécules d'air ; l'air devient conducteur et un arc électrique peut se produire entre la pointe et le sol.

3.4.3 Conséquences de la décharge

L'énergie de la décharge électrostatique (DES ou ESD : Electro Static Discharge) d'un avion juste avant l'atterrissement peut atteindre plusieurs Joules [7]. Ses conséquences sont :

Sur les personnes

- une décharge d'énergie égale à 0.7 milli-Joules peut enflammer le kérosène et carboniser le personnel au pied de l'avion.
- une décharge d'énergie de décharge de 5 milli-Joules est ressentie les personnes
- une décharge d'énergie égale à 100 milli-Joules provoque un violent choc électrique chez les personnes
- une décharge d'énergie égale à 1 Joule est mortelle.

Sur le matériel

- perturbation de l'électronique de bord et des communications
- détérioration des matériaux de l'avion
- risque d'explosion et d'incendie

3.4.4 Prévention

Au moment de l'atterrissement des tresses métalliques fixées sur l'avion entrent en contact avec le sol et écoulement la charge électrique accumulée pour annuler la différence de potentiel entre la surface externe de l'avion et le sol et ceci afin d'éviter le déclenchement d'un arc électrique ou le foudroiement du personnel au sol. Sur les extrémités des ailes la forte courbure peut donner naissance à l'effet de pointe décrit ci-dessus. A cette fin des tresses métalliques d'évacuation des charges peuvent être placées au bout des ailes.

3.5 La foudre

La foudre est un phénomène naturel courant et spectaculaire. Chaque jour 44000 orages éclatent, en moyenne libérant 8 millions d'éclairs à travers le monde. La foudre touche un avion en moyenne une à deux fois par an ou une fois toutes les 1000 heures de vol.

Il y a plus de 200 ans Benjamin Franklin a démontré que la foudre est une immense décharge électrique. La foudre est en effet un phénomène naturel de décharge électrostatique disruptive qui se produit lorsque de l'électricité statique s'accumule entre des nuages d'orage ou entre un nuage d'orage et la terre.

L'origine des éclairs et le mécanisme d'électrisation des nuages pluvieux est un problème particulièrement compliqué car les phénomènes physiques mis en jeu s'effectuent à des échelles très variées : cette gamme couvre 15 ordres de grandeurs (10^{15}). D'un côté les phénomènes atomiques qui amorcent l'électrisation du nuage se produisent à une échelle de l'angstrom ($10^{-10} m$) ; de l'autre, la circulation atmosphérique dans l'ensemble du nuage orageux , qui achève le processus de charge, peut se produire sur une échelle de plusieurs dizaines, voire centaines de kilomètres.

3.5.1 Canal de foudre

Généralement la foudre résulte d'une différence de potentiel de plusieurs centaines de millions de Volts, et peut transférer une charge de plus de 10 Coulombs vers la cible; c'est la charge transportée par 10^{20} électrons (par définition le déplacement d'une charge de 1 Coulomb est un courant de 1 Ampère d'intensité).

$$dQ = idt \quad (3.8)$$

Une décharge de foudre constitue un courant largement supérieur à 10 Ampères (il peut atteindre plus de 200000 Ampères) puisqu'il dure beaucoup moins d'une seconde :

$$i = \frac{dQ}{dt} \quad (3.9)$$

La différence de potentiel électrique entre deux points peut atteindre 100 millions de volts et produire un plasma lors de la décharge, causant une expansion explosive de l'air par dégagement de chaleur. En se dissipant, ce plasma crée un éclair de lumière et le tonnerre.

Les nuages orageux de taille moyenne produisent quelques éclairs par minute et quelques centaines de *mégaWatts* [8].

3.5.2 Le foudroiement en fonction de l'altitude

Des relevés issus des nombreuses campagnes de mesures montrent que le foudroiement :

- a lieu le plus souvent entre 1000 m et 6000 m d'altitude (emplacement des cumulo-nimbus)
- a lieu très rarement vers 12000 m (altitude au dessus du sommet d'un cumulo-nimbus)

Ce qui explique le foudroiement pendant le décollage ou l'atterrissement si l'avion touche ou frôle un cumulo-nimbus.

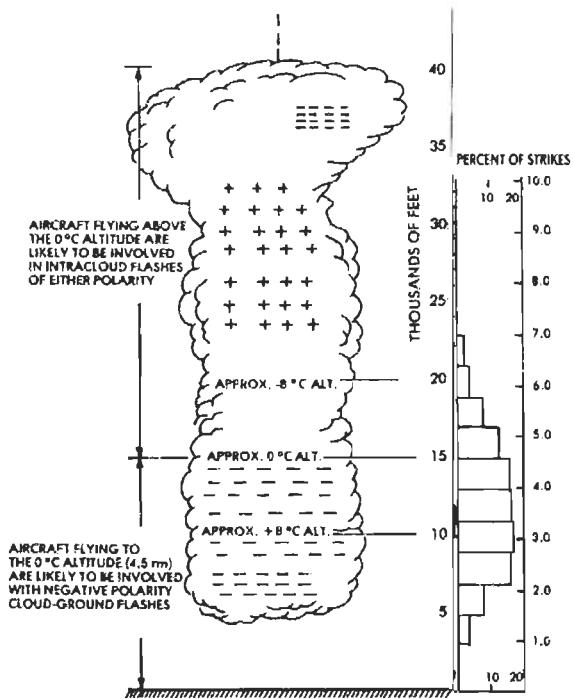


FIG. 3.4 – Cumulo-nimbus et foudroiement en fonction de l'altitude [10], [11].

3.5.3 Simulation du foudroiement au laboratoire

Des études au laboratoire ont été menées sur des décharges créées et pouvant atteindre 20 m de long. Ces études ont montré que ces décharges sont de même nature que la décharge de foudre, au facteur d'échelle près.

Ces résultats ont été mis à profit pour simuler le foudroiement d'un avion. Une maquette d'avion Transall à l'échelle 1/10 avec les mêmes instruments que l'avion réel a été placée entre une grande électrode plane et le sol. En appliquant à cette électrode une tension de plusieurs millions de Volts, on recrée les conditions de champ électrique qu'un avion rencontre dans les nuages orageux.

Ces résultats ont permis de valider la simulation puisque plusieurs paramètres, notamment le champ électrique à la surface de l'avion, évoluent au cours du foudroiement, de la même façon au laboratoire que dans les nuages.

De plus, l'observation des phénomènes au moyen de caméras rapides a permis de mieux comprendre les mécanismes par lesquels l'avion déclenche la décharge de foudre.

3.5.4 Mécanisme de déclenchement de la foudre

Dans un premier temps, un précurseur positif se développe à partir d'une zone pointue de l'avion (nez, queue, aile, pale d'hélice) en direction de l'électrode négative (ou d'une poche de charges négatives du nuage). Le développement de cette décharge engendre une variation du potentiel de l'avion qui, lorsqu'elle atteint une valeur suffisante, entraîne le déclenchement d'une décharge négative à partir d'une autre région de l'avion où le champ électrique est renforcé par un effet de pointe.

Cette décharge négative se propage en direction de l'électrode positive (ou d'une poche de charges positives du nuage). Lorsque ces deux décharges sont déclenchées, elles entretiennent mutuellement leurs propagations respectives jusqu'au moment où elles rencontrent les électrodes.

3.5.5 Le "Zoning"

Il y a quelques années un avion Transall équipé de capteurs et de caméras a été envoyé à la rencontre de nuages orageux dans le but d'être foudroyé. On a ainsi constaté que, dans la majorité des cas, l'avion n'était pas foudroyé, mais qu'il était la cause de la décharge.

A partir de nombreuses campagnes de mesures et des nombreux travaux sur la foudre, on a pu établir des normes regroupant les formes d'ondes des courants, des tensions, ainsi que des zones de l'avion les plus susceptibles d'être foudroyées.

L'effet de pointe explique pourquoi les parties pointues de l'avion sont plus susceptibles d'être des points d'entrée et de sortie de la foudre. Lorsque l'avion passe à proximité d'un nuage orageux, le champ électrique est plus fort au niveau des extrémités (nez, ailes, queue, moteurs) où les lignes équipotentielles sont les plus resserrées c'est ce qu'on appelle le "zoning".

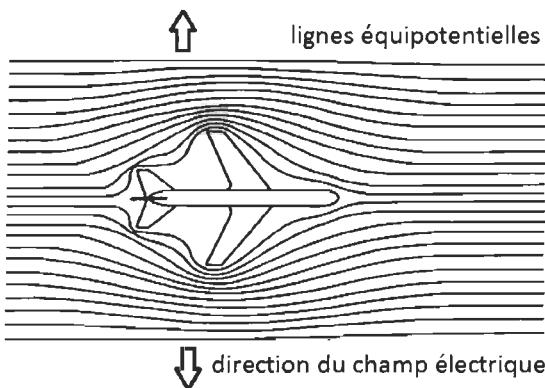


FIG. 3.5 – Lignes équipotentielles autour de l'avion [10], [11].

3.6 Formes d'onde du courant de foudre

Le foudroiement est un processus caractérisé par deux phases :

- la première phase correspondant à la formation du canal ionisé : c'est la composante H
- la deuxième phase correspondant aux décharges électriques successives des quatre composantes A, B, C, D.

La norme américaine (SAE-AE-4) définit les formes d'onde du courant de foudre et leurs caractéristiques que le fabricant de l'avion doit considérer afin que les autorités en charge de la navigation aérienne lui délivrent la certification de vol de son appareil.

Les principaux paramètres permettant de définir cette onde sont :

- l'intensité crête du courant

- les temps de montée à 90% et de descente à 50% du courant de foudre
- la charge transférée $Q = \int idt$
- l'"action intégral" $AI = \int i^2 dt$ correspondant à une énergie W dissipée dans une résistance $R = 1\Omega$

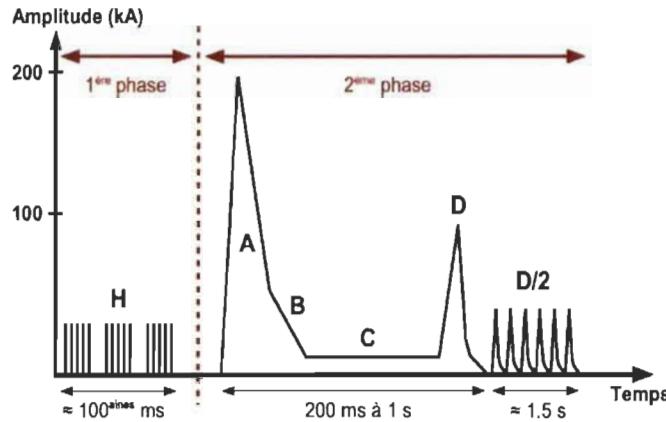


FIG. 3.6 – Formes d'ondes de courant de foudre[10], [11].

3.6.1 La composante A : pic de courant initial

La composante A a une amplitudé de crête de 200 kA , une "action intégrale" de $2.10^2\text{ A}^2.\text{s}$, et une forme d'onde bi-exponentielle. Cette onde représente le premier arc en retour de 200 kA avec un taux de croissance de 10^{11} A/s à $0.5\mu\text{s}$, ce taux atteint son maximum de $1.4.10^{11}\text{ A/s}$ à $t = 0+$ [4]. Cette onde est définie mathématiquement par :

$$i(t) = I_0 \left[e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right]$$

où :

$$I_0 = 218810\text{ A}$$

$$\alpha = 11354\text{ s}^{-1}$$

$$\beta = 647265\text{ s}^{-1}$$

t = temps en s.

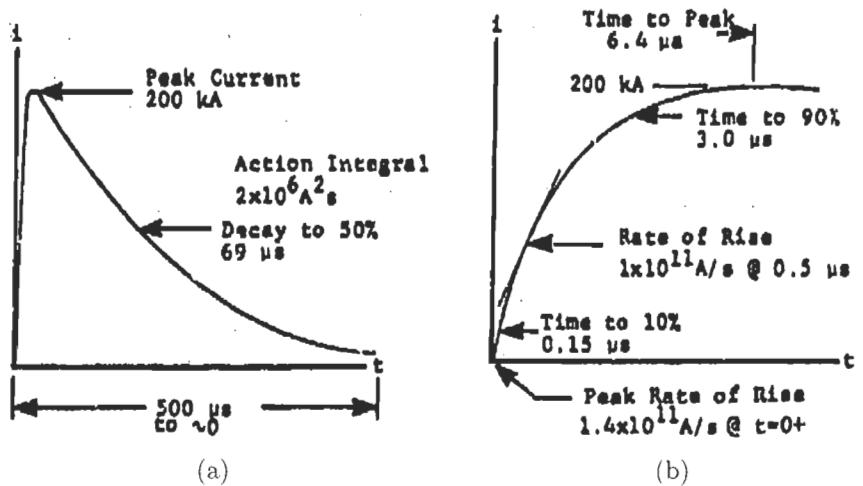


FIG. 3.7 – (a) Composante A entière [4]. (b) Front de la composante A[4].

3.6.2 La composante B : courant intermédiaire

La composante B a une amplitude moyenne de $2kA$ et transfère une charge de 10 *coulombs* [4]. Elle est définie mathématiquement par une double exponentielle :

$$i(t) = I_0 \left[e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right]$$

où :

$$I_0 = 11330 A$$

$$\alpha = 700 s^{-1}$$

$$\beta = 2000 s^{-1}$$

t = temps en s.

3.6.3 La composante C : continuation du courant

La composante C est une onde de forme rectangulaire délivrant 200 *coulombs* à un taux de croissance entre 200 A et 800 A dans un intervalle de temps compris entre 0.25s et 1s.[4]. Pour les besoins de calcul on utilise une onde de forme rectangulaire de 400 A étalée sur 0.5s délivrant 200 *coulombs*.

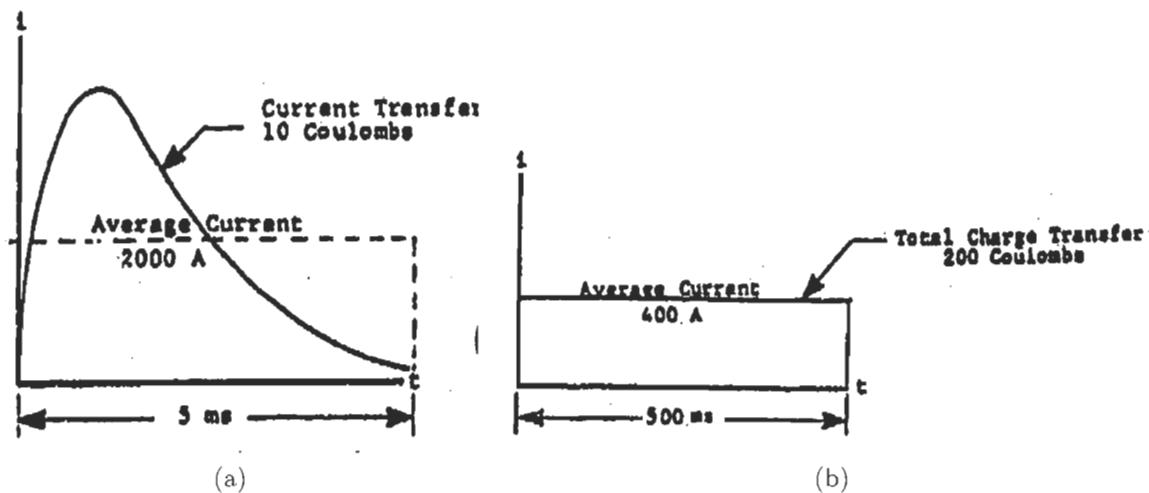


FIG. 3.8 – (a) Composante B [4]. (b) Composante C [4].

3.6.4 La composante D : choc en retour

La composante D a une amplitude crête de 100 kA , une "action intégrale" de $2.10^2\text{ A}^2\cdot\text{s}$, et une forme d'onde bi-exponentielle. Cette onde représente le choc en retour de 100 kA avec un taux de croissance de 10^{11} A/s à 0.25s , ce taux atteint son maximum de $1.4.10^{11}\text{ A/s}$ à $t = 0 +$. [4]. Cette onde est définie mathématiquement par :

$$i(t) = I_0 \left[e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right]$$

où :

$$I_0 = 218810A$$

$$\alpha = 11354 s^{-1}$$

$$\beta = 647265 s^{-1}$$

t = temps en s .

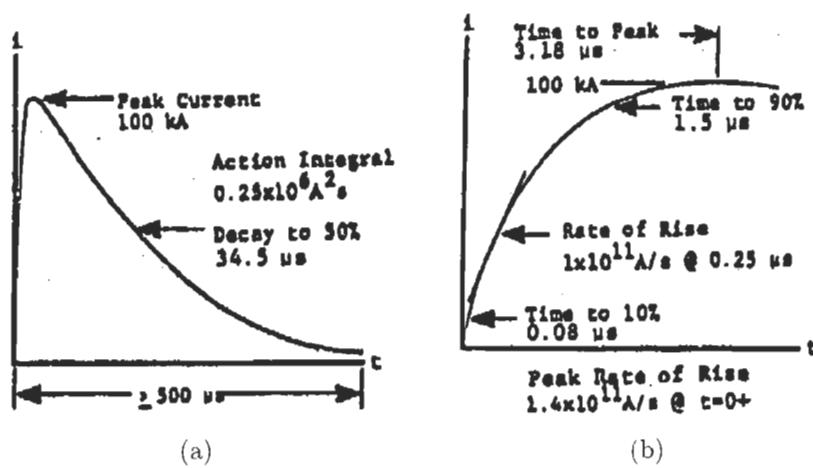


FIG. 3.9 – (a) Composante D entière [4]. (b) Front de la composante D [4].

3.6.5 La composante H : taux de croissance de courant

La composante H a une amplitude crête de $10kA$ et une forme d'onde bi-exponentielle. Cette onde présente un taux de croissance de $2.10^{11} A/s$ à $t = 0 +$. [4]. Cette onde est définie mathématiquement par :

$$i(t) = I_0 \left[e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right]$$

où :

$$I_0 = 10572 A$$

$$\alpha = 187191 s^{-1}$$

$$\beta = 19105100 s^{-1}$$

t = temps en s.

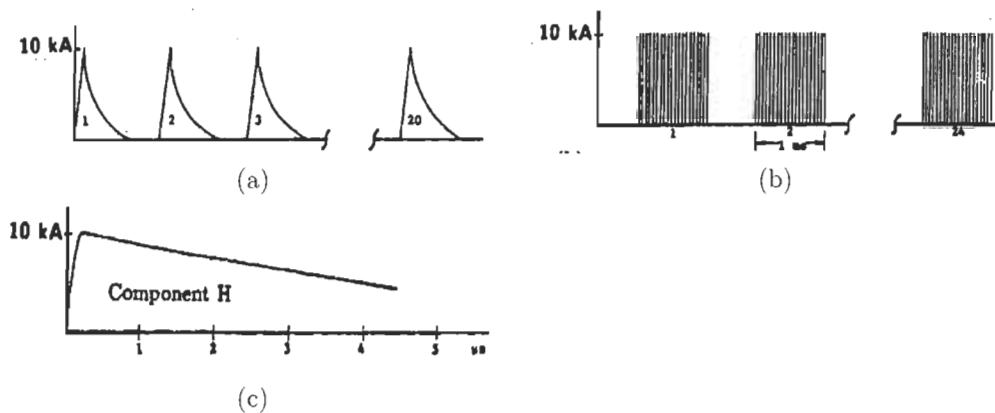


FIG. 3.10 – Composante H : (a) 1 salve de 20 impulsions étalées sur 1 milliseconde [4]. (b) 24 salves étalées sur 20 secondes [4]. (c) Forme d'une impulsion [4].

3.6.6 Décharges multiples

Le phénomène de décharges multiples ("multiple stroke") est une suite d'ondes appelées "D/2".

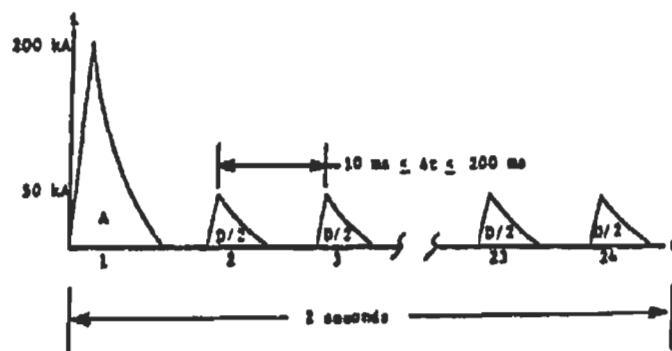


FIG. 3.11 – (a) Décharges multiples ou D/2 [4].

3.6.7 Zones externes d'un avion

La norme américaine (SAE-AE-4) divise les surfaces externes de l'avion en cinq zones, chacune d'elles possédant des probabilités de foudroiement différentes :

- Zone 1A

- Zone 1B
- Zone 2A
- Zone 2B
- Zone 3

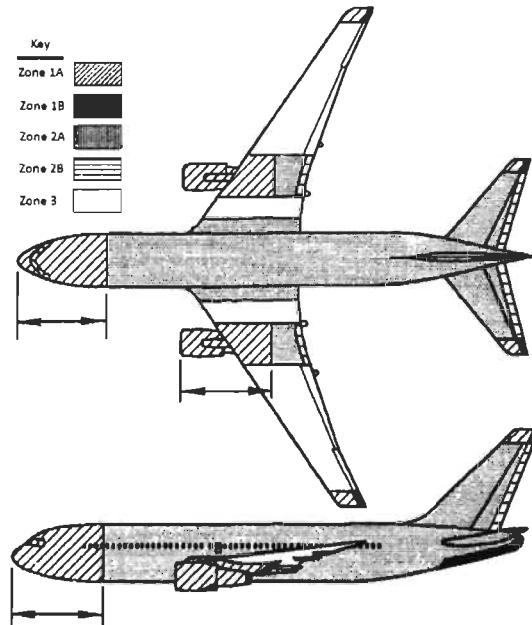


FIG. 3.12 – Zones 1A, 1B, 2A, 2B, 3 de foudroiement d'un avion [4].

Les plus fortes probabilités d'attache de la foudre se situent comme on le voit sur la figure au niveau des extrémités (nez et queue) de l'avion, alors que les fortes probabilités de balayage se situent au niveau du fuselage.

A chaque zone de l'avion sont associées les différentes composantes du courant de foudre susceptibles d'y circuler. Par exemple, la zone 1A peut être associée aux composantes A,B,C et H alors que la zone 2A peut être associée aux composantes D,B,C et H. Ces données sont utilisées par l'avionneur durant le processus de certification.

L'effet de la foudre sur un avion

Les effets de la foudre sur les aéronefs sont classés en deux grandes catégories : tandis que les effets directs sont associés à des dommages physiques se produisant au point d'attache et dans les équipements, les effets indirects concernent les interférences dues au couplage électromagnétique avec les systèmes et le câblage.

L'effet de la foudre sur un avion a 2 conséquences :

- la première est un effet direct sur la structure pouvant entraîner par des contraintes mécaniques, thermiques des dommages physiques au point d'attache et dans les équipements.
- la seconde est un effet indirect par couplage électromagnétique (champ électromagnétique et redistribution du courant) responsable de la perturbation de l'appareillage électronique de bord. La redistribution est le risque que le courant de foudre pénètre dans l'avion par la câblerie et les structures métalliques internes.

En frappant un avion la foudre peut :

- mettre le feu aux vapeurs de kérozène dans les réservoirs et les faire exploser

- endommager les systèmes électriques et électroniques
- endommager le système de freinage (si l'avion est foudroyé juste au moment de l'atterrissement)
- Les éclairs provoquent rarement des accidents, mais ils peuvent éblouir le pilote.

La figure suivante montre les différentes contraintes au point d'impact d'un foudroiement sur un matériau composite.

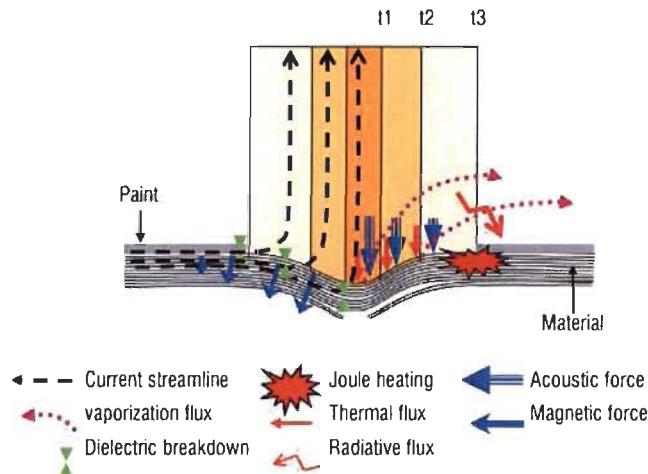


FIG. 3.13 – Contraintes directes au point d'attachement de la foudre sur un matériau composite[12]

Les accidents liés à la foudre

- En 1962, un éclair a fait exploser le carburant dans un réservoir d'un Boeing 707 de la Pan American, causant un crash et 81 victimes.
- Le plus grave accident mettant en cause la foudre est survenu le 8 décembre 1963. La foudre avait mis le feu aux vapeurs de kérosène dans les réservoirs d'un Boeing 707.
- Dans le cadre d'un programme de recherche, dans les années 1980, la NASA a envoyé un avion F-106B à travers 1400 orages. Frappé plus de 700 fois par la foudre, l'appareil n'a pas subi de dégradations, mais cette expérience a montré que les éclairs pouvaient endommager les systèmes électroniques.
- En 2005 accident d'un A340 à Toronto.

3.6.8 Protections contre la foudre

Forts de ces enseignements les autorités aéronautiques ont ordonné que les avions de ligne soient équipés :

- de mèches capables d'évacuer les décharges électriques.
- de protection anti-tonnerre des systèmes électroniques.
- de radars météorologiques qui permettent de voir les zones de turbulences les plus actives et de les éviter. Les pilotes doivent faire parfois de grands détours pour les contourner.
- d'intégrer la "fonction blindage" aux matériaux composites des fuselages des avions modernes.

3.7 Conclusion

Comme nous venons de le voir, les agressions électromagnétiques sont essentiellement dues aux rayonnements cosmiques, aux foudres et aux décharges électrostatiques qui sont des phénomènes d'origine naturelle. On ne peut donc agir sur les sources de ces nuisances, mais il reste la possibilité

d'en minimiser les effets néfastes en agissant sur la "victime" pour la rendre la moins vulnérable possible par le mode de protection adéquat.

Bibliographie

- [1] <http://lpsc.in2p3.fr/index.php/fr/activites-scientifiques/ams-cream/codes/usine/cosmic-ray-physics?showall=&start=2>
- [2] http://www.sievert-system.org/WebMasters/fr/contenu_rayonnement.html
- [3] <http://aeronautiques2.free.fr/rayonnementscosmiques.php>
- [4] <http://www.hc-sc.gc.ca/ewh-semt/radiation/comsic-cosmique-fra.php>
- [5] <http://www.laradioactivite.com/fr/site/pages/LimitesDoses.htm>
- [6] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Triboélectricité>
- [7] B. Daout, Directeur technique montena technology, 'Les essais ESD sur les hélicoptères et les avions', Avril 2013
- [8] E. Williams, "L'électrisation des orages", Pour la science, édition française de scientific american, janvier 1989.
- [9] F. A. Fisher, J. A. Plumer, R. A. Perala, "Aircraft Lightning Protection Handbook", Lightning Technologies Inc.1989.
- [10] E. Perrin, "Modélisation des effets indirects de la foudre sur avion composite", Thèse de Doctorat, Limoges, 2010.
- [11] A. Jazzar, "Modélisation Electromagnétique d'un Choc de Foudre en Aéronautique", Thèse de Doctorat, Grenoble, 2012.
- [12] L. Chemartin, P. Lalande, B. Peyrou, A. Chazottes, P.Q. Elias, C. Delalondre, B.G. Cheron, F. Lago, "Direct Effects of Lightning on Aircraft Structure : Analysis of the Thermal, Electrical and Mechanical Constraints", Aerospace Lab Journal, issue 05, dec. 2012.

Chapitre 4

La caractérisation des matériaux composites

4.1 Introduction

La caractérisation d'un matériau est l'analyse de ses propriétés. Cette étape essentielle dans la connaissance du matériau fait appel à diverses techniques qui exploitent différents principes physiques de base :

- de la mécanique
- de la thermodynamique
- des interactions onde-matière.

4.2 Caractérisation mécanique

Elle s'appuie sur les essais mécaniques qui fournissent des données sur les propriétés mécaniques des matériaux. Les principaux essais mécaniques sont [1], [2] :

- la dureté
- la traction : pour déterminer le module de Young E , l'allongement à la rupture $A\%$, la limite d'élasticité Re ou σ_y et la résistance à la traction Rm .
- la fatigue : pour déterminer la limite de rupture en fatigue σ_d .
- l'analyse mécanique dynamique (DMA) : pour l'étude des polymères (soumis au vieillissement).

4.3 Caractérisation thermique

Elle fait appel à l'analyse thermomécanique ou ATM (en anglais thermomechanical analysis, TMA). Elle consiste en une variété de techniques de mesure des propriétés physico-chimiques d'un matériau en fonction de la température, du temps et de l'environnement [3].

4.4 Caractérisation électromagnétique des matériaux composites

4.4.1 Introduction

Les principes de base des techniques de caractérisation des milieux diélectriques homogènes ont été définis en 1949 et publiés en 1954 par Von Hippel [1]. La caractérisation des milieux inhomogènes et des matériaux composites était impossible à envisager à cette date car la métrologie (science de la mesure) ne disposait pas encore de moyens technologiques pour mener à bien une telle opération. Il a donc fallu, d'une part, attendre l'avènement de ces moyens (radiofréquences et hyperfréquences)

et d'une part s'assurer que les méthodes de mesure des milieux homogènes étaient, après quelques modifications, applicables aux matériaux composites pour pouvoir entreprendre leur caractérisation.

4.4.2 La caractérisation électromagnétique

La caractérisation électromagnétique d'un matériau par des moyens radiofréquences et hyperfréquences, s'obtient à partir de ses paramètres constitutifs :

- la permittivité diélectrique ϵ

- la perméabilité magnétique μ

avec : $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$

et $\mu = \mu_0 \mu_r$

ϵ_0 et μ_0 étant respectivement la permittivité et la perméabilité du vide

ϵ_r et μ_r étant respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du matériau.

Ces deux paramètres traduisent respectivement le comportement du matériau vis à vis d'une excitation électrique (le champ électrique \mathbf{E}) et vis à vis d'une excitation magnétique (le champ magnétique \mathbf{H}) d'une onde électromagnétique.

La prise en compte de ces deux paramètres se fait à l'aide des relations constitutives des équations de Maxwell :

$$\begin{aligned}\mathbf{D} &= \epsilon \mathbf{E} \\ \mathbf{B} &= \mu \mathbf{H}\end{aligned}$$

Pour traduire les pertes du matériau la permittivité et la perméabilité doivent s'écrire sous forme complexe :

$$\begin{aligned}\epsilon &= \epsilon' - j \frac{\sigma}{\omega} = \epsilon' - j \tan \delta = \epsilon' - j \epsilon'' \\ \mu &= \mu' - j \mu''\end{aligned}$$

- Dans le cas d'un matériau hétérogène, si la taille des hétérogénéités est faible devant la longueur d'onde du champ électromagnétique d'excitation, on peut utiliser :
 - une permittivité moyenne, on parle dans ce cas de permittivité effective ϵ_{eff}
 - une perméabilité moyenne, on parle dans ce cas de perméabilité effective μ_{eff} .
- Dans le cas d'un matériau anisotrope la permittivité et la perméabilité sont des grandeurs tensorielles

$$\epsilon = \begin{pmatrix} \epsilon_{11} & \epsilon_{12} & \epsilon_{13} \\ \epsilon_{21} & \epsilon_{22} & \epsilon_{23} \\ \epsilon_{31} & \epsilon_{32} & \epsilon_{33} \end{pmatrix} \text{ et } \mu = \begin{pmatrix} \mu_{11} & \mu_{12} & \mu_{13} \\ \mu_{21} & \mu_{22} & \mu_{23} \\ \mu_{31} & \mu_{32} & \mu_{33} \end{pmatrix}$$

4.4.3 Choix de la méthode de caractérisation

Le choix d'une méthode de caractérisation est déterminé par :

- la nature et la forme des échantillons de matériau disponibles : films minces ou plaquettes, granulaires ou élastomères.
- les propriétés physiques du matériau
- la bande de fréquence de travail

4.4.4 Méthodes de caractérisation

Pour mesurer la permittivité et la perméabilité complexes d'un matériau, on prélève un échantillon de matériau et on le place soit :

- sur le trajet d'une onde électromagnétique progressive
- en espace libre

- dans une structure propagative (un guide d'onde ou une ligne de transmission)
- dans une cavité résonante ; on positionne alors l'échantillon sur un ventre de champ électrique ou de champ magnétique d'une onde stationnaire

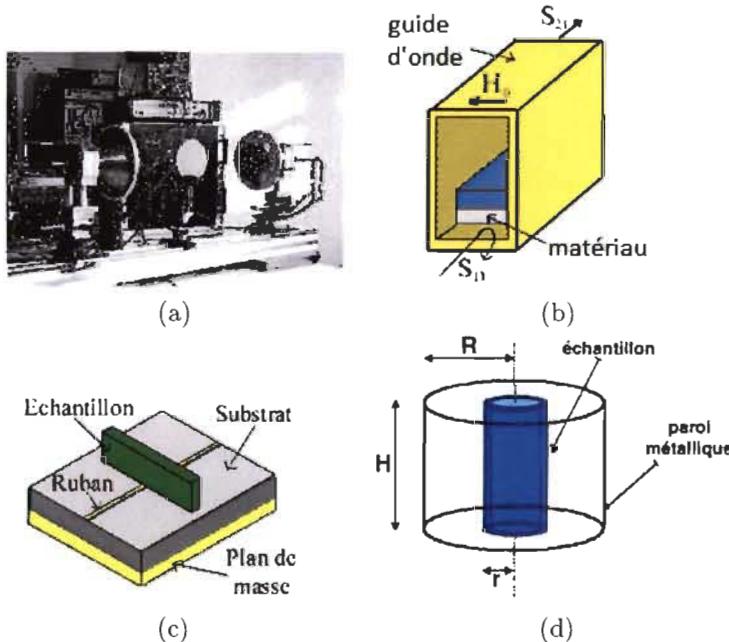


FIG. 4.1 – Méthodes de caractérisation : (a) en espace libre [5]. (b) en guide d'onde [5]. (c) en microruban [5]. (d) en cavité [5].

On mesure ensuite les coefficients de réflexion R et de transmission T à l'aide d'un banc de caractérisation expérimental. Ces coefficients reflètent directement des propriétés électromagnétiques du matériau en question.

La mesure des coefficients de réflexion et de transmission par un analyseur de réseaux, puis l'analyse électromagnétique des discontinuités induites par l'échantillon de matériau, permettent de retrouver la permittivité et la perméabilité du matériau.

Le tableau suivant dresse un aperçu des principales méthodes de caractérisation des matériaux utilisées [5].

Méthode	Echantillon	Mesures	Grandeurs	Bande
de mesure			électriques	de fréquence
Cavités résonantes	Seul	S_{11} ou S_{21}	ϵ ou μ	Une fréquence
Guides d'ondes ou lignes de transmission	Devant un court-circuit Devant un circuit ouvert Devant un court-circuit	S_{11} S_{11} S_{11}	μ ϵ Z_s, ϵ ou μ	Basse fréquence Large Large
Espace libre	Seul	S_{11} ou S_{21}	ϵ ou μ	Large

TAB. 4.1 – Méthodes de caractérisation des matériaux[5].

4.4.5 Méthodes en espace libre

Parmi les méthodes de caractérisation des matériaux qui existent, les méthodes en espace libre semblent être les plus appropriées. En effet, les méthodes en espace libre sont souvent préférées pour les raisons suivantes ; les composites étant des matériaux inhomogènes par suite même de leur procédé de fabrication il en résulte que :

- Les échantillons (généralement de petite taille) sont hétérogènes intrinsèquement et ne sont donc pas représentatifs du matériau entier. Des dispersions importantes peuvent avoir lieu changeant complètement les propriétés de réflexion et de transmission ainsi que les propriétés intrinsèques des milieux [1].
- On doit tenir compte dans les calculs des modes d'ordre supérieur au mode fondamental qui sont excités quand on fait appel aux méthodes en guide d'onde, en coaxial, ou en cavité.

4.4.6 Variantes des méthodes précédentes

Pour mesurer le coefficient d'efficacité de blindage SE de panneaux composites M. S. Sarto [6, 7, 3] utilise trois bancs d'essai expérimentaux :

La méthode du câble coaxial

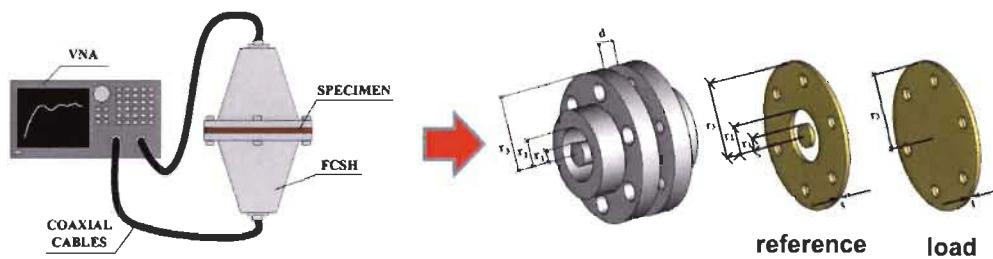


FIG. 4.2 – Méthode du câble coaxial [3].

La méthode de la chambre réverbérante



FIG. 4.3 – Méthode de la chambre réverbérante [3].

La méthode de la chambre anéchoïque

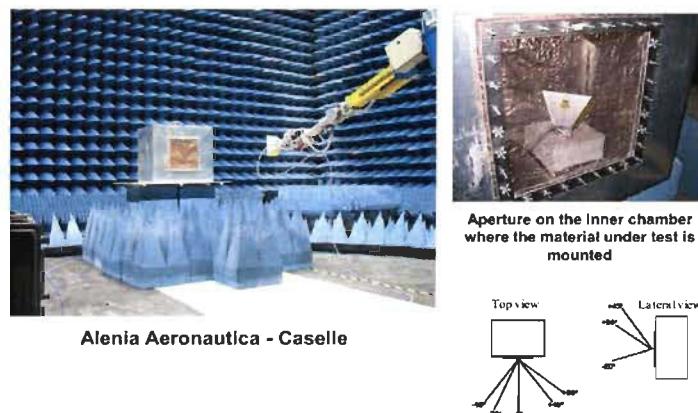


FIG. 4.4 – Méthode de la chambre anéchoïque [3].

4.4.7 Mesures de conductivité

La connaissance de la conductivité d'un matériau est une donnée nécessaire pour compléter la batterie de mesures énoncées précédemment. On mesure la conductivité d'un matériau par divers moyens : [4, 10, 11, 9].

4.5 Conclusion

De ce chapitre on peut conclure que les méthodes de caractérisation sont diverses et nombreuses, chacune ayant ses spécificités. On peut noter cependant que les méthodes de caractérisation en espace libre :

- contrairement aux méthodes guidées ou aux méthodes de cavité, demandent peu de préparation des échantillons.
- sont sans contact et non destructives et conviennent donc adaptées aux mesures sous incidence quelconque aux mesures sous température élevée.
- permettent des mesures large bande.

Bibliographie

- [1] http://fr.wikipedia.org/wiki/Caractérisation_d'un_matériaux
- [2] http://fr.wikipedia.org/wiki/Matériau_composite.
- [3] http://fr.wikipedia.org/wiki/Analyse_thermomécanique
- [4] A. Priou, 'Matériaux composites en électromagnétisme - Caractérisation', Techniques de l'Ingénieur Référence E1167. 10 nov. 2009.
- [5] http://www.univ-brest.fr/lest/caracterisation/pages/pages_francais/index.php
- [6] M. S. Sarto, "EM performance of composite materials and metallized plastics for industrial applications", Toronto, August 12, 2002.
- [7] C. L. Holloway, M. S. Sarto, M. Johansson, "Analyzing Carbon-Fiber Composite Materials With Equivalent-Layer Models", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility , Vol. 47, N°. 4, Nov. 2005.
- [8] M.S. Sarto, "Advanced and Composite Materials", Young Scientific Program, 3° Edition York, Sept. 26-27, 2011.
- [9] W. Tse, "Caractérisation électrique de matériaux en composite pour fuselage d'avions", Maitrise Génie Electrique, Montréal Dec. 2000.

Chapitre 5

La modélisation des matériaux composites

5.1 Introduction

La modélisation est aujourd’hui, dans tous les domaines de la Science et de la Technologie, une étape incontournable. Elle établit des modèles, pour décrire et étudier des phénomènes physiques. Ces modèles sont traduits par des équations qui permettront ensuite le passage à l’étape suivante : la simulation.

Dans le cas qui nous occupe la modélisation concerne le comportement électromagnétique des parties en matériaux avancés ou composites utilisés dans les avions modernes.

Pour ces nouveaux matériaux, qui sont, de par leur nature, inhomogènes et anisotropes, il s’agit d’établir le modèle électromagnétique le plus approprié afin de déterminer les paramètres et les grandeurs électriques auxquelles ils sont associés : (constante diélectrique ϵ , perméabilité magnétique μ , l’efficacité de blindage SE (shielding effectiveness)).

S’agissant de faire de modélisation électromagnétique, on utilisera donc les équations de Maxwell.

5.2 La modélisation

Il est devenu nécessaire dans l’étape de conception, de prédire le comportement des systèmes avec des modèles rigoureux.

Les modèles sont basés sur les équations qui régissent le champ électromagnétique et qui ont été établies par Maxwell vers 1864. L’essentiel des travaux scientifiques a longtemps porté sur la recherche des solutions de ces équations en présence de géométries quelconques.

Certaines méthodes numériques étaient connues depuis longtemps, mais leur utilisation était cependant très vite limitée par les faibles moyens de calcul de l’époque. Avec le développement rapide des ordinateurs, ces méthodes ainsi que de nouvelles approches ont trouvé aujourd’hui un regain d’intérêt.

Leur développement permet maintenant la résolution de problèmes où la géométrie et les milieux peuvent être quelconques avec, nécessairement une formulation judicieuse du problème : étape incontournable précédant l’application de la méthode numérique de résolution. Les équations qui décrivent le phénomène physique peuvent être directement résolues ou manipulées afin d’éliminer certaines grandeurs inconnues. Dans la plupart des cas, les équations doivent être résolues numériquement.

5.2.1 Equations de Maxwell

Dans un milieu homogène linéaire et isotrope les équations de Maxwell s’écrivent :

$$\nabla \wedge \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (5.1)$$

$$\nabla \wedge \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (5.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (5.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (5.4)$$

avec :

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (5.5)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (5.6)$$

La loi de conservation de la charge s'écrit :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (5.7)$$

En régime harmonique les deux premières équations de Maxwell et la loi de conservation de la charge deviennent :

$$\nabla \wedge \mathbf{E} = - j\omega \mu \mathbf{H} \quad (5.8)$$

$$\nabla \wedge \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \epsilon \mathbf{E} \quad (5.9)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + j\omega \rho = 0 \quad (5.10)$$

5.2.2 Equations de propagation des champs \mathbf{E} et \mathbf{H} :

En manipulant les équations de Maxwell on obtient les équations de propagation du champ \mathbf{E} et du champ \mathbf{H} :

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{E} = j\omega \mu \mathbf{J} + \nabla \left(\frac{\rho}{\epsilon} \right) \quad (5.11)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{H} = -\nabla \wedge \mathbf{J} \quad (5.12)$$

assez difficiles à résoudre.

On préfère travailler avec les équations de propagation des potentiels : le potentiel vecteur \mathbf{A} et le potentiel scalaire ϕ . Une fois ces potentiels déterminés il est plus facile de retrouver les expressions du champ \mathbf{E} et du champ \mathbf{H} .

5.2.3 Equations d'onde des potentiels \mathbf{A} et ϕ

Les équations de propagation des potentiels appelées aussi équations d'onde de Helmholtz sont des équations différentielles inhomogènes qui s'obtiennent à partir des équations de Maxwell de la même manière que précédemment.

Sachant que :

$$\mathbf{B} = \nabla \wedge \mathbf{A} \quad (5.13)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla\phi - j\omega\mathbf{A} \quad (5.14)$$

en tenant compte de la jauge de Lorentz : $\nabla \cdot \mathbf{A} + j\omega\epsilon\mu\phi = 0$, on a finalement :

$$\nabla^2\mathbf{A} + \omega^2\mu\epsilon\mathbf{A} = -\mu\mathbf{J} \quad (5.15)$$

On a aussi :

$$\nabla^2\phi + \omega^2\mu\epsilon\phi = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (5.16)$$

En résumé les équations d'onde de Helmholtz pour les potentiels \mathbf{A} et ϕ s'écrivent :

$$\nabla^2\mathbf{A} + \omega^2\mu\epsilon\mathbf{A} = -\mu\mathbf{J} \quad (5.17)$$

$$\nabla^2\phi + \omega^2\mu\epsilon\phi = -\frac{\rho}{\epsilon} \quad (5.18)$$

ou sous forme condensée :

$$[\nabla^2 + k^2] \mathbf{F} = -\mathbf{S} \quad (5.19)$$

avec :

$$\mathbf{F} = \begin{cases} \mathbf{A} \\ \text{ou} \\ \phi \end{cases} \quad \mathbf{S} = \begin{cases} \mu\mathbf{J} \\ \text{ou} \\ \frac{\rho}{\epsilon} \end{cases} \quad \text{et} \quad k^2 = \omega^2\mu\epsilon \quad (5.20)$$

\mathbf{F} étant la fonction potentielle (\mathbf{A} potentiel vecteur et ϕ potentiel scalaire)

\mathbf{S} étant la fonction source (\mathbf{J} densité de courant et ρ densité de charge)

k étant le nombre d'onde

La solution des équations différentielles de Helmholtz peut s'obtenir par inversion de l'opérateur $[\nabla^2 + k^2]$, ce qui donne :

$$\mathbf{F} = -[\nabla^2 + k^2]^{-1} \mathbf{S} \quad (5.21)$$

5.2.4 Propagation guidée des O.E.M.

La propagation guidée des O.E.M.¹, contrairement à la propagation en espace libre où le milieu est infini, a lieu dans un milieu de dimensions finies. Les champs sont confinés dans une ou deux dimensions de l'espace, et libres d'aller selon la troisième dimension : ils se propagent en ondes guidées

Par rapport à un système de coordonnées cartésiennes x, y, z l'expression du champ électrique \mathbf{E} et magnétique \mathbf{H} d'une onde se propageant le long d'un guide dont l'axe est la coordonnée z , est de la forme :

¹ondes électromagnétiques

$$\mathbf{F}(x, y, z, t) = \mathbf{F}(x, y)e^{-\gamma z}e^{j\omega t} \quad (5.22)$$

avec

$$\mathbf{F} = \begin{cases} \mathbf{E} \\ \text{ou} \\ \mathbf{H} \end{cases} \quad (5.23)$$

où γ est le facteur de propagation le long de l'axe du guide, ω la pulsation du champ et t le temps.

L'étude d'un guide d'ondes revient à déterminer :

- le facteur de propagation : $\gamma = \alpha + j\beta$ où α est le coefficient d'atténuation et β la constante de phase ; la longueur d'onde guidée étant : $\lambda_g = 2\pi/\beta$ et la vitesse de phase $v_\phi = \omega/\beta$
- les champs $\mathbf{F}(x, y) = \mathbf{E}(x, y)$ ou $\mathbf{H}(x, y)$ dont la connaissance détermine la cartographie du champ électromagnétique

Le problème est bidimensionnel si la structure est uniforme le long de l'axe de propagation. L'étude se ramène donc à la recherche des solutions de l'équation de Helmholtz associée aux conditions aux limites sur la section droite du guide.

Dans la partie diélectrique du guide les champs \mathbf{E} et \mathbf{H} doivent satisfaire l'équation d'onde homogène de Helmholtz :

$$[\nabla^2 + k^2] \mathbf{F} = [\nabla^2 - \gamma_0^2] \mathbf{F} = 0 \quad (5.24)$$

avec :

$$\mathbf{F} = \begin{cases} \mathbf{E} \\ \text{ou} \\ \mathbf{H} \end{cases} \quad \text{et} \quad \gamma_0^2 = -k^2 = -\omega^2 \mu \epsilon \quad (5.25)$$

k étant le nombre d'onde

Comme le Laplacien peut être décomposé en deux parties, l'une transversale et l'autre longitudinale :

$$\nabla^2 = \nabla_T^2 + \gamma^2 \quad (5.26)$$

avec : $\nabla_T^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$ et $\gamma^2 = \frac{\partial^2}{\partial z^2}$

l'équation d'onde de Helmholtz s'écrit de nouveau :

$$[\nabla_T^2 + (\gamma^2 - \gamma_0^2)] \mathbf{F} = -\mathbf{S} \quad (5.27)$$

Les composantes transversales des champs \mathbf{E} et \mathbf{H} s'obtiennent à partir des composantes longitudinales

Posons : $k_c^2 = \gamma^2 - \gamma_0^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \epsilon$;

$$k_c^2 E_x = -\gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} - j\omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial y}$$

$$k_c^2 E_y = -\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} + j\omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial x}$$

$$k_c^2 H_x = j\omega \mu \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x}$$

$$k_c^2 H_y = -j\omega \mu \frac{\partial E_z}{\partial x} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y}$$

Dans l'approximation quasi-T.E.M. , $E_z = H_z = 0$, il est donc nécessaire d'égaler le terme $k_c^2 = \gamma^2 - \gamma_0^2$ à 0.

Donc $\gamma^2 = -\omega^2\mu\varepsilon = -\omega^2\mu(\varepsilon' + j\varepsilon'')$

Dans le cas des lignes sans pertes : $\gamma^2 = j^2\omega^2\mu\varepsilon'$

Ceci a pour conséquence de ramener l'équation de Helmholtz pour le potentiel 5.27 à l'équation de Poisson transversale pour le potentiel électrique ϕ :

$$\nabla_T^2 \phi = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (5.28)$$

et dans le cas de milieux sans charges et sans courants, à l'équation de Laplace dans le plan transverse pour les champs \mathbf{E} et \mathbf{H}

$$\nabla_T^2 \mathbf{F} = \mathbf{0} \quad (5.29)$$

5.2.5 Rayonnement des O.E.M.

A partir d'une antenne encore appelée élément rayonnant ou aérien, des ondes sont émises et se propagent dans l'espace libre ou dans tout autre diélectrique.

Ce sont les sources (\mathbf{J} et ρ) localisés sur l'antenne qui sont à l'origine du champ E.M. rayonné dans l'espace.

Sur l'antenne les champs \mathbf{E} et \mathbf{H} s'obtiennent à partir des équations de propagation pour \mathbf{E} et \mathbf{H} :

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{E} = j\omega \mu \mathbf{J} + \nabla \left(\frac{\rho}{\varepsilon} \right) \quad (5.30)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{H} = -\nabla \wedge \mathbf{J} \quad (5.31)$$

La 1^{ère} équation peut être réécrite en tenant compte de l'équation de conservation de la charge :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} + j\omega \rho \implies \rho = -\frac{\nabla \cdot \mathbf{J}}{j\omega} \quad (5.32)$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{E} = j\omega \mu \mathbf{J} - \nabla \left(\frac{\nabla \cdot \mathbf{J}}{j\omega \varepsilon} \right) \quad (5.33)$$

Loin de l'antenne les équations de propagation des potentiels \mathbf{A} et ϕ :

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \omega^2 \mu \varepsilon \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (5.34)$$

$$\nabla^2 \phi + \omega^2 \mu \varepsilon \phi = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (5.35)$$

permettent de calculer les champs \mathbf{E} et \mathbf{H} à partir de :

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \quad (5.36)$$

$$\mathbf{E} = \frac{1}{j\omega \varepsilon} \nabla \times \mathbf{H} \quad (5.37)$$

5.3 Détermination de la permittivité et de la perméabilité [1, 2]

On considère une onde plane incidente solution des équations de Maxwell se propageant d'un milieu 1 d'indice de réfraction $n_1 = c/v_1$ vers un milieu 2 d'indice de réfraction $n_2 = c/v_2$:

$$\begin{aligned}\mathbf{E} &= \mathbf{E}_0 e^{-kz} e^{j\omega t} \\ \mathbf{H} &= \mathbf{H}_0 e^{-kz} e^{j\omega t}\end{aligned}$$

où :

c, v_1, v_2 sont la vitesse de phase de l'onde dans le vide, dans le milieu 1 et dans le milieu 2 respectivement.

E_0 et H_0 sont les amplitudes des champs, k la constante de propagation qui vaut :

$$\begin{aligned}k_1 &= \omega \sqrt{\epsilon_1 \cdot \mu_1} = \frac{\omega}{v_1} = \frac{n_1 \omega}{c} \\ k_2 &= \omega \sqrt{\epsilon_2 \cdot \mu_2} = \frac{\omega}{v_2} = \frac{n_2 \omega}{c}\end{aligned}$$

Pour simplifier, on considère généralement que le milieu 1 est le vide, dans ce cas :

$\epsilon_1 = \epsilon_0, \mu_1 = \mu_0, v_1 = c, n_1 = 1$ et la constante de propagation k_1 dans le milieu 1 :

$$k_1 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0} = k_0$$

avec $k_0 = \omega \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}$: constante de propagation dans le vide.

Le calcul de la constante de propagation k_2 dans le milieu 2 donne :

$$k_2 = \sqrt{\epsilon_2 \cdot \mu_2} = \sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r \cdot \mu_0 \mu_r} = \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} = k_0 \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$$

L'impédance d'onde η_1 du milieu 1 est :

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \eta_0$$

avec $\eta_0 = 120\pi \simeq 377 \Omega$: impédance d'onde du vide.

L'impédance d'onde η_2 du milieu 2 est :

$$\eta_2 = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$$

Le rapport $\frac{k_2}{\eta_2}$ permet de déduire la permittivité ϵ_r du milieu 2 :

$$\frac{k_2}{\eta_2} = \frac{k_0 \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}}{\eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}} = \frac{k_0}{\eta_0} \epsilon_r \implies \epsilon_r = \frac{k_2 \eta_0}{k_0 \eta_2}$$

le produit $k_2 \eta_2$ permet de déduire la perméabilité μ_r du milieu 2 :

$$k_2 \eta_2 = k_0 \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} \eta_0 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = k_0 \eta_0 \mu_r \implies \mu_r = \frac{k_2 \eta_2}{k_0 \eta_0}$$

Les lois de Descartes :

$$\begin{aligned}\theta_{inc} &= \theta_{réfl} \\ n_1 \sin \theta_{inc} &= n_2 \sin \theta_{trans}\end{aligned}$$

régissent les conditions de propagation à travers un milieu diélectrique ou composite.

Pour une incidence normale, le coefficient de réflexion est [1] :

– pour une polarisation parallèle au plan de propagation :

$$R \parallel = -\frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_1 + \eta_2} = -\frac{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} - \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}}$$

– pour une polarisation perpendiculaire au plan de propagation :

$$R \perp = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_1 + \eta_2} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} - \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}}{\sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} + \sqrt{\frac{\mu_1}{\epsilon_1}}} = -R \parallel$$

Pour le coefficient de transmission, on a :

$$\begin{aligned} T \parallel &= \frac{2\eta_2^2}{\eta_1(\eta_1 + \eta_2)} \\ T \perp &= \frac{2\eta_2}{\eta_1 + \eta_2} = \frac{\eta_1}{\eta_2} T \parallel \end{aligned}$$

où η_1 et η_2 sont les impédances d'onde des milieux 1 et 2.

En incidence normale, l'amplitude de l'onde transmise incidente est égale à la somme des amplitudes des ondes incidente et réfléchie

$$i + r = t$$

5.3.1 La modélisation des CFRC [3]

Dans les travaux remarquables accomplis par M.S. Sarto et des travaux d'autres Chercheurs [3] sur les matériaux composites renforcés par des fibres de carbone (CFRC : Carbon Fiber Reinforced Composite), M.S. Sarto cite :

le modèle de la couche effective (Effective layer models of CFRC) comprenant :

- le modèle homogène ($p \ll \lambda$) valable pour les basses fréquences, p étant la période spatiale de la cellule, λ la longueur d'onde.
- le modèle inhomogène ($p \approx \lambda$ ou $p = \lambda$) valable pour les hautes fréquences

Le modèle homogène (basses fréquences)

Sarto étudie 3 structures CFRC (Carbon Fiber Reinforced Composite) :

- le panneau uniforme une couche : modèle de Casey

Le panneau composite est modélisé par un panneau composite effectif ayant la même épaisseur mais avec une permittivité complexe effective, ce modèle est régi par les équations :

$$\epsilon_x^{-1} = (1 - g) \epsilon_a^{-1} + g \epsilon_b^{-1} \quad (5.38)$$

$$\epsilon_y = \epsilon_z = (1 - g) \epsilon_a + g \epsilon_b \quad (5.39)$$

$$g = \frac{\pi D^2}{4PL} \quad (5.40)$$

D étant le diamètre de la fibre.

– le panneau non-uniforme trois couches : modèle de Sarto-Holloway

Le panneau composite est modélisé par un panneau composite multicouches effectif avec une permittivité effective fonction de l'abscisse, ce modèle est régi par les équations :

$$\epsilon_x^{-1} = (1 - g) \epsilon_a^{-1} + g \epsilon_b^{-1} \quad (5.41)$$

$$\epsilon_y = \epsilon_z = (1 - g) \epsilon_a + g \epsilon_b \quad (5.42)$$

$$g = \frac{2\sqrt{Dy' - y'^2}}{P} \quad (5.43)$$

– le panneau uniforme trois couches : modèle de Sarto-Holloway

Le panneau composite est modélisé par un panneau composite multicouches effectif avec une permittivité effective constante, ce modèle est régi par les équations :

$$\epsilon_x^{-1} = (1 - g) \epsilon_a^{-1} + g \epsilon_b^{-1} \quad (5.44)$$

$$\epsilon_y = \epsilon_z = (1 - g) \epsilon_a + g \epsilon_b \quad (5.45)$$

$$g = \frac{\pi D^2}{4PD} = \frac{\pi D}{4P} \quad (5.46)$$

Le modèle inhomogène (hautes fréquences) :

Dans ce modèle M. Parise et M. S. Sarto font le calcul de l'impédance de surface des composites multicouches.

De cette étude M. S. Sarto conclut que dans les applications basse fréquence : ce qui est le cas du foudroiement des avions, le modèle uniforme une couche de Casey est largement valable.

5.4 Modélisation du canal foudre

Lors d'un processus de foudroiement, l'air est ionisé dans un canal conduisant du sol au nuage orageux. On assimile ce canal à un long fil rectiligne, d'axe Oz et de rayon a , parcouru par un courant $I(t)$ uniformément réparti dans une section droite. Un point M au voisinage de l'éclair sera repéré en représentation cylindrique, par ses coordonnées (r, θ, z) .

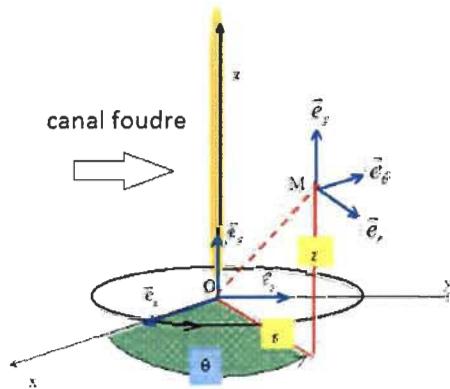


FIG. 5.1 – modèle de canal foudre.

Des charges négatives s'écoulent de l'atmosphère vers la terre : le sens de $I(t)$ est donc ascendant.

La foudre engendre des champs magnétiques \mathbf{B} variables qui peuvent perturber les circuits électriques.

Le théorème d'Ampère, dans l'approximation des régimes quasi stationnaires, s'écrit :

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 \sum I$$

Sur un contour circulaire C de centre O , d'axe Oz et de rayon r , il s'écrit :

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \oint_0^{2\pi} Br d\theta = 2\pi r B = \mu_0 I$$

L'induction magnétique \mathbf{B} s'obtient finalement par :

$$B = \frac{\mu_0 I}{2\pi r}$$

5.5 Modélisation des composantes A et D du courant foudre

5.5.1 Équation du courant $I(t)$

On peut modéliser les composantes A et D du courant foudre par un signal dont l'équation est une double exponentielle du type :

$$I(t) = I_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$$

avec :

- pour la composante A : $I_0 = 218810 \text{ A}$, $\alpha = 11354 \text{ s}^{-1}$, $\beta = 647265 \text{ s}^{-1}$
- pour la composante D : $I_0 = 109405 \text{ A}$, $\alpha = 22708 \text{ s}^{-1}$, $\beta = 1294530 \text{ s}^{-1}$

5.5.2 Calcul des paramètres α et β

Les composantes A et D sont des ondes de courant normalisées, ce qui signifie que l'intensité électrique est maximale à la date $t_m = t_1$ et qu'à la date t_2 , elle vaut la moitié de sa valeur maximale.

Exprimons t_m en fonction de α et β , pour cela calculons la dérivée $dI(t)/dt$:

$$dI(t)/dt = I_0(-\alpha e^{-\alpha t} + \beta e^{-\beta t})$$

t_m est l'instant où $I(t)$ est maximum donc l'instant où la dérivée $dI(t)/dt$ est nulle :

$$dI(t)/dt = I_0(-\alpha e^{-\alpha t_m} + \beta e^{-\beta t_m}) = 0.$$

$$\begin{aligned} \alpha e^{-\alpha t_m} &= \beta e^{-\beta t_m} \\ \rightarrow \end{aligned}$$

$$t_m = \frac{1}{\beta - \alpha} \log\left(\frac{\beta}{\alpha}\right) = \frac{1}{\beta - \alpha} (\log \beta - \log \alpha)$$

La composante A est une onde de courant normalisée, de type 6.4/69, ce qui signifie que l'intensité électrique est maximale à la date $t_m = t_1 = 6.4 \mu s$ et qu'à la date $t_2 = 69 \mu s$ elle vaut la moitié de sa valeur maximale.

La composante D est une onde de courant normalisée, de type 3.18/35.4, ce qui signifie que l'intensité électrique est maximale à la date $t_m = t_1 = 3.18 \mu s$ et qu'à la date $t_2 = 35.4 \mu s$ elle vaut la moitié de sa valeur maximale.

On a donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{max} = I_0(e^{-\alpha t_1} - e^{-\beta t_1}) \\ I_{max}/2 = I_0(e^{-\alpha t_2} - e^{-\beta t_2}) \end{array} \right. \Rightarrow I_{max} = I_0(e^{-\alpha t_1} - e^{-\beta t_1}) = 2I_0(e^{-\alpha t_2} - e^{-\beta t_2})$$

Donc :

$$e^{-\alpha t_1} - e^{-\beta t_1} = 2(e^{-\alpha t_2} - e^{-\beta t_2})$$

Le système de 2 équations indépendantes de I_0 permettant d'obtenir les constantes α et β est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_1 = \frac{1}{\beta - \alpha} (\log \beta - \log \alpha) \\ e^{-\alpha t_1} - e^{-\beta t_1} = 2(e^{-\alpha t_2} - e^{-\beta t_2}) \end{array} \right\}$$

En nous inspirant du programme Basic de [4], nous avons rédigé un programme Fortran pour calculer les paramètres α et β pour l'onde A et pour l'onde D.

5.6 Spectre de fréquence des composantes A et D du courant foudre

L'application de la FFT (Fast Fourier Transform) à chacune des composantes A et D du courant foudre nous renseigne sur l'étendue du spectre de fréquence de chacune d'elles.

Au chapitre suivant nous constaterons le caractère basse fréquence de ces deux composantes du courant de foudre.

5.7 Plaques minces de Bérenger

Le modèle des plaques minces de Bérenger permet dans le cas de la FDTD de simuler des éléments de surface d'épaisseur inférieure à la taille d'une maille.

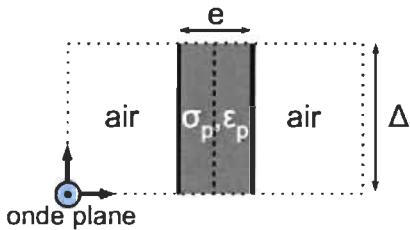


FIG. 5.2 – Modèle de plaque mince adapté de [10].

Bérenger a proposé l'introduction d'une permittivité équivalente ϵ^* et une conductivité équivalente σ^* pour la section de la maille FDTD orthogonale à la plaque; ce qui donne pour une plaque mince d'épaisseur e , de permittivité ϵ_p , de conductivité σ_p située dans le plan xOy :

$$\epsilon^* = \frac{1}{\Delta x \Delta y} \iint_S \epsilon dS \quad (5.47)$$

$$\sigma^* = \frac{1}{\Delta x \Delta y} \iint_S \sigma dS \quad (5.48)$$

comme $\Delta x = \Delta y = \Delta$ on a :

$$\epsilon^* = \frac{1}{\Delta^2} \left[\int_0^{\Delta - \frac{\epsilon}{2}} \int_0^\Delta \epsilon_0 dx dy + \int_{\Delta - \frac{\epsilon}{2}}^\Delta \int_0^\Delta \epsilon_p dx dy \right] \quad (5.49)$$

d'où :

$$\epsilon^* = \epsilon_0 + \frac{e}{2\Delta} [\epsilon_p - \epsilon_0] \quad (5.50)$$

et

$$\sigma^* = \frac{1}{\Delta^2} \left[\int_0^{\Delta - \frac{\epsilon}{2}} \int_0^\Delta 0 dx dy + \int_{\Delta - \frac{\epsilon}{2}}^\Delta \int_0^\Delta \sigma_p dx dy \right] \quad (5.51)$$

d'où :

$$\sigma^* = \frac{e}{2\Delta} [\sigma_p] \quad (5.52)$$

Le calcul de E_z de part et d'autre de la plaque mince se fait donc dans un milieu de permittivité $\epsilon^* = \epsilon_0 + \frac{e}{2\Delta} [\epsilon_p - \epsilon_0]$ et de conductivité $\sigma^* = \frac{e}{2\Delta} [\sigma_p]$.

Le modèle des plaques minces de Bérenger est valide à condition :

$$\left\{ \begin{array}{l} e < \Delta \\ e < \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma_p}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma_p}} \end{array} \right\} \Rightarrow e < \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma_p}} \Rightarrow f < \frac{1}{\pi \mu \sigma_p e^2} \quad (5.53)$$

Le contenu basse fréquence des composantes A et D du courant de foudre permet donc l'utilisation du modèle des plaques minces de Bérenger.

La figure suivante montre le schéma de modélisation d'un panneau composite à l'aide du modèle des plaques minces. Sur la face externe et sur la face interne du panneau du panneau composite les champs **E** et **H** sont mentionnés.

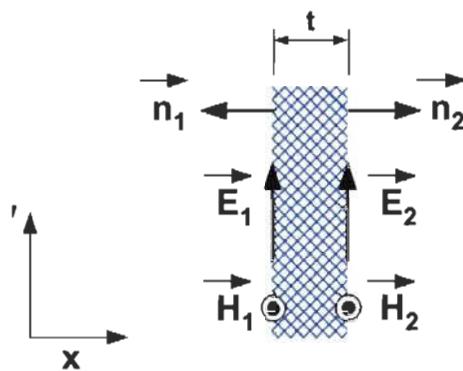


FIG. 5.3 – Modélisation de panneau composite adapté de [10].

Le panneau étant placé au centre d'une maille FDTD, les champs **E** et **H** peuvent être calculés sur la face gauche et la face de la maille [10]. On ne commet pas une erreur significative en assimilant ces deux champs aux champs sur la face externe et sur la face interne du panneau composite.

5.8 Impédance de surface

L'impédance de surface notée Z_s est définie par :

$$\mathbf{E}_s = Z_s \mathbf{J}_s \quad (5.54)$$

C'est le rapport entre le champ électrique \mathbf{E}_s sur la surface externe et la densité de courant \mathbf{J}_s sur la surface externe d'une plaque.

5.9 Impédance de transfert

L'impédance de transfert notée Z_t est définie par :

$$\mathbf{E}_{int} = Z_t \mathbf{J}_s \quad (5.55)$$

C'est le rapport entre le champ électrique \mathbf{E}_{int} sur la surface interne et la densité de courant \mathbf{J}_s sur la surface externe d'une plaque.

L'impédance de transfert Z_t caractérise la qualité de blindage d'un matériau. Plus elle est faible, meilleure est le blindage.

Les figures suivantes montrent les impédances Z_s et Z_t de deux matériaux utilisés en aéronautique : une plaque d'aluminium et une plaque de CFC :

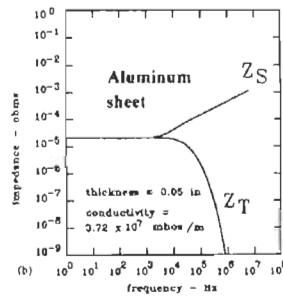


FIG. 5.4 – Impédances de surface et de transfert d'une plaque aluminium[4] .

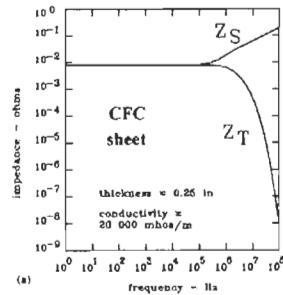


FIG. 5.5 – Impédances de surface et de transfert d'un panneau de CFC [4] .

5.10 Conclusion

En conclusion nous soulignons que :

- aux fréquences élevées l'aluminium et le CFC possèdent une impédance de transfert qui décroît avec la fréquence et offrent donc une bonne qualité d'isolation électromagnétique.

- aux fréquences basses l'aluminium offre une bonne de blindage, mais le CFC dont l'impédance de transfert est beaucoup plus élevée n'offre pas une qualité de blindage suffisante.

Or la foudre est une agression électromagnétique de basse fréquence, donc les matériaux composites plus vulnérables que les matériaux traditionnels utilisés en aéronautique comme l'aluminium et ses alliages nécessitent l'ajout d'une "fonction blindage".

Bibliographie

- [1] A. Priou, "Matériaux composites en électromagnétisme - Caractérisation", Techniques de l'Ingénieur Référence E1167 .10 nov. 2009.
- [2] A. Priou, "Matériaux composites en électromagnétisme - Introduction", Techniques de l'Ingénieur Référence E1164 .10 juin. 2009.
- [3] M.S. Sarto, "Advanced and Composite Materials", Young Scientific Program, 3^e Edition York, Sept. 26-27, 2011
- [4] F. A. Fisher, J. A. Plumer, R. A. Perala, "Aircraft Lightning Protection Handbook", Lightning Technologies Inc. September 1989.

Chapitre 6

Comportement électromagnétique des matériaux composites

6.1 Introduction

La simulation fait suite à la modélisation. Elle consiste à faire exécuter par un calculateur, les équations issues de la modélisation. La simulation fait recours à des logiciels de programmation utilisant plusieurs techniques.

Les équations des différents modèles sont traduites en langage de programmation et plusieurs méthodes numériques (méthodes intégrales, FEM, FDTD, etc...) avec leurs avantages et leurs inconvénients sont alors mises en oeuvre.

Lorsque les phénomènes sont régis par des équations différentielles impliquant le temps, une forme explicite de la solution peut être exprimée. Ceci permet de suivre l'évolution des phénomènes depuis l'instant initial jusqu'au régime permanent en passant par le régime transitoire.

Il n'y a donc pas de procédure d'inversion de matrice, juste une mise à jour des inconnues à chaque itération temporelle.

6.2 La méthode FDTD

6.2.1 Introduction

La FDTD (Finite Difference Time Domain) ou méthode des différences finies dans le domaine temporel a été formulée pour la première fois par K. S. Yee [1] en 1966. Elle permet de résoudre des équations différentielles dépendant de l'espace et du temps. La FDTD est de nos jours l'une des méthodes les plus utilisées dans la résolution des problèmes d'Electromagnétisme [2], [3],[4].

6.2.2 Théorie

La FDTD est basée sur une théorie simple. Pour résoudre un problème d'Electromagnétisme on discrétise dans l'espace et dans le temps les équations de Maxwell en utilisant les différences finies centrées. L'originalité de la méthode réside dans la localisation dans l'espace des composantes du champ électrique et du champ magnétique et l'évolution de cette procédure dans le temps .

6.2.3 Différences finies centrées

Considérons le développement en série de Taylor d'une fonction $f(x)$ autour d'un point x_0 avec un accroissement $\pm\Delta x/2$:

$$f(x_0 + \Delta x/2) = f(x_0) + \frac{\Delta x}{2} f'(x_0) + \frac{1}{2!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2 f''(x_0) + \frac{1}{3!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^3 f'''(x_0) \dots \quad (6.1)$$

$$f(x_0 - \Delta x/2) = f(x_0) - \frac{\Delta x}{2} f'(x_0) + \frac{1}{2!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2 f''(x_0) - \frac{1}{3!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^3 f'''(x_0) \dots \quad (6.2)$$

Faisons la différence des 2 équations précédentes :

$$f(x_0 + \Delta x/2) - f(x_0 - \Delta x/2) = \Delta x f'(x_0) + \frac{2}{3!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^3 f'''(x_0) + \dots \quad (6.3)$$

D'où :

$$\frac{f(x_0 + \Delta x/2) - f(x_0 - \Delta x/2)}{\Delta x} = f'(x_0) + \frac{1}{3!} \frac{(\Delta x)^2}{2^2} f'''(x_0) + \dots \quad (6.4)$$

et

$$f'(x_0) = \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x=x_0} = \frac{f(x_0 + \Delta x/2) - f(x_0 - \Delta x/2)}{\Delta x} + O(\delta^2) \quad (6.5)$$

Donc la dérivée spatiale d'ordre 1 est :

$$f'(x_0) = \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x=x_0} \simeq \frac{f(x_0 + \Delta x/2) - f(x_0 - \Delta x/2)}{\Delta x} \quad (6.6)$$

En utilisant cette approximation l'erreur commise est d'ordre 2.

De même le développement en série de Taylor d'une fonction $g(t)$ autour d'un point t_0 avec un accroissement $\pm \Delta t/2$ conduit (en commettant une erreur d'ordre 2) à la dérivée temporelle d'ordre 1 de la fonction $g(t)$:

$$g'(t_0) = \left(\frac{\partial g}{\partial t} \right)_{t=t_0} \simeq \frac{g(t_0 + \Delta t/2) - g(t_0 - \Delta t/2)}{\Delta t} \quad (6.7)$$

6.2.4 Les équations de Maxwell-Faraday et de Maxwell-Ampère

Elles s'écrivent de façon générale dans un milieu homogène, linéaire et isotrope :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (6.8)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (6.9)$$

ou en faisant intervenir les conductivités électriques et magnétiques :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} + \sigma_m \mathbf{H} \quad (6.10)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \sigma \mathbf{E} \quad (6.11)$$

\mathbf{E}, \mathbf{H} étant respectivement le champ électrique et le champ magnétique.

\mathbf{D}, \mathbf{B} étant respectivement l'induction électrique et l'induction magnétique.

ϵ, μ étant respectivement la permittivité électrique et la perméabilité magnétique.

σ, σ_m étant respectivement la conductivité électrique et la conductivité magnétique.

6.2.5 Organigramme de Yee

Cas 1D en espace libre

Les 2 premières équations de maxwell en espace libre (donc en absence de charges et de courant) s'écrivent :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\mu_0 \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (6.12)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \epsilon_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (6.13)$$

En supposant une propagation d'une onde plane de composantes E_x, H_y , selon l'axe Oz d'un repère cartésien $Oxyz$, les 2 premières équations de maxwell donnent :

$$-\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} \implies \frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (6.14)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} = -\frac{\partial H_y}{\partial z} \implies \frac{\partial E_x}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon_0} \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (6.15)$$

L'organigramme de Yee consiste à considérer que E_x et H_y sont décalés d'un demi pas spatial et d'un demi pas temporel, ce qui donne en remplaçant les dérivées par les différences centrées :

$$\frac{H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,(k-\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{E_{x,(k+1)}^n - E_{x,(k)}^n}{\Delta z} \quad (6.16)$$

Cette équation signifie que la dérivée temporelle du champ H_y à l'instant $n\Delta t$ est une différence centrée du champ H_y aux instants $(n + \frac{1}{2})\Delta t$ et $(n - \frac{1}{2})\Delta t$ et elle est égale à la dérivée spatiale du champ E_x au point $k\Delta z$ donnée par la différence centrée du champ E_x aux points $(k + 1)\Delta z$ et $(k)\Delta z$.

L'équation suivante :

$$\frac{E_{x,(k)}^{n+1} - E_{x,(k)}^n}{\Delta t} = -\frac{1}{\epsilon_0} \frac{H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,(k-\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta z} \quad (6.17)$$

signifie que la dérivée temporelle du champ E_x à l'instant $n\Delta t$ est une différence centrée du champ E_x aux instants $(n + 1)\Delta t$ et $(n)\Delta t$ et elle est égale à la dérivée spatiale du champ H_y au point $k\Delta z$ donnée par la différence centrée du champ H_y aux points $(k + \frac{1}{2})\Delta z$ et $(k - \frac{1}{2})\Delta z$.

Cet organigramme appelé aussi schéma de Yee nous oblige à calculer toujours le champ H_y aux points $(k - 1)\Delta z, (k)\Delta z, (k + 1)\Delta z, \dots$ et aux instants $(n - \frac{3}{2})\Delta t, (n - \frac{1}{2})\Delta t, (n + \frac{1}{2})\Delta t, \dots$ De même il nous force à calculer le champ E_x aux points $(k - \frac{3}{2})\Delta z, (k - \frac{1}{2})\Delta z, (k + \frac{1}{2})\Delta z, \dots$ et aux instants $(n - 1)\Delta t, (n)\Delta t, (n + 1)\Delta t, \dots$

Ce schéma est connu sous le nom de "leap-frog" qui veut dire "saute mouton".

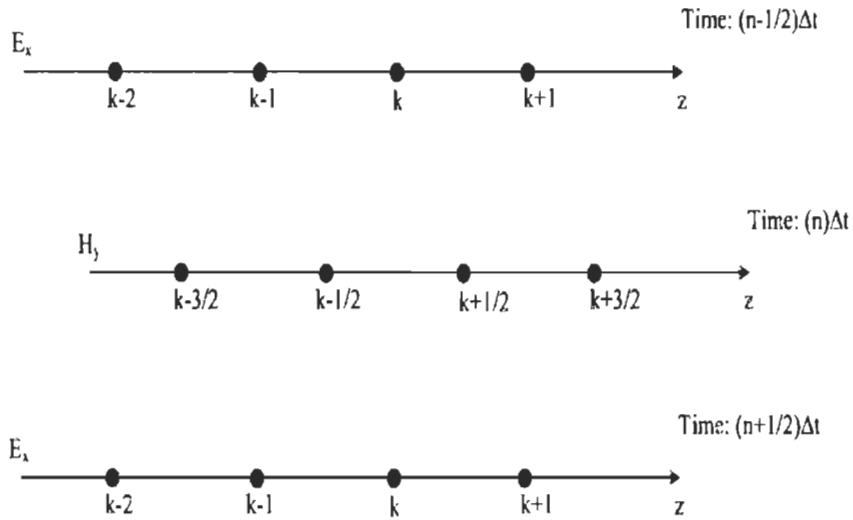


FIG. 6.1 – Schéma de Yee 1D [6].

Les formules de récurrence de la FDTD s'écrivent à partir des équations précédentes pour le champ magnétique et le champ électrique :

$$H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} = H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta t}{\Delta z} [E_{x,(k+1)}^n - E_{x,(k)}^n] \quad (6.18)$$

$$E_{x,(k)}^{n+1} = E_{x,(k)}^n - \frac{1}{\epsilon_0} \frac{\Delta t}{\Delta z} [H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,(k-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}] \quad (6.19)$$

Ces deux formules peuvent être facilement implémentées sur ordinateur. Il s'agit ensuite de choisir le pas spatial (taille de la cellule) Δz et le pas temporel (incrément de temps) Δt . En général on prend : $\Delta z < \lambda/10$ et $\Delta t \leq \frac{\Delta z}{c}$ (nombre de Courant) pour des raisons de stabilité du programme informatique. (λ étant la longueur d'onde, c étant la vitesse de propagation de l'onde).

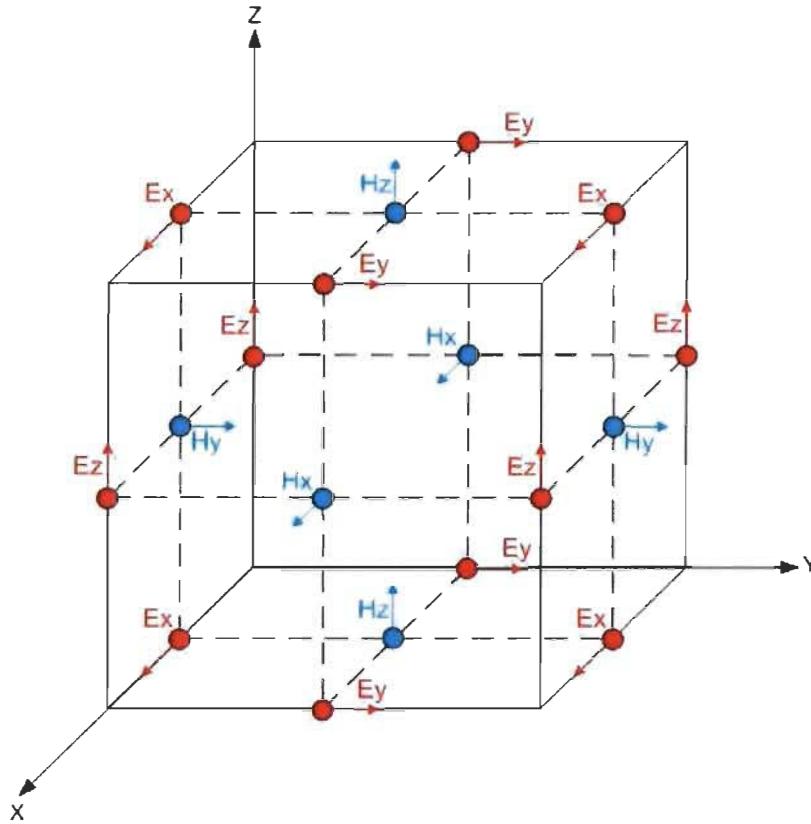


FIG. 6.2 – Schéma de Yee 3D [6].

Conditions aux limites Dans beaucoup de problèmes d'Electromagnétisme on a affaire à des structures ouvertes [5]. Le maillage FDTD étant de dimension finie, il est évident qu'on ne peut simuler indéfiniment la propagation de l'onde. Pour simuler ces structures ouvertes on a recours aux conditions aux limites absorbantes appelées ABC (Absorbing Boundary Conditions). Il en existe plusieurs : on peut citer celles de Mur et entre-autres les PML (Perfect Matching Layer) de Berenger qui seront exposées en détail un peu plus loin.

Source du signal Le signal peut être sous forme sinusoïdale ou sous une autre forme : une gaussienne par exemple. De même sa source peut être "soft" ou "hard".

Cas 1D dans un diélectrique

Les 2 premières équations de maxwell dans un diélectrique s'écrivent :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\mu_0 \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (6.20)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \sigma \mathbf{E} + \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (6.21)$$

En supposant une propagation d'une onde plane de composantes E_x, H_y , selon l'axe Oz d'un repère cartésien $Oxyz$, les 2 premières équations de maxwell donnent :

$$-\mu_0 \mu_r \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} \implies \frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (6.22)$$

$$\epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial E_x}{\partial t} = -\frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \implies \frac{\partial E_x}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \frac{\partial H_y}{\partial z} - \frac{\sigma}{\epsilon_0 \epsilon_r} E_x \quad (6.23)$$

Après quelques manipulations mathématiques les formules de récurrence FDTD pour les champs s'écrivent :

$$H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} = H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{\Delta t}{\Delta z} [E_{x,(k+1)}^n - E_{x,(k)}^n] \quad (6.24)$$

$$E_{x,(k)}^{n+1} = Ca \cdot E_{x,(k)}^n - \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r} \frac{\Delta t}{\Delta z} Cb \cdot [H_{y,(k+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,(k-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}] \quad (6.25)$$

avec :

$$Ca = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2 \epsilon_0 \epsilon_r}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2 \epsilon_0 \epsilon_r}}$$

$$Cb = \frac{1}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2 \epsilon_0 \epsilon_r}}$$

Validation Pour valider le cas 1D, en nous inspirant fortement du programme [7], nous avons rédigé un programme Matlab qui traite de plusieurs cas de structures :

– Demi espace diélectrique :

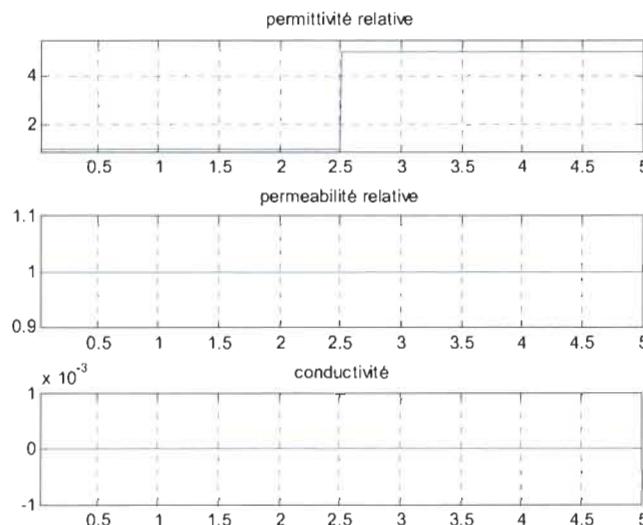


FIG. 6.3 – Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.

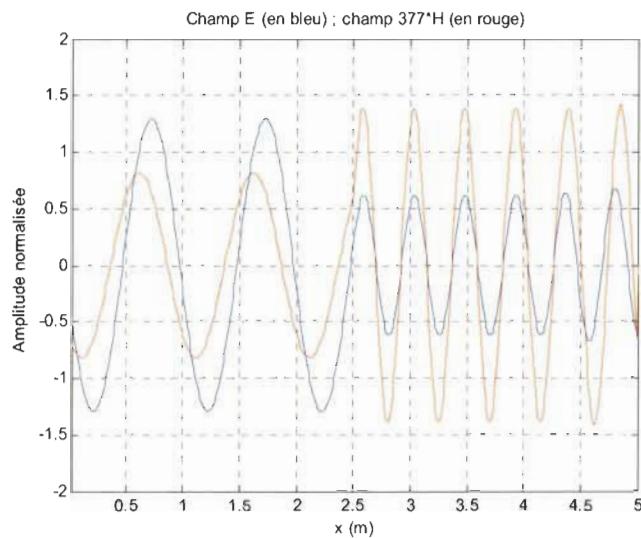


FIG. 6.4 – Champ E et champ H dans la structure.

– Fenêtre diélectrique

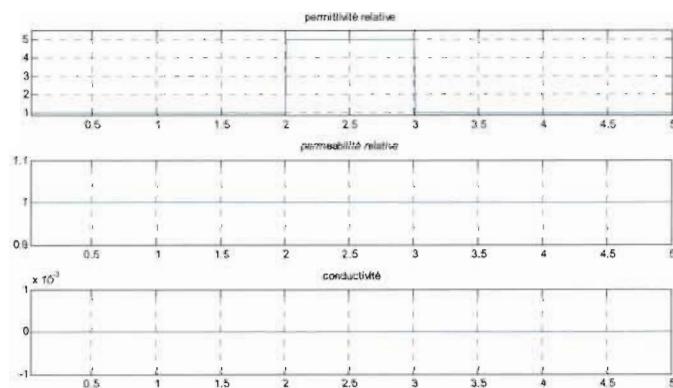


FIG. 6.5 – Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.

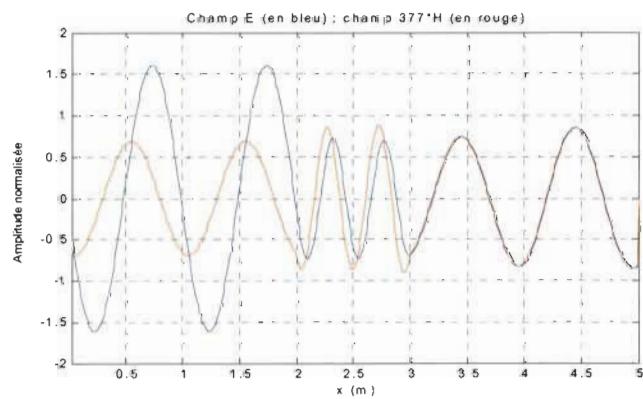


FIG. 6.6 – Champ E et champ H dans la structure.

- Demi espace très faiblement conducteur

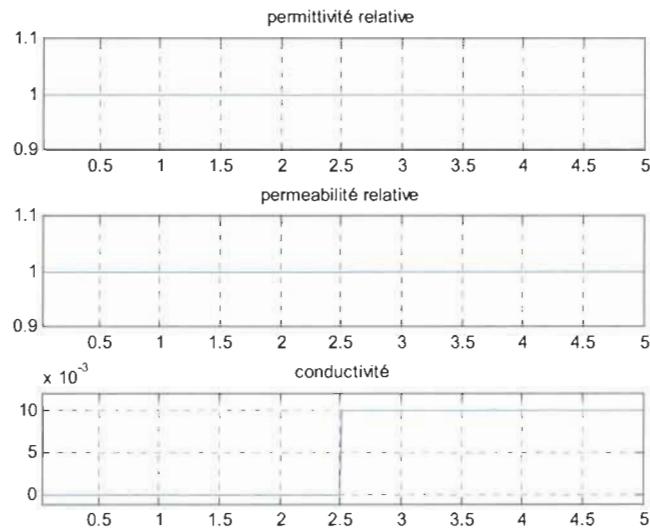


FIG. 6.7 – Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.

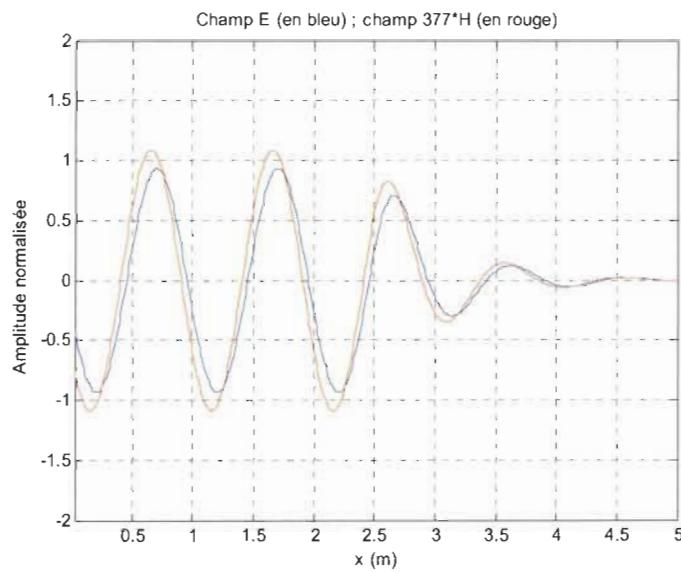


FIG. 6.8 – Champ E et champ H dans la structure.

- Fenêtre fortement conductrice (plaque métallique)

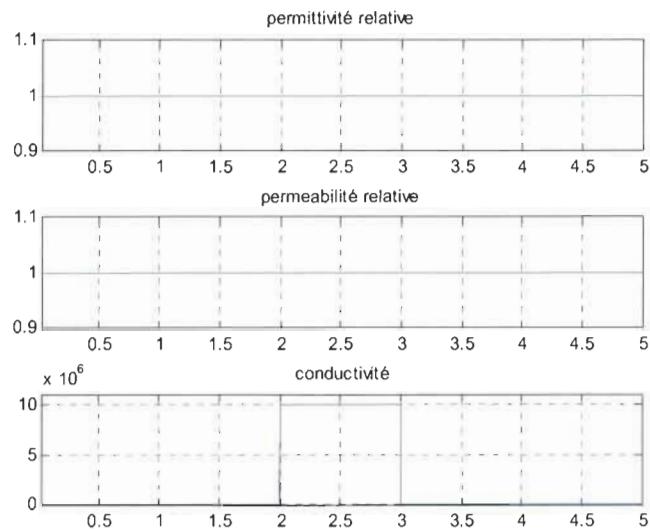


FIG. 6.9 – Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.

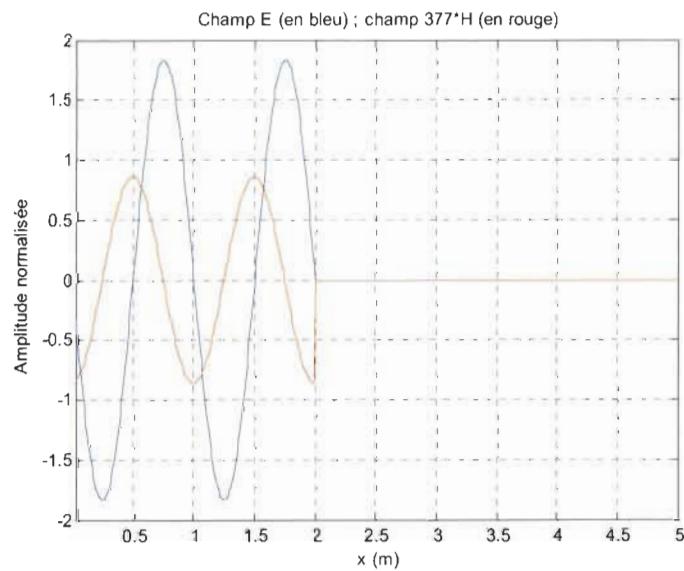


FIG. 6.10 – Champ E et champ H dans la structure.

- Fenêtre faiblement conductrice (panneau composite)

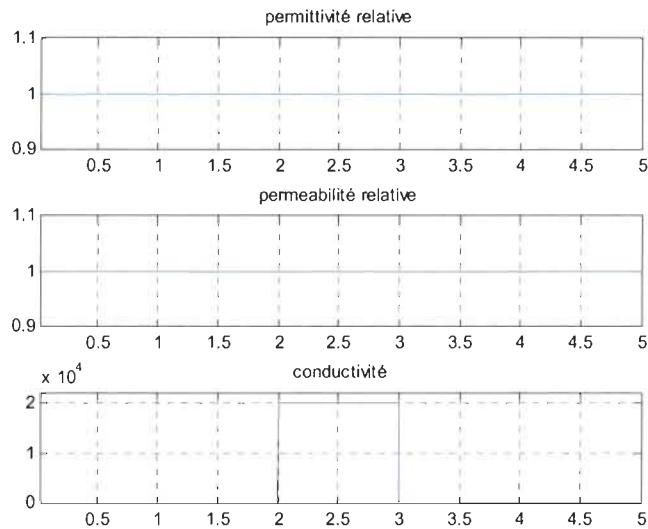


FIG. 6.11 – Profil de la permittivité relative, la perméabilité relative et la conductivité.

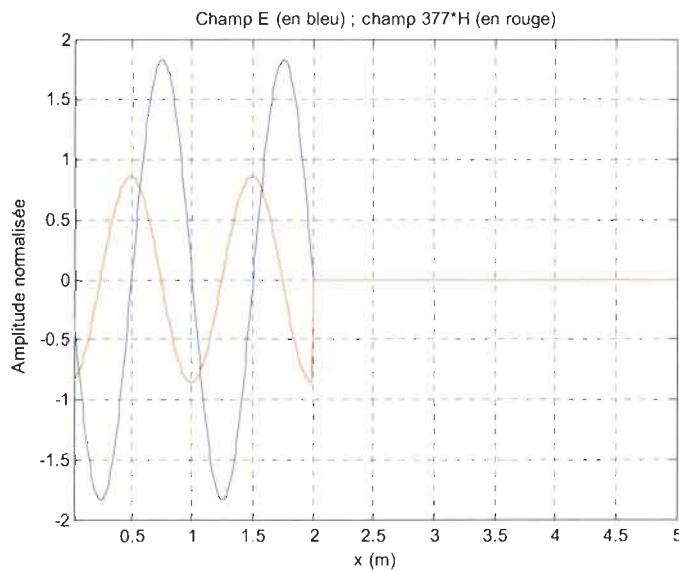


FIG. 6.12 – Champ E et champ H dans la structure.

6.2.6 Cas 2D dans un diélectrique

Mode TE

Dans le cas 2D (bidimensionnel) en supposant une propagation d'une onde plane de composantes E_x, E_y, H_z selon l'axe Oz d'un repère cartésien $Oxyz$, après manipulation des 2 premières équations de Maxwell, l'algorithme de Yee [6] donne :

Pour le champ magnétique :

$$H_{z,(k+\frac{1}{2},l+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1 - \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}}{1 + \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}} \cdot H_{z,(k+\frac{1}{2},l+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{1}{1 + \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} [E_{y,(k+1,l+\frac{1}{2})}^n - E_{y,(k,l+\frac{1}{2})}^n] \\ - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} [E_{x,(k+\frac{1}{2},l+1)}^n - E_{x,(k+\frac{1}{2},l)}^n] \end{array} \right\} \quad (6.26)$$

Le champ électrique quant à lui est donné par :

$$E_{x,(k+\frac{1}{2},l)}^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \cdot E_{x,(k+\frac{1}{2},l)}^n + \frac{1}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} [H_{z,(k+\frac{1}{2},l+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z,(k+\frac{1}{2},l-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}] \quad (6.27)$$

$$E_{y,(k,l+\frac{1}{2})}^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \cdot E_{y,(k,l+\frac{1}{2})}^n - \frac{1}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} [H_{z,(k+\frac{1}{2},l+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z,(k-\frac{1}{2},l+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}] \quad (6.28)$$

Mode TM

Dans le cas 2D (bidimensionnel) en supposant une propagation d'une onde plane de composantes E_z, H_x, H_y selon l'axe Oz d'un repère cartésien $Oxyz$, après manipulation des 2 premières équations de maxwell, l'algorithme de Yee [6] donne :

Pour le champ magnétique :

$$H_{x,(k,l+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1 - \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}}{1 + \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}} \cdot H_{x,(k,l+\frac{1}{2})}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{1}{1 + \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}} \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [E_{z,(k,l+1)}^n - E_{z,(k,l+1)}^n] \quad (6.29)$$

$$H_{y,(k+\frac{1}{2},l)}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{1 - \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}}{1 + \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}} \cdot H_{y,(k+\frac{1}{2},l)}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{1}{1 + \frac{\sigma_m \Delta t}{2\mu}} \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} [E_{z,(k+1,l)}^n - E_{z,(k,l)}^n] \quad (6.30)$$

Le champ électrique quant à lui est donné par :

$$E_{z,(k,l)}^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \cdot E_{z,(k,l)}^n - \frac{1}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\epsilon}} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} [H_{y,(k+\frac{1}{2},l)}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y,(k-\frac{1}{2},l)}^{n+\frac{1}{2}}] \\ - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [H_{x,(k,l+\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}} - H_{x,(k,l-\frac{1}{2})}^{n+\frac{1}{2}}] \end{array} \right\} \quad (6.31)$$

6.3 La technique de Bérenger

Dans beaucoup de problèmes d'électromagnétisme les milieux à étudier ne sont pas de dimensions finies, ils sont illimités (donc il ne doit pas y avoir de réflexions des ondes comme dans le cas des structures avec des dimensions finies). Malheureusement La FDTD ne peut pas traiter des structures de dimensions infinies, il faut alors trouver un moyen pour contourner ce problème.

Pour simuler ces milieux infinis, des conditions absorbantes sont introduites dans les codes FDTD pour éviter les réflexions des ondes.

Parmi ces méthodes absorbantes on distingue celle de Berenger qui présente d'énormes avantages sur les autres méthodes.

La technique de Berenger, appelée aussi PML (Perfectly Matching Layer) [8], consiste à scinder en 2 composantes artificielles :

- H_{zx} et H_{zy} la composante H_z dans le cas d'un mode TE : ($E_z = 0$)
 - E_{zx} et E_{zy} la composante E_z dans le cas d'un mode TM : ($H_z = 0$)
- pour une onde se propageant selon la direction Oz d'un système de coordonnées cartésiennes $Oxyz$.

6.3.1 Cas du mode TE

Dans un système de coordonnées cartésiennes $Oxyz$, et pour une onde TE (Transverse Electrique) se propageant le long de l'axe Oz , ($E_z = 0$, $H_z \neq 0$), les 2 premières équations de Maxwell s'écrivent :

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (6.32)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (6.33)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (6.34)$$

où σ est la conductivité électrique et σ^* est la conductivité magnétique (fictive) d'un milieu (matériaux).

Si la condition

$$\frac{\sigma}{\epsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0}$$

est satisfaite alors l'impédance d'onde du milieu 1 est égale à celle du vide et donc il n'y aura pas de réflexion quand une onde plane se propage normalement à travers l'interface entre le milieu 1 (matériaux) et le vide.

La technique de Berenger pour le mode TE consiste à scinder la composante H_z du champ magnétique en 2 composantes artificielles : H_{zx} et H_{zy} . Le milieu absorbant PML est défini dans ce cas par 4 composantes :

E_x, E_y, H_{zx} et H_{zy} et les 2 premières équations de Maxwell s'écrivent de nouveau comme suit :

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_y E_x = \frac{\partial (H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \quad (6.35)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_x E_y = -\frac{\partial (H_{zx} + H_{zy})}{\partial x} \quad (6.36)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (6.37)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zy} = \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (6.38)$$

où les paramètres : $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_x^*, \sigma_y^*$ sont les conductances électriques et magnétiques.

Les valeurs de $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_x^*, \sigma_y^*$ déterminent la nature du matériau considéré.

6.3.2 Cas du mode TM

Dans un système de coordonnées cartésiennes, et pour une onde TM (Transverse Magnétique) se propageant le long de l'axe Oz , ($H_z = 0$, $E_z \neq 0$), les 2 premières équations de Maxwell s'écrivent après avoir scindé la composante E_z du champ électrique en 2 composantes artificielles E_{zx} et E_{zy} :

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (6.39)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (6.40)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma_y^* H_x = -\frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (6.41)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma_x^* H_y = \frac{\partial (E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (6.42)$$

où les paramètres : σ_x , σ_y , σ_x^* , σ_y^* sont les conductances électriques et magnétiques.

Les valeurs de σ_x , σ_y , σ_x^* , σ_y^* comme dans le cas du mode TE précédent déterminent la nature du matériau considéré.

Validation Pour valider le cas 2D, en nous inspirant fortement du programme [9], nous avons rédigé un code de calcul Matlab qui traite de plusieurs cas de figures. En nous inspirant de ce même programme, nous avons rédigé un programme Fortran 90, en vue de sa parallélisation et son passage sur un supercalculateur.

Nous avons considéré des structures à 3 milieux matériels (diélectriques et/ou métalliques) et simulé plusieurs cas (en faisant varier les paramètres : la permittivité diélectrique ϵ_r et la conductivité σ_r . L'excitation étant un gaussienne située au milieu de chaque structure. Les figures suivantes montrent la cartographie des composantes E_x , E_y du champ électrique ainsi que la composante H_z du champ magnétique d'un mode TE à des instants différents.

- Plaque diélectrique uniforme

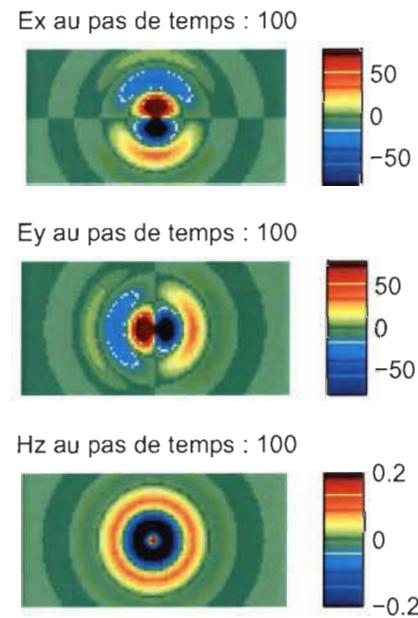


FIG. 6.13 – Plaque diélectrique uniforme : champ E et H au pas temporel : 100.

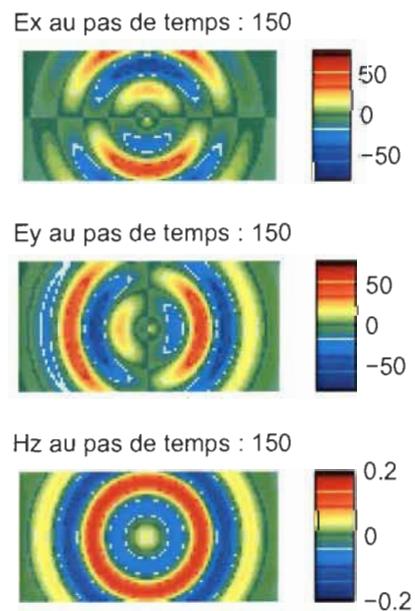


FIG. 6.14 – Plaque diélectrique uniforme : champ E et H au pas temporel : 150.

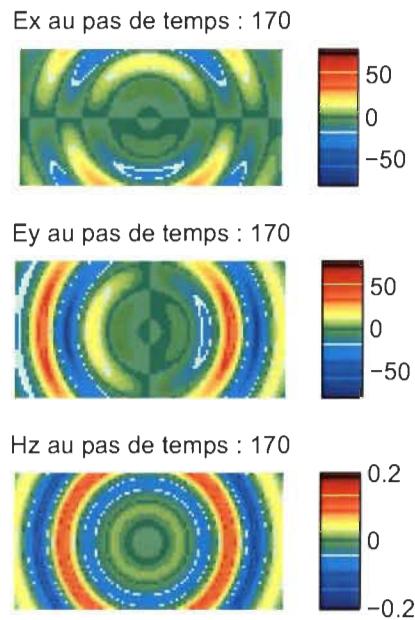


FIG. 6.15 – Plaque diélectrique uniforme : champ E et H au pas temporel : 170.

- Fenêtre diélectrique avec 3 diélectiques différents

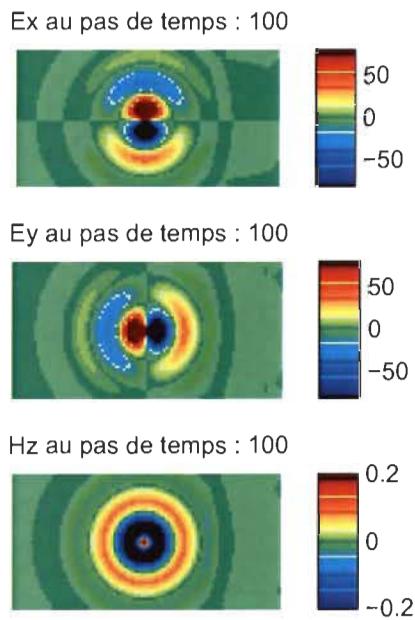


FIG. 6.16 – Fenêtre diélectrique à 3 diélectiques différents : champ E et H au pas temporel : 100.

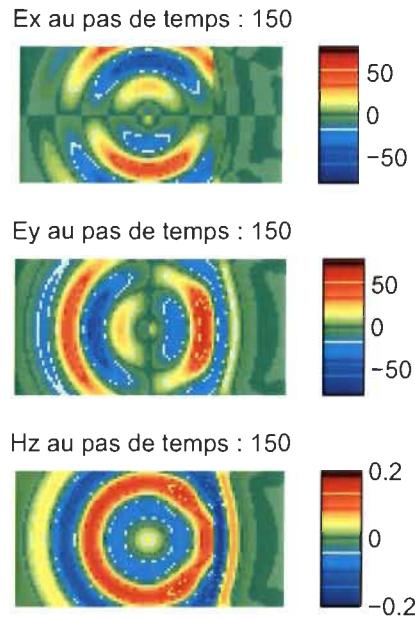


FIG. 6.17 – Fenêtre diélectrique à 3 diélectiques différents : champ E et H au pas temporel : 150.

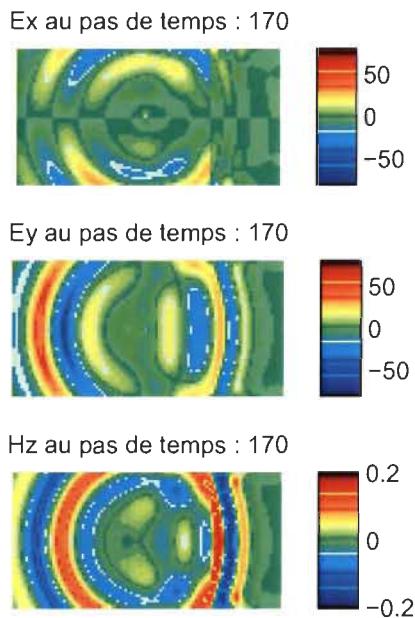


FIG. 6.18 – Fenêtre diélectrique à 3 diélectiques différents : champ E et H au pas temporel : 170.

- Demi-espace diélectrique (Panneau composite sans grille métallisée)

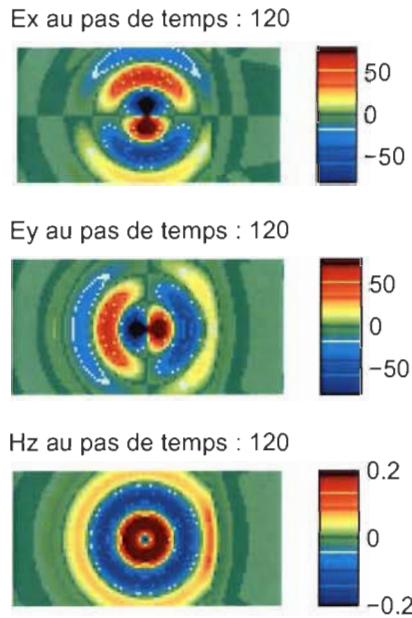


FIG. 6.19 – Panneau composite sans grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 120.

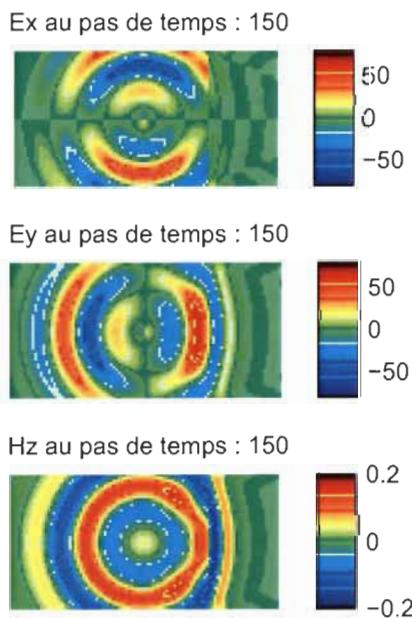


FIG. 6.20 – Panneau composite sans grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 150.

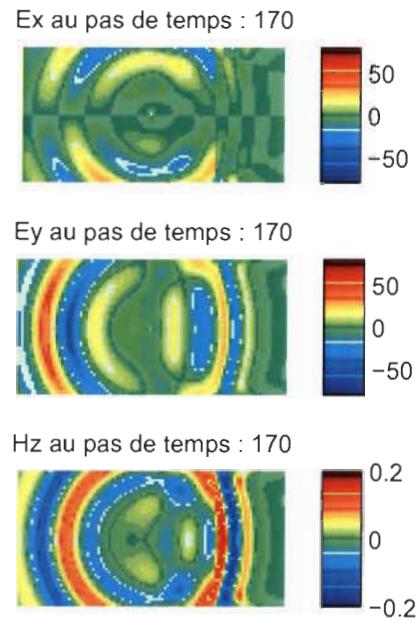


FIG. 6.21 – Panneau composite sans grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 170.

– Demi-espace métallique (plaque métallique)

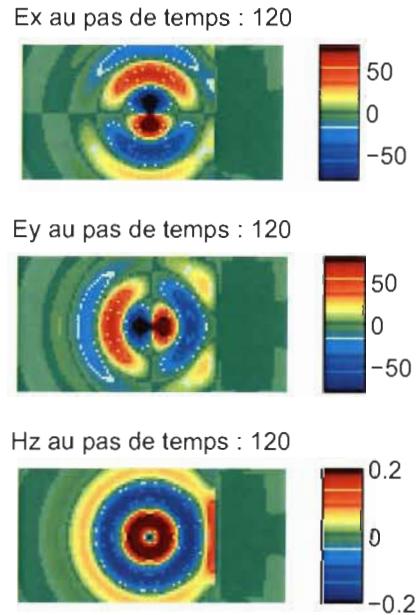


FIG. 6.22 – Plaque métallique : champ E et H au pas temporel : 120.

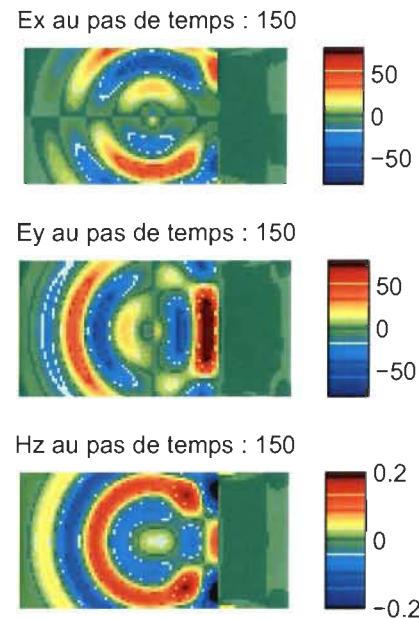


FIG. 6.23 – Plaque métallique : champ E et H au pas temporel : 150.

– Panneau composite avec grille métallisée

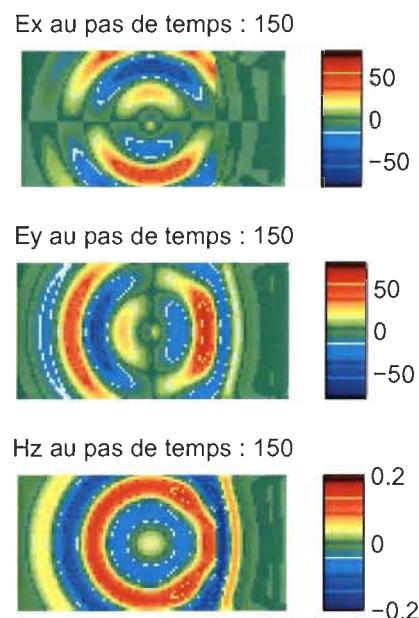


FIG. 6.24 – Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 150.

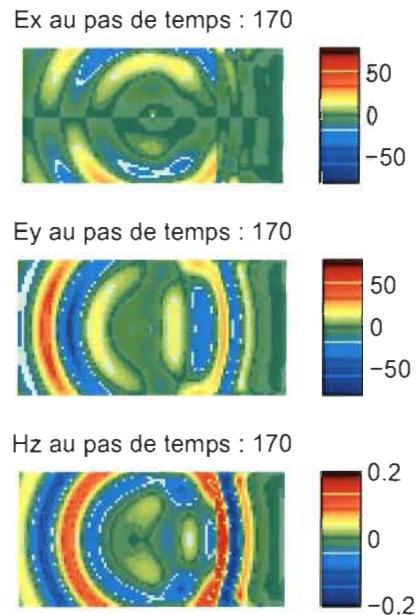


FIG. 6.25 – Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 170.

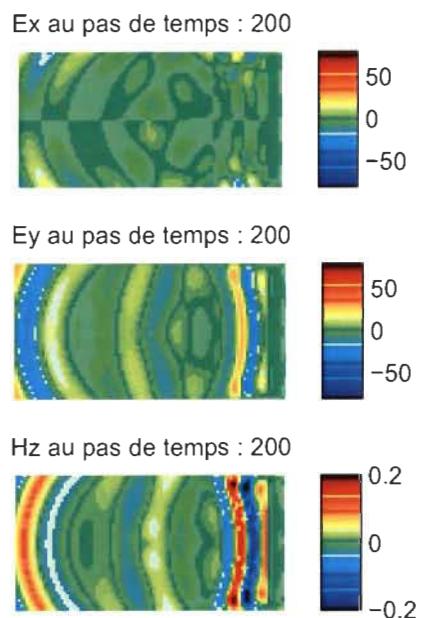


FIG. 6.26 – Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 200.

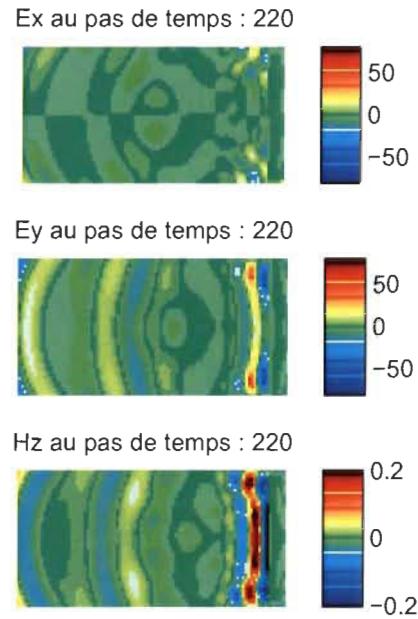


FIG. 6.27 – Panneau composite avec grille métallisée : champ E et H au pas temporel : 220.

– Panneau composite CFC (Carbon Fiber Composite)

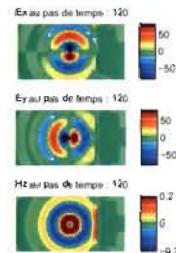


FIG. 6.28 – Panneau composite CFC : champ E et H au pas temporel : 120.

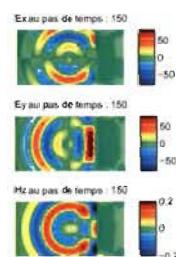


FIG. 6.29 – Panneau composite CFC : champ E et H au pas temporel : 150.

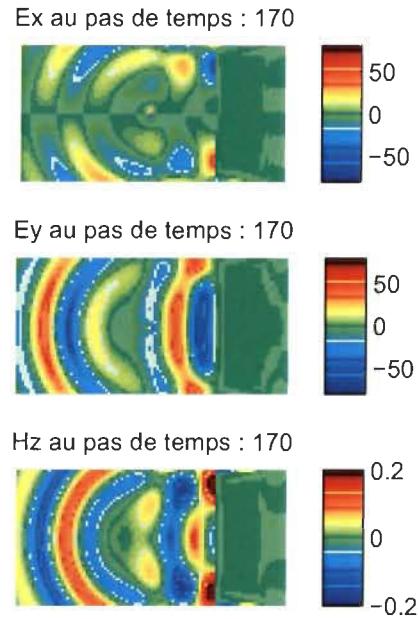


FIG. 6.30 – Panneau composite CFC : champ E et H au pas temporel : 170.

6.4 La FDTD parallèle

M. S. Sarto après avoir mené des simulations pour calculer l'efficacité de blindage des matériaux composites trouve que le temps de calcul ainsi que l'espace mémoire sont prohibitifs.

En effet, de par la nature même de la FDTD, la simulation des problèmes complexes et de grande taille demande beaucoup de temps de calcul et de place mémoire.

Des techniques de parallélisation permettant d'accélérer la simulation par la FDTD, en répartissant les tâches à plusieurs processeurs ont été largement appliquées à cette méthode [10, 11, 12].

Pour atteindre de bonnes performances de calcul à des coûts relativement bas, Intel et AMD utilisent aujourd'hui l'accès mémoire non-uniforme NUMA (Non Uniform memory Access) dans les architectures multiprocesseurs [13].

Guo et al [14] développent un algorithme d'accélération pour l'architecture NUMA où ils montrent les avantages de l'architecture NUMA sur l'architecture non-NUMA dans le cas de la FDTD parallèle. Ils évaluent la performance de leur technique d'accélération par la formule suivante :

$$\text{Performance (Mégacellules/seconde)} = \frac{(N_x \cdot N_y \cdot N_z) \cdot \text{pas de calcul temporel}}{\text{temps de simulation (secondes)}} \quad (6.43)$$

Calculant le champ électrique dans des structures différentes ils montrent en effet un facteur d'accélération allant de 1.5 à 3 en faveur de l'architecture NUMA.

6.5 Open MP

Aujourd'hui, les ordinateurs parallèles sont très courants dans les installations de recherche ainsi que dans les entreprises, partout dans le monde et sont largement utilisés pour les calculs complexes.

Le défi dans les machines parallèles est l'élaboration de codes en mesure d'utiliser les capacités du matériel disponible afin de résoudre des problèmes plus importants en moins de temps . mais

parallèlement programmation n'est pas une tâche facile, car une grande variété d'architectures existent . principalement deux familles des machines parallèles peuvent être identifiés :

- les architectures à mémoire partagée (shared memory). On donne généralement le nom de SMP (Symmetric Multi Processing) aux machines basées sur cette architecture.
- les architectures à mémoire distribuée (distributed memory), les machines disposent de leur propre mémoire

Chacun des deux types a ses avantages et ses inconvénients.

OpenMP représente une collection de directives de compilation, les routines de bibliothèque et de l'environnement les variables destinés à la programmation parallèle dans les machines à mémoire partagée.

6.5.1 Les directives sentinelles de OpenMP

L'un des buts de la norme OpenMP est d'offrir la possibilité d'utiliser les même lignes de code source avec un compilateur OpenMP conforme et avec un compilateur normal. Ceci n'est possible que si les directives et les commandes OpenMP sont cachées de telle façon qu'un compilateur normal les considérera comme des lignes commentaires. A cet effet la directive suivante sentinelle est introduite :

- !\$OMP

Puisque le premier caractère est un point d'exclamation "!", un compilateur normal interprétera les lignes comme des commentaires et négligera leur contenu. Mais un compilateur OpenMP conforme identifiera les séquences complètes et se déroulera comme suit :

- ! \$ OMP :

le compilateur OpenMP conforme sait que le texte dans la ligne est une directive OpenMP. Il est possible d'étendre une directive OpenMP sur plusieurs lignes en plaçant la même sentinelle devant ces lignes.

Un programme parallèle commence toujours par :

- !\$OMP Parallel
- et se termine par
- !\$OMP End Parallel

Entre ces deux directives on insère le programme rédigé en Fortran 90.

6.6 La composante A du courant de foudre

L'expression du courant de foudre de la composante A, comme on l'a vu, s'écrit :

$$i_A = I_0 [e^{-\alpha t} - e^{-\alpha \beta t}]$$

Avec : $I_0 = 218810 \text{ A}$, $\alpha = 11354 \text{ s}^{-1}$, $\beta = 647265 \text{ s}^{-1}$.

I_0 étant une donnée du problème , α et β pouvant être calculés à l'aide d'un algorithme itératif, connaissant $t_1 = t_m = 6.4 \mu\text{s}$ et $t_2 = t_{\frac{1}{2}} = 69 \mu\text{s}$.(la composante A étant du type 6.4/69).

Nous avons pu établir la valeur de α et β à l'aide d'un code de calcul Fortran 90 en nous inspirant d'un code de calcul Basic [4].

A l'aide d'un code de calcul Matlab nous avons tracé l'onde A entière, son front de montée, et son spectre de fréquences en utilisant la FFT(Fast Fourier Transform).

6.6.1 Onde A entière

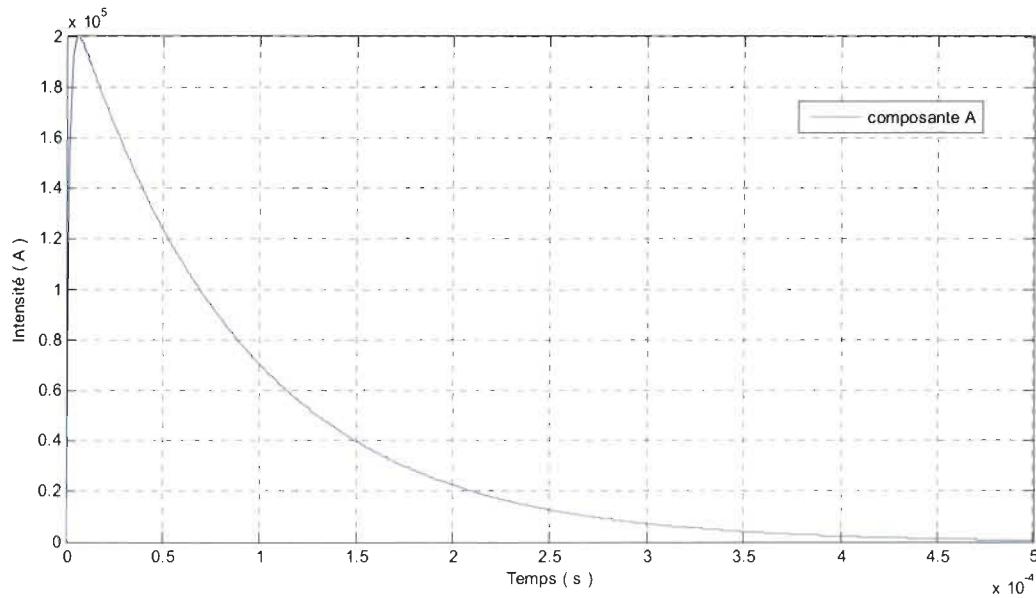


FIG. 6.31 – Courant de foudre : composante A .

6.6.2 Front de l'onde A

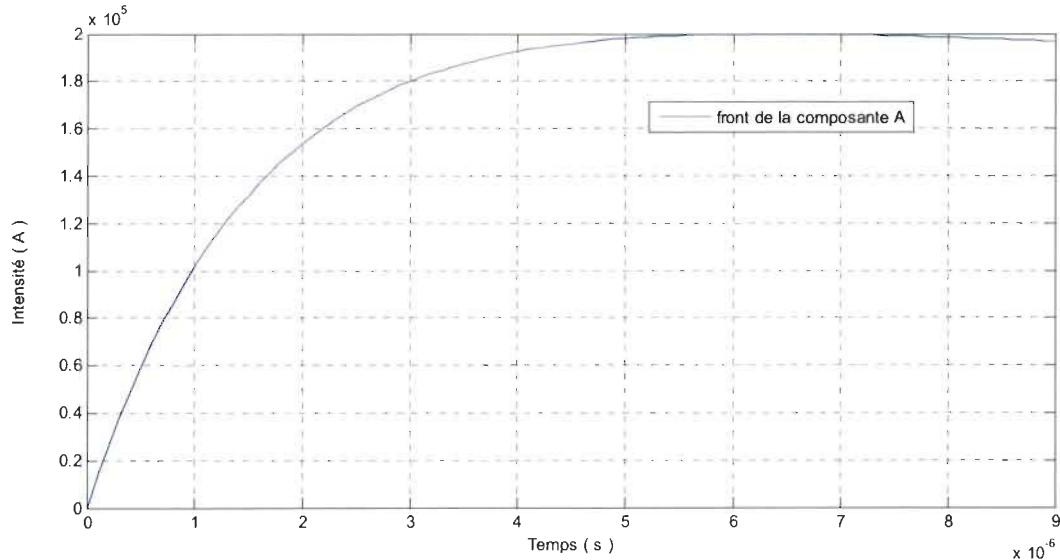


FIG. 6.32 – Courant de foudre : front de la composante A .

6.6.3 Spectre de l'onde A

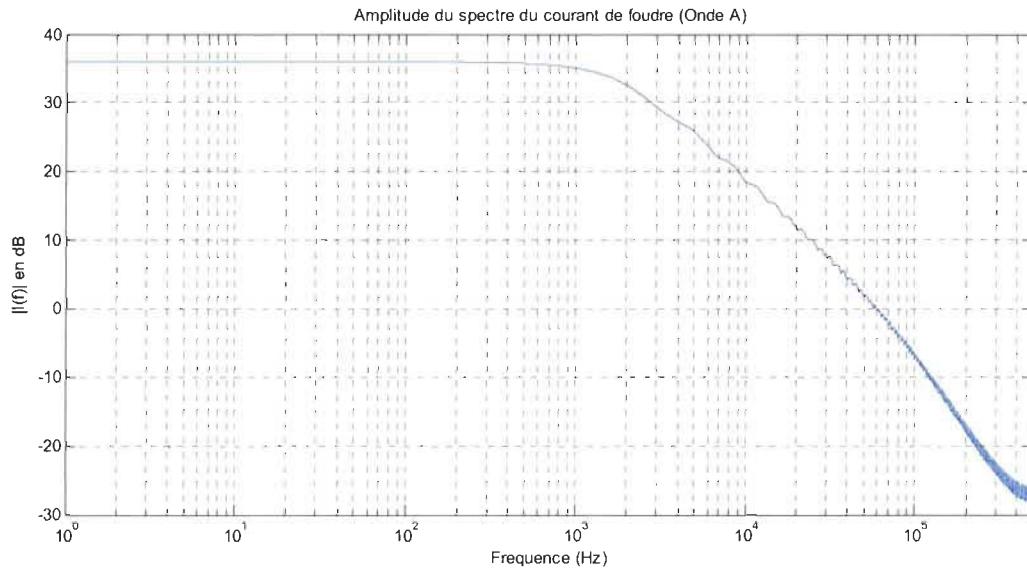


FIG. 6.33 – Courant de foudre : spectre de la composante A .

Le spectre du courant de foudre de la composante A est, comme on le voit sur la figure, essentiellement basse fréquence. Il s'étale sur quelques dizaines de kHz.

6.7 La composante B du courant de foudre

L'expression du courant de foudre de la composante B, comme on l'a vu, s'écrit :

$$i_B = I_0 [e^{-\alpha t} - e^{-\alpha\beta t}]$$

Avec : $I_0 = 11300 \text{ A}$, $\alpha = 700 \text{ s}^{-1}$, $\beta = 2000 \text{ s}^{-1}$.

A l'aide d'un code de calcul Matlab nous avons tracé l'onde B.

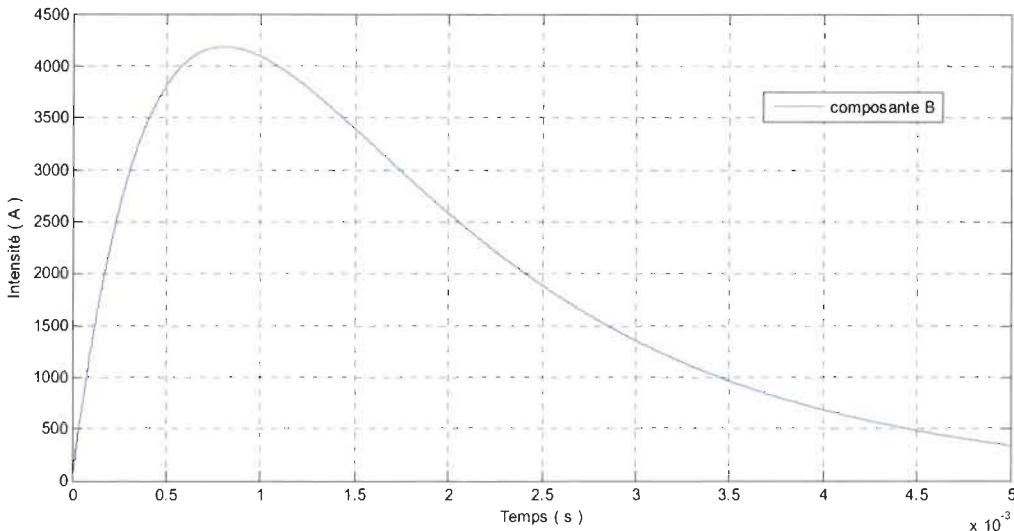


FIG. 6.34 – Courant de foudre : composante B .

6.8 La composante C du courant de foudre

Le courant de la composante C de la foudre a une valeur de 400 A s'étalant sur une durée de 500 ms .

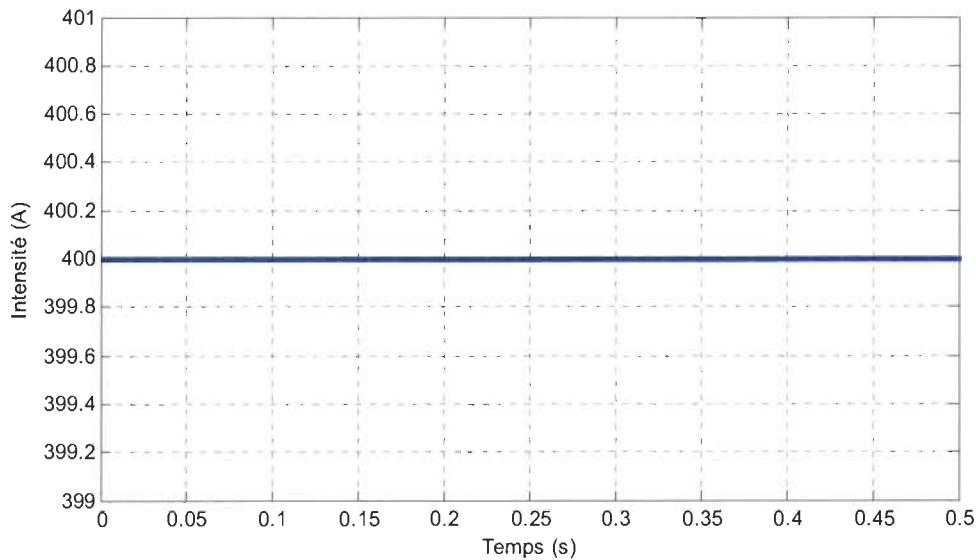


FIG. 6.35 – Courant de foudre : composante C .

6.9 La composante D du courant de foudre

L'expression du courant de foudre de la composante D, comme on l'a vu, s'écrit :

$$i_A = I_0 [e^{-\alpha t} - e^{-\alpha \beta t}]$$

Avec : $I_0 = 109405 \text{ A}$, $\alpha = 22708 \text{ s}^{-1}$, $\beta = 1294530 \text{ s}^{-1}$.

I_0 étant une donnée du problème , α et β pouvant être calculés à l'aide d'un algorithme itératif, connaissant $t_1 = t_m = 3.18\mu\text{s}$ et $t_2 = t_{\frac{1}{2}} = 34.5\mu\text{s}$. (la composante A étant du type 3.18/34.5).

Nous avons pu établir la valeur de α et β à l'aide d'un code de calcul Fortran 90 en nous inspirant d'un code de calcul Basic [4].

A l'aide d'un code de calcul Matlab nous avons tracé l'onde D entière, son front de montée, et son spectre de fréquences en utilisant la FFT(Fast Fourier Transform).

6.9.1 Onde D entière

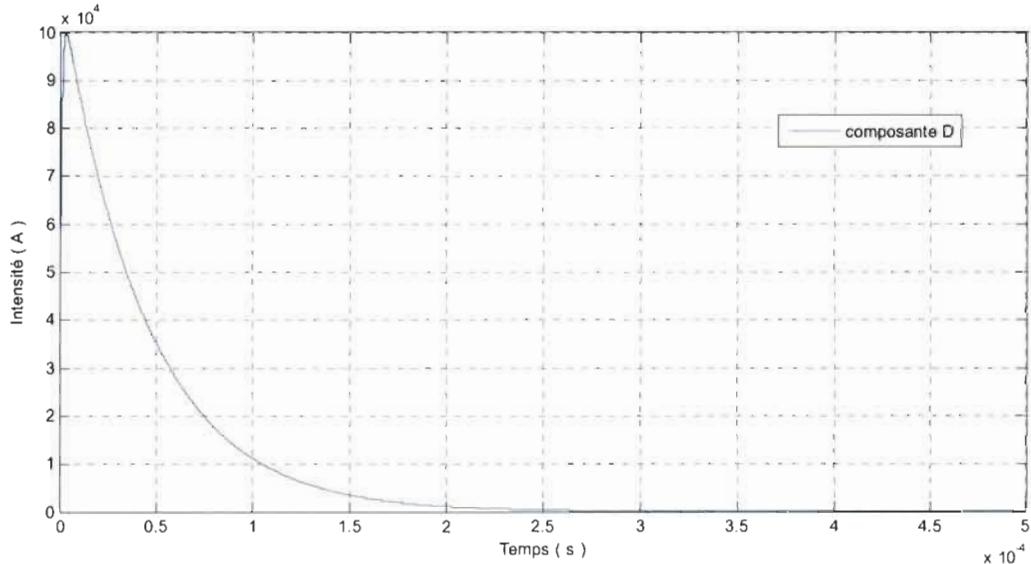


FIG. 6.36 – Courant de foudre : composante D .

6.9.2 Front de l'onde D

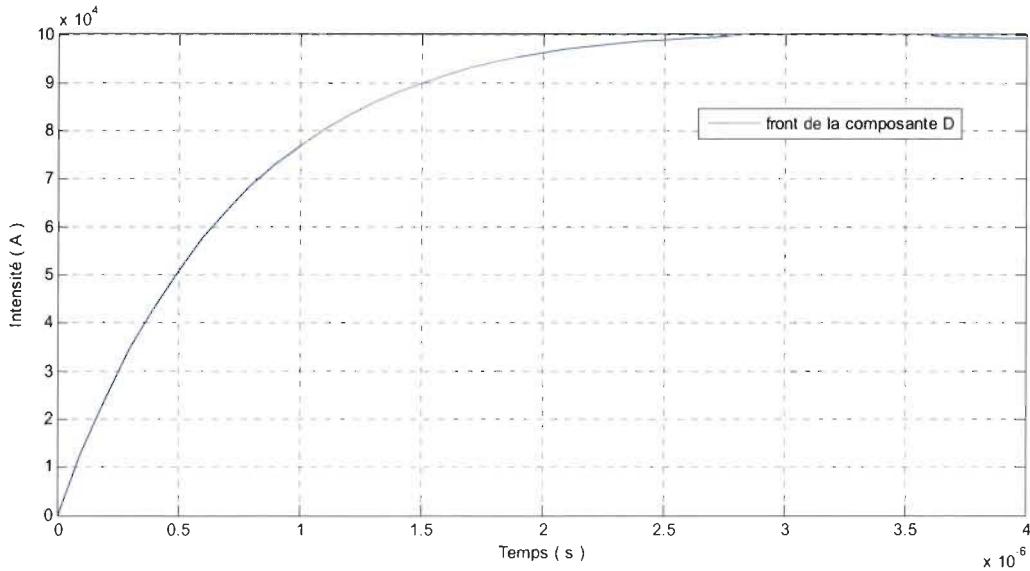


FIG. 6.37 – Courant de foudre : front de la composante D.

6.9.3 Spectre de l'onde D

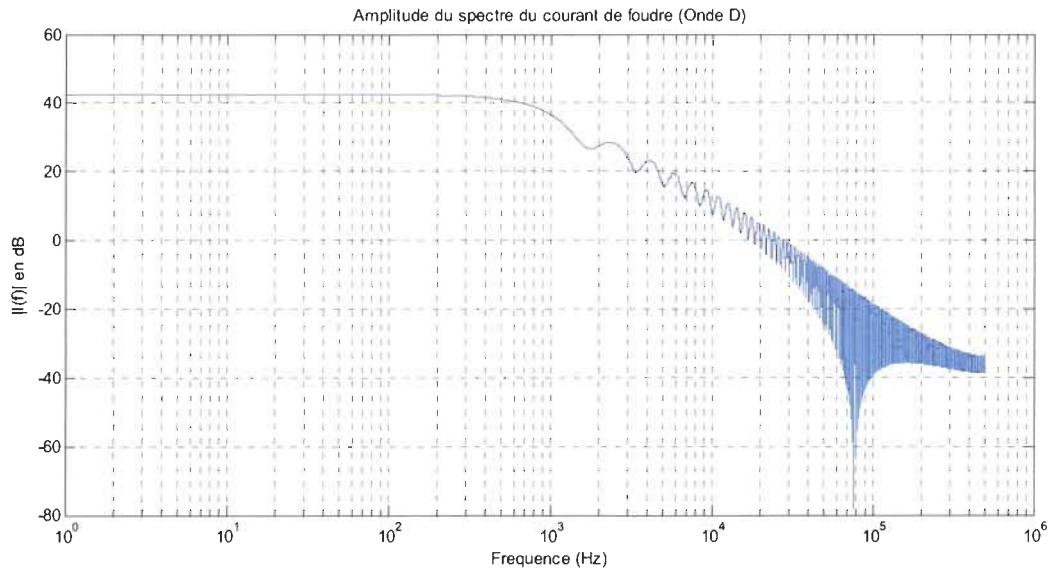


FIG. 6.38 – Courant de foudre : spectre de la composante D .

Le spectre du courant de foudre de la composante D est, comme on le voit sur la figure, essentiellement basse fréquence. Il s'étale sur quelques dizaines de kHz.

6.10 La composante H du courant de foudre

L'expression du courant de foudre de la composante A, comme on l'a vu, s'écrit :

$$i_A = I_0 [e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}]$$

Avec : $I_0 = 218810 \text{ A}$, $\alpha = 11354 \text{ s}^{-1}$, $\beta = 647265 \text{ s}^{-1}$.

I_0 étant une donnée du problème, α et β pouvant être calculés à l'aide d'un algorithme itératif, connaissant $t_1 = t_m = 6.4 \mu\text{s}$ et $t_2 = t_{\frac{1}{2}} = 69 \mu\text{s}$. (la composante A étant du type 6.4/69).

Nous avons pu établir la valeur de α et β à l'aide d'un code de calcul Fortran 90 en nous inspirant d'un code de calcul Basic [4].

A l'aide d'un code de calcul Matlab nous avons tracé l'onde A entière, son front de montée, et son spectre de fréquences en utilisant la FFT(Fast Fourier Transform).

6.10.1 Onde entière

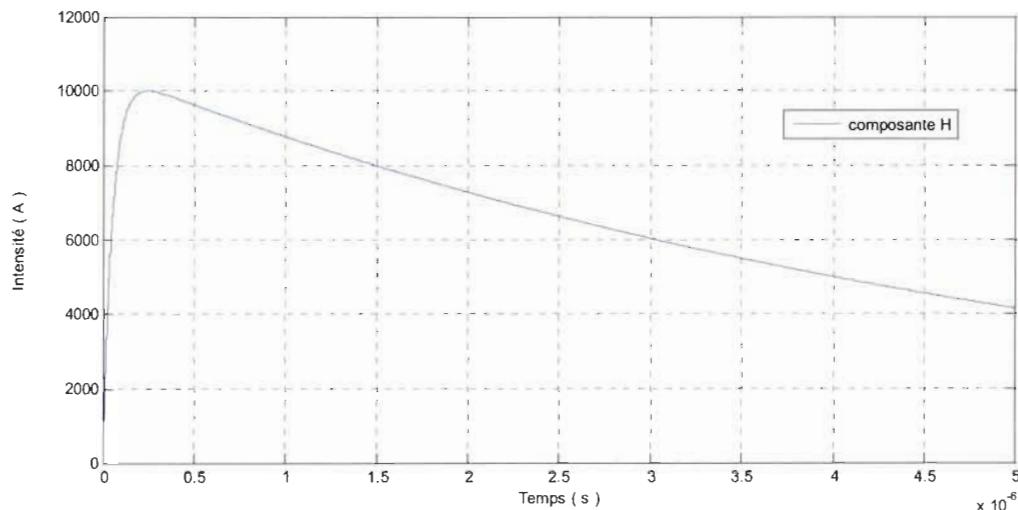


FIG. 6.39 – Courant de foudre : composante H .

6.11 Redistribution du courant de foudre

6.11.1 Courant sur un panneau CFC et sur une plaque aluminium

Le courant de foudre s'écrit :

$$i(t) = I_0 [e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}]$$

$$i(t) = i_{CFC}(t) + i_{Al}(t)$$

$$u(t) = \frac{i(t)}{y} = \frac{i_{CFC}(t)}{y_{CFC}} = \frac{i_{CFC}(t)}{y_{Al}}$$

$i(t)$, $i_{CFC}(t)$, $i_{Al}(t)$, $u(t)$ étant respectivement le courant de foudre (composante A ou composante D), le courant circulant sur le composite (CFC) et sur l'aluminium (Al), la tension aux bornes de la cellule.

y_{CFC} étant l'admittance composée de la résistance R_{CFC} et l'inductance L_{CFC} en série du matériau composite (CFC) ;

y_{Al} étant l'admittance composée de la résistance R_{Al} et l'inductance L_{Al} en série de l'aluminium (Al) ;

y étant l'admittance équivalente à ces deux admittances en parallèle.

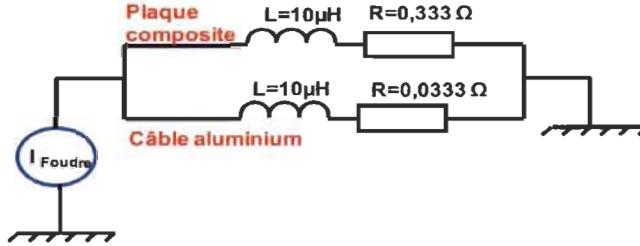


FIG. 6.40 – Cellule plaque Composite et câble aluminium en parallèle [11].

Comme :

$$i(t) = I_0 \left[e^{-\alpha t} - e^{-\beta t} \right]$$

En utilisant la transformée de Laplace on a :

$$\begin{aligned} Y(s) &= Y_{CFC}(s) + Y_{Al}(s) \\ I(s) &= Y(s).U(s) \implies U(s) = \frac{I(s)}{Y(s)} \\ I_{CFC}(s) &= Y_{CFC}(s).U(s) = \frac{Y_{CFC}(s)}{Y(s)} I(s) \\ I_{Al}(s) &= Y_{Al}(s).U(s) = \frac{Y_{Al}(s)}{Y(s)} I(s) \end{aligned}$$

avec :

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st}.f(t)dt$$

$$I(s) = I_0 \left[\frac{1}{\alpha + s} - \frac{1}{\beta + s} \right]$$

$$Y_{CFC}(s) = \left[\frac{1}{R_{CFC} + s.L_{CFC}} \right] = \frac{1}{R_{CFC}} \left[\frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_{CFC}}{R_{CFC}}} \right]$$

$$Y_{Al}(s) = \left[\frac{1}{R_{Al} + s.L_{Al}} \right] = \frac{1}{R_{Al}} \left[\frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_{Al}}{R_{Al}}} \right]$$

$$Y(s) = \frac{1}{R_{CFC}} \left[\frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_{CFC}}{R_{CFC}}} \right] + \frac{1}{R_{Al}} \left[\frac{1}{1 + s \cdot \frac{L_{Al}}{R_{Al}}} \right]$$

d'où :

$$I_{CFC}(s) = \frac{R_{Al}}{R_{CFC} + R_{Al}} \left[\frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_3 s} \right] \left[\frac{1}{\alpha + s} - \frac{1}{\beta + s} \right] I_0$$

et

$$I_{Al}(s) = \frac{R_{CFC}}{R_{CFC} + R_{Al}} \left[\frac{1 + \tau_1 s}{1 + \tau_3 s} \right] \left[\frac{1}{\alpha + s} - \frac{1}{\beta + s} \right] I_0$$

avec :

$$\tau_1 = \frac{L_{CFC}}{R_{CFC}}$$

$$\tau_2 = \frac{L_{Al}}{R_{Al}}$$

$$\tau_3 = \frac{L_{CFC} + L_{Al}}{R_{CFC} + R_{Al}}$$

En passant à l'original on obtient :

$$i_{CFC}(t) = \frac{R_{Al}}{R_{CFC} + R_{Al}} I_0 \left[\frac{\alpha\tau_2 - 1}{\alpha\tau_3 - 1} e^{-\alpha t} - \frac{\beta\tau_2 - 1}{\beta\tau_3 - 1} e^{-\beta t} + \frac{1}{\tau_3} \frac{\alpha\tau_2\tau_3 - \beta\tau_2\tau_3 - \alpha\tau_3^2 + \beta\tau_3^2}{\alpha\beta\tau_3^2 - \beta\tau_3 - \alpha\tau_3 + 1} e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right]$$

finalement :

$$i_{CFC}(t) = \frac{R_{Al}}{R_{CFC} + R_{Al}} I_0 \left[\frac{\alpha\tau_2 - 1}{\alpha\tau_3 - 1} e^{-\alpha t} - \frac{\beta\tau_2 - 1}{\beta\tau_3 - 1} e^{-\beta t} + \frac{(\alpha - \beta)(\tau_2 - \tau_3)}{(\alpha\tau_3 - 1)(\beta\tau_3 - 1)} e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right]$$

et :

$$i_{Al}(t) = \frac{R_{CFC}}{R_{CFC} + R_{Al}} I_0 \left[\frac{\alpha\tau_1 - 1}{\alpha\tau_3 - 1} e^{-\alpha t} - \frac{\beta\tau_1 - 1}{\beta\tau_3 - 1} e^{-\beta t} + \frac{1}{\tau_3} \frac{\alpha\tau_1\tau_3 - \beta\tau_1\tau_3 - \alpha\tau_3^2 + \beta\tau_3^2}{\alpha\beta\tau_3^2 - \beta\tau_3 - \alpha\tau_3 + 1} e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right]$$

finalement :

$$i_{Al}(t) = \frac{R_{CFC}}{R_{CFC} + R_{Al}} I_0 \left[\frac{\alpha\tau_1 - 1}{\alpha\tau_3 - 1} e^{-\alpha t} - \frac{\beta\tau_1 - 1}{\beta\tau_3 - 1} e^{-\beta t} + \frac{(\alpha - \beta)(\tau_1 - \tau_3)}{(\alpha\tau_3 - 1)(\beta\tau_3 - 1)} e^{-\frac{t}{\tau_3}} \right]$$

A l'aide de notre code de calcul matlab nous avons calculé les courants $i_{CFC}(t)$ et $i_{Al}(t)$ induits sur un panneau CFc et sur un câble aluminium ::

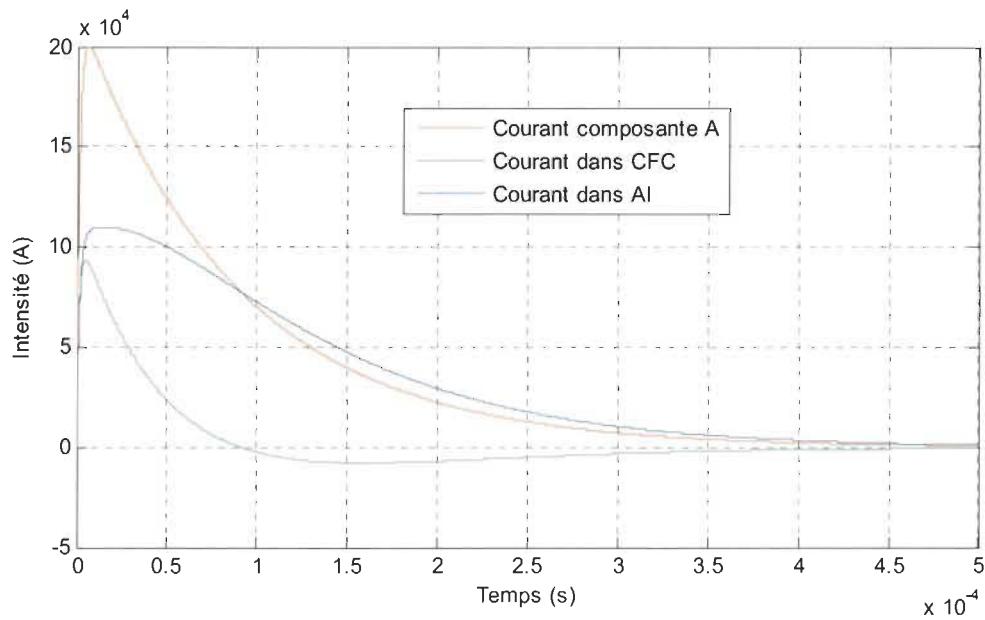


FIG. 6.41 – Redistribution de courant dans un panneau CFC et dans un câble aluminium : cas d'une onde lente.

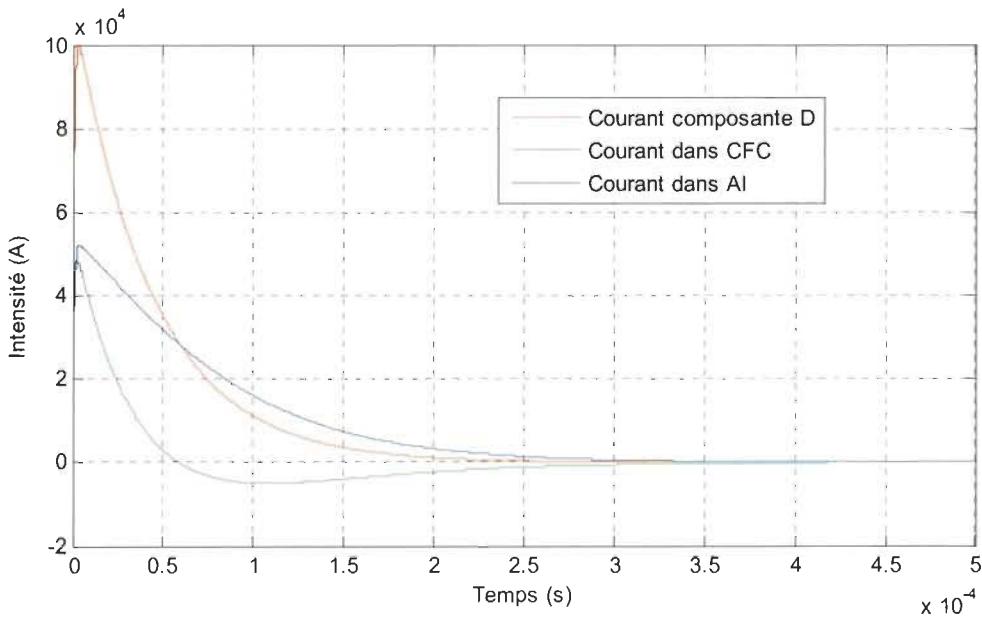


FIG. 6.42 – Redistribution de courant dans un panneau CFC et dans un câble aluminium : cas d'une onde rapide.

6.11.2 Couplage inductif

Le passage d'un courant électrique variable $i(t)$ sur un corps conducteur est la source d'un champ magnétique $H(t)$ variable qui vaut à une distance r de la source :

$$H(t) = \frac{i(t)}{2\pi r}$$

Si ce champ H coupe un circuit conducteur fermé S il crée à ses bornes une tension induite $e(t)$ égale à la dérivée dans le temps du flux ϕ de l'induction B à travers la surface de ce circuit :

$$e(t) = -\frac{d\phi}{dt}$$

Avec :

$$\phi = B \cdot S = \mu_0 H \cdot S = \mu_0 S \frac{i(t)}{2\pi r}$$

où μ_0 est la perméabilité magnétique du conducteur du circuit. Il vient donc :

$$e(t) = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} \frac{di(t)}{dt}$$

Comme le courant de foudre (composante A ou composante D) est :

$$i(t) = I_0 [e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}]$$

la tension $e(t)$ vaut :

$$e(t) = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} I_0 [-\alpha e^{-\alpha t} + \beta e^{-\beta t}]$$

or

$$e(t) = Ri + L \frac{di}{dt};$$

R et L étant respectivement la résistance et l'inductance d'un fil sur lequel circule le courant $i(t)$, donc :

$$e(t) = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} I_0 [-\alpha e^{-\alpha t} + \beta e^{-\beta t}] = Ri + L \frac{di}{dt}$$

Le passage aux transformées de Laplace donne :

$$E(s) = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} I_0 \left[-\frac{\alpha}{s+\alpha} + \frac{\beta}{s+\beta} \right] = (R+Ls)I(s)$$

$$I(s) = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} I_0 \left[-\frac{\alpha}{s+\alpha} + \frac{\beta}{s+\beta} \right] \left[\frac{1}{R+Ls} \right]$$

$E(s)$ et $I(s)$ étant les transformées de Laplace de $e(t)$ et de $i(t)$ respectivement et s la variable de Laplace.

Le passage aux transformées inverses de Laplace donne l'original $i(t)$:

$$i(t) = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} I_0 \left[\beta \frac{e^{-t\beta}}{R-L\beta} - \alpha \frac{e^{-t\alpha}}{R-L\alpha} + \frac{1}{L} (LR\alpha - LR\beta) \frac{e^{-\frac{1}{L}Rt}}{R^2 - LR\beta - LR\alpha + L^2\alpha\beta} \right]$$

En réarrangeant les termes on obtient finalement :

$$i(t) = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} I_0 \left\{ \frac{\beta}{R-\beta L} \left[e^{-\beta t} - e^{-\frac{R}{L}t} \right] - \frac{\alpha}{R-\alpha L} \left[e^{-\alpha t} - e^{-\frac{R}{L}t} \right] \right\}$$

$$i(t) = \frac{\mu_0 S}{2\pi r} I_0 \left\{ \frac{\alpha}{R-\alpha L} \left[e^{-\alpha t} - e^{-\frac{R}{L}t} \right] - \frac{\beta}{R-\beta L} \left[e^{-\beta t} - e^{-\frac{R}{L}t} \right] \right\}$$

A l'aide de notre code de calcul matlab nous avons calculé le courant $i(t)$ induit sur les barres, les câbles et les rails d'un avion dans le cas d'une onde lente et d'une onde rapide.

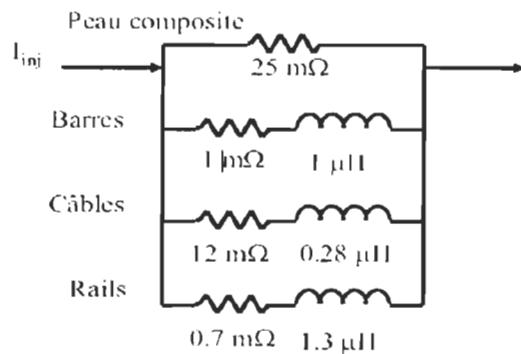


FIG. 6.43 – Schéma de distribution du courant de foudre [11].

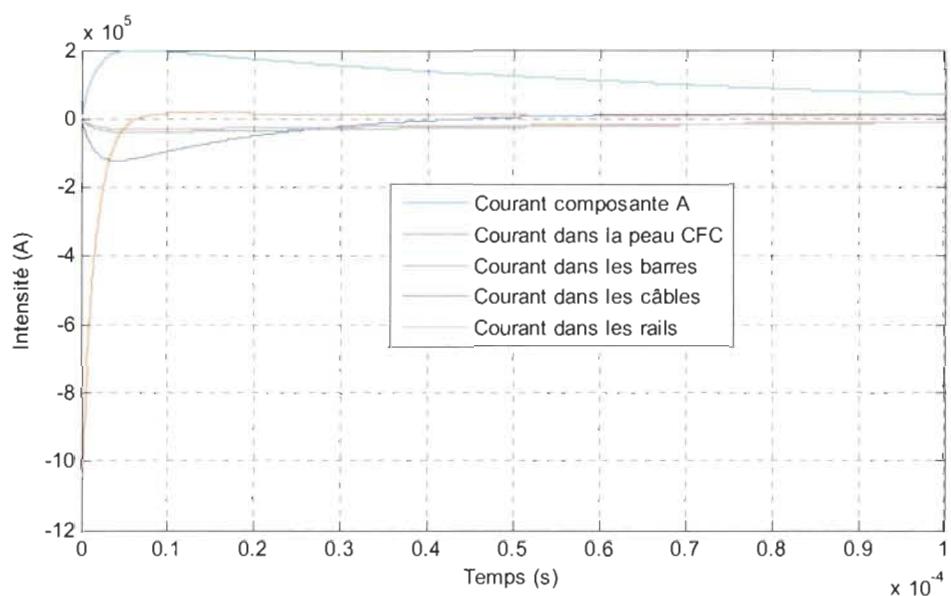


FIG. 6.44 – Redistribution de courant : cas d'une onde lente.

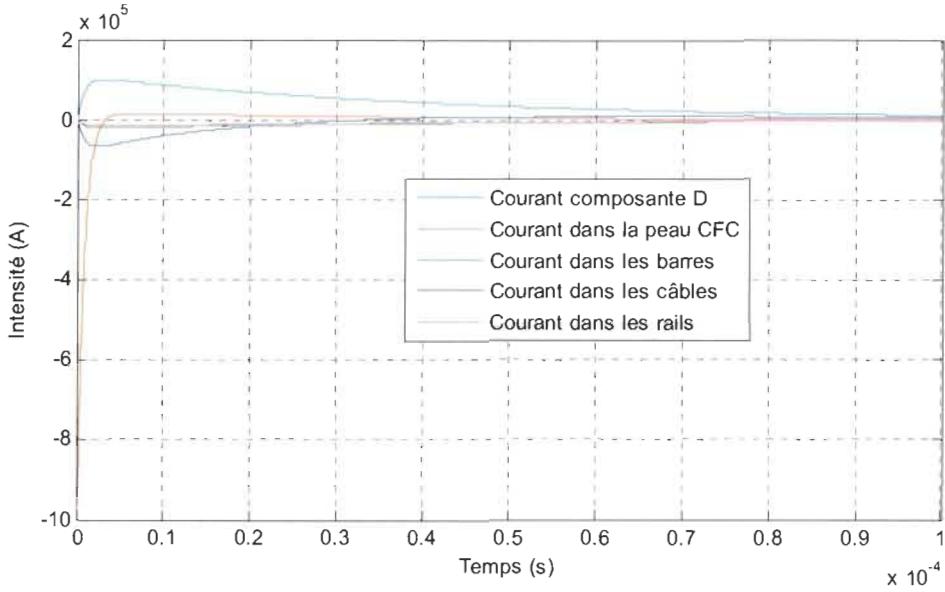


FIG. 6.45 – Redistribution de courant : cas d'une onde rapide.

6.11.3 Impédance de surface

Elle s'exprime par [4] :

$$Z_s = \frac{\gamma_m}{\sigma} \coth(\gamma_m d)$$

où :

$$\gamma_m = (1+j) \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} = \frac{(1+j)}{\delta}$$

avec :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

donc :

$$Z_s = \frac{(1+j)}{\sigma \delta} \coth \left[(1+j) \frac{d}{\delta} \right] = \frac{(1+j)}{\sigma \delta} \frac{e^{(1+j)\frac{d}{\delta}} + e^{-(1+j)\frac{d}{\delta}}}{e^{(1+j)\frac{d}{\delta}} - e^{-(1+j)\frac{d}{\delta}}}$$

comme :

$$\begin{aligned} \coth \left[(1+j) \frac{d}{\delta} \right] &= \frac{e^{(1+j)\frac{d}{\delta}} + e^{-(1+j)\frac{d}{\delta}}}{e^{(1+j)\frac{d}{\delta}} - e^{-(1+j)\frac{d}{\delta}}} = \frac{1 + e^{-2(1+j)\frac{d}{\delta}}}{1 - e^{-2(1+j)\frac{d}{\delta}}} \\ &= \frac{1 + e^{-2\frac{d}{\delta}} \left(\cos 2\frac{d}{\delta} - j \sin 2\frac{d}{\delta} \right)}{1 - e^{-2\frac{d}{\delta}} \left(\cos 2\frac{d}{\delta} - j \sin 2\frac{d}{\delta} \right)} = \frac{1 + e^{-2\frac{d}{\delta}} \cos 2\frac{d}{\delta} - j e^{-2\frac{d}{\delta}} \sin 2\frac{d}{\delta}}{1 - e^{-2\frac{d}{\delta}} \cos 2\frac{d}{\delta} + j e^{-2\frac{d}{\delta}} \sin 2\frac{d}{\delta}} = \frac{A' - jB}{A + jB} \end{aligned}$$

en posant :

$$A' = 1 + e^{-2\frac{d}{\delta}} \cos 2\frac{d}{\delta}$$

$$A = 1 - e^{-2\frac{d}{\delta}} \cos 2\frac{d}{\delta}$$

$$B = e^{-2\frac{d}{\delta}} \sin 2\frac{d}{\delta}$$

d'où :

$$Z_s = \frac{(1+j) A' - jB}{\sigma \delta (A + jB)}$$

en multipliant le dénominateur par le complexe conjugué afin de séparer partie réelle et partie imaginaire on obtient :

$$Z_s = \frac{1}{\sigma \delta (A^2 + B^2)} [C + jD]$$

avec :

$$C = A'A - B^2 + AB + A'B$$

$$D = A'A - B^2 - AB - A'B$$

6.11.4 Impédance de transfert

Elle s'exprime par [4] :

$$Z_t = \frac{\gamma_m}{\sigma} \frac{1}{\sinh(\gamma_m d)}$$

$$\gamma_m = (1+j) \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} = \frac{(1+j)}{\delta}$$

avec :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

d'où :

$$Z_t = \frac{(1+j)}{\sigma \delta} \frac{1}{\sinh \left[(1+j) \frac{d}{\delta} \right]}$$

comme :

$$\sinh \left[(1+j) \frac{d}{\delta} \right] = \frac{e^{(1+j)\frac{d}{\delta}} - e^{-(1+j)\frac{d}{\delta}}}{2}$$

et en procédant comme précédemment on obtient :

$$Z_t = \frac{1}{\sigma \delta (E^2 + F^2)} [G + jH]$$

avec :

$$E = \cos \frac{d}{\delta} \sinh \frac{d}{\delta}$$

$$F = \sin \frac{d}{\delta} \cosh \frac{d}{\delta}$$

$$G = E + F$$

$$H = E - F$$

Nous avons mis au point un programme Matlab pour tracer Z_s et Z_t afin de comparer avec les courbes de la littérature. Nous avons obtenu les courbes suivantes :

- cas de l'aluminium
- cas d'un matériau composite : le CFC (Carbon Fiber Composite)

Zs et Zt plaque en aluminium

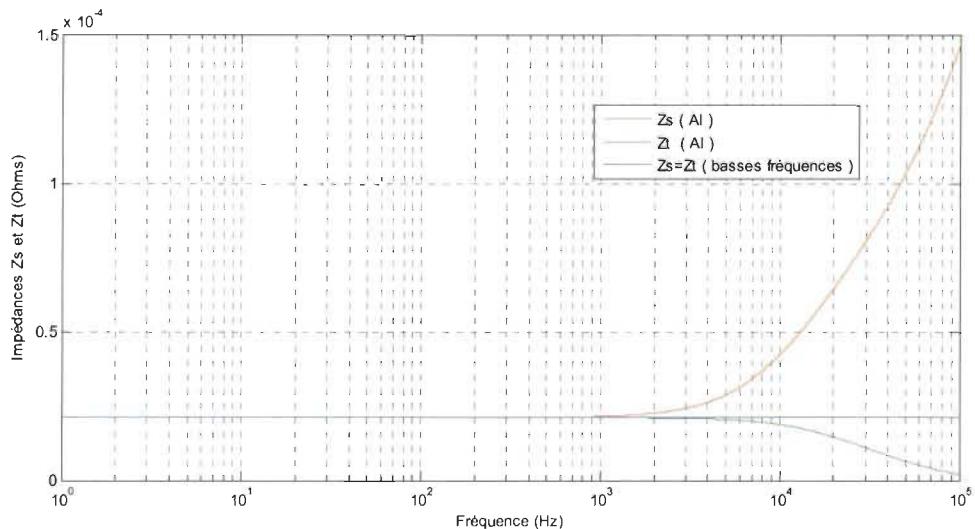


FIG. 6.46 – Impédance de surface et impédance de transfert d'une plaque d'aluminium .

Zs et Zt panneau composite CFC

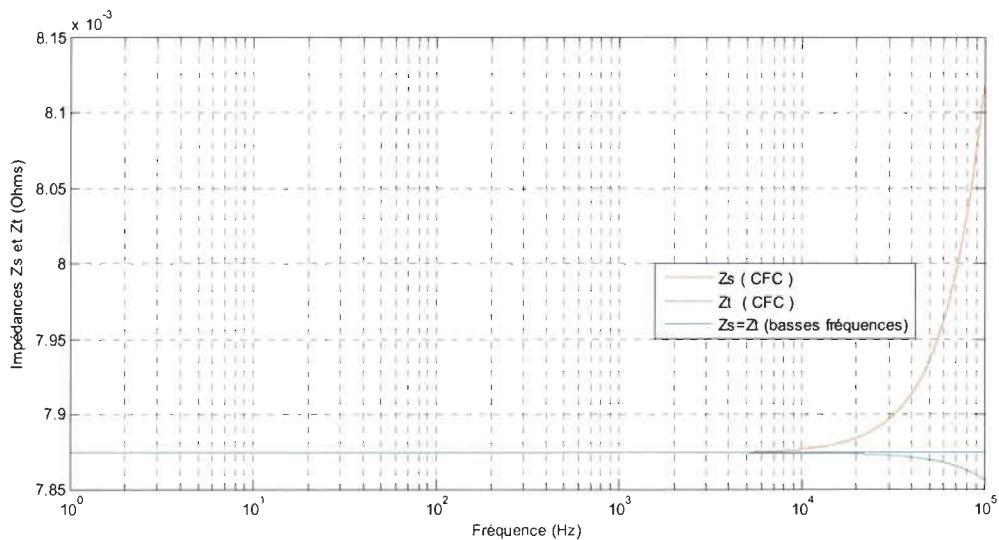


FIG. 6.47 – Impédance de surface et impédance de transfert d'un panneau de CFC .

6.12 Adjonction de fonctions aux matériaux composites

L'aéronautique moderne où les matériaux composites prennent de jour en jour une place de plus en plus importante est confrontée à plusieurs problèmes en raison de la nature même de ces matériaux. Ces matériaux possèdent en effet :

- une faible conductivité thermique
- une faible conductivité électrique

Or les avionneurs sont confrontés à deux problèmes majeurs :

- le givrage des ailes quand l'avion est au sol
- le foudroiement quand l'avion est en plein ciel

Il est nécessaire d'ajouter la fonction thermique et la fonction de blindage à ces matériaux composites pendant la phase de fabrication.

L'adjonction de fonctions dans les matériaux composites doit se faire en parfaite intégration dans le processus de fabrication avec un coût raisonnable. Avant d'intégrer ces fonctions au sein d'un matériau composite, il faut s'assurer que les propriétés mécaniques ne soient pas détériorées. Dans le cas contraire, il faudra quantifier la dégradation afin de la prendre en compte lors du dimensionnement de la structure.

6.12.1 Fonction thermique

Pour assurer une certaine conductivité thermique et se prémunir éventuellement contre le givre dans les avions en matériaux composites on ajoute une couche thermiquement conductrice à ces matériaux, mais l'adjonction de cette fonction ne doit pas se faire au détriment de :

- l'allègement des structures de l'aéronef
- la détérioration des propriétés mécaniques des matériaux.

Chauvin et al [15] ont étudié l'impact au plan mécanique et au plan thermique de l'adjonction d'une couche conductrice dans un matériau composite. Ils ont ajouté à ce matériau une couche de cuivre (tissu de cuivre, grillage en cuivre ou fibres courtes en cuivre).

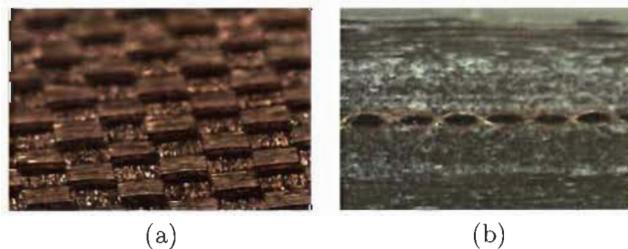


FIG. 6.48 – (a) tissu en cuivre (Electron) [15]. (b) Tissu de cuivre au milieu du matériau composite [15].

Ils ont remarqué que l'introduction de cette couche (pleine ou grillage) améliore certes la conductivité thermique mais pas suffisamment. Elle entraîne cependant une perte mécanique de l'ordre de 20 % sur la contrainte admissible, et n'affecte pas le module de Young. Ils ont en outre conclu que la position de la couche dans l'épaisseur de l'empilement du matériau n'a pas vraiment d'influence directe sur les propriétés mécaniques de ce dernier.

Chauvin et al préconisent enfin de rendre la résine du matériau composite thermiquement conductrice pour une meilleure évacuation de la chaleur.

6.12.2 Fonction blindage électromagnétique

La structure des composites à fibres de carbone est suffisamment conductrice pour assurer un certain niveau de blindage, mais par contre les matériaux à renforts de fibres de verre, de par leur

nature diélectrique, laissent passer les ondes électromagnétiques. Pour ces matériaux diélectriques, la solution actuellement retenue consiste à insérer un tissu métallisé afin d'assurer le blindage électromagnétique. [16]

Efficacité de blindage électromagnétique (SE)

Lorsqu'un champ électromagnétique (E_{inc} , H_{inc}) rencontre une plaque, une partie du champ est réfléchie par la première interface, l'autre partie qui pénètre dans l'épaisseur de la plaque subit une certaine absorption qui dépend de la nature du matériau et de l'épaisseur traversée. A l'émergence (seconde interface), une nouvelle réflexion a lieu et un reste de champ sort de l'autre côté de la plaque.

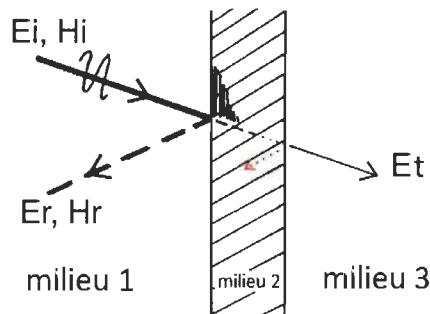


FIG. 6.49 – Réflexion et transmission d'une O.EM.

L'Efficacité de blindage électromagnétique EB ou 'Shielding Effectiveness' (SE) est le rapport entre le champ qui existerait dans le milieu 3 en absence de blindage et celui qui existerait après la pose du blindage.

$$SE = \frac{\text{Champ dans le milieu 1}}{\text{Champ dans le milieu 3}}$$

Soit d'après la figure :

$$SE = \frac{E_i}{E_t}$$

L'Efficacité de blindage (EB) ou 'Shielding Effectiveness' (SE) peut être définie comme le rapport en dB de la puissance incidente sur la puissance transmise :

$$SE_{(dB)} = 20 \log \left(\frac{E_i}{E_t} \right)$$

On peut pour le calcul de SE considérer aussi la composante magnétique H et définir [17] :

$$SE_{(dB)} = 20 \log \left(\frac{H_i}{H_t} \right)$$

La définition généralement adoptée est la suivante :

$$SE_{(dB)} = 20 \log \left(\frac{E_i}{E_t} \right) = 10 \log \left(\frac{P_i}{P_t} \right)$$

avec E_i , P_i respectivement le champ électrique et la puissance incidents, E_t et P_t respectivement le champ électrique et la puissance transmis.

Le SE en dB correspond donc en % du champ transmis, aux proportions suivantes :

$SE_{(dB)}$	champ transmis	champ non transmis
0	100%	0%
10	31%	69%
20	10%	90%
40	1%	99%
60	0,1%	99,99%

TAB. 6.1 – Efficacité de blindage : en pourcentage de champ transmis et de champ non transmis [17].

L'efficacité de blindage est la somme :

- des pertes par réflexion (non-transmission)
- des pertes par absorption.

La réflexion R est due à la désadaptation de l'onde électromagnétique rencontrant un changement de milieu. Elle dépend donc de l'impédance de surface Z_s du matériau, et de l'impédance d'onde η du champ incident définie comme le rapport :

$$\eta(\Omega) = \frac{E(V/m)}{H(A/m)}$$

L'impédance d'onde vaut 377Ω lorsque le blindage se trouve à plusieurs longueurs d'onde λ de la source d'émission.

L'absorption A est due à l'effet de peau dans le métal. Le calcul montre que la perte par absorption vaut $8,7 dB$ par épaisseur de peau traversée. Cette épaisseur de l'effet pelliculaire δ dépend de la conductivité et de la perméabilité magnétique du matériau, ainsi que de la fréquence.

Les pertes par absorption s'expriment par :

$$A_{(dB)} = 0,13 t \sqrt{f \sigma_r \mu_r}$$

avec t : épaisseur de la paroi en mm

f : fréquence en Hz

L'efficacité de blindage totale $SE_{(dB)}$ est la somme des deux termes $R_{(dB)}$ et $A_{(dB)}$

$$SE_{(dB)} = R_{(dB)} + A_{(dB)}$$

Ci après on donne les conductivités et perméabilités magnétiques relatives de quelques métaux usuels, en prenant comme référence le cuivre $\sigma = 1/1,8 \mu\Omega.cm = 5.56.10^7 S/m$:

Matériaux	conductivité relative	perméabilité relative
Cuivre	1	1
Aluminium	0,6	1
Acier ordinaire	0,17	300 – 700
Etain	0,15	1

TAB. 6.2 – Conductivité et perméabilité de quelques matériaux [17].

Grésil et al ont mesuré en chambre anéchoïque l'efficacité de blindage SE de deux types de matériaux composites :

- avec renforts de fibres de verre avec l'insertion d'un écran métallique cuivré à différentes épaisseurs
- avec renforts de fibres de carbone

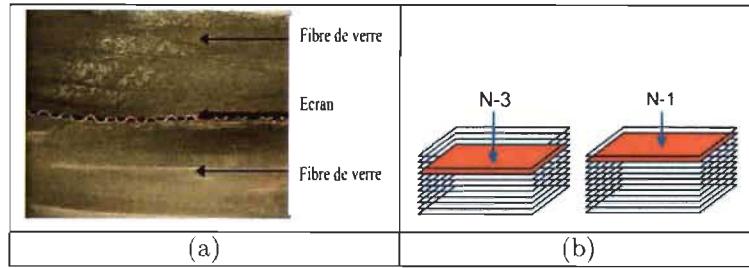


FIG. 6.50 – Insertion d'un écran métallique dans un matériau composite : (a) Photo en coupe transversale [16]. (b) Ecran métallique au niveau N-3 et N-1 dans un matériau composite[16].

Dans ces travaux la bande de fréquence des mesures utilisée s'étend de 0.5 à 3 GHz, la distance entre les antennes et le matériau sous test en chambre anéchoïque étant de 1m environ .

Grésil et al ont conclu que les performances du matériau composite à renforts de fibres de verre avec écran métallisé en surface sont supérieures à celles obtenues pour les couches insérées dans la structure.

Pour le composite à renforts de fibres de carbone ils ont mesuré une impédance de surface de $13 \text{ m}\Omega$ environ , ce qui donne une conductivité de l'ordre de 2100 S/m : Ils ont en outre conclu que ce matériau, contrairement au composite verre est suffisamment conducteur pour fournir une bonne atténuation sans l'ajout de tissu métallisé.

Ce composite a une efficacité de blindage comprise entre 42 et 67 dB, ce qui en fait un bon matériau pour le blindage électromagnétique.

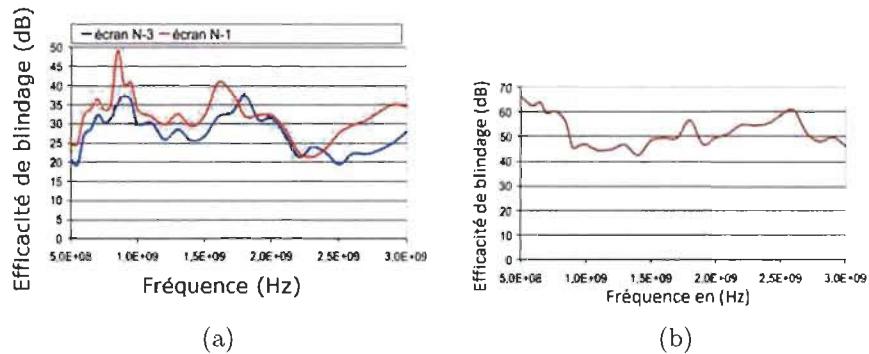


FIG. 6.51 – Efficacité de blindage : (a) Composite verre [16]. (b) Composite carbone [16].

6.13 Conclusion

Les simulateurs électromagnétiques sont devenus des outils incontournables pour l'aide à la conception des dispositifs et systèmes. Ils sont basés sur des méthodes, le plus généralement numériques, qui solutionnent les équations de Maxwell ou des formes dérivées. Ces méthodes sont appliquées sur des formulations différentes et possèdent toutes, leurs avantages et inconvénients.

La FDTD permet certes d'aborder le calcul du champ électromagnétique quand il s'agit d'un nombre de mailles modestes, mais en raison du temps de calcul et de l'espace mémoire prohibitifs dans le cas où il est question de résoudre un problème de grande taille (le nombre de mailles cubiques s'élevant à plusieurs millions et les itérations temporelles par maille se comptant en milliers), le recours à la FDTD parallèle s'appuyant sur des architectures parallèles est nécessaire.

Bibliographie

- [1] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media ", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 14, No. 5, 302-307, May 1966.
- [2] K. S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 14, No. 5, p.302-307, May 1966.
- [3] A. Taflove, S. C. Hagness, "Computational Electromagnetics : The Finite-difference Time-domain Method", 3rd edition, Artech House, 2005.
- [4] R. Benhamoud," Analyse par la méthode FDTD de structures guidantes contenant un substrat composite diélectrique-ferrite", mémoire de Magister Micro-ondes, 25 nov.2008.
- [5] C. Guiffaut, 'Contribution à la méthode FDTD pour l'étude d'antennes et de la diffraction d'objets enfouis', Thèse présentée pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Rennes1 Mention : Traitement du Signal et Télécommunications, le 25 octobre 2000.
- [6] J. B. Schneider, "Understanding the Finite-Difference Time-Domain Method", November 14, 2013.
- [7] S. Hudson, "One dimensional finite-difference time-domain EM code", WSU Tri-Cities, Apr 2005.
- [8] J. P. Berenger, "A perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves", Journal of Computational Physics 114, 185-200, 1994.
- [9] S. C. Hagness, "2-D FDTD TE code with PML absorbing boundary conditions", 2005.
- [10] M. A. Jensen, A. Fijany, Y. Rahmat-Samii, "Time-parallel computational strategy for FDTD solution of Maxwell's equations", IEEE Antennas and Propagation Society International Symp., Vol. 1, 380-383, Jun. 1994.
- [11] C. Guiffaut, K. Mahdjoubi, "A parallel FDTD algorithm using the MPI library", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 43, No. 2, 94-103, Apr. 2001.
- [12] W. Yu, R. Mittra, T. Su, Y. Liu, X. Yang, "Parallel Finite Difference Time Domain Method", Artech House, Jun. 2006.
- [13] X. M. Guo, Q. X. Guo, W. Zhao, W. H. Yu,"Parallel FDTD Simulation using NUMA acceleration technique", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 28, 8, 2012.
- [14] X. M. Guo, Q. X. Guo, W. Zhao, W. H. Yu, "Parallel FDTD Simulation using NUMA acceleration technique", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 28, 8, 2012.
- [15] M. Chauvin, B. Lascoup, " Contribution à la conductivité thermique d'un matériau composite", Comptes Rendus des JNC 17 - Poitiers 2011
- [16] M. Gresil, P. Parneix, J. L. Boulay, C. Cheype, "Efficacité de blindage par l'insertion d'un écran métallisé dans les matériaux composite verre et carbone". URSI, CEM 08 Paris .
- [17] C. Dubois, "Blindage électromagnétique".

Conclusion générale et perspectives

Dans ce mémoire de Maitrise nous avons investi plusieurs domaines :

- celui des matériaux composites, leur caractérisation, leur modélisation, leur simulation.
- celui des superordinateurs avec notamment la programmation parallèle
- celui des outils de simulation entre-autres la FDTD et sa parallélisation en vue du traitement des problèmes complexes
- celui des agressions électromagnétiques contre les aéronefs.

A l'aide de modèles simples nous avons modélisé le canal de foudre, les différentes composantes du courant de foudre, les impédances de surface, les impédances de transfert et la redistribution du courant sur le fuselage et sur les câbles internes.

Nous avons montré dans ce travail le caractère basse fréquence du courant de foudre et donc la nécessité de protéger les avions contre ce type d'agression électromagnétique par le recours à des écrans métalliques insérés dans l'épaisseur des matériaux composites.

La technique des plaques minces de Bérenger a été mise à profit pour l'étude des champs dans les panneaux composites rentrant dans la composition de certaines parties des avions modernes.

Il va de soi que la modélisation des effets directs et indirects des agressions électromagnétiques type foudre sur un avion à base de matériaux composites de haute performance est un d'une importance capitale en vue de l'obtention de la certification de l'aéronef par l'avionneur auprès des autorités en charge du secteur de l'aéronautique.

La FDTD outil performant de modélisation-simulation pour les structures planaires peut s'avérer insuffisant pour traiter le comportement électromagnétique d'un avion dans sa totalité, le fuselage d'un avion étant en effet une structure géométrique complexe. Cette complexité géométrique se retrouve aussi au niveau des ailes, des gouvernes, des torons, des pylônes, de la motorisation et des structures internes et particulièrement au niveau des rails et des câbles.

L'établissement d'une maquette numérique d'avion fait appel à des outils performants de CAO (Conception Assistée par Ordinateur), des mailleurs et des solveurs. A titre d'exemple le maillage d'un avion comme le Learjet de Bombardier ou le Falcon 7X de Dassault nécessite des dizaines de millions de mailles, et le calcul des champs des milliers d'itérations temporelles par maille, ce qui donne une idée assez nette des moyens nécessaires à la modélisation du comportement électromagnétique d'un avion moderne face aux agressions.

Un important effort a été consenti pour rassembler un fond bibliographique important qui ne demande qu'à être mis à profit dans un cadre plus important qu'un modeste mémoire de Maitrise.

Une perspective à ce travail serait une Thèse sur ce sujet très sensible et très actuel chez les avionneurs à savoir l'étude du comportement d'un avion composite face aux agressions électromagnétiques qu'il subit.

Il va de soi qu'une Thèse sur un pareil sujet mobilise beaucoup de moyens matériels et informatiques chez l'avionneur et au laboratoire de recherche. Notre souhait est de pouvoir mettre à profit la contribution des ressources hardwares et software de Calcul Québec et son superordinateur Guillimin ainsi que des moyens disponibles chez Bombardier Aerospace.

Annexe A

Concepts et terminologie

On appelle :

MIPS : Machine Instruction Per Second (nombre d'instructions machine par seconde)

flops : Floating Point Operation Per Second (nombre d'opérations en virgule flottante par seconde).

Dans le système décimal :

$1\text{Kilo} = 10^3$,

$1\text{Méga} = 10^6$,

$1\text{Giga} = 10^9$,

$1\text{Téra} = 10^{12}$,

$1\text{Péta} = 10^{15}$,

$1\text{Exa} = 10^{18}$

Dans le système binaire :

$1\text{Kilo} = 2^{10} = 1024$,

$1\text{Méga} = 2^{20} = 1048\,576$,

$1\text{Giga} = 2^{30} = 1073\,741\,824$,

$1\text{Téra} = 2^{40} = 1099\,511\,627\,776$,

$1\text{Péta} = 2^{50} = 1125\,899\,906\,842\,624$,

$1\text{Exa} = 2^{60} = 1152\,921\,504\,606\,846\,976$

Tâche : une section logique de travail (un ensemble d'instructions exécutées par un processeur)

Exécution séquentielle : exécution d'un programme séquentiellement, une instruction à la fois par un processeur

Exécution parallèle : exécution d'un programme par plusieurs tâches sur plusieurs processeurs

Mémoire partagée :

- soit une architecture parallèle où tous les processeurs ont un accès direct (généralement basé sur un bus) à un espace mémoire commun
- soit un modèle de programmation où toutes les tâches ont la même vision de la mémoire (elles peuvent directement adresser et accéder les mêmes cases mémoires logiques quelque soit la distribution physique de la mémoire)

Mémoire distribuée :

- soit une architecture parallèle basée sur un réseau pour accéder les espaces mémoires non communs
- soit un modèle de programmation où les tâches ne voient que la mémoire locale aux processeurs hôtes (elles utilisent des communications pour adresser et accéder les espaces mémoires des autres processeurs)

Communication : échange de données entre tâches (via le bus d'une mémoire partagée ou à travers un réseau)

Synchronisation : Coordination de tâches, souvent associée à une communication. Nécessite

l'établissement d'un point de synchronisation que toutes les tâches doivent passer avant que l'exécution du programme ne progresse

Granularité : mesure qualitative du rapport calculs/communications

Grain grossier : une quantité relativement importante de calculs purs entre deux opérations de communication

Grain fin : peu de calculs entre deux opérations de communication

Surcoût parallèle : le temps nécessaire à la coordination de tâches parallèles

Surcôuts logiciels (compilateurs, systèmes d'exploitation, bibliothèques de communication, ...)

Extensibilité : capacité d'un ordinateur parallèle à démontrer un accroissement des performances parallèles proportionnel au nombre de processeurs mis en jeu

Annexe B

Les différentes architectures

B.1 Architecture de von Neumann

La mémoire est utilisée pour stocker les instructions du programme et les données. Les instructions définissent les opérations sur les données. Un seul CPU (Central Processor Unit) récupère les instructions depuis la mémoire, décode et exécute en séquence les instructions, lit et écrit les données en mémoire.

B.2 Architecture SISD

C'est le modèle de von Neumann qui peut être un PC ou une station de travail

B.3 Architecture SIMD

C'est un type d'ordinateur parallèle. Le fonctionnement est synchrone : tous les CPU exécutent la même instruction à un cycle d'horloge donné. Chaque CPU peut travailler sur un élément de donnée différent

Une architecture type comprend :

- une unité de contrôle d'instructions,
- un réseau d'interconnexion très rapide,
- des unités de calcul très simples.

Exemples :

- les ordinateurs parallèles : CM-2/CM-200.
- les ordinateurs vectoriels : Cray C90, Fujitsu VP , NEC SX-2.

B.4 Architecture MIMD

C'est aujourd'hui la machine parallèle la plus courante. Le fonctionnement est asynchrone : à un cycle d'horloge donné, les CPU peuvent exécuter des instructions différentes. Chaque CPU peut travailler sur un flot de données qui lui est propre

Exemples :

- les supercalculateurs parallèles : IBM SP-3, SGI Origin 3800, ...
- les fermes ou grappes de stations ou de PC.

B.4.1 Organisation de la mémoire

Architectures UMA (Uniform Memory Access)

Ce sont souvent des machines SMP (Symmetric MultiProcessor). Tous les processeurs sont identiques. Les temps d'accès à la mémoire sont identiques. Elles sont quelques fois nommées CC-UMA (Cache Coherent UMA) : si un processeur modifie le contenu d'une case mémoire, tous les autres processeurs ont connaissance de la modification

Architectures NUMA (Non-Uniform Memory Access)

Elles sont souvent construites en interconnectant plusieurs machines SMP. Une machine SMP peut accéder directement la mémoire d'une autre machine SMP. Les temps d'accès à la mémoire sont variables. Elles sont CC-NUMA (Cache Coherent NUMA) si la cohérence de cache est maintenue.

Les avantages :

- Un espace d'adressage mémoire global
- Le partage de données entre tâches est à la fois rapide et uniforme grâce à la proximité entre les processeurs et la mémoire
- Chaque processeur peut rapidement accéder sa mémoire locale sans pénalité liée au maintien de la cohérence de cache
- Conception peu onéreuse en utilisant des processeurs et réseaux standards

Les inconvénients :

- Le programmeur doit assurer un accès correct à la mémoire partagée (synchronisations)
- Complexité et coût de conception de machines comprenant beaucoup de processeurs

B.5 Processeurs, bus, routeurs, systèmes

B.5.1 Processeurs Intel Westmere-EP

Les processeurs Xeon 5600 Westmere-EP sont gravés en 32 nm. Ces processeurs quad-core et hexa-core sont destinés au marché des serveurs.

B.5.2 QDR InfiniBand

L'infiniBand est un bus d'ordinateur à haut-débit. Il est destiné aussi bien aux communications internes qu'externes. InfiniBand est une liaison de communication utilisé dans le calcul haute performance. Ses caractéristiques comprennent un débit élevé, une faible latence, de qualité de service et de secours, et il est conçu pour être évolutif. La spécification d'architecture InfiniBand définit une connexion entre nœuds de processeurs et les nœuds d'E/S tels que les périphériques de stockage haute performance.

L'infiniBand utilise un bus bi-directionnel à faible coût, et bénéficiant d'une latence faible. Mais il reste malgré tout fort rapide, puisqu'il fournit un débit de 10Gbit/s dans chaque direction. L'infiniBand utilise une technologie permettant à plusieurs périphériques d'accéder en même temps au réseau. Les données sont transmises sous la forme de paquets, qui, rassemblés, forment des messages.

QDR Infiniband est une liaison série fonctionnant au quadruple débit de données.

B.5.3 10-Gigabit Ethernet

10 Gigabit Ethernet est un routeur qui permet la transmission de trames Ethernet à un débit de 10 gigabits par seconde ($10 \cdot 10^9$ ou 10 milliards de bits par seconde),

B.5.4 GPFS

Le General Parallel File System (GPFS) est un système de fichiers conçu pour adresser de façon unique des volumes de données dépassant le *Pétaoctet* et répartis sur un nombre de supports physiques pouvant dépasser le millier.

Conçu par IBM qui le rend public en 1998, GPFS est disponible pour des clusters d'ordinateurs fonctionnant sous AIX, Linux et Windows Server 2003.

GPFS reprend les techniques classiques du RAID (striping d'une part et tolérance de panne par redondance d'autre part) et s'accède par ethernet. Il autorise également la réplication et journalise les accès en écriture (permettant de reprendre plus vite un état stable après un incident quelconque) sont intégrées aux méthodes d'accès elles-mêmes, et non reportées sur les applications.

Il a été testé en 2006 sur des débits de 102 gigaoctets par seconde. Il a aussi permis, en juillet 2011, de battre un record : recenser 10 milliards de fichiers sur un système de stockage en 43 minutes.