

50376
1991
320

192

50376
1991
320

**THESE DE DOCTORAT
DE L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES
DE LILLE FLANDRES ARTOIS**

Spécialité : ELECTRONIQUE

Présentée par

Jean-Philippe PARMANTIER

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR EN ELECTRONIQUE

**APPROCHE TOPOLOGIQUE POUR L'ETUDE
DES COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES**



Soutenu le 20 décembre 1991,

devant la Commission d'Examen composée de :



M. R. GABILLARD
M. J. CITERNE
M. P. DEGAUQUE
M. M. HELIER
M. J. C. ALLIOT
M. G. FLOTTE
M. G. LABAUNE

Président Rapporteur
Rapporteur
Directeur de Thèse
Examineur
Examineur
Examineur
Examineur

ONERA

29, avenue de la Division Leclerc
92320 CHATILLON

I.1 - Le problème à résoudre

De nos jours, de nombreux systèmes se trouvent soumis à une ambiance électromagnétique de plus en plus complexe et contraignante. La protection des équipements internes contre les agressions électromagnétiques devient donc un problème essentiel pour garantir le bon fonctionnement de l'ensemble d'un système. En aéronautique, la vulnérabilité des équipements est plus particulièrement accrue à cause de deux facteurs nouveaux : la généralisation de l'électronique de bas niveau, d'une part, et l'utilisation massive des matériaux composites, d'autre part.

Par ailleurs, il convient de reconnaître que le remplacement progressif des métaux par des matériaux composites au niveau de la structure des avions mais également celui des boîtiers d'équipements a permis de réduire considérablement le poids de l'ensemble des systèmes. Par contre, ce progrès s'est fait au détriment des blindages naturels que représentaient les métaux. En effet, les matériaux composites atténuent mal les champs électromagnétiques. Par exemple, le champ magnétique basse fréquence peut pénétrer sans grande modification à l'intérieur d'une structure composite faiblement conductrice.

Dans l'optique d'une qualification et d'une maintenance efficace des systèmes, on mesure combien une méthode de calculs prédictifs des perturbations électromagnétiques internes peut être utile. Notamment, une prédiction capable de tenir compte de n'importe quel type d'agression et des modifications géométriques de structure éventuelles, peut ainsi devenir un véritable outil de conception électromagnétique.

A notre connaissance, aucune méthode permettant d'appréhender les perturbations électromagnétiques depuis la phase de conception jusqu'à la phase ultime de contrôle n'est actuellement appliquée en aéronautique. Cependant, la tenue des équipements à de nombreux types d'agressions électromagnétiques devient un facteur incontournable pour la certification des appareils civils et militaires. Constructeurs et centres d'essais ont donc dès à présent mis en place des méthodes permettant de répondre le plus efficacement possible au durcissement électromagnétique des appareils.

CHAPITRE I :

LES METHODES ACTUELLES PERMETTANT D'ETUDIER LES COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES INTERNES

caisson modulaire, équipé de routages de lignes multifilaires complexes : au cours de ce travail, les possibilités de simulation numérique des couplages électromagnétiques ont été plus particulièrement étudiées.

Au chapitre I, nous faisons un inventaire des principales sources de perturbations électromagnétiques à considérer et des différentes techniques de protection existant à ce jour. Nous montrons alors l'intérêt complémentaire que peut présenter une approche topologique.

Le chapitre II est consacré aux concepts de topologie descriptive basés sur une analyse de la géométrie des problèmes à résoudre et reprend dans ses grandes lignes les principes énoncés par C.E. Baum. Nous présentons comment définir différentes zones indépendantes dans une structure. Nous insistons également sur les avantages d'une description d'un problème global sous forme de graphe d'interactions.

Au chapitre III, nous proposons des méthodes permettant de quantifier les pénétrations électromagnétiques à l'intérieur d'une structure. D'une manière générale, les couplages entre grandeurs de type champ électromagnétique pourront être décrits par des fonctions de transfert associées aux différentes arêtes du graphe d'interactions. Le cas particulier du couplage sur les réseaux de câbles peut, quant à lui, être précisément décrit par le formalisme fréquentiel des réseaux de lignes multiconducteur. Nous présentons dans ce chapitre les bases de ce formalisme ainsi que des exemples montrant son application au traitement de problèmes topologiques. Le formalisme des réseaux a d'autre part, fait l'objet de la programmation d'un code de calcul numérique dont nous présentons en détail l'architecture à l'annexe III-4.

Dans le chapitre IV, nous montrons comment le formalisme des réseaux peut être généralisé pour traiter des structures autres que filaires. Par exemple, nous avons mis au point une méthode permettant de prendre en compte les ouvertures dans ce formalisme. Cette étude est également l'occasion d'illustrer les différentes phases de traitement nécessaires à la caractérisation topologique d'une voie de pénétration.

Enfin, le chapitre V est consacré à la description de deux expérimentations qui nous ont permis de valider les principaux résultats établis lors des chapitres précédents en les combinant sur structure complexe. La première expérimentation concerne une maquette d'un avion Transall C160 à l'échelle $1/10^{\text{ème}}$: elle nous a conduit à définir des techniques de caractérisation expérimentales des différents volumes constituant la structure. La deuxième expérimentation a été réalisée sur un

De nos jours, les systèmes aéronautiques doivent évoluer dans des ambiances électromagnétiques de plus en plus contraignantes. Les agressions sont diverses : coups de foudre, champs rayonnés par les antennes radars, impulsion électromagnétique d'origine nucléaire. L'introduction massive des matériaux composites, améliorant les performances mécaniques, se fait au détriment de la protection électromagnétique naturelle que représentaient les matériaux métalliques. De plus, la généralisation de l'électronique de bas niveau accroît considérablement la susceptibilité des équipements.

D'autre part, la volonté constante des sociétés industrielles de diminuer les coûts des études et développements des programmes actuels conduit de plus en plus fréquemment à la suppression de la construction de maquettes radioélectriques : les études sur maquettes permettaient pourtant la mise au point de techniques de durcissement aux ondes électromagnétiques, généralement empiriques mais néanmoins efficaces pour protéger tous les avions d'une même série.

Les industriels se trouvent donc confrontés au problème de remplacer certaines techniques expérimentales du passé par des outils de simulation numérique permettant de définir de nouvelles règles, qui en prenant en compte le durcissement dès la phase de conception de la cellule d'un avion, permettent ensuite une analyse prédictive plus aisée des perturbations induites.

Dans les années 1970, sous l'instigation de C.E. Baum, a été établie une théorie permettant d'architecturer l'étude des couplages électromagnétiques dans une structure. Cette théorie propose également des règles de conception des systèmes sous forme de volumes indépendants dans lesquels on peut contrôler globalement les perturbations électromagnétiques.

Cependant, les applications de cette théorie dans les programmes industriels, n'ont été que sporadiques et jusqu'à ce jour n'ont fait l'objet, à notre connaissance, d'aucune publication. Le cadre de ce travail de thèse a donc semblé idéal pour répondre à la question de la potentialité de cette méthode et de son application progressive dans les programmes industriels en cours et futurs. Dans ce travail, nous avons essayé de tirer partie des avantages indéniables que présentent les principes fondamentaux de la théorie et nous en avons déduit une vision plus personnelle, axée particulièrement sur l'étude de la topologie des câblages.

INTRODUCTION

ANNEXE A-III-1 : Calcul de la valeur principale d'une matrice.....	267
ANNEXE A-III-2 : Exponentielle d'une matrice.....	268
ANNEXE A-III-3 : Calcul des générateurs de tension et courant sur une ligne multifilaire.....	269
ANNEXE A-III-4 : Programme de calcul des perturbations sur réseau topologique.....	286
ANNEXE A-III-5 : Calcul des paramètres-S topologiques d'une jonction de connexion.....	316
ANNEXE A-IV-1 : Calcul simplifié des paramètres-S de la jonction "couplage de deux fils situés de part et d'autre d'une ouverture".....	327
ANNEXE A-IV-2 : Calcul des paramètres-S d'une ligne.....	333
ANNEXE A-IV-3 : Calcul des paramètres-S d'une ligne dans l'approximation quasi-statique.....	336
ANNEXE A-IV-4 : Calcul des paramètres- S_0 de la jonction "couplage de deux fils situés de part et d'autre d'une ouverture" dans l'approximation dipolaire.....	341
ANNEXE A-IV-5 : Prise en compte des rétroactions dans le calcul des paramètres- S_0 de la jonction "couplage de deux fils situés de part et d'autre d'une ouverture".....	345

V.3.3.3 - Techniques de caractérisation des lignes multiconducteur de la structure.....	229
V.3.3.3.1 - Principes généraux.....	229
V.3.3.3.2 - Influence des différentes techniques de mesure des paramètres L et C.....	233
V.3.4 - Caractérisation du couplage global.....	237
V.3.4.1 - Couplage sur le caisson central.....	237
V.3.4.2 - Couplage sur le caisson CEG/ONERA.....	242
V.3.4.2.1 - Plan de câblage et objectifs.....	242
V.3.4.2.2 - Etablissement du réseau.....	242
V.3.4.2.3 - Description de la source externe sous forme d'une jonction.....	243
V.3.4.2.4 - Application : excitation série des ouvertures 1 et 2.....	248
V.4 - Conclusion du chapitre V.....	251
Références bibliographiques du chapitre V.....	254
Photos du chapitre V.....	255
CONCLUSION.....	259

V.2.4 - Système d'injection utilisé.....	203
V.2.5 - Caractérisation des volumes élémentaires.....	204
V.2.6 - Caractérisation du couplage global.....	207
V.2.6.1 - Réseau topologique étudié.....	207
V.2.6.2 - Validation du concept d'assemblage des volumes élémentaires.....	208
V.2.7 - Utilisation du code de réseaux comme outil prédictif...	211
V.3 - Expérimentation sur caisson CEG/ONERA.....	216
V.3.1 - Objectifs de l'expérimentation.....	216
V.3.2 - Présentation des différents caissons élémentaires.....	218
V.3.2.1 - Le volume source.....	218
V.3.2.2 - Le volume terminal.....	219
V.3.2.3 - Le volume intermédiaire.....	219
V.3.2.4 - Le volume aile droite.....	221
V.3.2.5 - Le volume aile gauche.....	222
V.3.2.6 - Découpage topologique.....	223
V.3.3 - Caractérisation des différents volumes.....	225
V.3.3.1 - Systèmes d'injection utilisés.....	225
V.3.3.2 - Présentation des réseaux correspondant aux différents caissons élémentaires.....	225
V.3.3.2.1 - Réseau du volume source.....	225
V.3.3.2.2 - Réseau du volume intermédiaire.....	226
V.3.3.2.3 - Réseau du volume terminal.....	226
V.3.3.2.4 - Réseau du volume aile droite.....	227
V.3.3.2.5 - Réseau du volume aile gauche.....	228

IV.2.2.2 - Calcul des paramètres-S.....	162
IV.2.3 - Détermination des paramètres-S hautes fréquences.....	164
IV.2.3.1 - Détermination expérimentale des paramètres-S ₀	164
IV.2.3.1.1 - Présentation du montage expérimental.....	164
IV.2.3.1.2 - Analyse des paramètres-S ₀ du montage.....	166
IV.2.3.2 - Modèles électriques hautes fréquences.....	168
IV.2.3.3 - Expression des paramètres-S topologiques à partir des paramètres-S ₀	177
IV.3 - Couplage d'une onde électromagnétique plane et d'un fil situé sous une ouverture.....	182
IV.3.1 - Position du problème.....	182
IV.3.2 - Simulation expérimentale d'une excitation par onde plane à l'aide d'une strip-line.....	183
IV.3.2.1 - Caractérisation de l'injection.....	183
IV.3.2.2 - Caractérisation du couplage.....	186
IV.3.3 - Calcul des paramètres-S du couplage d'une onde plane sur un fil interne par l'intermédiaire d'une ouverture.....	189
IV.4 - Conclusion du chapitre IV.....	193
Références bibliographiques du chapitre IV.....	195
 CHAPITRE V : MANIPULATIONS DE VALIDATION GLOBALE EN TOPOLOGIE ELECTROMAGNETIQUE.....	
V.1 - Introduction.....	198
V.2 - Manipulation sur maquette d'avion Transall à l'échelle 1/10 ^{ème}	199
V.2.1 - Objectifs de la manipulation.....	199
V.2.2 - Présentation de la maquette.....	199
V.2.3 - Découpage topologique.....	201

III.3.3.2 - Couplage sur l'âme du câble.....	125
III.4 - Détermination des paramètres-S d'un réseau ou d'une partie de réseau.....	131
III.4.1 - Position du problème : intérêt du calcul.....	131
III.4.2 - Représentation synthétique d'une portion de réseau.	135
III.4.3 - Expression des paramètres-S de la jonction interne équivalente.....	140
III.4.3.1 - Définition de la jonction interne équivalente....	140
III.4.3.2 - Ecriture des équations B.L.T. des réseaux 1 et 2.	141
III.4.3.3 - Expression des paramètres-S de la jonction équivalente interne à un sous-réseau.....	145
III.4.4 - Expression des paramètres-S d'un sous-réseau.....	145
III.4.5 - Expression des paramètres-S d'un réseau par rapport à une impédance caractéristique scalaire unique....	148
III.4.6 - Détermination des signaux de couplage dans une portion de réseau topologique non agressé.....	150
III.5 - Conclusion du chapitre III.....	151
Références bibliographiques du chapitre III.....	153
 CHAPITRE IV : GENERALISATION DU FORMALISME DE L'EQUATION B.L.T. AUX COUPLAGES EXTERNES.....	155
IV.1 - Comment introduire les couplages externes : exemple, le couplage par ouvertures.....	156
IV.2 - Couplage de deux lignes multiconducteur à travers une ouverture.....	157
IV.2.1 - Configuration géométrique et graphe d'interaction élémentaire.....	157
IV.2.2 - Expression approchée des paramètres-S de la jonction.	161
IV.2.2.1 - Schéma électrique et validité du modèle.....	161

III.2.4.2.1 - Schéma électrique et définition des grandeurs électriques.....	86
III.2.4.2.2 - Solution de l'équation de propagation.....	87
III.2.4.3 - Réseaux de lignes de transmission multiconducteur	89
III.2.4.3.1 - Représentation d'un réseau.....	89
III.2.4.3.2 - Description numérique d'un réseau topologique..	91
III.2.4.3.3 - Les équations du réseau.....	95
III.2.4.3.4 - Equation B.L.T. et retour aux grandeurs de tension et courant en tout point d'un réseau topologique.....	105
III.2.4.4 - Exemple de traitement d'un réseau topologique simple : traitement d'une ligne multiconducteur par l'équation B.L.T.....	107
III.2.4.4.1 - Position du problème.....	107
III.2.4.4.2 - Représentation topologique.....	107
III.2.4.4.3 - Traitement B.L.T.....	109
III.2.4.4.4 - Résolution de l'équation B.L.T.....	112
III.2.4.4.5 - Exemples.....	114
III.3 - Relation entre l'approche par graphe et l'approche topologique.....	120
III.3.1 - Généralités.....	120
III.3.2 - Exemple.....	120
III.3.2.1 - Présentation du problème.....	120
III.3.2.2 - Description topologique du problème.....	121
III.3.3 - Différentes étapes de quantification des interactions.....	123
III.3.3.1 - Couplage sur le blindage du câble.....	123

II.2 - Analyse topologique d'un exemple simple.....	49
II.2.1 - Présentation du problème.....	49
II.2.2 - Traitement de couplages élémentaires.....	51
II.2.2.1 - Position du problème.....	51
II.2.2.2 - Problème élémentaire de la liaison entre un équipement blindé et un équipement non blindé.....	52
II.2.2.3 - Problème élémentaire du couplage électromagnétique sur un équipement d'antenne.....	56
II.2.3 - Découpage topologique de la structure globale.....	60
II.2.3.1 - Cheminement de l'énergie dans la structure.....	60
II.2.3.2 - Etablissement du diagramme topologique.....	61
II.2.3.3 - Etablissement du graphe topologique.....	64
II.3 - Conclusion du chapitre II.....	65
Références bibliographiques du chapitre II.....	69
 CHAPITRE III : QUANTIFICATION DES INTERACTIONS.....	 71
III.1 - Analyse quantitative globale.....	72
III.2 - Calculs prédictifs des interactions en Topologie Electromagnétique.....	75
III.2.1 - Limitation de l'analyse quantitative globale.....	75
III.2.2 - Définition des observables et opérateurs de transfert intrinsèques.....	76
III.2.3 - Exemple de caractérisation intrinsèque dans un calcul prévisionnel.....	77
III.2.4 - Cas particulier des couplages sur câbles.....	85
III.2.4.1 - Importance des couplages sur câbles.....	85
III.2.4.2 - Couplages sur lignes multiconducteur.....	86

INTRODUCTION.....	13
CHAPITRE I : LES METHODES ACTUELLES PERMETTANT D'ETUDIER LES COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES INTERNES.....	17
I.1 - Le problème à résoudre.....	18
I.2 - Inventaire des sources de perturbations électromagnétiques.....	19
I.3 - Conduite actuelle d'un programme de protection d'un aéronef....	20
I.3.1 - Etudes fondamentales des couplages électromagnétiques..	20
I.3.2 - Sélection des matériels à protéger et vulnérabilité....	22
I.3.3 - Protection des équipements et systèmes.....	23
I.3.4 - Qualification et maintenance des systèmes.....	23
I.4 - Limites des méthodes de durcissement aux ondes électromagné- tiques actuelles.....	24
I.5 - Avantages d'une approche topologique.....	26
Références bibliographiques du chapitre I.....	29
CHAPITRE II : PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA TOPOLOGIE ELECTROMAGNETIQUE.....	31
II.1 - Définitions de la méthode.....	32
II.1.1 - Résumé de la démarche topologique.....	32
II.1.2 - Le diagramme topologique.....	33
II.1.3 - Le graphe topologique.....	37
II.1.4 - Exemples d'utilisation de la théorie des graphes en Topologie Electromagnétique.....	41
II.1.4.1 - Généralités sur la théorie des graphes.....	41
II.1.4.2 - Détermination des niveaux de blindage relatifs entre volumes topologiques.....	42
II.1.4.3 - Inversion de graphes topologiques.....	44

ANNEXE

TABLEAU

DES

CHIFFRES

DE

TABLE DES MATIERES

Je n'omettrai pas de dire combien les conseils que m'ont apportés mes collègues de Dassault Aviation m'ont été profitables. Je citerai plus particulièrement Monsieur **Salaün** qui a toujours su freiner mon enthousiasme de chercheur pour me rendre conscient des problèmes industriels. Je n'oublierai pas non plus Monsieur **Moreau** qui a eu la lourde responsabilité de proposer l'application immédiate de mon sujet d'étude dans les programmes industriels en cours.

J'adresse mes remerciements à toutes les personnes avec lesquelles j'ai eu à travailler dans la Division **Ope** à l'**ONERA**. Les discussions scientifiques avec Messieurs **Aparicio**, **Gobin**, **Grando** et **Lemistre** ont fortement contribué à ma culture dans le domaine de l'Electromagnétisme. Les parties numériques de mes travaux n'auraient jamais atteint un tel degré d'accomplissement sans la contribution précieuse de Monsieur **Ferrières**. Quant à la partie technique de l'étude, elle doit beaucoup à la compétence de Monsieur **Issac** que je remercie vivement.

Enfin, je n'omettrai pas de citer les conseils avisés que Monsieur **Molinié** a su me prodiguer durant son année de Scientifique du Contingent à l'**ONERA**.

Que Messieurs **Séraphin**, **Madore**, **Gautier**, **Lagarde** et Mademoiselle **Junqua** soient remerciés pour les bons moments de travail que nous avons partagés au Centre d'Etudes de Gramat.

Comment oublier dans ces remerciements, ceux incontournables, adressés à Madame **Sylvie Nicolle**, pour la contribution méticuleuse qu'elle a apportée à l'édition de ce rapport.

Cette étude a été réalisée grâce à l'**ANRT** (Association Nationale de la Recherche Technique) dans le cadre d'une convention **CIFRE** (Convention Industrielle de la Formation par la Recherche) qui a réuni la Société Dassault Aviation, l'**ONERA** (Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales) et l'Université des Sciences et Techniques de Lille. Je tiens à remercier l'**ANRT** qui m'a permis de mener ce travail à son terme.

J'adresse toute ma gratitude à Monsieur **Emoré** (Direction Générale Technique) qui m'a accueilli au sein du Bureau d'Etudes de Dassault Aviation.

Je tiens également à remercier Monsieur **Flotté** pour l'intérêt de tous les instants qu'il a manifesté pour mon travail et les constants encouragements qu'il m'a prodigués.

Que Monsieur **Lépine**, Directeur Scientifique de la Physique Générale à l'**ONERA**, soit assuré de ma respectueuse reconnaissance.

Monsieur **Boulay** m'a accueilli dans la Division **OPE** et m'a offert la possibilité de bénéficier de tous les moyens de son équipe et de l'**ONERA** ; je l'en remercie.

J'exprime ma gratitude à Monsieur le Professeur **Gabillard** qui m'a fait l'honneur de présider cette thèse.

Je ne saurais oublier Monsieur le Professeur **Degaugue** qui, lors de la direction de la thèse, a toujours su motiver mon initiative personnelle tout en me faisant partager sa culture scientifique.

Je tiens à remercier Messieurs les Professeurs **Citerne** et **Hélier** qui m'ont fait l'honneur de juger mon travail.

Je renouvelle mes remerciements à Monsieur **Flotté** que je suis heureux de compter parmi les membres de mon jury.

Que Monsieur **Alliot** soit assuré de ma profonde reconnaissance : en m'intégrant pleinement dans sa subdivision à l'**ONERA**, il m'a permis de situer mon travail dans un contexte plus général.

Monsieur **Labaune**, travaillant actuellement dans la Société Thomson, a eu le mérite et l'audace d'initier ce sujet de thèse : je le remercie vivement d'avoir accepté de juger mon travail.

Nous montrerons dans cette étude comment une analyse de la topologie du système peut conduire à la prise en compte du durcissement électromagnétique dès la phase de conception. La compréhension et la prédiction des perturbations internes sont alors considérablement facilitées.

1.2 - Inventaire des sources de perturbations électromagnétiques

En aéronautique, les systèmes doivent résister à de nombreuses agressions électromagnétiques que nous allons essayer de recenser.

Nous distinguerons tout d'abord les agressions naturelles qui constituent les coups de foudre. La connexion d'un canal de foudre sur un appareil peut induire sur celui-ci des niveaux de courant importants, de l'ordre d'une centaine de kiloampères. L'allure générale de la forme d'onde est biexponentielle avec un temps de montée de quelques microsecondes [1]. L'occurrence de ce phénomène, rare comparativement à d'autres types d'agressions, conduit généralement à des détériorations au niveau du fuselage, et des équipements non protégés.

Une autre ambiance à considérer est celle produite par les antennes. C'est le domaine de la compatibilité électromagnétique. Il convient d'évoquer en premier lieu le cas des antennes n'appartenant pas à un appareil. On citera plus particulièrement les radars d'aéroports ou de porte-avions qui, à cause des fortes puissances (plusieurs centaines de kilowatts) et des hautes fréquences émises (plusieurs Giga-Hertz) [2], peuvent perturber considérablement les équipements électroniques. Il faut en second lieu prendre en compte la compatibilité électromagnétique sur l'appareil proprement dit. Celui-ci comporte de nos jours un grand nombre d'antennes qui ne doivent pas détériorer le bon fonctionnement général. Ajoutons également que les phénomènes de couplages mutuels entre câbles peuvent eux aussi conduire à un mauvais fonctionnement interne [3].

Si on réalise l'importance du pouvoir perturbateur des agressions citées ci-dessus, on comprend mieux pourquoi les ondes électromagnétiques peuvent constituer une arme redoutable.

C'est le cas de l'impulsion électromagnétique nucléaire (IEMN). Ce phénomène fait suite à une explosion nucléaire. L'IEM/HA (haute altitude) est produite par une explosion exoatmosphérique. Elle se caractérise par une onde plane pouvant couvrir plusieurs milliers de kilomètres. A l'instar des coups de foudre, la forme d'onde est une biexponentielle de courte durée (quelques centaines de nanosecondes) à temps de montée rapide (quelques nanosecondes), avec des niveaux de champs importants (quelques centaines d'Ampères par mètre pour le champ magnétique, plusieurs dizaines de kilovolts par mètre pour le champ électrique) [4].

Dans un futur proche, les ondes électromagnétiques vont donner naissance à un autre type d'arme : le HPM (High Power Microwaves) ou microondes de forte puissance [5]. Il s'agit en fait de s'inspirer du pouvoir perturbateur des antennes radar, mais en utilisant de plus hautes puissances (on parle de centaines de GigaWatts), pour transformer ce pouvoir en pouvoir destructeur. Un appareil atteint par un faisceau d'antennes HPM verrait ainsi son système électronique complètement détruit.

I.3 - Conduite actuelle d'un programme de protection d'un aéronef

I.3.1 - Etudes fondamentales des couplages électromagnétiques

Les études de couplages électromagnétiques ont pour but de caractériser la menace au niveau des différents constituants d'un système.

Les études théoriques s'appuient d'abord sur l'utilisation de codes de calcul résolvant les équations de Maxwell en maillant l'espace de travail (en trois dimensions ou de façon surfacique). Les méthodes sont principalement à base de différences finies, temporelles pour déterminer la répartition des champs externes et la répartition des courants sur la peau de l'objet étudié [6]. La caractérisation des couplages intérieurs peut s'effectuer à partir de ces mêmes codes de calcul. Signalons toutefois que l'étude du problème intérieur par ces codes de calcul est vite limitée par la précision de maillage.

D'autres études théoriques ont pour but de caractériser individuellement chaque type de couplage. Dans le domaine des couplages sur câbles, la théorie des lignes de transmission est fréquemment utilisée [7]. Les performances des blindages, la caractérisation des pénétrations à travers les ouvertures peuvent, quant à elles, être étudiées grâce à des codes de calcul de type "méthode des moments", résolvant fréquemment les équations de Maxwell transcrites sous forme intégrale [8].

Le recours à l'expérimentation demeure néanmoins indispensable. En effet, la simulation par calcul n'est pas toujours possible. D'autre part, l'expérimentation doit valider les diverses techniques de calcul mises en oeuvre.

Le premier type d'expérimentation concerne les manipulations de laboratoire visant à comprendre et qualifier des phénomènes élémentaires de couplages électromagnétiques. On citera, par exemple, les tests d'atténuation des matériaux composites sous illumination d'antennes diverses ou en cellule TEM [9], les mesures d'impédance de transfert à base de bancs triaxiaux [10].

Un autre type d'expérimentation met en jeu des moyens plus importants : il consiste à illuminer un système complet. Les simulateurs ont pour fonction de reproduire, temporellement et le plus fidèlement possible, la menace externe (foudre, I.E.M.) et permettent ainsi de qualifier les systèmes [11]. D'autres dispositifs sont plus spécifiquement destinés aux études fréquentielles : on pense plus généralement aux structures coaxiales et aux strip-lines. Ces dernières méthodes se trouvent généralement limitées par la taille des dispositifs requis pour tester des objets à l'échelle 1 [12].

Enfin, nous pouvons également citer les manipulations en vol consistant à étudier le comportement d'un aéronef en ambiance électromagnétique contraignante telle que la foudre [13]. Dans le cadre de l'étude de la compatibilité des systèmes, on peut aussi avoir recours aux essais en vol : cependant, il convient de garder à l'esprit que ces derniers nécessitent l'implantation d'un câblage supplémentaire, dit câblage d'essais, modifiant généralement le problème électromagnétique réel.

I.3.2 - Sélection des matériels à protéger et vulnérabilité

La technique actuelle de protection des aéronefs consiste dans un premier temps à localiser parmi tous les équipements, ceux qui sont sensibles aux perturbations électromagnétiques. Cette phase impose théoriquement de tester l'un après l'autre chacun des éléments du système, ce qui dans la pratique, est parfaitement impossible. La sélection des équipements vulnérables s'établit donc généralement de manière grossière suivant trois critères [14] :

- ceux qui sont à coup sûr vulnérables,
- ceux qui sont à coup sûr non vulnérables,
- ceux pour lesquels on ne peut pas se prononcer et dont par conséquent on testera la vulnérabilité.

Remarquons que la définition de vulnérabilité d'un équipement dépend étroitement de la mission que doit assurer le système. En effet, il est fréquent que certaines missions acceptent des modes de fonctionnement dégradés, tels que ceux permettant de ramener coûte que coûte un avion à la base. Dans ce cas, les équipements perturbés, mais ne compromettant pas la mission minimum, seront alors considérés comme non vulnérables.

Le test de vulnérabilité le plus efficace consisterait à soumettre l'équipement à la menace réelle, tenant compte de l'ensemble du système. Cela suppose donc que l'on ait pu déterminer préalablement les niveaux d'agression réels sur le système global, ce qui n'est pas toujours réalisable dans la pratique. De plus, certains facteurs, tels que la dispersion des caractéristiques d'équipements, le vieillissement des protections conduisent généralement à utiliser des signaux synthétiques représentant les pires cas d'agression. Ainsi les équipements placés à l'extérieur seront-ils soumis à une forme d'onde approchée de la perturbation extérieure, dont on se contente de faire varier le niveau. Les équipements situés à l'intérieur seront, quant à eux, soumis à une source de type sinusoïde amortie, rendant compte de la modification de la source externe après pénétration dans la structure.

De plus, pour tenir compte des incertitudes introduites dans la détermination des contraintes, on applique généralement une marge

supplémentaire au seuil de susceptibilité d'un équipement. Les marges, suivant le type d'équipement, de perturbation sont calculées statistiquement à partir de la base de données constituée par l'expérience acquise au cours des études antérieures.

I.3.3 - Protection des équipements et systèmes

L'étude de susceptibilité des équipements ainsi que celle de la marge de sécurité permet de définir un seuil absolu auquel l'équipement doit résister. On doit donc envisager des protections pour les deux types de contraintes : par rayonnement et par injection. La méthode la plus efficace pour se protéger contre les agressions rayonnées consiste à interposer un blindage entre l'onde électromagnétique perturbatrice et l'équipement. Contre les agressions par injection, c'est-à-dire les perturbations se couplant sur l'équipement par l'intermédiaire des câbles qui lui sont connectés, deux dispositifs sont couramment employés. Un dispositif passif consiste à filtrer la perturbation : il ne suppose cependant aucun recouvrement de spectre entre signal perturbateur et signal utile. Si ce n'est pas le cas, on a recours à des dispositifs non linéaires tels que les écrêteurs ; lorsqu'aux bornes d'un écrêteur est détecté un niveau seuil, l'équipement auparavant connecté au système, est immédiatement connecté à la masse. Remarquons que certains types d'écrêteurs restent ensuite dans cette configuration et doivent être réamorçés pour rendre l'équipement à nouveau utilisable.

C'est pourquoi, l'interposition de dispositifs non linéaires n'est pas toujours souhaitable et on préfère plutôt éliminer les perturbations sur les câbles en les blindant et en connectant le blindage du câble au blindage de l'équipement. On définit alors sur toute une partie du système un niveau de blindage uniforme englobant plusieurs équipements et câbles.

I.3.4 - Qualification et maintenance des systèmes

La commercialisation et l'utilisation des systèmes dans le cadre de missions spécifiques supposent que ceux-ci soient certifiés pour différents types de contraintes électromagnétiques : après certification, le système

est supposé vérifier les normes internationales pendant toute sa vie. Cela suppose que l'on ait défini un état zéro, c'est-à-dire un état de référence qui permettra par la suite de contrôler le vieillissement du système.

L'état zéro est le résultat de la phase de qualification au cours de laquelle le bon fonctionnement après protection est vérifié. Les équipements sont donc une nouvelle fois testés avec les enveloppes de signaux utilisées pour l'étude de susceptibilité. Le système complet est ensuite testé sous simulateur. Dans le cas de détection d'un mauvais fonctionnement, les phases de détermination des contraintes, de la vulnérabilité et des protections devraient logiquement être reprises partiellement. Cependant, généralement, des solutions de protections locales sont appliquées directement sur le système.

Une fois l'état zéro constitué, il est ensuite nécessaire de définir les actions de maintenance à mener sur le système, pour garantir dans le temps sa bonne tenue aux normes. Une bonne maintenance suppose tout d'abord une surveillance continue de la part de tous les utilisateurs des systèmes. En particulier, les systèmes risquent d'être soumis à de nombreuses modifications au cours de leur vie ; il faudra donc continuellement s'assurer que ces modifications ne remettent pas en cause les protections préétablies. La maintenance suppose également d'assurer un entretien constant de tous les dispositifs de protection (nettoyage des joints électromagnétiques, bonne connexion des blindages de câbles et d'équipements).

Enfin, la maintenance imposera des visites périodiques au cours desquelles les systèmes seront soumis à des tests systématiques, comparables à ceux effectués lors de la phase de qualification.

I.4 - Limites des méthodes actuelles de durcissement aux ondes électromagnétiques

L'argument majeur que l'on peut opposer aux méthodes actuelles est que le durcissement aux ondes électromagnétiques n'est pas du tout ou alors trop partiellement pris en compte dans la phase de conception des systèmes. Remarquons que cet état des choses tient essentiellement au fait que les constructeurs aéronautiques n'ont peut être pas à leur disposition, l'outil

leur permettant d'intégrer la conception électromagnétique à leur programme de conception classique.

La technique de durcissement aux ondes électromagnétiques présentée plus haut, consiste d'abord à protéger les équipements, puis le système, et puis éventuellement la structure. Elle s'avère, certes, opérante dans le cas de structures au sol (shelters, stations de transmission) pour lesquelles pratiquement aucune limite de poids et de place n'interdit l'utilisation massive de blindages métalliques et de protections diverses. Dans un aéronef, les facteurs poids et place sont au contraire prédominants car ils conditionnent les performances des appareils.

Les techniques actuelles supposent de nombreux retours en arrière pour mettre au point un système parfaitement protégé tout en lui conservant ses performances. Elles sont effectivement applicables lorsqu'on dispose d'une maquette radioélectrique sur laquelle de nombreux essais d'aménagement peuvent être effectués. Cependant, de façon à atteindre une représentativité suffisante, les maquettes s'apparentent rapidement à des systèmes réels ; dans le cadre de la réduction des coûts des programmes, certains constructeurs se sont alors vu contraints de supprimer la construction de ces maquettes.

D'autre part, il convient de signaler que les différents travaux de durcissement réalisés sur maquettes conduisent souvent à des réalisations qui auraient pu être prises en compte dès la conception de la structure. Par exemple, de façon à être capable d'analyser l'origine des couplages sur un avion, on réalise souvent, a posteriori, l'avantage que peut représenter la constitution de zones volumiques parfaitement faradisées [15].

Si nous reprenons la définition des contraintes à l'aide de codes de calcul à base de maillage de l'espace, on se rend compte que ceux-ci, quoi que résolvant de façon exacte les équations de Maxwell, sont rapidement limités par le maillage intérieur. En effet, les câbles sont généralement très proches des parois (quelques centimètres), ce qui impose un pas de maillage de même ordre de grandeur, chose impossible vu les tailles mémoires des calculateurs actuels et les temps de calculs nécessaires, sans compter qu'il faudrait logiquement mailler également les conducteurs élémentaires constituant chaque câble.

D'autre part, nous avons vu que l'étude de susceptibilité consistait à

déterminer à vue et à partir de l'expérience, les équipements sensibles. Il est souvent difficile de prévoir comment des configurations de connexion complexe peuvent faire qu'un équipement non agressé directement puisse être perturbé par d'autres équipements agressés de leur côté. Le test des équipements ne doit donc pas s'effectuer individuellement, mais globalement, à l'intérieur du système. D'autre part, le fait de prendre des marges de durcissement, conduit certainement à des surdimensionnements qui vont à l'encontre de la volonté constante d'optimisation de poids, de place et de coût.

Si bien que la qualification des systèmes, sous simulateurs, conduit souvent à découvrir des couplages électromagnétiques non prévus, qui entraînent de nouvelles interventions sur la structure. On peut donc considérer que la détermination de l'état zéro est le résultat de nombreuses approches successives. D'autre part, il convient de considérer que les simulateurs donnent des résultats au coup par coup ; résultats qui permettent mal de distinguer la part apportée par chacun des couplages élémentaires.

Il s'ensuit logiquement que la maintenance des appareils peut dans ces conditions devenir fort complexe. Notamment lors de modifications apportées sur la structure, on ne peut dans un premier temps que vérifier si l'état zéro a été perturbé, sans pour autant prévoir ni même cerner les causes d'un mauvais fonctionnement.

C'est donc essentiellement par la possibilité de prévoir plus aisément les couplages internes que la prise en compte du durcissement, dès la conception, s'avère supérieure aux méthodes actuelles.

I.5 - Avantages d'une approche topologique

Une méthode efficace pour établir le durcissement d'un système global consiste à effectuer une démarche inverse de la démarche actuelle, à savoir que les protections sont appliquées par niveaux de blindage successifs depuis la surface extérieure, puis progressivement à l'intérieur jusqu'au niveau des équipements. Cette méthode est donc avant tout basée sur une analyse topologique du système, c'est-à-dire une analyse de la géométrie mettant en évidence plusieurs zones volumiques indépendantes et les

relations entre chacune d'elles (inclusion, juxtaposition, indépendance totale).

Une approche topologique permettra ainsi de mettre en oeuvre un outil conciliant à la fois conception et analyse prédictive des perturbations.

La phase de conception proprement dite consistera à définir les différentes zones volumiques en établissant des niveaux de blindages successifs délimités par des surfaces, telles que la peau extérieure de la structure, les surblindages de câbles, les blindages des équipements [16].

On peut également donner une image de ce découpage sous forme de couches représentant les niveaux de blindage. A la traversée de chaque couche, la perturbation sera atténuée, et on pourra considérer que le signal dans un volume donné, n'est pas affecté par la variation de signal dans les volumes inclus dans celui-ci. Dans chaque zone volumique, on pourra alors évaluer un signal perturbateur qui devient ensuite une source pour l'étude des volumes intérieurs.

L'outil de conception défini de cette manière permet ainsi de mener une analyse quantitative de chacune des voies de couplage sur le système global. On est alors en mesure de juger quels sont les couplages importants sur la structure et quels sont ceux que l'on peut négliger.

Une fois effectué l'inventaire des couplages électromagnétiques prédominants sur la structure complète, on est en mesure de mener une étude de susceptibilité objective. La complémentarité de cette démarche, vis-à-vis de celles proposées au paragraphe I.3.2 est qu'elle tient compte de la topologie de l'ensemble du système. Les solutions de protection qui en résultent sont alors simplifiées et optimisées. On commencera par limiter la pénétration de l'agression extérieure en profitant d'abord de la propriété atténuatrice de la peau de l'appareil. On pourra également choisir de confiner la pénétration dans une zone volumique précise, ce qui permettra de bien maîtriser l'origine des couplages dans toute la structure. On sera alors en mesure de définir les critères de blindage minimum au niveau des câbles et des équipements. Notamment, on pourra envisager la possibilité de ne pas blinder, en se contentant de définir un autre cheminement des câbles en les faisant passer dans une zone où la perturbation est moins importante.

Précisons bien que la démarche de conception présentée ci-dessus ne

remet absolument pas en cause les techniques de durcissement actuelles. Plus particulièrement, les phases de qualification et de maintenance resteront toujours indispensables. Par contre, elles seront certainement facilitées au niveau de la définition des essais et de l'analyse des couplages électromagnétiques internes. Par exemple, en agissant au niveau d'un équipement donné, on pourra prévoir aisément les conséquences sur les autres équipements.

Nous allons donc présenter la méthode de la "Topologie Electromagnétique", qui propose un formalisme homogène bien approprié pour concevoir une structure en tenant compte des perturbations électromagnétiques pouvant être induites dans celle-ci.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE I

- [1] : N.G. Bankston,
 "Lightning Current rate of rise in the new Lightning Flash Model for
 the Space Shuttle Program".
 ICOLSE, Cocoa-Beach, April 16-19, 1991, pp. 5-1, 5-9.
- [2] : J. Darricau,
 "Physique et théorie du radar".
 Editeur Sodipe (1973).
- [3] : D.R.J. White, M. Mardiguian,
 "EMI Control. Methodology and Procedures".
 Interference Control Technologies. Don White Consultants Inc., 1985.
- [4] : Dr R.N. Ghose,
 "EMP Environment and System Hardness Design".
 Don White Consultants Inc., 1984.
- [5] : D. Giri,
 "Canonical Examples of High Power Microwave (HPM). Radiation
 Systems for the case of one Feeding Waveguide".
 Interaction Notes, Note 326, April 10, 1991.
- [6] : J.C. Alliot, J. Grando, F. Issac, X. Ferrières,
 "FDTD Calculation with Composite Materials. Application to C160
 Aircraft Measurements".
 ICOLSE, Cocoa-Beach, April 16-19, 1991, pp. 43-1, 43-9.
- [7] : E. Vance,
 "Coupling to Shielded Cables".
 Wiley - Interscience Publication, 1978.
- [8] : E. Roubine, J.Ch. Bolomey,
 "Antennes". Tome 1 "Introduction générale".
 Editeur Masson, 1986.
- [9] : V. Gobin,
 "Diffraction par ouvertures et par des objets tridimensionnels.
 Application à la mesure des impédances de surface des matériaux bon
 conducteurs".
 Rapport de Thèse, Université de Lille-Flandres-Artois, 1989.

- [10] : B. Demoulin, L. Kone, P. Degauque, D. Roubertou,
"Mesure de l'impédance de transfert des câbles coaxiaux sur une
large gamme de fréquences (10 kHz - 200 MHz) par la méthode de la
discontinuité de blindage".
Proceedings du 5^{ème} Colloque international en langue française et
exposition sur la compatibilité électromagnétique".
Evian, 1989, pp. DI-1.
- [11] : M. Blanchet,
"Moyens d'essais IEM (simulation, injection, instrumentation)".
Rapport de stage d'information sur les techniques de durcissement à
l'impulsion électromagnétique".
11-21 juin 1990, Fascicule n°8.
- [12] : J. Emanuely, M. Cantaloube,
"Influence of Configuration Effects on "Multiple Burst". Simulation
Testing".
ICOLSE, Cocoa-Beach, April 16-19, 1991, pp. 37-1, 37-9.
- [13] : J.P. Moreau, S. Larigaldie,
"A Description of Aircraft Lightning Attachment Based on Electric
and Magnetic Field Measurements and Video Observation".
ICOLSE, Cocoa-Beach, April 16-19; 1991, pp. 2-1, 2-11.
- [14] : A. Drouillat,
"Conduite de durcissement à l'IEM. Présentation générale".
Stage d'information sur les techniques de durcissement à l'impulsion
électromagnétique. Fascicule 2. Confidentiel Défense, 1990.
- [15] : Ministère de la Défense. Délégation générale pour l'armement.
"Guide de durcissement IEM-HA".
"Guide d'aide à la conception".
Document n°21311/DGA/At/DR du 1er décembre 1989.
Diffusion restreinte.
- [16] : T. Karlson,
"The Topological Concept of Generalized Shield".
Interaction Notes. Note 350, November 1978.

CHAPITRE II

PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA TOPOLOGIE ELECTROMAGNETIQUE

II.1 - Définitions de la méthode générale

II.1.1 - Résumé de la démarche topologique

Nous avons montré précédemment le besoin et l'utilité d'une méthode permettant de quantifier séparément chacune des voies de pénétration dans l'étude d'un problème intérieur. La Topologie Electromagnétique peut être cette méthode. Créée dans les années 1970, aux Etats-Unis, sous l'instigation de C.E. Baum, elle a fait l'objet d'un formalisme très lourd, qui ne semble pas avoir abouti à des applications sur des structures réelles, [1], [2].

Le but de notre étude étant justement de voir dans quelle mesure cette théorie pouvait être appliquée aux études de couplage interne, nous l'avons reprise, tantôt en la simplifiant, tantôt en la complétant. Cependant, les principes fondamentaux de la méthode topologique n'ont à aucun moment été remis en cause. L'idée de base consiste à faire des approximations sur la pénétration de l'énergie dans la structure, de façon à s'affranchir d'une résolution globale par les équations de Maxwell.

Ces approximations sont basées sur le fait qu'une structure telle qu'un avion présente des blindages naturels, vis-à-vis des perturbations électriques comme le fuselage, les parois : par conséquent, l'énergie pénètre souvent en des points parfaitement localisés (les fenêtres, les joints, les antennes). En plus de ces blindages naturels, il convient également de considérer les blindages proprement dits que l'on trouve sur les équipements.

Le cheminement des perturbations dans la structure repose essentiellement sur une bonne connaissance de sa géométrie.

La première étape d'un traitement topologique consiste donc en une description géométrique du problème. Cette description fait appel aux notions de "volumes" et de "surfaces" et conduit à l'établissement d'un "diagramme topologique" du problème. En faisant l'approximation raisonnable que les surfaces topologiques affaiblissent le niveau des signaux transmis, on est alors en mesure de ramener le problème global à une série de

plusieurs problèmes partiels limités aux volumes topologiques.

A ce découpage "en volumes" est associée une représentation duale consistant à décrire l'ensemble des interactions entre les différents volumes topologiques sous forme d'un graphe dit "graphe topologique". On peut alors faire appel à tous les utilitaires de la théorie des graphes pour simplifier la représentation. Le graphe offre également la possibilité de décomposer aisément un problème à N sources indépendantes en une superposition de N problèmes à une source en appliquant le principe de superposition des états. C'est sur cette structure de graphe que seront basées toutes les méthodes de quantification de Topologie de l'Électromagnétique.

II.1.2 - Le diagramme topologique

La base de la méthode topologique consiste à privilégier certains axes de pénétration de l'énergie électromagnétique afin d'éviter de résoudre le problème dans son ensemble : dans un système complexe comprenant des cloisons, des cavités, des ouvertures, des câbles, on doit découper le problème global en sous-problèmes élémentaires. La notion de départ de ce découpage est donc celle de "volume topologique". Celui-ci peut être défini comme une zone de l'espace dans laquelle les champs et les signaux électriques sont créés par une même source de perturbation. Nous appellerons "source", toute grandeur de type champ électromagnétique rayonné, générateur de tension ou de courant, susceptible de se coupler à un système. Les volumes topologiques sont limités par une frontière que nous appellerons surface topologique.

De la même manière, il est possible de définir des volumes inclus dans les volumes précédents : on les appelle alors sous-volumes "propres", mais ce sont en fait des volumes topologiques au même titre que les autres. Ils sont soumis à la même source initiale que le volume supérieur, l'effet en étant modifié en passant dans le sous-volume. On peut alors définir un type particulier de sous-volumes topologiques, les sous-volumes élémentaires. Ils présentent la particularité de partager une surface topologique commune avec un autre volume élémentaire inclus dans un même volume topologique. Un sous-volume topologique propre peut alors être considéré comme la réunion de volumes élémentaires.

La traversée d'une surface topologique ayant pour effet d'atténuer le signal électromagnétique, on peut alors formuler une approximation dite "approximation des bons blindages" ("Good Shielding Approximation" en anglais) [3]. Celle-ci suppose que la variation de signal dans un volume supérieur n'est aucunement affectée par celle des signaux des volumes intérieurs. On est alors en mesure de ramener dans un sous-volume une source déduite du signal induit dans le volume supérieur et de traiter ce sous-volume indépendamment de ses voisins. Si le sous-volume topologique est composé de plusieurs volumes élémentaires, il est possible de confiner une source déduite dans chacun de ces volumes : cependant le traitement des interactions nécessite de prendre en compte l'intégralité du sous-volume topologique propre.

Ces différentes notions volumiques sont regroupées sur un même diagramme appelé diagramme topologique. Selon que l'on fait apparaître les volumes élémentaires ou non, plusieurs diagrammes topologiques peuvent être reproduits. Par exemple, les figures II-1 et II-2 illustrent le découpage d'une même structure ; la figure II-1, ne faisant pas intervenir les différents volumes élémentaires, représente "un diagramme topologique propre" alors que la figure II-2, qui fait intervenir les volumes élémentaires, représente un "diagramme topologique généralisé".

De façon à répertorier les divers éléments composant ce diagramme, nous avons employé une notation spécifique que nous allons expliciter. Pour cela, remarquons que depuis le volume extérieur, les surfaces topologiques définissent plusieurs niveaux de blindage. On définit le niveau de blindage par le nombre minimal de surfaces topologiques que l'on doit traverser pour se rendre du volume extérieur à un sous-volume donné, [4]. Les différents volumes topologiques seront donc notés $V_{i,j}$ où i représente le niveau de blindage du volume et j le numéro d'identification de ce volume parmi les autres volumes de même niveau de blindage.

Les surfaces topologiques sont notées $S_{i,j;k,l}$ où $V_{i,j}$ et $V_{k,l}$ représentent des volumes topologiques. Dans le cas d'un découpage ne prenant pas en compte les volumes élémentaires, tel que celui de la figure II-1, le volume $V_{k,l}$ est nécessairement un sous-volume du volume $V_{i,j}$.

Dans le cas contraire, tel que celui de la figure II-2, $V_{i,j}$ et $V_{k,l}$ peuvent être considérés comme une association de plusieurs surfaces. Ainsi,

la surface $S_{2,1;3,1}$ sur la figure II-1 est-elle la réunion des surfaces $S_{2,1;3,1}$, $S_{2,1;3,3}$, $S_{2,1;3,4}$, $S_{3,1;3,3}$, $S_{3,3;3,4}$. Les surfaces $S_{3,1;3,3}$ et $S_{3,3;3,4}$ communes à des volumes élémentaires (représentées en pointillés, figure II-2) seront qualifiées de "surfaces élémentaires".

Dès à présent, on peut mesurer l'apport d'une telle mise en forme d'un problème pour l'aide à la conception électromagnétique. L'avantage de créer une structure à base de volumes et sous-volumes est net : chacun de ces volumes peut être traité indépendamment de ses voisins. On constate toutefois que l'apparition de volumes élémentaires dans un diagramme peut sembler contraire à ce principe. On verra cependant qu'il reste possible de traiter indépendamment les sous-volumes qu'ils définissent. Dans une conception électromagnétique optimisée, il faudra toutefois s'efforcer d'introduire des volumes élémentaires en petit nombre et à des niveaux de blindage les plus importants possibles [5].

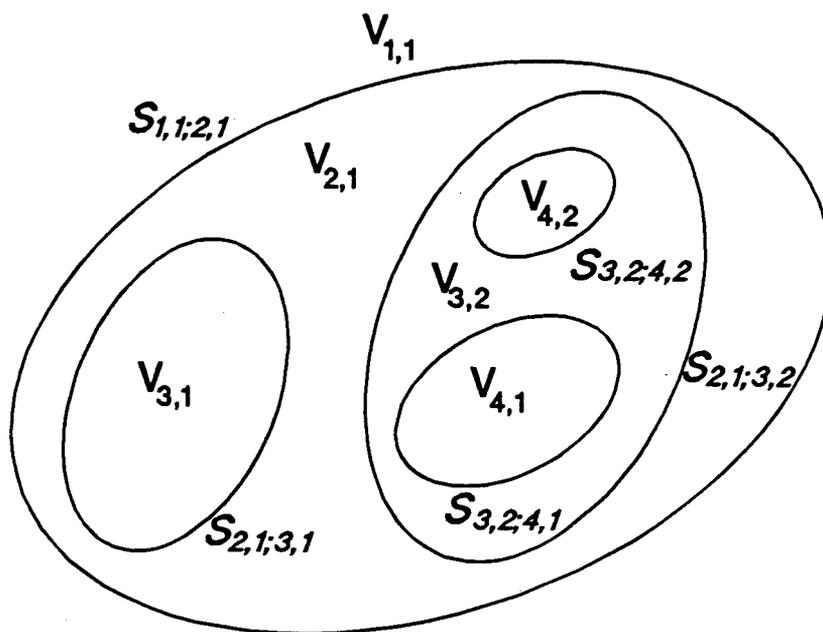


Figure II-1 : Diagramme topologique propre faisant intervenir un découpage limité à des volumes et sous-volumes topologiques.

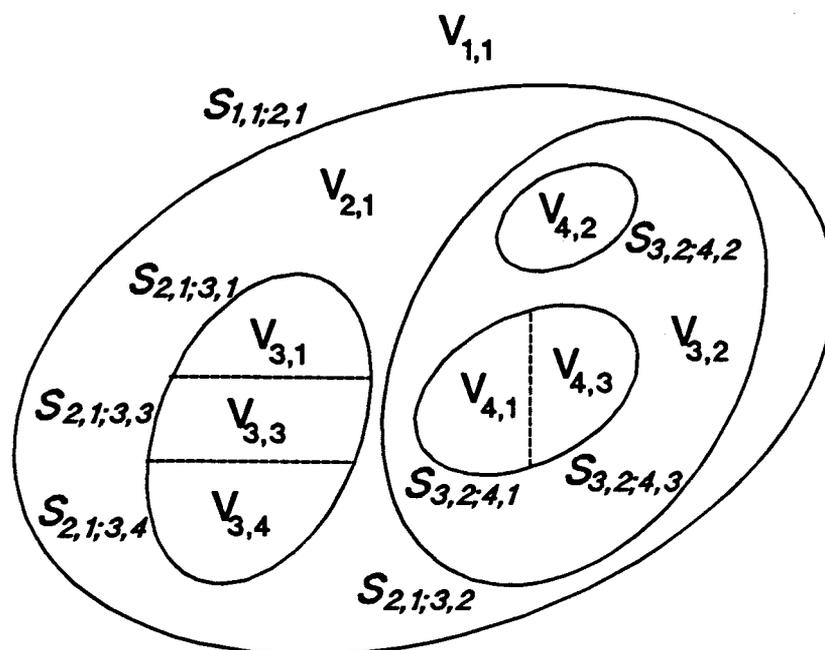


Figure II-2 : Diagramme topologique généralisé faisant intervenir un découpage topologique comprenant les volumes topologiques élémentaires.

II.1.3 - Le graphe topologique

Par définition, le graphe topologique n'est qu'une représentation duale du diagramme topologique [6]. Par contre, il présente plusieurs avantages. Tout d'abord, dans le cas de systèmes complexes comprenant un grand nombre de volumes topologiques, la représentation sous forme de graphe reste appréhendable à l'oeil, alors que la représentation en diagramme devient rapidement inextricable. De plus, ajoutons que l'utilisation du formalisme de la théorie des graphes est une aide importante pour représenter "agréablement" l'agencement des interactions dans une structure, comme nous le montrerons plus loin sur un exemple.

D'autre part, autre avantage, le graphe topologique se prête parfaitement à une description informatique, contrairement au diagramme. L'utilisation de tableurs rend à cet égard l'informatisation encore plus performante. Tous les algorithmes de la théorie des graphes une fois programmés peuvent notamment être appliqués sans difficulté. Toutes les interfaces graphiques permettent également de "zoomer" à volonté sur un graphe de grande dimension.

Le graphe topologique de base est construit de la manière suivante à partir d'un diagramme topologique : à chaque volume topologique, on associe un noeud du graphe ; à chaque surface délimitant deux volumes topologiques, on associe une arête reliant les deux noeuds correspondant aux volumes. On notera $A_{N_2 N_1}$, l'arête reliant le noeud N_1 au noeud N_2 . Les deux graphes correspondant aux diagrammes topologiques des figures II-1 et II-2 sont représentés sur les figures II-3.a et II-3.b respectivement. Le graphe de la figure II-3.a est alors dit "graphe topologique propre" et celui de la figure II-3.b, "graphe topologique généralisé". De telles représentations suffisent parfaitement à décrire l'agencement relatif des différents sous-volumes topologiques, par contre elles ne font pas parfaitement apparaître la notion de volumes élémentaires : par exemple, sur la figure II-3.b rien ne permet de distinguer le sous-volume $V_{4,2}$ et le volume élémentaire $V_{4,1}$.

C'est la raison pour laquelle on peut chercher à compléter les graphes topologiques. Le premier apport est d'introduire systématiquement des noeuds correspondant aux différentes surfaces topologiques. La seule numérotation des surfaces permet alors de distinguer immédiatement les

sous-volumes topologiques et volumes élémentaires. Les arêtes ne s'identifient plus alors à des surfaces topologiques comme dans les graphes n'utilisant que des noeuds volumiques ; elles représentent maintenant une voie de pénétration de l'énergie dans les différents volumes.

D'autre part, sur le graphe, il est possible de visualiser graphiquement les différents types de volumes. Pour cela, les surfaces topologiques délimitant des sous-volumes topologiques sont représentées en trait plein ; les surfaces élémentaires constituant les sous-volumes topologiques sont représentées en pointillés. Cette étape consiste en fait à superposer sur une même représentation les notions de diagramme et graphe topologiques. Les figures II-4.a et II-4.b correspondant respectivement aux graphes topologiques des figures II-3.a et II-3.b ; les différents niveaux de blindage entre les volumes et surfaces topologiques apparaissent ainsi clairement. De plus, il apparaît que l'introduction de volumes et surfaces élémentaires conduit à une description plus détaillée du problème mais ne remet absolument pas en cause le découpage volumique.

Nous verrons au chapitre III, que la quantification des interactions conduit à définir des grandeurs physiques observables au niveau de chaque noeud. Ainsi, l'introduction de noeuds surfaciques permet-elle de mieux contrôler la variation de signal à l'intérieur d'un volume topologique.

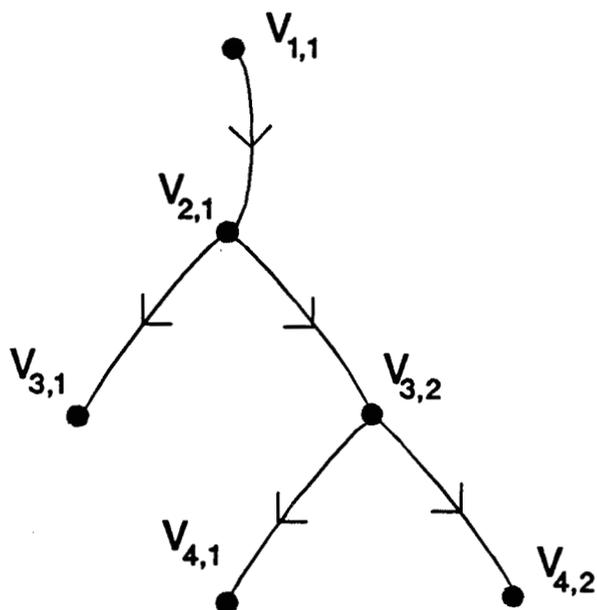


Figure II-3.a : Graphe topologique propre correspondant au diagramme topologique de la figure II-1.

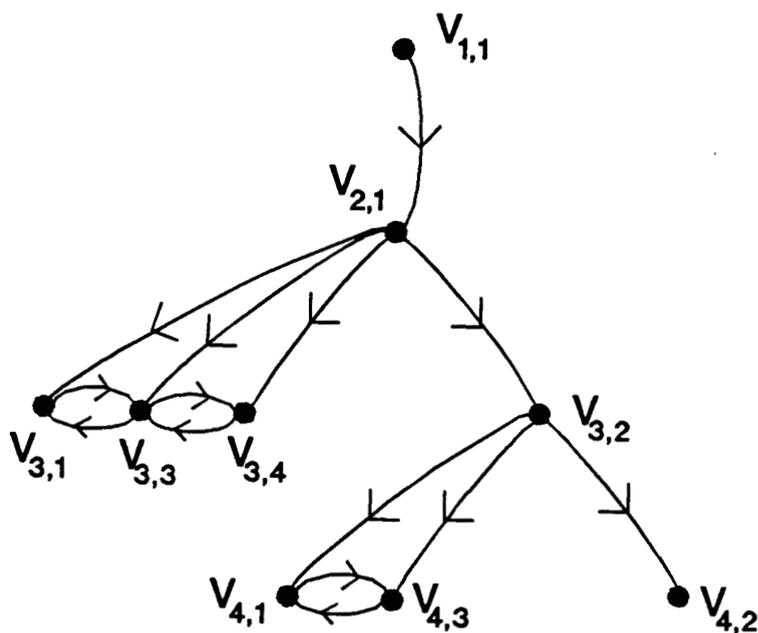


Figure II-3.b : Graphe topologique généralisé correspondant au diagramme de la figure II-2.

Figure II-3 : Graphes topologiques n'utilisant que des noeuds volumiques.

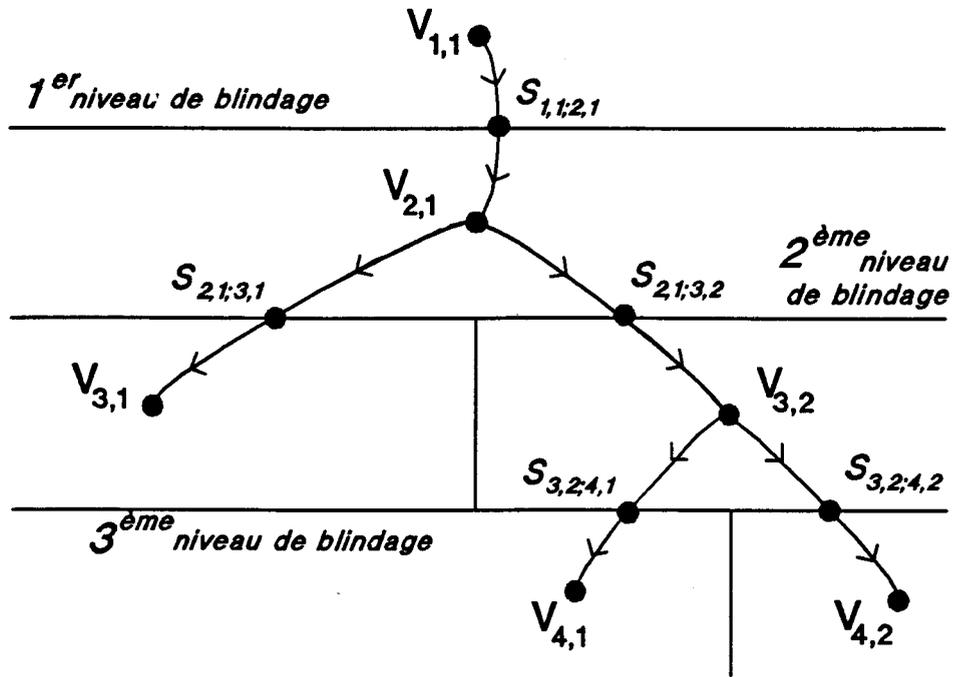


Figure II-4.a : Graphe topologique déduit de la figure II-3.a.

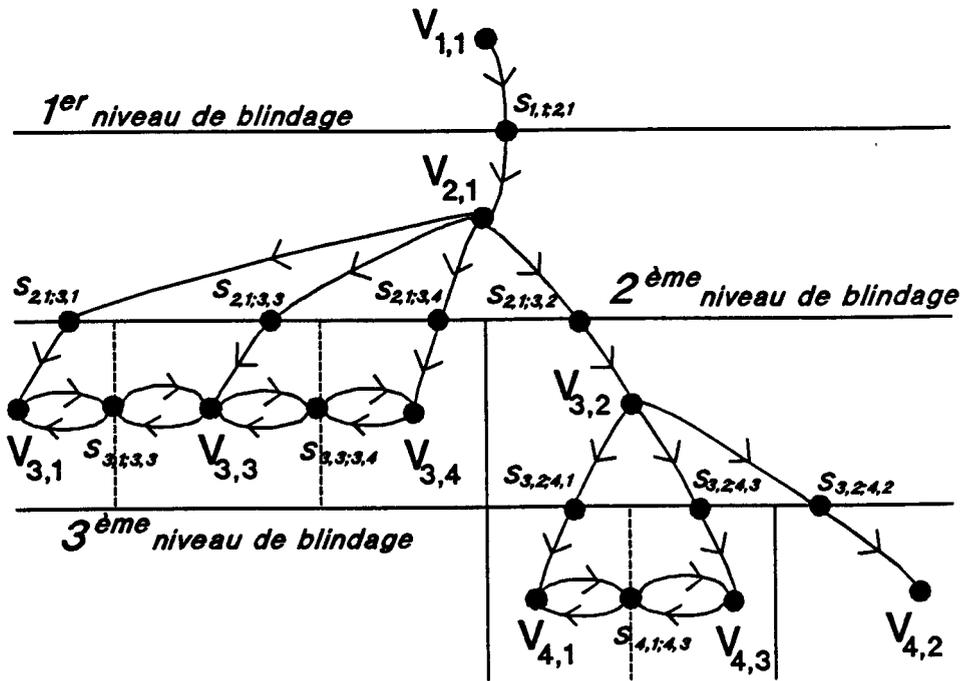


Figure II-4.b : Graphe topologique de la figure II-3.b.

Figure II-4 : Graphes topologiques faisant intervenir la notion de noeud surfacique.

II.1.4 - Exemples d'utilisation de la théorie des graphes en topologie électromagnétique

II.1.4.1 - Généralités sur la théorie des graphes

La finalité de la description d'un problème topologique est d'établir le graphe topologique : celui-ci peut être plus ou moins évolué suivant le degré de précision souhaité par la personne cherchant à analyser ou à concevoir un problème. Par ailleurs, la notion de graphe d'interaction est couramment utilisée dans d'autres disciplines. On citera notamment la fiabilité où le graphe propose une démarche efficace permettant de contrôler un système [7], [8]. On ajoutera également la théorie des circuits et des réseaux, où les graphes de fluence permettent de décrire et de calculer aisément les grandeurs de type tension-courant (circuits électriques), énergie (réseaux de distribution) se propageant dans un système [9], [10].

Nous verrons sur l'exemple du paragraphe II.2 que cette notion de contrôle n'est pas exclue de la démarche topologique : en effet, cette dernière s'affirme comme un outil efficace pour établir des spécifications de maintenance, en plus des spécifications de conception. D'autre part, nous étudierons au chapitre III comment l'approche de type circuit de la théorie des réseaux de ligne peut être intégrée à des calculs de perturbations électromagnétiques sur un graphe topologique.

De façon générale, la théorie des graphes permet d'effectuer des opérations de transformation sur ceux-ci de façon à clarifier leur représentation graphique et simplifier le calcul des interactions sur le réseau. Dans ce chapitre concernant la description topologique d'un problème, nous allons voir sur deux exemples les transformations que l'on peut effectuer sur un graphe topologique.

Le premier exemple consiste en une méthode permettant de numérotter efficacement les différents noeuds d'un graphe en arbre. Le deuxième exemple montre comment un graphe peut être réagencé lorsque la perturbation provient d'un volume intérieur.

II.1.4.2 - Détermination des niveaux de blindage relatifs entre volumes topologiques

Les problèmes de description informatique des liaisons entre les différents noeuds d'un graphe conduit fréquemment à trouver une numérotation plus simple que celle proposée précédemment faisant intervenir les différents indices de volumes topologiques et de niveaux de blindage. Une méthode immédiate consiste donc à affecter à chaque noeud un numéro ou une suite de numéros.

Nous allons proposer une technique de numérotation permettant en chaque noeud de rendre compte des différentes liaisons existant entre ce noeud et le noeud sommet d'un graphe en arbre [11]. Un arbre en graphe est un graphe pour lequel toutes les arêtes sont descendantes et tel qu'il n'existe qu'un seul chemin pour se rendre du noeud sommet à n'importe quel noeud. A ce titre, des graphes propres ne faisant intervenir que des volumes topologiques sont des graphes en arbre (voir figures II-3.a et II-4.a).

La figure II-5.a reprend celle de la figure II-3.a avec une nouvelle numérotation V_i pour les noeuds volumiques et a_{ij} pour les arêtes du graphe. On peut alors expliciter V , l'ensemble des noeuds du graphe :

$$V = \{V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5\} \quad (\text{II-1})$$

Signalons qu'une telle numérotation est valable pour n'importe quel type de graphe. De façon à trouver une nouvelle numérotation, définissons une opération produit sur les différents éléments du groupe V , [12]. Le produit est celui d'un groupe abélien, c'est-à-dire, tel que :

$$V_i V_j = V_j V_i \quad (\text{II-2})$$

quels que soient les volumes V_i et V_j .

Le produit est, d'autre part, celui d'un groupe cyclique, [12], caractérisé par la propriété suivante :

$$V_i^2 = 1 \quad (\text{II-3})$$

quel que soit le volume V_i ; "1" est l'élément neutre du groupe.

Dans le cas d'un graphe en arbre, chaque noeud V_j peut être alors identifié par le produit du type $V_j V_k V_e V_0$ où a_{0e} , a_{ek} et a_{kj} représentent les arêtes permettant de relier le noeud sommet de l'arbre V_0 au noeud V_j . La figure II-5.b donne le résultat de cette méthode d'identification appliquée au graphe de la figure II-5.a. Le noeud sommet V_0 est choisi égal à l'élément neutre "1" du groupe.

En fonction du nombre d'indices utilisés, cette numérotation permet de déterminer immédiatement le niveau de blindage relatif d'un noeud. Ce niveau de blindage peut d'ailleurs directement se retrouver en construisant la matrice distance du graphe. La distance entre deux noeuds du graphe est égale au nombre d'éléments résultant du produit de ces deux noeuds. Prenons, par exemple, les noeuds $V_1 V_2$ et $V_1 V_3 V_4$, le produit donne : $(V_1 V_2) (V_1 V_3 V_4) = V_2 V_3 V_4$, compte tenu des relations (II-2) et (II-3).

La matrice distance peut donc être obtenue en établissant la table de produit entre les différents noeuds du graphe, reportée ci-dessous :

	1	V_1	$V_1 V_2$	$V_1 V_3$	$V_1 V_3 V_4$	$V_1 V_3 V_5$
1	1	V_1	$V_1 V_2$	$V_1 V_3$	$V_1 V_3 V_4$	$V_1 V_3 V_5$
V_1	V_1	1	V_2	V_3	$V_3 V_4$	$V_3 V_5$
$V_1 V_2$	$V_1 V_2$	V_2	1	$V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_2 V_3 V_5$
$V_1 V_3$	$V_1 V_3$	V_3	$V_2 V_3$	1	V_4	V_5
$V_1 V_3 V_4$	$V_1 V_3 V_4$	$V_3 V_4$	$V_2 V_3 V_4$	V_4	1	$V_4 V_5$
$V_1 V_3 V_5$	$V_1 V_3 V_5$	$V_3 V_5$	$V_2 V_3 V_5$	V_5	$V_4 V_5$	1

L'établissement de la matrice D des distances consiste à compter le nombre d'éléments volumiques dans la table de multiplication. Le "1" est obtenu lorsque les deux éléments multipliés sont identiques et correspondra par conséquent à une distance nulle. On obtient :

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 2 & 3 & 3 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & 2 & 3 & 3 \\ 2 & 1 & 2 & 0 & 1 & 1 \\ 3 & 2 & 3 & 1 & 0 & 2 \\ 3 & 2 & 3 & 1 & 2 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

Cette matrice donne en fait directement le niveau de blindage relatif entre les différents volumes topologiques. Dans le cas d'un graphe comportant un grand nombre de noeuds, les relations (II-2) et (II-3) peuvent aisément être programmées informatiquement. La matrice des distances pourra alors être calculée automatiquement.

II.1.4.3 - Inversion de graphes topologiques

L'inversion topologique d'un graphe est l'opération qui consiste à faire d'un des noeuds du graphe un nouveau noeud sommet, [11]. Dans tous les graphes topologiques étudiés jusqu'à présent, le sommet correspondait toujours au volume extérieur, non borné : cette forme de description correspond donc tout à fait au couplage d'une agression électromagnétique extérieure. Cependant, l'inversion topologique permet également d'étudier le cas où l'agression est interne au système. La topologie électromagnétique devient alors un outil général permettant d'étudier la compatibilité électromagnétique (CEM), intégrant à la fois les couplages externes et internes.

La figure II-6.a montre la reconfiguration du graphe lorsque la source est située au volume V_1, V_3 de la figure II-5.b. Toutes les liaisons entre les différents noeuds du graphe ont été préservées, c'est-à-dire que les distances relatives entre les différents volumes ont été conservées (par contre, le niveau de blindage vis-à-vis du nouveau noeud extérieur est modifié).

Il peut être utile à ce stade de se replacer dans la situation de

numérotation conventionnelle consistant à affecter le nombre "1" au volume sommet. Pour cela, il suffit de multiplier tous les noeuds du graphe par le noeud devenant le nouveau sommet. Dans l'exemple de la figure II-6.a, le volume $V_1 V_3$, multiplié par lui-même, devient ainsi le volume "1". La nouvelle numérotation du graphe est représentée figure II-6.b. Le nouveau diagramme topologique correspondant à l'inversion se déduit alors facilement : il est représenté figure II-6.c. On remarquera que l'ancien volume intérieur $V_{3,2}$ (voir notations de la figure II-1) devient le volume extérieur et que l'ancien volume extérieur $V_{1,1}$ devient un volume intérieur borné.

La nouvelle matrice distance D^i peut alors être calculée comme précédemment mais peut également être déduite plus directement par simple produit matriciel. On a en effet :

$$D^i = A^{-1}DA \quad (\text{II-5})$$

où A est obtenue en affectant une permutation sur les colonnes de la matrice identité. A étant unitaire, A^{-1} est égale à la transposée de A . On trouve les indices de la permutation en recensant depuis le nouveau noeud sommet jusqu'à l'ancien noeud sommet, tous les indices V_i sur un graphe du type de celui de la figure II-3.a.

Dans le cas de l'inversion de la figure II-6.a, on obtient la permutation (3.1.0). Elle agit de la manière suivante :

considérons les six indices de volume :

$$\{0,1,2,3,4,5\} ;$$

la première permutation (3.1) replace ces indices en :

$$\{0,3,2,1,4,5\}$$

La seconde permutation (1,0) permute les indices 1 et 0 ; on obtient :

$$\{1,3,2,0,4,5\}$$

La relation (II-5) s'écrit donc :

$$D^i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 2 & 3 & 3 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & 2 & 3 & 3 \\ 2 & 1 & 2 & 0 & 1 & 1 \\ 3 & 2 & 3 & 1 & 0 & 2 \\ 3 & 2 & 3 & 1 & 2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

et on trouve :

$$D^i = \begin{bmatrix} 0 & 2 & 2 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 0 & 2 & 1 & 3 & 3 \\ 2 & 2 & 0 & 1 & 2 & 2 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 2 & 2 \\ 1 & 3 & 3 & 2 & 0 & 2 \\ 1 & 3 & 3 & 2 & 2 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Les différents indices de ligne et de colonne de la matrice D^i sont relatifs aux volumes $V_3, V_0, V_2, V_1, V_4, V_5$ déduits par permutation (3.1.0). Respectivement aux notations de la figure II-6.b, ces indices sont également relatifs aux indices : $1, V_1V_3, V_2V_3, V_3, V_4, V_5$.

On pourra vérifier que la nouvelle matrice des distances D^i peut être également obtenue en construisant la table de multiplication, comme précédemment. On a :

	1	V_1V_3	V_2V_3	V_3	V_4	V_5
1	1	V_1V_3	V_2V_3	V_3	V_4	V_5
V_1V_3	V_1V_3	1	V_1V_2	V_1	$V_1V_3V_4$	$V_1V_3V_5$
V_2V_3	V_2V_3	V_1V_2	1	V_2	$V_2V_3V_4$	$V_2V_3V_5$
V_3	V_3	V_1	V_2	1	V_3V_4	V_3V_5
V_4	V_4	$V_1V_3V_4$	$V_2V_3V_4$	V_3V_4	1	V_4V_5
V_5	V_5	$V_1V_3V_5$	$V_2V_3V_5$	V_3V_5	V_4V_5	1

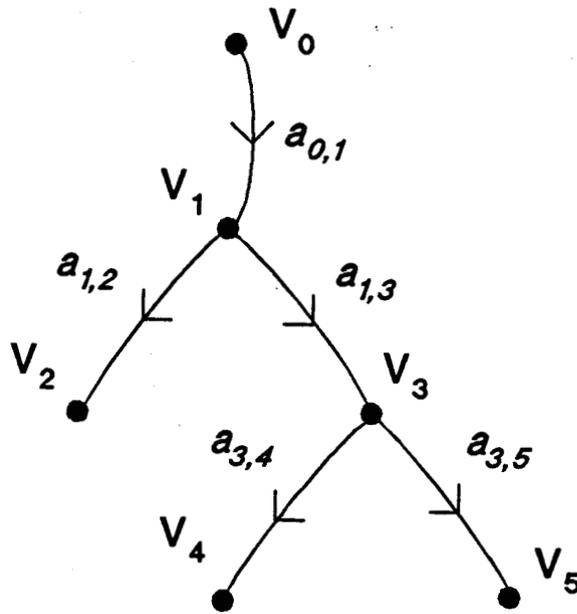


Figure II-5.a : Nouvelle numérotation du graphe de la figure II-3.a.

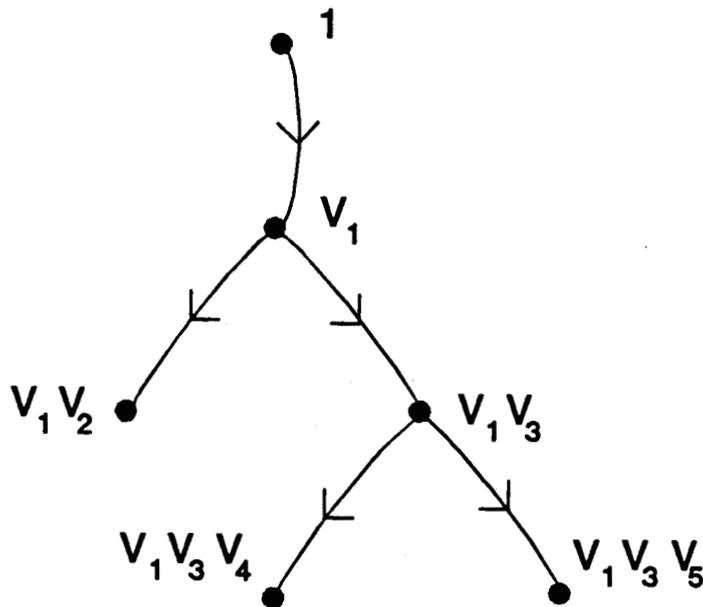


Figure II-5.b : Numérotation basée sur les propriétés des groupes abéliens cycliques.

Figure II-5 : Exemple de nouvelle numérotation d'un graphe topologique.

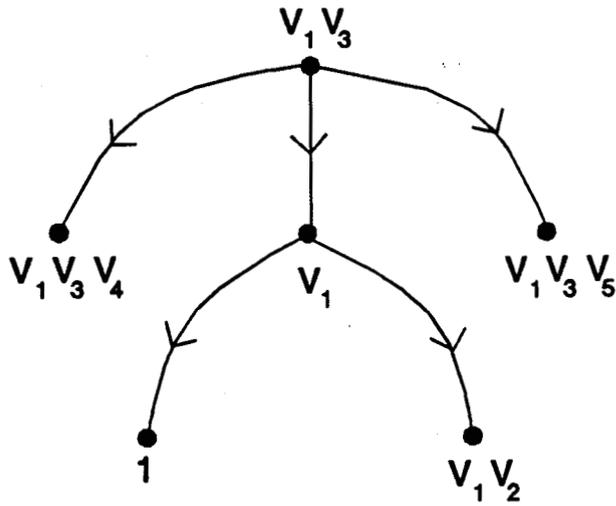


Figure II-6.a : Inversion du graphe de la figure II-5.b.

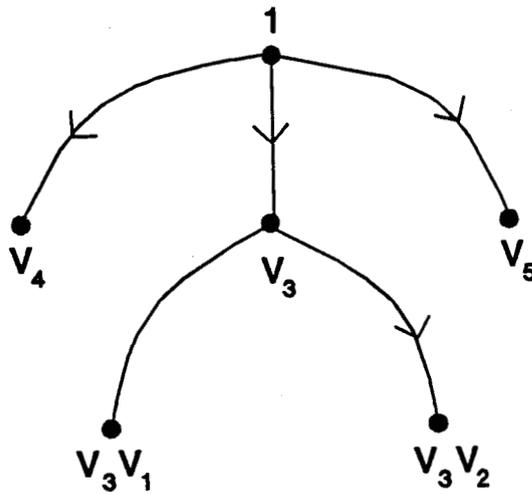


Figure II-6.b : Nouvelle numérotation du graphe inversé.

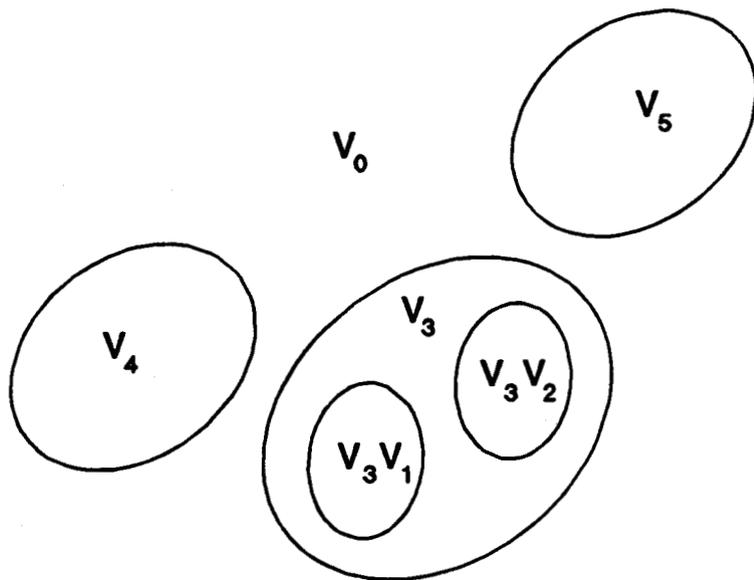


Figure II-6.c : Nouveau diagramme topologique après inversion.

Figure II-6 : Différentes étapes d'une inversion topologique.

II.2 - Analyse topologique d'un exemple simple

II.2.1 - Présentation du problème

Afin d'illustrer les notions de diagrammes et de graphes topologiques, nous nous proposons de montrer comment aborder une structure proche de la réalité. Nous constaterons plus particulièrement que les notions fondamentales énoncées précédemment, essentielles pour définir une méthode de conception, doivent être remises en cause lorsqu'on analyse une structure complexe. La principale raison repose sur la topologie de câblage interne : en effet, les câbles font communiquer les différents volumes topologiques élémentaires et l'approximation des bons blindages peut ne plus être vérifiée.

D'autre part, nous allons montrer comment un graphe topologique peut être modifié de façon à visualiser toutes les voies de pénétration dans les différents volumes. Nous avons vu qu'un graphe topologique traduit les interactions électromagnétiques entre les différents volumes topologiques : à ce stade, ce n'est qu'une représentation duale du diagramme topologique. Une arête entre deux noeuds traduit donc l'existence de défaut de faradisation au niveau de la surface topologique. Cependant, les voies de pénétration peuvent être multiples et également de différente nature. C'est pourquoi nous verrons qu'il peut être utile de dégénérer un graphe topologique, en remplaçant chaque arête par plusieurs arêtes ; chacune de ces arêtes étant associée à une voie de pénétration et un type de pénétration, dans un même volume élémentaire.

L'exemple traité est celui du schéma de l'avion représenté figure II-7. Nous avons distingué quatre zones volumiques A,B,C,D qui nous permettront, par la suite, de mieux visualiser le découpage topologique. Le volume A correspond à la cabine passager, le volume B à la cabine de pilotage, le volume C aux soutes, le volume D à la queue de l'avion. Nous avons de plus visualisé un câblage simple de lignes multiconducteur reliant plusieurs équipements :

- les équipements 1,2,3 sont supposés représenter des boîtiers de traitement des signaux d'antennes (HF, UHF et radar, respectivement pour

fixer les idées) ;

- les équipements 4,5,6,7,8 représentent d'autres types d'équipements, tels que des boîtiers d'alimentation, des commandes de vol électriques.

Tous les équipements considérés dans ce problème sont supposés blindés par un boîtier. Ces boîtiers peuvent cependant présenter des défauts de faradisation (dus, par exemple, aux joints entre les plaques).

Dans le câblage global, nous distinguons plus particulièrement deux circuits :

- le premier, circuit 0, constitué de câbles blindés, relie les équipements 1,2,8,3 : il est censé véhiculer et traiter les signaux d'antennes. On supposera que ce circuit est blindé ;
- le second, circuit 1, constitué de câbles non blindés, relie les équipements 3,4,5,6,7 : il est censé véhiculer et traiter des signaux de commande.

Les câbles élémentaires entre deux équipements sont supposés être des torons. Du point de vue circuit électrique, certains équipements tels que les antennes 1,2,3 ou l'équipement 5 correspondent à des terminaisons de câblage. Les autres s'identifient à des boîtiers de bifurcation.

De plus, nous avons visualisé sur le schéma les points de pénétration des perturbations électromagnétiques les plus importants dans la structure. Il convient de distinguer les points de pénétration localisés des points de pénétration répartis. Dans les points de pénétration localisés, nous englobons les antennes et tous les types d'ouvertures. Par le mot ouverture, nous comprenons les fenêtres, les fentes, les trappes, mais aussi les ouvertures de taille plus petite comme les joints. Sur la figure II-7, les deux ouvertures prépondérantes sont le cockpit et la porte séparant les zones volumiques A et B. En ce qui concerne les points de pénétration répartis sur toute une zone de la structure, nous pensons à la diffusion : ce phénomène, peu contraignant pour les structures métalliques, devient de première importance pour les structures comportant des panneaux composites. La diffusion comprend également la pénétration des ondes électromagnétiques à travers les blindages des câbles, phénomène souvent décrit par le formalisme des impédances et admittances de transfert.

Antenne V.H.F

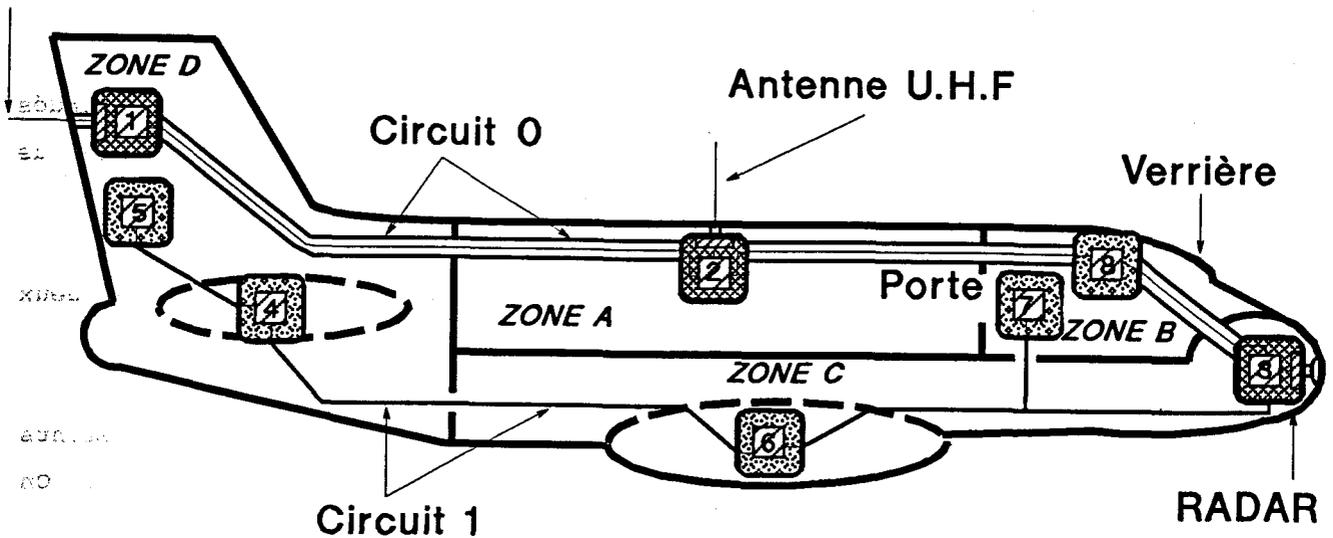


Figure II-7 : Exemple de la topologie sur un avion.

II.2.2 - Traitement de couplages élémentaires

II.2.2.1 - Position du problème

Nous avons dit que le routage des câbles était un des facteurs essentiels mettant en défaut le principe fondamental d'indépendance entre les différents volumes topologiques. La principale cause vient du fait que certains équipements blindés sont connectés à d'autres équipements non blindés. De même, les antennes présentent une situation comparable.

Nous allons montrer comment traiter de façon topologique ces deux problèmes élémentaires : les schémas de principe déduits pourront être intégrés dans les schémas topologiques globaux tel que celui de la figure II-7. Dans la pratique, bien d'autres cas pourront se présenter suivant les différents types de technologie employés. On pourra alors penser à la constitution d'une bibliothèque de modèles élémentaires traduits sous forme de diagrammes et graphes topologiques partiels, alimentée régulièrement par tous les cas nouveaux que l'on peut rencontrer lors d'études topologiques.

II.2.2.2 - Problème élémentaire de la liaison entre un équipement blindé et un équipement non blindé

Le problème élémentaire que nous nous proposons de traiter est représenté figure II-8.a. Il correspond à une situation voisine de celle représentée figure II-7 au niveau des équipements 4,5,6,7. Nous avons considéré un câble multiconducteur blindé qui traverse une paroi et se connecte à un équipement, lui-même blindé. Toutes les reprises de masse au niveau des parois et des blindages sont supposées parfaites. L'équipement se prolonge ensuite par un câble multiconducteur non blindé. Nous avons, d'autre part, recensé sur la figure les volumes topologiques délimités par les différentes surfaces.

Notamment, la paroi séparatrice délimite deux volumes élémentaires notés $V_{2,1}$ et $V_{2,2}$ (on suppose qu'ils appartiennent à un niveau de blindage égal à 1). Le deuxième niveau de blindage délimite ensuite les volumes élémentaires suivants :

- $V_{3,1}$: volume interne au blindage de l'équipement ;
- $V_{3,3}$: volume interne au câble blindé
(partie située dans le volume $V_{2,1}$) ;
- $V_{3,4}$: volume interne au câble blindé
(partie située dans le volume $V_{2,2}$).

D'autre part, on peut considérer que le câble non blindé présente, lui aussi, un niveau de blindage égal à 2. On traitera alors celui-ci comme un volume élémentaire noté $V_{3,1}$. D'une manière générale, tous les câbles électriques pourront être représentés par un volume élémentaire : il suffit de s'imaginer la structure comme un volume dense, ou comme un volume dégénéré en surface.

Les fils internes du câble blindé définissent par conséquent deux volumes $V_{4,2}$ et $V_{4,3}$ situés respectivement dans les volumes $V_{3,3}$ et $V_{3,4}$, relatifs à un niveau de blindage égal à 3. Le dernier volume $V_{4,1}$ correspond à la partie électrique de l'équipement proprement dit. Il faut remarquer que ce volume comprend les fils électriques reliant le circuit interne de l'équipement à l'extérieur du boîtier de blindage (voir

figure II-8.a).

La localisation des différents volumes topologiques permet ainsi d'établir le diagramme topologique partiel correspondant à cette situation de couplage local : il est représenté figure II-8.b et permet de visualiser les différents volumes topologiques concernés.

Le graphe topologique dual s'en déduit immédiatement (voir figure II-8.c). La signification des différentes arêtes est la suivante :

- $A_{V_{3,1};V_{2,1}}$: pénétration des ondes électromagnétiques à travers le blindage de l'équipement ;

- $A_{V_{3,3};V_{2,1}}$ et $A_{V_{3,4};V_{2,2}}$: pénétration des ondes électromagnétiques à travers le blindage du câble ;

- $A_{V_{4,1};V_{3,1}}$: couplage sur le coeur électrique de l'équipement ;

- $A_{V_{3,3};V_{2,1}}$ et $A_{V_{3,4};V_{2,2}}$: couplage sur les câbles internes ;

- $A_{V_{4,1};V_{3,2}}$, $A_{V_{4,2};V_{4,1}}$, $A_{V_{4,3};V_{4,2}}$, $A_{V_{4,2};V_{4,3}}$, $A_{V_{4,1};V_{4,2}}$ et $A_{V_{3,2};V_{4,1}}$:

liaison électrique entre équipement et fils. Ces voies de couplage sont en fait une image du circuit électrique relatif à l'équipement. On remarquera que, par l'intermédiaire des fils électriques, les volumes $V_{3,2}$ et $V_{4,1}$ sont en interaction réciproque : la notion d'approximation des bons blindages n'est donc plus applicable sur la portion de surface délimitant ces deux volumes.

D'autre part, il est légitime de négliger les autres voies de pénétration (représentées en pointillés), concernant le couplage entre volumes élémentaires de niveau de blindage égal à 2. Leur signification est donnée ci-après :

- $A_{V_{3,1};V_{3,2}}$: rayonnement du câble non blindé dans le volume défini par le blindage de l'équipement ;

- $A_{V_{3,2};V_{3,1}}$: interaction réciproque, pénétration physique par le trou permettant le passage du câble dans le blindage de l'équipement ;

- $A_{V_{3,3};V_{3,1}}$, $A_{V_{3,4};V_{3,3}}$, $A_{V_{3,3};V_{3,4}}$ et $A_{V_{3,1};V_{3,3}}$: couplage électromagnétique entre les champs internes aux blindages de l'équipement et du câble. Dans le cas où on ne pourrait plus négliger ces différentes voies de pénétration, il faut se souvenir qu'il est toujours possible de traiter l'ensemble des volumes élémentaires $V_{3,1}$, $V_{3,3}$ et $V_{3,4}$ comme un seul volume topologique.

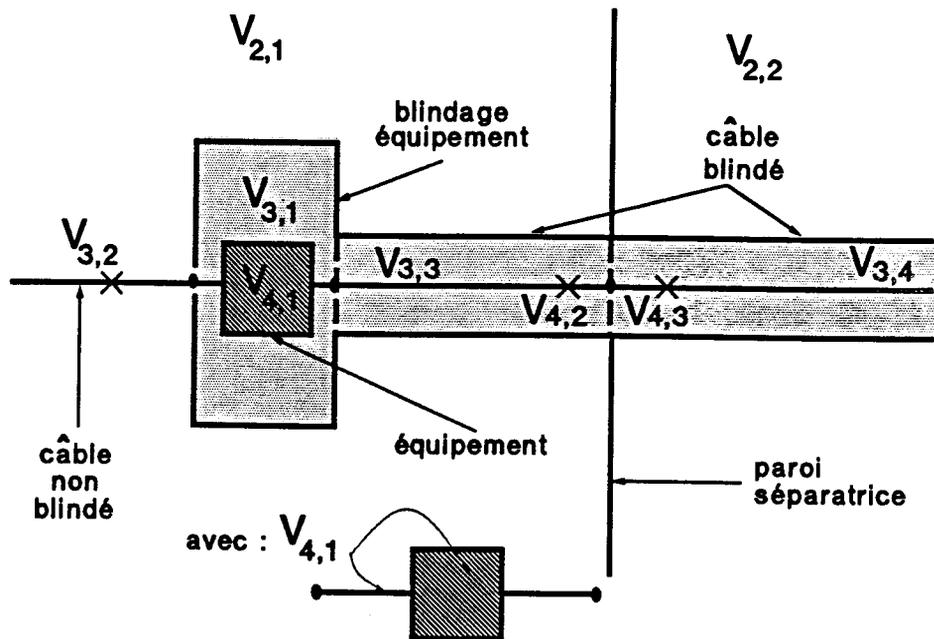


Figure II-8.a : Schéma d'implantation des différents volumes topologiques.

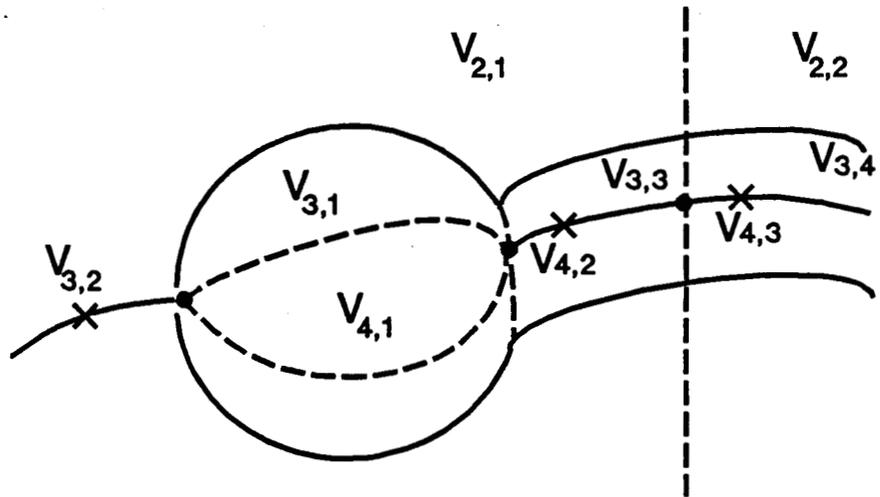


Figure II-8.b : Diagramme topologique élémentaire correspondant à une liaison entre un câble blindé et un câble non blindé.

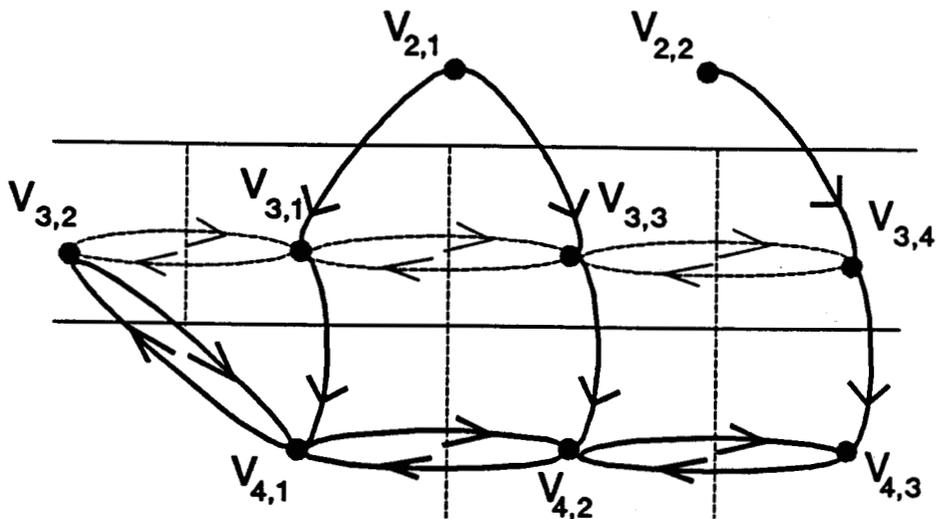


Figure II-8.c : Graphe topologique élémentaire correspondant à une liaison entre un câble blindé et un câble non blindé.

Figure II-8 : Traitement topologique d'une liaison entre un câble blindé et un câble non blindé.

II.2.2.3 - Problème élémentaire du couplage électromagnétique sur un équipement d'antenne

Le deuxième problème élémentaire que nous nous proposons de traiter est celui du couplage sur un équipement d'antenne. C'est un problème important en topologie électromagnétique car il peut remettre en cause totalement le principe de découpage volumique. En effet, le principe de base d'une antenne est de capter un signal extérieur et de le conduire à l'intérieur d'une structure pour y être traité : le problème vient du fait que sans précautions préalables, une agression électromagnétique externe peut être conduite à l'intérieur !

Sur le schéma de principe de la figure II-9.a que nous nous proposons d'analyser, nous supposons que les protections nécessaires sont présentes pour atténuer la pénétration des perturbations externes non désirées. Si leur spectre est différent de celui du signal, la protection peut se limiter à un système de filtres. Dans le cas contraire, on a généralement recours à des éléments non linéaires tels que des écrêteurs à gaz ; en cas de menace, perturbation et signal sont alors stoppés simultanément. Suivant le type d'écrêteur, celui-ci peut rester en état non passant, [13].

La protection, en atténuant la pénétration, permet de rester compatible avec le principe d'approximation des bons blindages. La localisation des différents volumes concernés est reportée sur le schéma de la figure II-9.a.

Dénombrons tout d'abord les volumes relatifs au premier niveau de blindage :

- le volume $V_{2,1}$ représente un volume interne, par rapport au volume externe $V_{1,1}$;
- $V_{2,2}$ est un volume élémentaire de niveau de blindage égal à 1. Il représente l'âme du feeder permettant de conduire efficacement le signal extérieur vers l'équipement. Le volume interne au feeder a, quant à lui, été noté $V_{2,3}$.

Le niveau de blindage d'ordre 2 est tout d'abord constitué par le blindage physique de l'équipement et des différents câbles connectés. Il

délimite ainsi trois volumes élémentaires : $V_{3,2}$, $V_{3,3}$, $V_{3,4}$.

Dans le deuxième niveau de blindage, nous distinguerons également le volume $V_{3,1}$ constitué par la protection. En effet, celui-ci atténue tout signal provenant de $V_{2,2}$.

Le niveau de blindage d'ordre 3 est constitué quant à lui par le circuit électrique proprement dit. Il permet de distinguer le volume $V_{4,2}$ comprenant le coeur électrique de l'équipement ainsi que les différentes connexions situées dans $V_{3,2}$. Enfin, les volumes $V_{4,1}$ et $V_{4,3}$ représentent les fils internes aux câbles blindés.

L'agencement entre volumes topologiques est décrit sur le diagramme topologique local de la figure II-9.b. Sa représentation duale sous forme de graphe topologique est reportée sur la figure II-9.c.

La signification des différentes arêtes est donnée ci-après :

- $A_{V_{2,1};V_{1,1}}$: la pénétration à travers la surface extérieure ;
- $A_{V_{2,2};V_{1,1}}$: la pénétration directe du milieu extérieur sur l'âme du feeder ;
- $A_{V_{3,4};V_{2,1}}$, $A_{V_{3,3};V_{2,1}}$: la pénétration par diffusion à travers les blindages des câbles ; $A_{V_{3,2};V_{3,1}}$, celle à travers le blindage de l'équipement ;
- $A_{V_{3,1};V_{2,2}}$: liaison électrique entre l'âme du feeder et la protection ;
- $A_{V_{4,2};V_{4,1}}$, $A_{V_{4,3};V_{4,2}}$, $A_{V_{3,1};V_{4,2}}$, $A_{V_{4,2};V_{3,1}}$, $A_{V_{4,2};V_{4,3}}$ et $A_{V_{4,1};V_{4,2}}$: représentation du circuit électrique connecté à l'équipement. On remarquera, comme dans l'exemple de la figure II-8, que deux volumes de niveau de blindage différents $V_{4,2}$ et $V_{3,1}$ sont en interaction réciproque, remettant ainsi en question le principe d'approximation des bons blindages.

Les autres arêtes représentées en pointillés peuvent être négligées par rapport à celles décrites précédemment. Il s'agit plus particulièrement de celle entre les volumes $V_{2,1}$ et $V_{2,2}$ traduisant la diffusion à travers le blindage du feeder (le rôle de celui-ci est de véhiculer sans perte le

signal vers l'équipement). De même, la diffusion à travers le blindage de l'équipement (arêtes $A_{V_{3,2};V_{2,1}}$ et $A_{V_{3,2};V_{2,3}}$) sera négligée. De plus, le couplage du milieu extérieur à l'intérieur du feeder ($A_{V_{2,3};V_{1,1}}$) pourra ne pas être pris en compte puisque très inférieur à celui sur l'âme. Par conséquent, nous ne considérerons plus le noeud $V_{2,3}$ dans nos représentations ultérieures.

Les autres interactions concernent les volumes élémentaires relatifs au niveau de blindage d'ordre 2. Les mêmes remarques que celles de la figure II-8.c peuvent être formulées ici et nous permettent de ne pas tenir compte de ces arêtes.

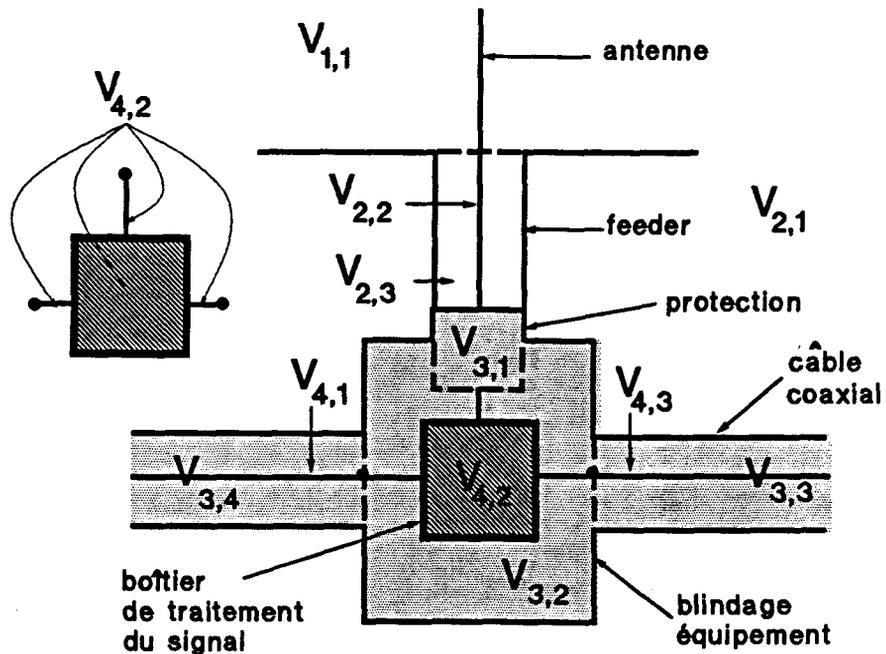


Figure II-9.a : Schéma simplifié du câblage et implantation des différents volumes topologiques.

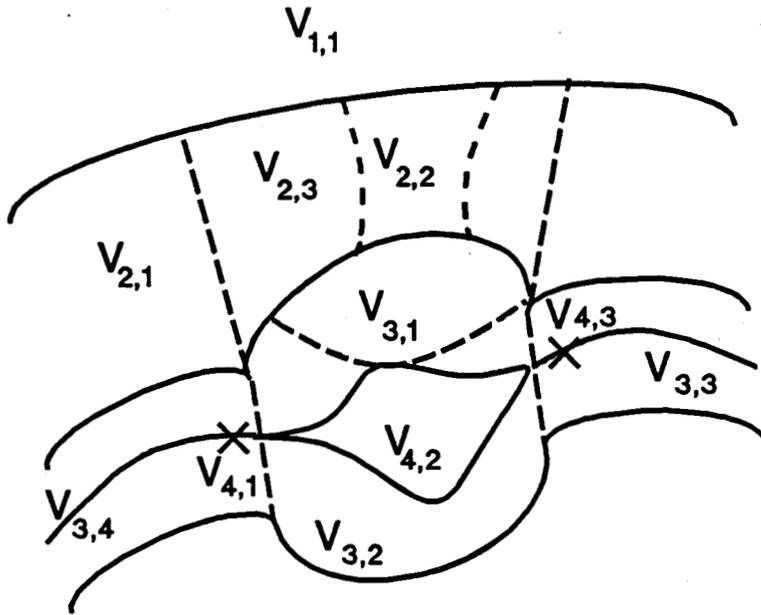


Figure II-9.b : Diagramme topologique élémentaire.

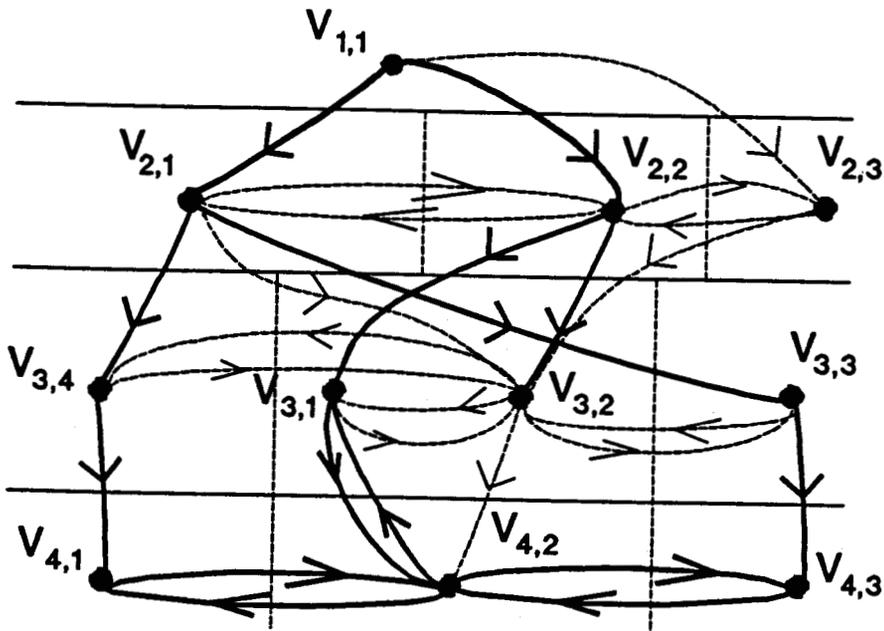


Figure II-9.c : Graphe topologique élémentaire.

Figure II-9 : Traitement topologique du couplage sur une antenne.

II.2.3 - Découpage topologique de la structure globale

II.2.3.1 - Cheminement de l'énergie dans la structure

La construction du diagramme topologique consiste à transformer le découpage physique en zones A,B,C,D de la figure II-7 en volumes topologiques.

De façon à établir le diagramme topologique correspondant, nous allons essayer de retracer le cheminement de l'énergie à travers la structure de l'avion. L'onde électromagnétique se couple d'abord sur toute la surface de l'avion définissant ainsi le premier niveau de blindage de la structure. Elle pénètre ensuite principalement à l'intérieur :

- dans le volume A, par l'intermédiaire de l'antenne HF et de la porte de séparation avec le volume B ;
- dans le volume B, par la verrière du cockpit ;
- dans le volume C, par l'antenne radar ;
- dans le volume D, par l'antenne HF.

Dans chacun de ces volumes, il conviendra également de tenir compte de la diffusion à travers les surfaces extérieures : par contre, la diffusion à travers les parois séparant les zones A,B,C,D sera négligée.

L'énergie électromagnétique se couple ensuite sur les différents câbles non blindés et les blindages des câbles blindés : ceux-ci définissent le deuxième niveau de blindage de la structure. Le dernier niveau de blindage est constitué par les fils électriques internes aux câbles blindés. On remarquera qu'en aéronautique, le nombre de niveaux de blindage dépasse rarement 3, alors que sur une structure à terre tel qu'un shelter, il peut être plus important. Cette différence tient essentiellement au fait que les considérations de poids constituent un facteur mécanique extrêmement contraignant pour un avion.

II.2.3.2 - Etablissement du diagramme topologique

L'analyse du cheminement de l'énergie dans la structure nous permet d'établir le diagramme topologique en y intégrant les modèles de couplages élémentaires tels que ceux cités en exemple au paragraphe II.2.2. Les figures II-10.a et II-10.b permettent d'établir la correspondance entre les différents volumes physiques et volumes topologiques. En effet, sur la figure II-10.a, nous avons reporté sur le découpage topologique la signification des différents volumes : on reconnaît ainsi les quatre zones principales, les équipements, les protections, etc. La figure II-10.b est le diagramme topologique proprement dit et définit la numérotation de chacun des volumes.

Le volume extérieur est classiquement numéroté $V_{1,1}$. Les zones volumiques A,B,C,D correspondent aux volumes élémentaires $V_{2,1}$, $V_{2,2}$, $V_{2,3}$, $V_{2,4}$. Relativement à ce niveau de blindage, il convient également de distinguer les volumes topologiques correspondant aux âmes de feeders connectées aux différentes antennes HF, UHF et radar : il s'agit respectivement des volumes $V_{2,7}$, $V_{2,5}$ et $V_{2,6}$. Conformément à la remarque formulée au paragraphe II.2.2.3, nous ne tiendrons pas compte du volume correspondant à l'intérieur du feeder.

Le deuxième niveau de blindage délimite les blindages des équipements et des câbles d'une part et les câbles non blindés de l'autre. Les blindages des équipements 1,2,8,3,6,4,5,7 correspondent aux volumes $V_{3,21}$, $V_{3,2}$, $V_{3,5}$, $V_{3,9}$, $V_{3,14}$, $V_{3,17}$, $V_{3,19}$, $V_{3,13}$. Dans ces volumes, on distingue plus particulièrement les protections des antennes HF, UHF et radar numérotées $V_{3,20}$, $V_{3,1}$ et $V_{3,8}$. L'intérieur des différents câbles blindés définit les volumes suivants : $V_{3,22}$, $V_{3,23}$, $V_{3,3}$, $V_{3,4}$, $V_{3,6}$, $V_{3,7}$. Les câbles non blindés (constituant le circuit 1), quant à eux, correspondent aux volumes $V_{3,10}$, $V_{3,15}$, $V_{3,16}$, $V_{3,18}$, $V_{3,11}$ et $V_{3,12}$.

Le dernier niveau de blindage est finalement associé au circuit 0. Les équipements 1,2,8,3 sont respectivement numérotés $V_{4,10}$, $V_{4,1}$, $V_{4,4}$ et $V_{4,6}$. Les câbles reliant ces équipements définissent les volumes $V_{4,11}$, $V_{4,12}$, $V_{4,2}$, $V_{4,3}$, $V_{4,5}$ et $V_{4,14}$.

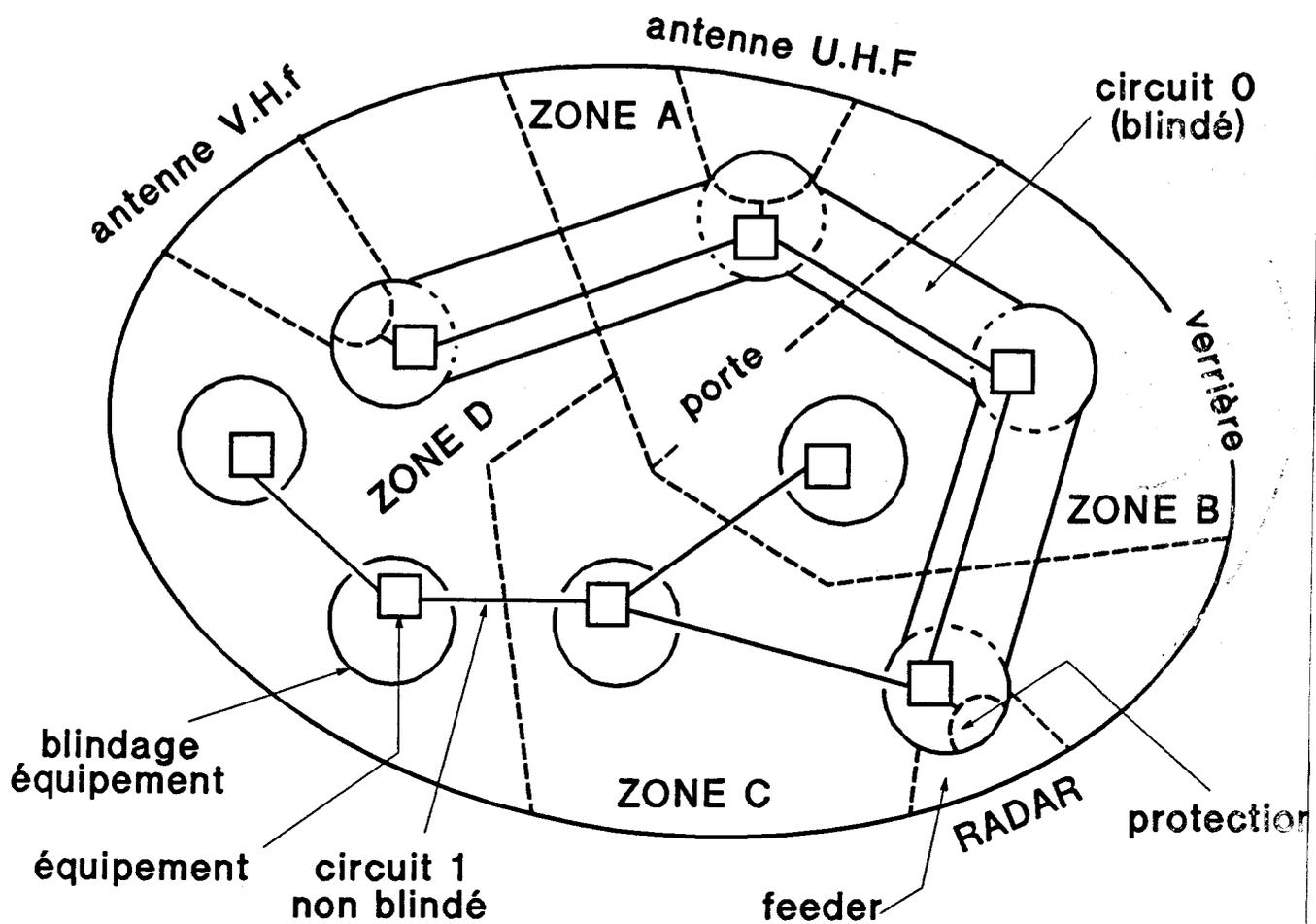


Figure II-10.a : Localisation des différents volumes physiques.

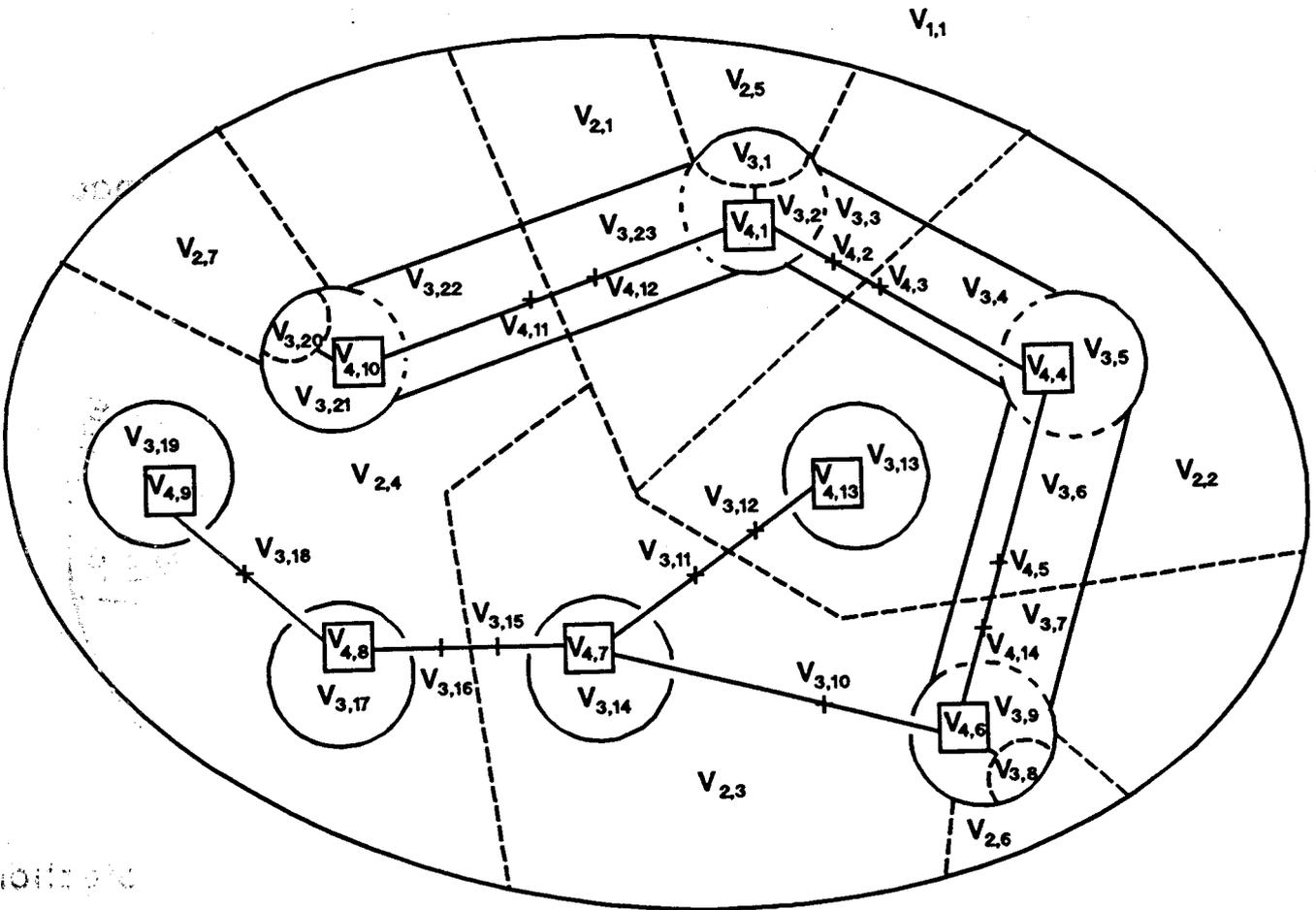


Figure II-10.b : Numérotation de volumes topologiques.

Figure II-10 : Diagramme topologique correspondant au schéma de la figure II-7.

II.2.3.3 - Etablissement du graphe topologique

Le graphe topologique correspondant au diagramme topologique de la figure II-10 est représenté figure II-11. Nous n'y avons fait figurer que des noeuds volumiques de façon à ne pas surcharger la représentation. De même, nous avons condensé la modélisation d'une interaction double entre deux noeuds par deux arêtes de sens opposés en la remplaçant par une seule arête comportant deux flèches de sens opposés. En effet, il faut admettre que la première impression qu'on a, à la vue de ce schéma, est celle de complexité. Et pourtant, l'exemple traité est simple. Dans le cas de problèmes plus complexes, la représentation globale du graphe topologique devient impossible.

Cependant, il convient de reconnaître que la description informatique de ce graphe ne pose aucun problème. La difficulté intervient en fait essentiellement au niveau de la représentation graphique. Une méthode pour remédier à cet inconvénient consiste à ne représenter que des portions de graphes. On peut, par exemple, se limiter aux parties de graphe relatives à un niveau de blindage donné dans le cas d'un traitement quantitatif. Cette représentation partielle permet également de caractériser le contexte électromagnétique au niveau de chaque noeud. Nous avons vu, en effet, que la notion d'approximation des bons blindages pouvait être parfois remise en cause à la traversée d'une surface topologique : c'est le cas pour le traitement des antennes ou la connexion d'éléments blindés à des équipements non blindés. On aura donc intérêt à représenter localement la portion de graphe en comprenant le ou les noeuds d'intérêt, en faisant apparaître toutes les arêtes connectées à ce ou ces noeuds. La figure II-12 illustre, par exemple, la façon de retracer le contexte électromagnétique local du volume $V_{3,11}$ en recherchant les liaisons relatives à ce volume sur le graphe topologique de la figure II-11. Dans le cas où l'on cherche à opérer une modification structurelle sur ce volume, ou si l'on cherche à le protéger, on visualise alors directement les volumes voisins pouvant être affectés ou sur lesquels doit se porter la protection.

Un autre avantage de la représentation sous forme de graphe topologique est que chacune des arêtes peut être individualisée suivant le phénomène physique de couplage qu'elle représente. Sur la figure II-11, nous avons utilisé la couleur pour rendre compte des différents types de couplage que l'on peut distinguer dans ce problème : la liste de ces

différents couplages est donnée sur la légende de la figure II-11. On est alors en mesure de visualiser rapidement l'influence d'un type de couplage par rapport à un autre sur les performances de la structure. Par exemple, la figure II-13 représente le graphe topologique concernant la diffusion dans le volume $V_{2,3}$. En ne considérant que ce type de pénétration depuis le milieu extérieur, on visualise alors l'ensemble des interactions mises en jeu. On constate notamment que certains types de couplages tels que la diffusion à travers les blindages d'équipement, les couplages sur conducteurs internes des câbles blindés ne sont pas à considérer pour ce problème.

II.3 - Conclusion du chapitre II

Nous avons présenté, dans ce chapitre, les principes fondamentaux de la topologie électromagnétique descriptive. Cette discipline consiste à représenter la géométrie d'un problème électromagnétique dans l'optique de pouvoir le décomposer en une série de problèmes élémentaires, indépendants les uns des autres. La première étape de la représentation consiste à établir le diagramme topologique qui définit les volumes topologiques propres et élémentaires dans la structure. Le diagramme topologique donne ensuite lieu à un autre type de représentation : le graphe topologique. Ce dernier présente l'avantage de faciliter la visualisation globale du cheminement des perturbations. Nous avons vu notamment comment la théorie des graphes pouvait représenter une aide incontestable à l'analyse des interactions électromagnétiques.

Ces principes fondamentaux, essentiels dans toute phase de conception électromagnétique, sont remis en cause dans la pratique, principalement à cause des circuits de câblage : en effet, les règles de câblage ne peuvent pas toujours s'accomoder de l'approximation des bons blindages. Nous avons, à ce propos, montré sur un exemple comment le graphe topologique pouvait être utile pour indiquer l'ensemble des interactions électromagnétiques existant au niveau de chaque noeud.

La phase d'analyse de la topologie d'un système étant achevée, on peut maintenant se poser la question de la mise à profit des principes énoncés plus haut pour quantifier les perturbations induites à l'intérieur d'une structure.

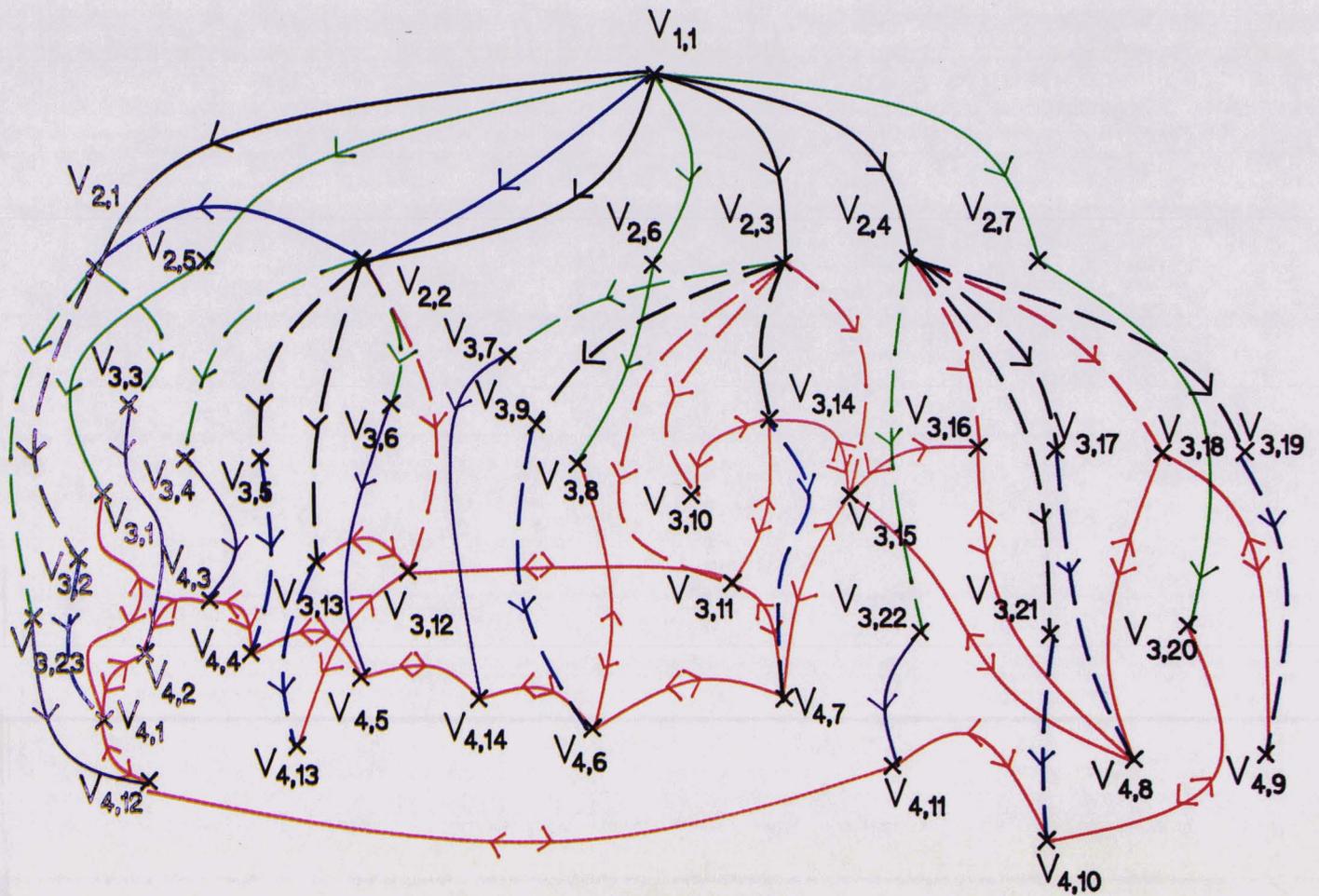


Figure II-11 : Graphe topologique correspondant au schéma de la figure II-7.

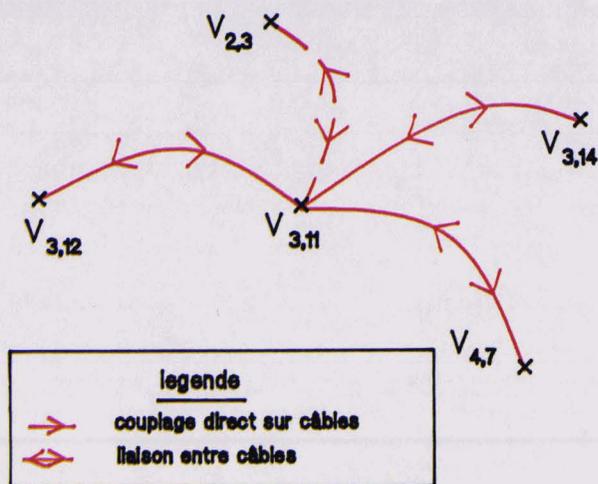


Figure II-12 : Représentation du contexte électromagnétique local du volume $V_{3,11}$ à l'aide du graphe topologique.

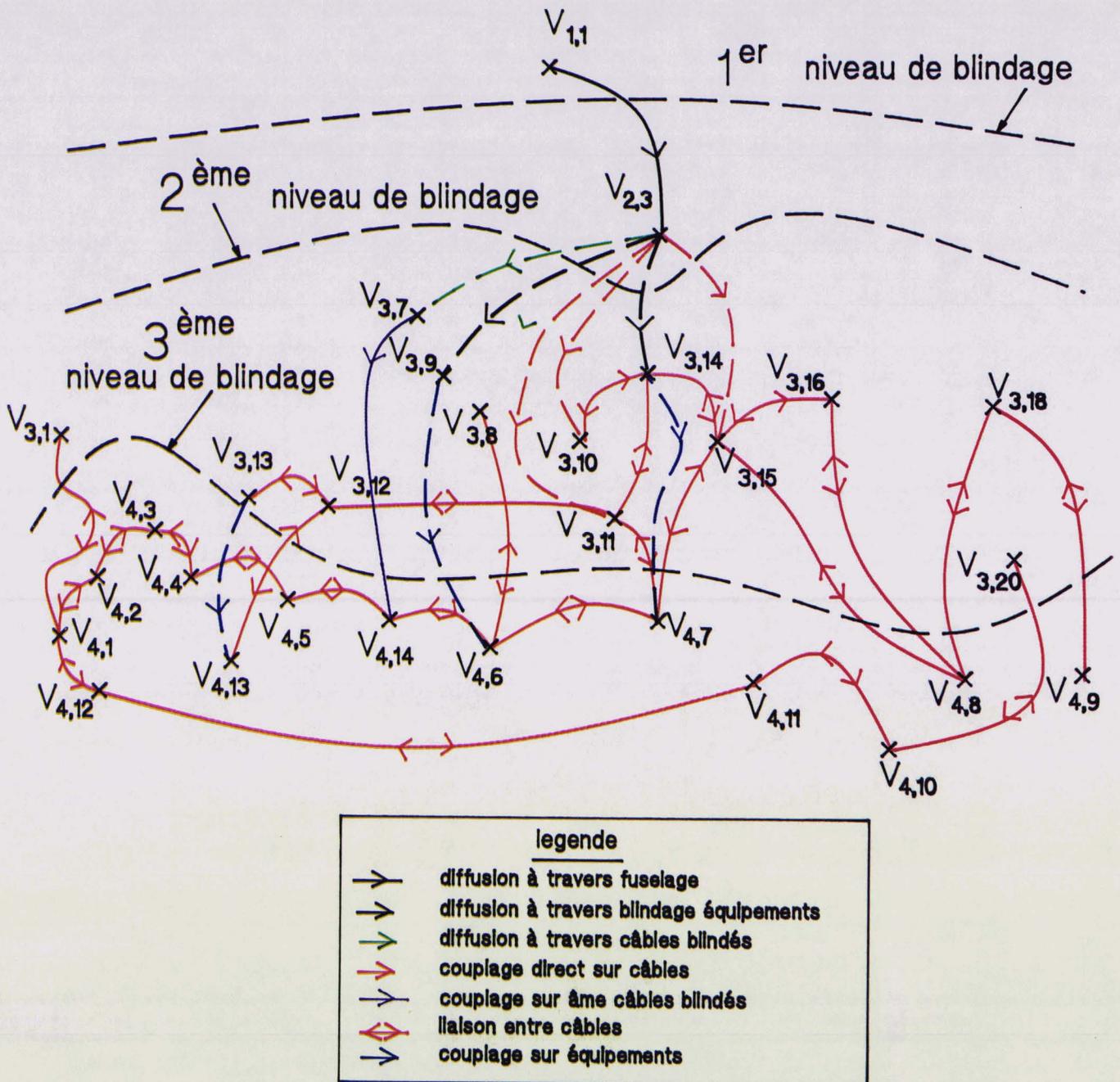


Figure II-13 : Graphe topologique relatif au couplage par diffusion dans le volume $V_{2,3}$.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE II

- [1] : C.E. Baum,
 "The Theory of Electromagnetic Interference Control".
 Interaction Notes. Note 478, 28 December 1989.
- [2] : J.P. Parmantier, G. Labaune, J.C. Alliot, P. Degauque,
 "Couplages électromagnétiques sur systèmes complexes : approche
 topologique".
 La Recherche Aérospatiale, Année 1990, n°5, pp. 57-70.
- [3] : C.E. Baum,
 "Sublayers Sets and Relative Shielding Order in Electromagnetic
 Topology".
 Electromagnetics 2 : 335-354, 1982.
- [4] : T. Karlson,
 "The Topological Concept of Generalised Shields".
 Interaction Notes. Note 350, November 1978.
- [5] : L.H. Clark, C.E. Baum,
 "Realization of Sublayer Relative Shielding Order in Electromagnetic
 Topology".
 Interaction Notes. Note 471, December 1988.
- [6] : R. Noss,
 "Planarity Criteria in Electromagnetic Topology".
 Interaction Notes. Note 434, July 1983.
- [7] : J.L. Vétri, G.I. Costache,
 "An Electromagnetic Interaction Modeling"
 IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 33, n°3,
 August 1991, pp. 241-251.
- [8] : M.A. Messier,
 "EMP Hardening Topology Expert System (Hard Top)".
 Interaction Note 449, Juin 1985,
 et Electromagnetics, pp. 79-93, 1986.
- [9] : J. Coat, J.M. Escane,
 "Analyse de systèmes linéaires".
 Cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité, n°2745, 1980.

- [10] : F.H. Tesche, P.R. Barnes,
"Transient Response of a Distribution Circuit. Recloser and Control Unit to a High Altitude Electromagnetic Pulse (HEMP) and Lightning".
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 32, n°2, May 1990, pp. 113 à 124.
- [11] : R. Noss,
"Alternative Labelling Schemes in Electromagnetic Topology".
Electromagnetics 6 : pp. 21-31, 1986.
- [12] : E. Ramis, C. Deschamps, J. Odoux,
"Cours de mathématiques spéciales". Tome 1. Algèbre.
Edition Masson, 1978.
- [13] : C.E. Baum,
"Some Bounds Concerning the Response of Linear Systems with a Nonlinear Element".
Interaction Notes. Note 438, 5 June 1984.

CHAPITRE III

**QUANTIFICATION DES
INTERACTIONS**

Le chapitre précédent nous a montré comment la description d'un problème sous forme topologique pouvait aider à la compréhension des phénomènes de couplages électromagnétiques à l'intérieur d'une structure. Elle est également le support permettant de quantifier ces couplages. Nous allons donc présenter différentes méthodes qui s'appuient sur ces principes de topologie descriptive pour quantifier les perturbations électromagnétiques induites dans un système.

III.1 - Analyse quantitative globale

La première démarche de quantification des perturbations électromagnétiques internes consiste à considérer que la source d'agression ainsi que la géométrie restent figées. Dans ces conditions, les grandeurs induites en tout point sont solutions des quatre équations de Maxwell qui tiennent compte de l'ensemble de la géométrie du problème. En particulier, dans chaque volume topologique propre, toute grandeur observable du type champ électromagnétique, courant, tension définie en un point, peut être reliée à celles définies en d'autres points voisins par de simples relations linéaires. Par conséquent, le choix d'une seule observable en un point unique d'un volume topologique propre peut suffire à décrire l'ambiance électromagnétique dans celui-ci. Notons que cette approche globale se prête parfaitement à la détermination expérimentale in-situ de ces relations linéaires. Celle-ci peut également se faire numériquement à condition que la géométrie étudiée puisse être entièrement décrite par un maillage précis ; cette dernière remarque exclut l'utilisation de modèles numériques dans le cas de structures complexes.

En insistant bien sur l'hypothèse d'une source et d'une géométrie données, il est donc possible d'exprimer sans approximation toute observable dans un volume topologique propre V_i , comme une fonction linéaire d'une observable quelconque définie dans le volume topologique propre V_j contenant V_i . On définira alors un vecteur (X_i) composé par les observables localisées en différents points de volume V_i . Physiquement, la localisation des différentes observables correspond à des points où l'utilisateur cherche à contrôler un ou plusieurs niveaux : il peut, par exemple, s'agir d'une composante du champ magnétique sous une ouverture comme des tensions d'entrée aux bornes d'un équipement. Supposons de même

qu'on appelle (X_j) le vecteur observable correspondant au volume topologique V_j ; on peut alors définir une matrice de transfert notée $(T_{i,j})$, reliant les vecteurs (X_i) et (X_j) par une relation du type :

$$(X_i) = (T_{i,j}) (X_j) \quad (\text{III-1})$$

Le nombre de lignes de $(T_{i,j})$ est égal à la dimension du vecteur observable (X_i) et le nombre de colonnes, à la dimension du vecteur observable (X_j) . Chaque volume topologique propre étant caractérisé par un vecteur observable, et chaque relation entre volumes topologiques propres par une matrice de transfert, l'état électromagnétique d'un système peut être entièrement décrit par un graphe topologique propre (voir figure II-3.a). On peut, en effet, associer chaque vecteur (X_i) à un noeud volumique V_i . A titre d'illustration, la figure III-1 montre comment ces principes peuvent être appliqués au graphe topologique de la figure II-3.a. Notamment, une telle représentation met clairement en évidence le moyen d'exprimer une observable (X_i) en tout point du graphe V_i en fonction de l'observable du volume extérieur $V_{1,1}$. Par exemple, au niveau du noeud $V_{4,2}$, on pourra écrire :

$$(X_{4,2}) = (T_{4,2;3,2}) (T_{3,2;2,1}) (T_{2,1;1,1}) (X_{1,1}) \quad (\text{III-2})$$

Remarquons bien qu'une telle approche ne peut être décrite que par une structure de graphe en arbre. En effet, toute observable ne peut dépendre que d'une seule autre observable. C'est pourquoi cette approche se prête parfaitement à l'utilisation d'un découpage topologique propre, c'est-à-dire un découpage ne mentionnant pas les volumes élémentaires (voir figure II-1). Illustrons sur un exemple comment construire une matrice de transfert globale. Supposons qu'au noeud V_j soient affectées deux observables E_1 et H_2 , définissant par exemple deux composantes des vecteurs champs électrique et magnétique en deux points physiques 1 et 2. Le vecteur (X_j) sera alors donné par :

$$(X_j) = \begin{pmatrix} E_1 \\ H_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III-3})$$

De même au noeud V_i , considérons quatre observables I_1, I_2, I_3, V_4 représentant des grandeurs de courant et tension en quatre points physiques 1, 2, 3 et 4, d'une ligne électrique. Le vecteur (X_i) est alors donné par :

$$(X_i) = \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ V_4 \end{pmatrix} \quad (\text{III-4})$$

Chacune des composantes (X_i) peut indifféremment être exprimée linéairement en fonction de E_1 ou H_2 . Supposons, par exemple, que seul I_3 soit exprimé en fonction de H_2 , la relation (III-1) s'écrit :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{1,1} & 0 \\ a_{2,1} & 0 \\ 0 & a_{3,2} \\ a_{4,1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ H_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III-5})$$

où les $a_{k,l}$ sont les différentes composantes de la matrice $(T_{i,j})$. Toutefois, d'autres matrices peuvent être choisies pour exprimer (X_i) et (X_j) . Par exemple, on constate que l'information contenue dans (III-5) est redondante puisque les grandeurs E et H sont elles-mêmes reliées linéairement. Une écriture immédiate consiste donc à exprimer les composantes de (X_i) en fonction d'une seule observable de V_j ; choisissons, par exemple, H_2 , la relation (III-1) prend alors la forme :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} \\ a_{21} \\ a_{31} \\ a_{41} \end{pmatrix} (H_2) \quad (\text{III-6})$$

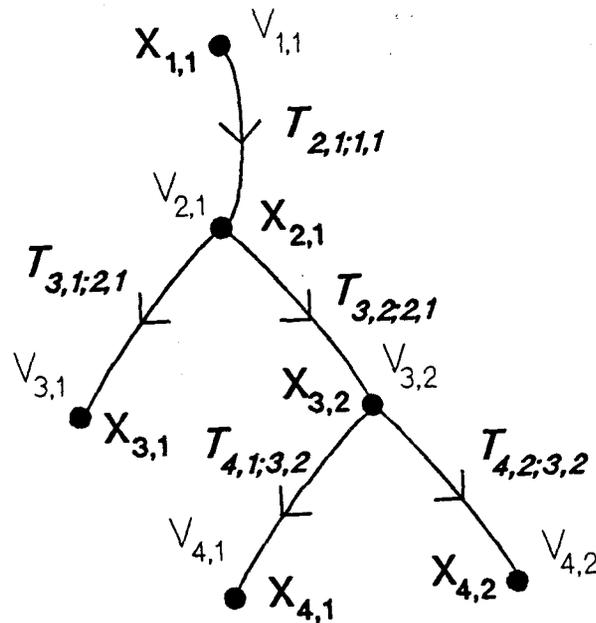


Figure III-1 : Quantification globale des interactions appliquée au graphe topologique propre de la figure II-3.a.

III.2 - Calculs prédictifs des interactions en topologie électromagnétique

III.2.1 - Limitations de l'analyse quantitative globale

L'analyse quantitative globale, basée sur la détermination des matrices de transfert entre les différents vecteurs observables d'une structure, à source et géométrie données, présente l'avantage de permettre le calcul précis, voire exact, du signal induit en des points particuliers d'une structure. Une telle approche se prête cependant assez mal au calcul prédictif, indispensable dans toute phase de conception électromagnétique. En effet, lors de la définition ou redéfinition d'un projet, on est amené à chercher l'influence de la géométrie, des matériaux, de la position et du routage des câbles, sur les niveaux internes induits. On doit alors effectuer toute une série d'études paramétriques destinées à analyser les variations des signaux après chaque modification structurelle. Une solution pourrait, bien sûr, consister à redéterminer systématiquement toutes les

fonctions de transfert globales, conformément aux principes énoncés plus haut. Au vu du nombre de cas à envisager et du temps de détermination, cette solution n'est pas réaliste.

Dans l'optique de mener des calculs prévisionnels, on préférera donc une méthode approchée consistant à décomposer un problème en une série de problèmes élémentaires que l'on traitera numériquement. L'avantage du numérique est de pouvoir faire varier à volonté la géométrie de la structure et surtout d'imposer des termes source et des conditions aux limites irréalisables expérimentalement.

III.2.2 - Définition des observables et opérateurs de transfert intrinsèques

Une approche quantitative efficace consiste à être capable de caractériser chacune des voies de pénétration dans la structure (y compris entre volumes élémentaires) indépendamment de ses voisines. En particulier, cette caractérisation ne doit pas dépendre des volumes autres que celui étudié. Une telle approche peut donc être parfaitement décrite en utilisant la notion de graphe topologique généralisé qui fait figurer l'ensemble des volumes élémentaires. Dans l'optique de contrôler les signaux induits à la traversée des surfaces, nous opterons de plus pour une description du graphe mentionnant les noeuds surfaciques (voir figure II-4.b).

Pour individualiser chacune des voies de pénétration, nous nous proposons d'affecter en chacun des noeuds du graphe, un vecteur d'observables, dites "intrinsèques", prises en différents points physiques d'un volume correspondant. Toutefois, contrairement à l'analyse quantitative globale dans laquelle chacune des observables élémentaires est scalaire, l'analyse prévisionnelle impose de définir des "vecteurs" observables élémentaires. En effet, une caractérisation intrinsèque suppose l'indépendance en fonction du terme source. Ces vecteurs élémentaires pourront, par exemple, être constitués par l'ensemble des composantes du champ électromagnétique en un point d'une cavité, par les densités de courant électriques et magnétiques sur une surface. D'une manière générale, nous noterons $[X_i]$, le vecteur observable intrinsèque regroupant les vecteurs observables élémentaires définis au noeud i . Chacune des arêtes du graphe généralisé pourra alors être caractérisée par un opérateur de

transfert $[T_{i,j}]$, dit "intrinsèque", reliant deux vecteurs $[X_i]$ et $[X_j]$ aux noeuds V_i et V_j par une relation réciproque du type :

$$[X_i] = [T_{i,j}] [X_j] \quad (\text{III-7})$$

III.2.3 - Exemple de caractérisation intrinsèque dans un calcul prévisionnel

Dans la pratique, les opérateurs $[T_{i,j}]$ définis en (III-7) sont difficiles à exprimer simplement car ils font fréquemment intervenir des opérations de type dérivée partielle ou intégrale agissant sur un ensemble continu d'observables (voir formalisme des équations intégrales [1]). Cependant, il reste toujours possible d'imposer numériquement des conditions aux limites particulières sur la géométrie de façon à déterminer des relations matricielles, valables pour une source donnée. Dans la suite de ce paragraphe, les grandeurs observables résultant de l'application d'une source donnée seront notées avec un surindice "0". Les vecteurs et matrices seront notés entre parenthèses, les scalaires, sans parenthèse.

Dans chacun des problèmes élémentaires, on peut donc calculer une matrice de transfert $(T_{i,j}^0)$, comme dans l'analyse quantitative globale, reliant l'ensemble des composantes d'un vecteur (X_i^0) à une seule des composantes $(X_j^0)_x$ d'un vecteur (X_j^0) ; (X_i^0) et (X_j^0) étant respectivement les valeurs prises par les observables intrinsèques $[X_i]$ et $[X_j]$ suite à l'application d'une source dans V_i et V_j . La relation linéaire est la suivante :

$$(X_i^0) = (T_{i,j}^0) (X_j^0)_x \quad (\text{III-8})$$

Sur le diagramme topologique représenté figure III-2.a, nous allons montrer comment construire les situations élémentaires qui permettent de caractériser individuellement chacune des voies de pénétration. La topologie du problème est simple et se limite à un volume propre externe V_1 et deux volumes élémentaires internes V_2 et V_3 . Deux ouvertures, 2 et 3, sont pratiquées dans V_2 et V_3 sur les surfaces extérieures $S_{1,2}$ et $S_{1,3}$. Une ouverture 1 est également pratiquée sur la surface élémentaire $S_{2,3}$ séparant V_2 et V_3 . Le graphe topologique généralisé correspondant est représenté figure III 2.b.

1° - Caractérisation des couplages extérieurs

Le premier problème représenté figure III-3.a correspond au problème électromagnétique extérieur. Il est déduit de l'approximation des bons blindages qui suppose que les observables extérieures ne sont pas influencées par la variation des observables intérieures. Nous pouvons considérer que $S_{1,2}$ et $S_{1,3}$ sont entièrement métalliques. Le traitement de ce problème permet alors de déterminer le champ magnétique tangentiel H_{cc}^0 et le champ électrique perpendiculaire E_{cc}^0 en tout point de $S_{1,2}$ et $S_{1,3}$. Plus particulièrement, on peut à partir de E_{cc}^0 et H_{cc}^0 , donner une expression approchée du vecteur densité de courant magnétique M_S^0 au niveau des ouvertures 2 et 3 [2]. M_S^0 devient alors le nouveau terme source pour le problème intérieur. On peut donc définir deux matrices $(T_{S_{1,2}}^0; v_1)$ et $(T_{S_{1,3}}^0; v_1)$, reliant :

- $(M_{S_2}^0)$ et $(M_{S_3}^0)$, les vecteurs source de courant magnétique composés des différentes composantes de M_S^0 prises en plusieurs points des ouvertures 2 et 3, d'une part,
- et $(X_1^0)_x$ une des composantes du champ électromagnétique pris en un point quelconque de V_1 , d'autre part.

Les relations peuvent alors s'écrire de la manière suivante :

$$(M_{S_2}^0) = (T_{S_{1,2}}^0; v_1)_x (X_1^0)_x \quad (\text{III-9})$$

$$(M_{S_3}^0) = (T_{S_{1,3}}^0; v_1)_x (X_1^0)_x \quad (\text{III-10})$$

2° - Caractérisation des couplages internes

L'étape suivante consiste à caractériser les couplages intérieurs. Par exemple, en observant le graphe topologique généralisé représenté figure III-2.b, on constate que le champ électromagnétique dans le volume V_2 (observable intrinsèque $[X_2]$) dépend à la fois du champ électromagnétique dans V_1 (observable intrinsèque $[X_1]$) et dans V_3 (observable intrinsèque $[X_3]$). Si on introduit les opérateurs intrinsèques

$[T_{1,2}]$, caractérisant le couplage externe par l'ouverture 2, et $[T_{2,3}]$, caractérisant le couplage par l'ouverture 3, on a la relation suivante :

$$[X_2] = [T_{2,1}] [X_1] + [T_{2,3}] [X_3] \quad (\text{III-11})$$

De même, en V_3 en introduisant l'opérateur intrinsèque $[T_{3,1}]$, caractérisant le couplage par l'ouverture 2 et $[T_{3,2}]$, opérateur réciproque de $[T_{2,3}]$, on pourra écrire :

$$[X_3] = [T_{3,1}] [X_1] + [T_{3,2}] [X_2] \quad (\text{III-12})$$

a. Couplage par ouverture 2

La mise en évidence du couplage par l'ouverture 2 suppose donc d'après (III-11) l'absence de signal dans V_3 . Pour annuler $[X_3]$, la relation (III-12) impose que :

$$[T_{3,1}] = [0] \quad (\text{III-13})$$

et

$$[T_{3,2}] = [0] \quad (\text{III-14})$$

Ces dernières relations correspondent à la situation physique représentée figure III-3.b dans laquelle les ouvertures 3 et 1 sont court-circuitées.

La résolution de ce problème permet de trouver la relation linéaire entre :

- (x_2^0) , le vecteur observable induit dans V_2 ;
- $(M_{S_2}^0)_x$, une composante du vecteur source (M_{S_2}) sur l'ouverture 2.

En introduisant la matrice de transfert $(T_{V_2; S_{1,2}}^0)$, on a la relation suivante :

$$(x_2^0) = (T_{V_2; S_{1,2}}^0) (M_{S_2}^0)_x \quad (\text{III-15})$$

La relation (III-9) permet d'exprimer $(M_{S_2}^0)_x$ en introduisant le

coefficient $(T_{S_{1,2};V_1})_x$ de la matrice $(T_{S_{1,2};V_1})$. On a :

$$(M_{S_2}^0)_x = (T_{S_{1,2};V_1})_x (X_1^0)_x \quad (\text{III-16})$$

En remplaçant l'expression de $(M_{S_2}^0)_x$ dans (III-15), on peut alors définir une relation directe entre $(X_1^0)_x$ et $(X_2^0)_x$, caractérisant l'ouverture 2 :

$$(X_2^0)_x = (T_{2,1}^0) (X_1^0)_x \quad (\text{III-17})$$

où $(T_{2,1}^0)$ s'exprime par :

$$(T_{2,1}^0) = (T_{V_2;S_{1,2}}^0) (T_{S_{1,2};V_1})_x \quad (\text{III-18})$$

b. Couplage par ouverture 3

Un raisonnement similaire peut être mené pour caractériser le couplage par l'ouverture 3 indépendamment des autres ouvertures. Pour cela, on doit annuler l'observable intrinsèque V_2 dans (III-12), ce qui correspond au problème physique décrit figure III-3.c (ouvertures 2 et 1 court-circuitées). On définira donc une matrice de transfert $(T_{3,1}^0)$, reliant $(X_1^0)_x$ et $(X_3^0)_x$:

$$(X_3^0)_x = (T_{3,1}^0) (X_1^0)_x \quad (\text{III-19})$$

où $(T_{3,1}^0)$ s'exprime en fonction de :

- $(T_{S_{1,3};V_1})_x$, une composante de la matrice $(T_{S_{1,3};V_1})$ définie en (III-10) ;

$(T_{V_3;S_{1,3}})$ caractérisant le couplage par l'ouverture 3.

c. Couplage par ouverture 1

Reste à caractériser le couplage par l'ouverture 1. Une méthode immédiate consiste à résoudre le problème physique représenté figure III-3.d. On considère un couplage simultané dans V_2 et V_3 par les

ouvertures 2 et 3. Dans notre cas, le problème revient à traiter l'ensemble du problème interne ; cependant, dans le cas où le nombre de volumes élémentaires est supérieur à deux, on pourra encore les exciter deux par deux, de façon à ne pas traiter l'intégralité du problème interne. La relation intrinsèque (III-11) permet de déduire la relation correspondant à une source donnée :

$$(x_2^0) = (T_{2,1}^0) (x_1^0)_x + (T_{2,3}^0) (x_3^0)_x \quad (\text{III-20})$$

où

- $(T_{2,1}^0)$ est la matrice de transfert de la relation (III-18) ;
- (x_2^0) , le vecteur observable calculé dans V_2 ;
- $(x_3^0)_x$, une composante du vecteur observable calculée dans V_3 ;
- $(T_{2,3}^0)$, la matrice de transfert caractérisant l'ouverture 1, pour l'excitation étudiée.

La connaissance de $(T_{2,1}^0)$, (x_1^0) , $(x_2^0)_x$ et $(x_3^0)_x$ permet alors de calculer $(T_{2,3}^0)$ à partir de (III-20).

On remarquera que dans les différents raisonnements, nous avons considéré implicitement que les trois ouvertures étaient découplées. C'est-à-dire que les modifications de charge au niveau des ouvertures (ouvertes, court-circuitées) n'affectaient pas la répartition des densités de courant sur les surfaces. Cette hypothèse est cependant en accord avec celle du découpage topologique représenté figure II-2.a. En effet, si les ouvertures étaient couplées, on ne pourrait pas distinguer deux volumes élémentaires dans le volume interne, et le traitement résultant serait différent.

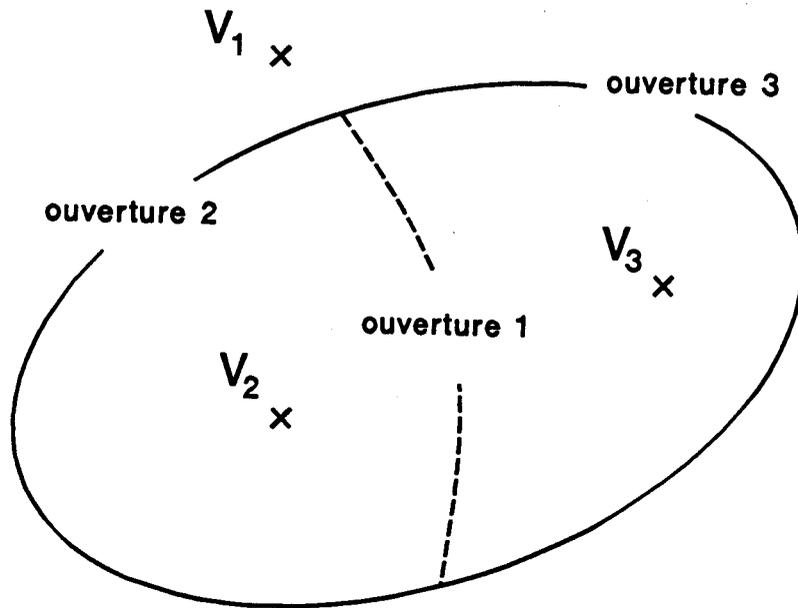


Figure III-2.a : Diagramme topologique.

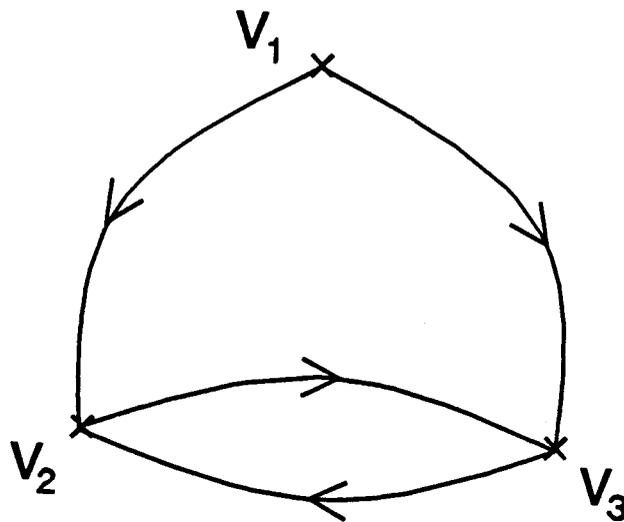


Figure III-2.b : Graphe topologique généralisé.

Figure III-2 : Exemple de problème topologique.

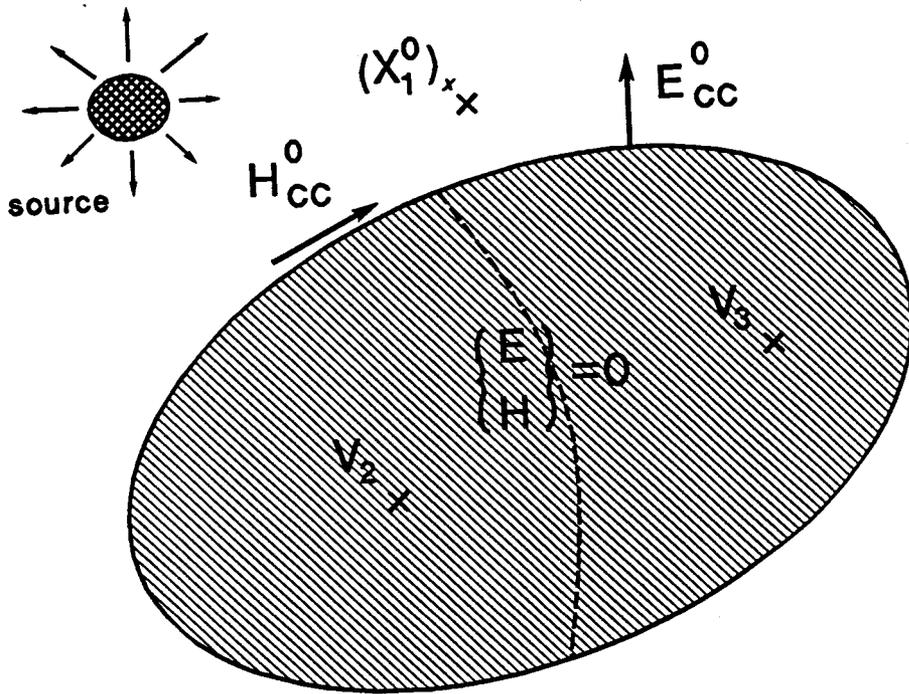


Figure III-3.a : Traitement du problème extérieur.

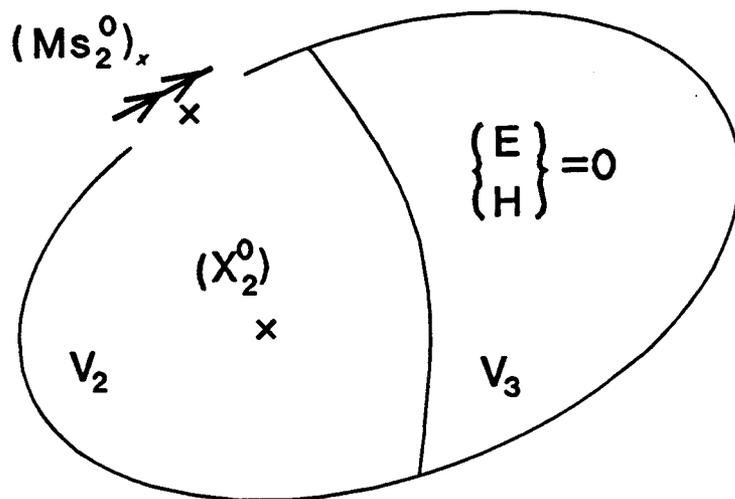


Figure III-3.b : Traitement du couplage par ouverture 2.

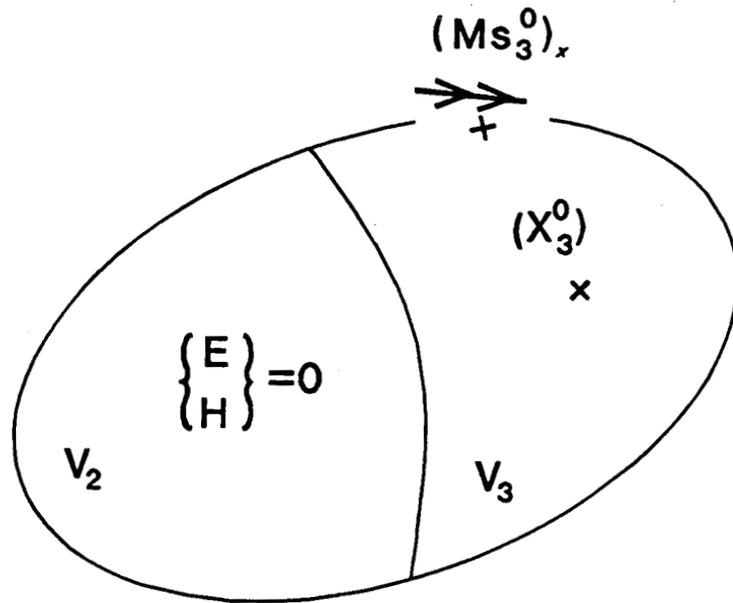


Figure III-3.c : Traitement du couplage dans V_3 par ouverture 3.

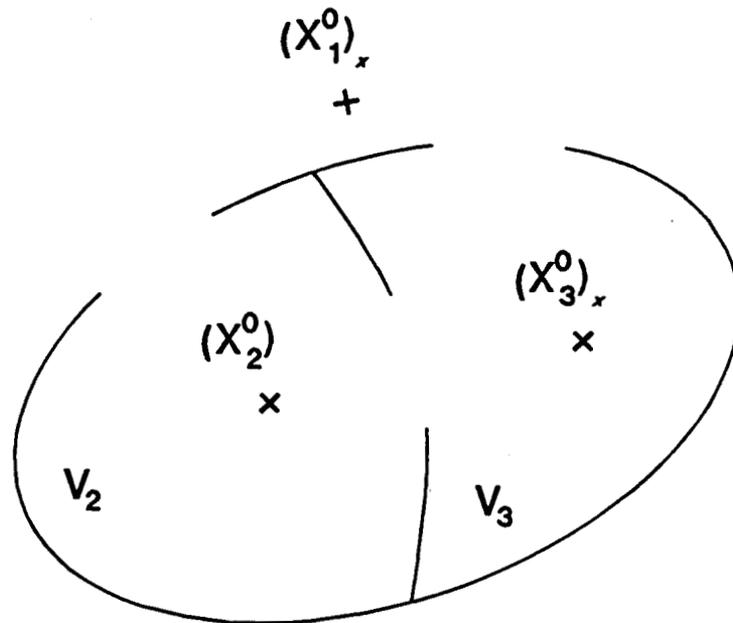


Figure III-3.d : Mise en évidence du couplage par ouverture 1.

Figure III-3 : Différents problèmes physiques permettant de caractériser les couplages par les ouvertures 1,2,3 de la figure III-2.

III.2.4 - Cas particulier des couplages sur câbles

III.2.4.1 - Importance des couplages sur câbles

L'ensemble des torons et fils électriques à l'intérieur d'une structure définit un système que nous appellerons "réseau de câbles". Remarquons que les éléments tubulaires comme les tuyaux contribuent à la répartition des signaux électriques sur les câbles et font ainsi partie intégrante de ce réseau. Dans l'étude du problème intérieur, la quantification des couplages électromagnétiques sur les réseaux de câbles se distingue de façon très significative des autres formes de couplages. En effet, elle fait l'objet d'un formalisme dit "formalisme des réseaux de lignes de transmission multiconducteur" qui se prête parfaitement aux principes généraux de la topologie électromagnétique. Notamment, nous verrons que chacune des interactions sur les éléments constitutifs du réseau peut être décrite par un opérateur de transfert intrinsèque. Le formalisme se présente donc comme un outil prévisionnel efficace pour réaliser de la "topologie de câblages". Par la suite, nous verrons également qu'il peut être généralisé à des formes de couplage autres que les couplages sur lignes. Du point de vue description topologique, le réseau de câbles mettra en interaction plusieurs volumes élémentaires. On peut penser que cette remarque va à l'encontre du principe fondamental de la topologie électromagnétique qui consiste, aussi souvent que possible, à découper un problème global donné en plusieurs problèmes élémentaires, traités indépendamment. Nous montrerons cependant qu'en ramenant des conditions aux limites précises au niveau des points de pénétration des câbles dans un volume élémentaire, il reste possible de caractériser de façon intrinsèque le couplage dans ce volume.

Compte tenu de l'importance que revêt le couplage sur câbles en aéronautique, nous avons porté notre effort sur l'application de la topologie électromagnétique aux réseaux de lignes multiconducteur.

III.2.4.2 - Couplages sur lignes multiconducteur

III.2.4.2.1 - Schéma électrique et définition des grandeurs électriques

Le modèle électrique de la cellule élémentaire d'une ligne multiconducteur est celui représenté sur la figure III-4. Il fait apparaître un faisceau de N lignes sur une longueur dz . Sur chacune de ces lignes on peut définir des tensions $V_n(z,s)$ par rapport à une référence de potentiel commune, et des courants $I_n(z,s)$. z représente la grandeur spatiale le long de la ligne, s représente la variable fréquentielle.

Pour traduire les couplages électriques entre fils, on a fait figurer des matrices impédance $(Z_{n,m}(s))$ et admittance $(Y_{n,m}(s))$, qu'on supposera toutes deux indépendantes de l'abscisse z , et définies par élément de longueur dz , [3].

Pour traduire le couplage extérieur, on a fait figurer des générateurs de tension série $V_n^{(s)}(z,s)$ et de courant parallèle $I_n^{(s)}(z,s)$, définis par unité de longueur dz . (D'une manière générale, le surindice (s) sera affecté aux termes source). Ces générateurs sont calculés à partir de la cartographie des champs dans la structure, en l'absence de toute ligne (voir annexe III-3).

On peut écrire deux équations différentielles matricielles :

$$\frac{d}{dz} (V_n(z,s)) = - (Z_{n,m}(s)) \cdot (I_n(z,s)) + (V_n^{(s)}(z,s)) \quad (\text{III-21})$$

$$\frac{d}{dz} (I_n(z,s)) = - (Y_{n,m}(s)) \cdot (V_n(z,s)) + (I_n^{(s)}(z,s)) \quad (\text{III-22})$$

En posant

$$(Y_{c_{n,m}}(s)) = [(Z_{n,m}(s)) \cdot (Y_{n,m}(s))]^{1/2}, \quad (\text{III-23})$$

(voir le calcul de la racine carré d'une matrice, annexe III-1)

matrice de coefficient de propagation, et

$$(Z_{c_{n,m}}(s)) = (\Upsilon_{c_{n,m}}(s)) (Y_{n,m}(s))^{-1}, \quad (\text{III-24})$$

matrice impédance caractéristique. En effectuant les changements de variables suivants :

$$(V_n(z,s))_+ = (V_n(z,s)) + (Z_{c_{n,m}}(s)) (I_n(z,s)) \quad (\text{III-25})$$

$$(V_n(z,s))_- = (V_n(z,s)) - (Z_{c_{n,m}}(s)) (I_n(z,s)) \quad (\text{III-26})$$

$$(V_n^{(s)}(z,s))_+ = (V_n^{(s)}(z,s)) + (Z_{c_{n,m}}(s)) (I_n^{(s)}(z,s)) \quad (\text{III-27})$$

$$(V_n^{(s)}(z,s))_- = (V_n^{(s)}(z,s)) - (Z_{c_{n,m}}(s)) (I_n^{(s)}(z,s)) \quad (\text{III-28})$$

Les équations différentielles (III-21) et (III-22) s'écrivent :

$$\left[(1_{n,m}) \frac{d}{dz} + (\Upsilon_{c_{n,m}}(s)) \right] \cdot (V_n(z,s))_+ = (V_n^{(s)}(z,s))_+ \quad (\text{III-29})$$

$$\left[(1_{n,m}) \frac{d}{dz} - (\Upsilon_{c_{n,m}}(s)) \right] \cdot (V_n(z,s))_- = (V_n^{(s)}(z,s))_- \quad (\text{III-30})$$

où $(1_{n,m})$ représente la matrice unité.

L'intérêt d'introduire les nouvelles variables réside dans le fait que les relations (III-21) et (III-22) s'écrivent de manière découplée.

D'autre part, ces relations montrent que $(V_n(z,s))_+$ et $(V_n(z,s))_-$ correspondent à des grandeurs se propageant respectivement dans le sens des z croissants et des z décroissants.

III.2.4.2.2 - Solution de l'équation de propagation

La résolution de l'équation (III-29) permet d'exprimer $(V_n(z,s))_+$ en fonction d'une constante $(V_n(z_0,s))_+$ correspondant à une valeur prise en un point d'abscisse z_0 :

$$(V_n(z,s))_+ = \left\{ \exp - (\Upsilon_{c_{n,m}}(s)) [z - z_0] \right\} (V_n(z_0,s))_+$$

$$+ \int_{z_0}^z \left\{ \exp - \left(\Upsilon_{c_{n,m}}(s) \right) [z - z'] \right\} \cdot \left(v_n^{(s)}(z', s) \right)_+ dz' \quad (\text{III-31})$$

De même, celle de l'équation (III-30) donne :

$$\begin{aligned} \left(v_n(z, s) \right)_- &= \left\{ \exp + \left(\Upsilon_{c_{n,m}}(s) \right) [z - z_0] \right\} \left(v_n(z_0, s) \right)_- \\ &+ \int_{z_0}^z \left\{ \exp + \left(\Upsilon_{c_{n,m}}(s) \right) [z - z'] \right\} \cdot \left(v_n^{(s)}(z', s) \right)_- dz' \end{aligned} \quad (\text{III-32})$$

(voir le calcul de l'exponentielle d'une matrice annexe III-2).

En connaissant les signaux vecteurs de tension et de courant à une abscisse z_0 quelconque, on peut donc calculer les deux grandeurs $(v_n(z, s))_+$ et $(v_n(z, s))_-$ à partir de (III-31) et (III-32). On remonte ensuite aux grandeurs vecteur de tension $(v_n(z, s))$ et courant $(i_n(z, s))$ en tout point de la ligne grâce aux relations suivantes :

$$(v_n(z, s)) = \frac{1}{2} \left[(v_n(z, s))_+ + (v_n(z, s))_- \right] \quad (\text{III-33})$$

et

$$(Z_{c_{n,m}}(s)) \cdot (i_n(z, s)) = \frac{1}{2} \left[(v_n(z, s))_+ - (v_n(z, s))_- \right] \quad (\text{III-34})$$

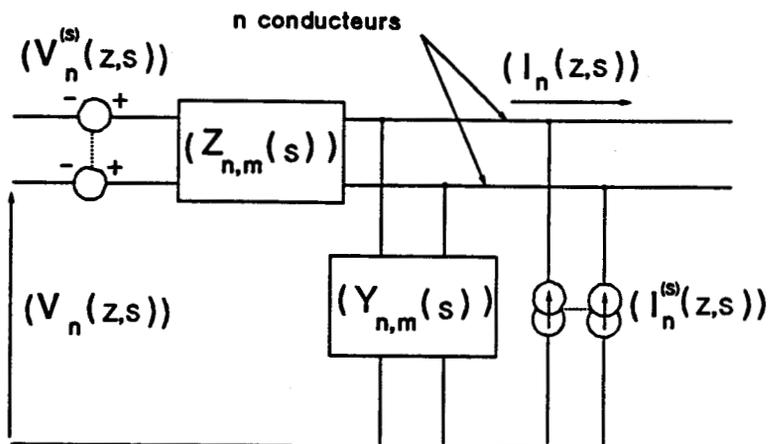


Figure III-4 : Modélisation d'une cellule élémentaire pour une ligne multiconducteur.

II.2.4.3 - Réseaux de lignes de transmission multiconducteur

III.2.4.3.1 - Représentation d'un réseau

Jusqu'à présent, de nombreuses études ont été menées pour caractériser le couplage électromagnétique sur des lignes multiconducteur prises individuellement. Cependant, dans la pratique, les différentes lignes sont connectées entre elles et définissent ainsi un réseau.

La propagation des signaux est assurée par les lignes multiconducteur, que nous appellerons "tubes". La répartition des signaux entre les différents tubes sera assurée par des "jonctions". On appellera réseau topologique, un réseau de lignes de transmission multiconducteur : il est constitué de tubes reliés entre eux par des jonctions.

La figure III-5.a représente un exemple de réseau topologique simple sur lequel chacune des jonctions et chacun des tubes sont répertoriés par une numérotation arbitraire. La description structurelle complète du réseau suppose également de connaître la longueur et le nombre de fils élémentaires constituant chaque ligne multiconducteur.

On remarquera la parenté évidente entre le réseau topologique et le graphe topologique ; la notion de réseau s'identifiant à celle de noeud du graphe, la notion de tube du réseau s'identifiant à celle d'arête du graphe. La différence essentielle du réseau est qu'on n'affecte pas de sens de propagation unidirectionnel sur les tubes comme on peut le faire sur les arêtes. Pour cela, on introduit sur chaque tube deux observables W_i et W_j appelés "ondes", associés à deux sens de propagation inverses. Signalons que la notation W_i est une notation globale. L'onde $W_i(z)$ caractérisera l'état électromagnétique du tube i à une abscisse z . Quand nous écrirons W_i , la notation signifiera que l'on considère l'onde en tant qu'entité, sans tenir compte de sa position z . Nous verrons également que les différentes ondes peuvent s'exprimer aisément en fonction des différentes grandeurs électriques introduites précédemment.

A titre d'illustration, la figure III-5.b illustre la numérotation des ondes du réseau topologique de la figure III-5.a. La direction de

propagation des ondes est modélisée par une flèche partant de la jonction terminale de chaque tube. Le fait d'imposer arbitrairement une direction de propagation pour chaque onde et de faire intervenir deux ondes de sens opposés, est en accord avec la notion classique de propagation d'ondes directes et rétrogrades sur les lignes.

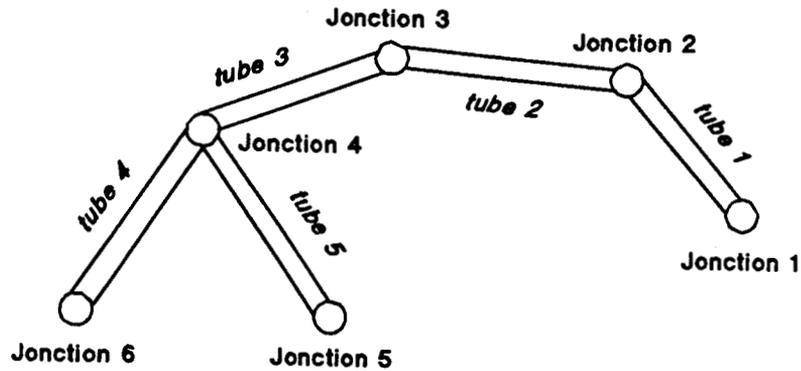


Figure III-5.a : Exemple de réseau topologique.

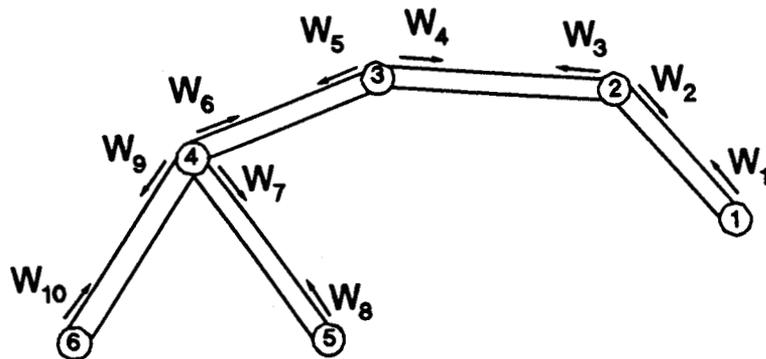


Figure III-5.b : Numérotation des ondes sur le réseau de la figure III-5.a.

Figure III-5 : Réseau topologique.

III.2.4.3.2 - Description numérique d'un réseau topologique

1. Choix de matrices caractéristiques

Quand le réseau topologique se complexifie en faisant intervenir un grand nombre d'éléments, une représentation schématique telle que celle de la figure III-5.a devient irréaliste, voire inutile parce que difficile à interpréter. Par contre, la structure complète du réseau peut aisément être décrite informatiquement à l'aide de matrices caractéristiques.

Les matrices caractéristiques sont des matrices d'indicateurs dont les valeurs correspondent à un codage permettant de décrire le réseau topologique. Typiquement, les valeurs de ces coefficients sont 0, +1, -1. Ces matrices donnent donc les relations géométriques existant entre les trois éléments constitutifs du réseau : les jonctions, les ondes, les tubes.

Le codage dépend du choix de chaque utilisateur et un nombre réduit de matrices caractéristiques permet de décrire complètement le réseau (bien qu'une redondance d'indicateurs puisse faciliter les calculs). A titre d'exemple, nous avons choisi de présenter les matrices caractéristiques suivantes :

- la matrice Jonctions-Jonctions : (J.J) ;
- la matrice Ondes-Ondes : (W.W) ;
- la matrice Jonctions-Ondes : (J.W).

Enfin pour décrire complètement une agression, il faut savoir sur quels tubes se produisent les couplages électromagnétiques de sources extérieures : nous introduirons donc un vecteur caractéristique Ondes-Sources (W.S).

2. La matrice Jonctions-Jonctions (J.J)

Elle est définie par le codage suivant : étant donné deux jonctions J_v et $J_{v'}$, différentes,

$$\begin{cases} (J.J)_{vv'} = 1 & \text{si les jonctions } J_v \text{ et } J_{v'} \text{ sont reliées par un tube} \\ (J.J)_{vv'} = 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

Sur la figure III-5.b, nous avons numéroté volontairement les jonctions de manière arbitraire, pour insister sur le fait que la numérotation n'est qu'un moyen d'individualiser chacune des jonctions.

Par exemple, la matrice (J.J) correspondant au réseau décrit sur la figure III-5.b est la suivante :

$$(J.J) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-35})$$

On peut remarquer que cette matrice suffit à décrire entièrement l'architecture arborescente du réseau.

3. La matrice Ondes-Ondes (W.W)

Etant donné deux ondes W_i et W_j , les indicateurs matriciels sont donnés par :

$$\begin{cases} (W.W)_{ij} = 1 & \text{s'il existe une jonction quelconque } J\lambda \text{ telle que l'onde } W_i \\ & \text{parte de } J\lambda \text{ et l'onde } W_j \text{ arrive sur la même jonction } J\lambda \\ (W.W)_{ij} = 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

Dans l'exemple de la figure III-5.b, la matrice Ondes-Ondes s'écrit :

$$\begin{array}{c}
 \searrow \text{numéro d'onde} \equiv \text{indice de colonne} \\
 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ 8 \ 9 \ 10 \\
 \begin{array}{c}
 1 \\
 2 \\
 3 \\
 4 \\
 5 \\
 6 \\
 7 \\
 8 \\
 9 \\
 10
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left[\begin{array}{cccccccccc}
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0
 \end{array} \right] \\
 \end{array}
 \end{array}
 \quad (W.W) = \quad (III-36)$$

$$\swarrow \text{numéro d'onde} \equiv \text{indice de ligne}$$

Nous verrons par la suite que l'importance de cette matrice réside dans le fait que chacun des coefficients unitaires caractérise l'emplacement des blocs matriciels de la matrice associée à la répartition des signaux au niveau de chaque jonction.

4. La matrice Jonctions-Ondes (J.W)

Elle permet de savoir à quelle jonction chaque onde est rattachée. Nous pouvons adopter la convention suivante : étant donné une onde W_i et une jonction J_v

$$\begin{cases}
 (J.W)_{vi} = 1 & \text{si } W_i \text{ part de } J_v \\
 (J.W)_{vi} = -1 & \text{si } W_i \text{ arrive sur } J_v \\
 (J.W)_{vi} = 0 & \text{dans le cas contraire}
 \end{cases}$$

Reprenons l'exemple de la figure III-5.b. La matrice caractéristique (J.W) est la suivante :

$$\begin{array}{c}
 \searrow \text{numéro d'onde } i \equiv \text{indice de colonne} \\
 (J.W) = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
 \nearrow \text{numéro de jonction } v \equiv \text{indice de ligne}
 \end{array} \quad (III-37)$$

5. Le vecteur Ondes-Sources (W.S)

Ce vecteur caractéristique permet de savoir sur quels tubes il existe un couplage électromagnétique dû à une source extérieure. Nous avons retenu la convention suivante : soit une onde W_i

$$\begin{cases}
 (W.S)_i = 1 & \text{s'il existe une source se couplant sur le tube} \\
 & \text{de propagation de } W_i \\
 (W.S)_i = 0 & \text{dans le cas contraire}
 \end{cases}$$

Ce vecteur caractéristique permet de déterminer aisément les tubes agressés par une source électromagnétique. Par exemple, dans le cas où tout le réseau de la figure III-5.b est victime d'une agression électromagnétique, le vecteur (W.S) s'écrit :

$$(W.S) = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (III-38)$$

\nearrow numéro d'onde \equiv indice de ligne

Bien entendu, ce vecteur se distingue des matrices caractéristiques précédentes en ce sens qu'il peut être modifié suivant la situation de couplage sans pour autant affecter l'architecture du graphe.

III.2.4.3.3 - Les équations du réseau

1. Définition des observables de type onde sur les tubes

Nous avons vu précédemment que deux ondes associées à des sens de propagation opposés étaient affectées sur chaque tube du réseau topologique. Nous allons étudier comment relier ces grandeurs aux grandeurs de tension et courant définies au paragraphe III.2.4.2.1.

Conformément au fait que nous imposons le sens des inconnues ondes se propageant sur le réseau, nous ne retiendrons que les signaux du type $(V_n(z,s))_+$ (correspondant à des signaux se propageant dans le sens des z croissants). Remarquons qu'on peut tout aussi bien choisir des signaux du type $(V_n(z,s))_-$.

On posera donc pour un tube donné :

$$W(z) = (V_n(z,s))_+ \quad (\text{III-39})$$

soit encore d'après (III-26) :

$$W(z) = (V_n(z,s)) + (Z_{c_{n,m}}(s)) \cdot (I_n(z,s)) \quad (\text{III-40})$$

D'une manière générale, nous définirons pour chaque onde W_i une extrémité 0 prise à un point $z = 0$ correspondant à une extrémité physique du tube. W_i prendra alors la valeur $W_i(0)$. A l'extrémité opposé du tube, d'abscisse $z = L$, W_i prendra la valeur $W_i(L)$.

2. Notion de supermatrices et supervecteurs

Nous avons vu que le propre des réseaux de lignes multiconducteur repose sur le fait que toutes les interactions électromagnétiques se font dans un même niveau de blindage et que celles-ci sont par conséquent bi-directionnelles. En effet, le calcul du signal dû à une perturbation localisée en n'importe quel point du réseau fait intervenir l'intégralité du réseau. Nous allons introduire une notation permettant de prendre en compte l'ensemble des inconnues sur le réseau. Cette notation est basée sur la notion de supermatrice et supervecteur, consistant à regrouper les différentes composantes des vecteurs et matrices intervenant dans les

calculs, pour créer des vecteurs et matrices uniques de taille plus importante.

Notion de supervecteur

Considérons une grandeur vectorielle $X_i = \begin{pmatrix} x_1^i \\ x_2^i \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n^i \end{pmatrix}$, où i est un indice

associé, par exemple, à une onde i .

Un supervecteur $[X]$ sera composé par le regroupement de différents vecteurs X_i .

$$[X] = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ X_N \end{bmatrix} \quad (\text{III-41})$$

Ce supervecteur $[X]$ a également une structure de vecteur dont les composantes sont les différentes composantes des vecteurs élémentaires X_i . $[X]$ s'écrit alors :

$$[X] = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1^1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{n_1}^1 \end{pmatrix} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \begin{pmatrix} x_1^j \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{n_j}^j \end{pmatrix} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \begin{pmatrix} x_1^N \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{n_N}^N \end{pmatrix} \end{pmatrix} \quad (\text{III-42})$$

où n_j représente la dimension du vecteur X_j .

Notion de supermatrice

Les supervecteurs définis plus haut restent des vecteurs, découpés par blocs. Il en est de même pour les supermatrices, constituées de blocs matriciels. D'une manière générale, les supermatrices seront notées entre crochets, comme les supervecteurs.

Considérons une supermatrice $[A]$ que l'on multiplie par un supervecteur $[V]$, le résultat est le supervecteur noté $[Y]$; le traitement des supervecteurs par blocs fait nettement apparaître des blocs dans la supermatrice $[A]$. On a en effet :

$$[Y] = [A] \cdot [X] \quad (\text{III-43})$$

Supposons que $[Y] = \begin{bmatrix} Y_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ Y_N \end{bmatrix}$ et,

quel que soit $1 \leq i \leq N$,

$$Y_i = \begin{pmatrix} y_1^i \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{n_i}^i \end{pmatrix}, \quad n_i$$

étant la dimension du vecteur Y_i et y_k^i , $1 \leq k \leq n_i$, la k -ième composante de Y_i et que, de même :

$$[X] = \begin{bmatrix} X_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ X_m \end{bmatrix} \text{ et,}$$

quel que soit $1 \leq j \leq M$,

$$X_j = \begin{pmatrix} x_1^j \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{m_j}^j \end{pmatrix},$$

m_j étant la dimension du vecteur X_j et x_l^j , $1 \leq l \leq m_j$, la l -ième composante de X_j .

$$\begin{pmatrix} y_1^1 \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{n_1}^1 \\ \cdot \\ \cdot \\ y_1^i \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{n_i}^i \\ \cdot \\ \cdot \\ y_1^N \\ \cdot \\ \cdot \\ y_{n_N}^N \end{pmatrix} = A_{i,j} \begin{pmatrix} x_1^1 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{m_1}^1 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_1^j \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{m_i}^j \\ \cdot \\ \cdot \\ x_1^M \\ \cdot \\ \cdot \\ x_{m_M}^M \end{pmatrix} \quad (\text{III-45})$$

où

$$A_{i,j} = \begin{pmatrix} a_{1,1}^{i,j} & \cdot & \cdot & a_{1,m_j}^{i,j} \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ a_{n_i,1}^{i,j} & \cdot & \cdot & a_{n_i,m_j}^{i,j} \end{pmatrix} \quad (\text{III-46})$$

et $a_{k,l}^{i,j}$ correspond au coefficient de la matrice $A_{i,j}$ (k -ième ligne et l -ième colonne).

3. Equation de propagation du réseau

Reprenons l'équation (III-31) en introduisant la nouvelle notation en onde $W(z)$. Supposons que z_0 soit situé à l'origine de la ligne, en $z = 0$ et que la valeur de l'onde soit prise à l'autre extrémité de la ligne en $z = L$; on peut alors écrire :

$$W(L) = \left[\left\{ \exp - \left(\Upsilon_{c_{n,m}}(s) \right) [L] \right\} W(0) \right] + \left[\int_0^L \left\{ \exp - \left(\Upsilon_{c_{n,m}}(s) \right) [L - z'] \right\} \left(v_n^{(s)}(z', s) \right)_+ dz' \right] \quad (\text{III-47})$$

Posons

$$\Gamma = \left\{ \exp - \left(\Upsilon_{c_{n,m}}(s) \right) [L] \right\}, \quad (\text{III-48})$$

matrice de propagation, et

$$W_s = \left[\int_0^L \left\{ \exp - \left(\Upsilon_{c_{n,m}}(s) \right) [L - z'] \right\} \left(v_n^{(s)}(z', s) \right)_+ dz' \right], \quad (\text{III-49})$$

vecteur onde source.

L'équation de propagation s'écrit alors de façon condensée :

$$W(L) = \Gamma W(0) + W_s \quad (\text{III-50})$$

Elle traduit le fait que sur chaque tube, les ondes prises aux deux extrémités du tube sont reliées par la matrice de propagation de la ligne multiconducteur. Le couplage d'une onde externe sur la ligne multiconducteur se traduit, quant à lui, par l'introduction du vecteur onde source dans l'équation de propagation. Par la formule d'intégration, ce vecteur tient à la fois compte de la répartition des générateurs de tension et de courant le long de la ligne, ainsi que des différents déphasages entre générateurs introduits par les caractéristiques de propagation de la ligne.

En adoptant la notion de supervecteur et supermatrice, on peut regrouper les différents vecteurs et matrices de l'équation (III-50). On obtient ainsi l'équation décrivant la propagation sur l'ensemble du réseau :

$$[W(L)] = [\Gamma] [W(0)] + [W_S] \quad (\text{III-51})$$

Dans l'exemple d'une ligne multiconducteur simple, décrit au paragraphe III.2.3.4, nous montrons comment construire la supermatrice $[\Gamma]$.

4. Equation de répartition du réseau

Pour décrire la répartition des ondes, au niveau de chaque jonction, on établit une seule équation matricielle reliant les ondes sortant de la jonction, aux ondes entrant dans la jonction.

Considérons, par exemple, les différentes ondes présentes au niveau d'une jonction N telle que celle représentée figure III-6. On distingue d'une part, les ondes sortantes $W_i(0)$ et $W_l(0)$ et d'autre part, les ondes entrantes $W_j(L)$ et $W_k(L)$. On peut définir les relations dites de répartition, exprimant chacune des ondes sortantes en fonction des ondes entrantes, soient :

$$W_i(0) = S_{ij} W_j(L) + S_{ik} W_k(L) \quad (\text{III-52})$$

$$W_l(0) = S_{lj} W_j(L) + S_{lk} W_k(L) \quad (\text{III-53})$$

On introduit ainsi un ensemble de matrices, S_{ij} , S_{ik} , S_{lj} , S_{lk} qui définissent les propriétés de répartition de la jonction.

Si au niveau de N, on regroupe toutes les ondes sortantes et entrantes pour créer respectivement les deux supervecteurs $W_N(0)$ et $W_N(L)$, on peut alors établir l'équation matricielle de répartition de la jonction donnée par :

$$W_N(0) = S_N W_N(L) \quad (\text{III-54})$$

avec

$$S_N = \begin{pmatrix} S_{ij} & S_{ik} \\ S_{lj} & S_{lk} \end{pmatrix} \quad (\text{III-55})$$

$$W_N(0) = \begin{pmatrix} W_i(0) \\ W_l(0) \end{pmatrix} \quad (\text{III-56})$$

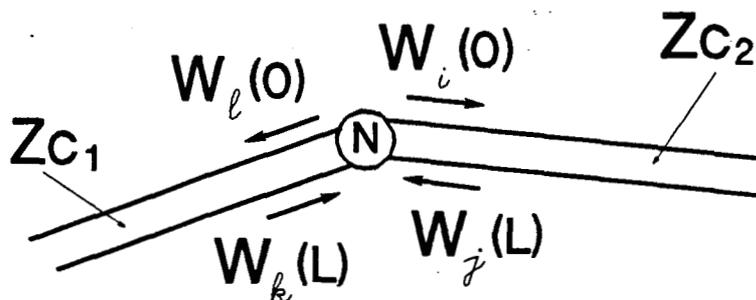


Figure III-6 : Différentes ondes présentes au niveau d'une jonction.

III.2.4.3.4 - Equation B.L.T. et retour aux grandeurs de tension et courant en tout point d'un réseau topologique

L'élimination de supervecteur onde $[W(L)]$ dans les équations de propagation (III-51) et de répartition (III-63) du réseau permettent d'obtenir une seule équation décrivant l'intégralité des couplages sur le réseau : l'équation B.L.T.. La signification des termes B.L.T. se réfère aux trois auteurs d'un article dans lequel cette équation apparaît : C.E. Baum, T.K. Liu et F. Tesche, [3]. Sa formulation la plus courante est la suivante :

$$([1] - [S] [\Gamma]) [W(0)] = [S][W_s] \quad (\text{III-64})$$

La partie gauche de l'équation est une caractéristique intrinsèque des couplages propres au réseau, tant sur les lignes que sur les jonctions. La partie droite, par contre, est caractéristique des couplages externes sur l'ensemble du réseau.

L'équation B.L.T. permet de déterminer l'inconnue onde sortante $W(0)$ au niveau de n'importe quelle jonction. Elle n'est cependant pas suffisante pour remonter aux grandeurs de tension et courant.

Pour cela, on peut considérer les supervecteurs des tensions $[V(z)]$ et des courants $[I(z)]$, en tout point sur les lignes. Par souci d'alléger la notation, nous avons notamment fait disparaître la variable fréquentielle s . D'autre part, le sens du courant $[I(z)]$ est pris de telle manière que $[I(0)]$ soit sortant des jonctions conformément à la convention choisie.

On peut également introduire une matrice caractéristique $[\alpha]$ de

dimension $2*N$ (où N est le nombre de tubes composant le réseau) définie de la manière suivante :

$$\begin{cases} \alpha_{i,j} = 1 & \text{si } W_i \text{ et } W_j \text{ appartiennent au même tube} \\ \alpha_{i,j} = 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

On peut alors relier les grandeurs de tension et courant définies au point $z = L$ aux mêmes grandeurs définies en $z = 0$ par les relations suivantes :

$$[V(L)] = [\alpha] [V(0)] \quad (\text{III-65})$$

$$[I(L)] = -[\alpha] [I(0)] \quad (\text{III-66})$$

Par conséquent, l'onde $[W(L)]$ définie par :

$$[W(L)] = [V(L)] + [Z_c] [I(L)] \quad (\text{III-67})$$

s'écrit également en fonction de $[V(0)]$ et $[I(0)]$:

$$[W(L)] = [\alpha] [V(0)] - [Z_c] [\alpha] [I(0)] \quad (\text{III-68})$$

En combinant cette dernière relation avec la relation définissant $[W(0)]$,

$$[W(0)] = [V(0)] + [Z_c] [I(0)] \quad (\text{III-69})$$

Il est alors possible d'exprimer $[V(0)]$ et $[I(0)]$ en fonction de $[W(0)]$ et $[W(L)]$. $[W(0)]$ est donné par la résolution de l'équation B.L.T.. $[W(L)]$ est ensuite donné à partir de $[W(0)]$ en utilisant l'équation de propagation (III-51) ou bien l'équation de répartition (III-63). On trouve ainsi que :

$$[I(0)] = ([\alpha] [Z_c] + [Z_c] [\alpha])^{-1} ([\alpha] [W(0)] - [W(L)]) \quad (\text{III-70})$$

et

$$[V(0)] = ([\alpha] [Z_c]^{-1} + [Z_c]^{-1} [\alpha])^{-1} ([\alpha] [Z_c]^{-1} [W(0)] + [Z_c]^{-1} [W(L)]) \quad (\text{III-71})$$

et

$$W_N(L) = \begin{pmatrix} W_i(L) \\ W_k(L) \end{pmatrix} \quad (\text{III-57})$$

On peut définir une matrice impédance caractéristique Z_c locale au voisinage immédiat de la jonction N, constituée par les différentes matrices impédances caractéristiques des tubes connectés. Dans l'exemple de la figure III-6, si Z_{c_1} est l'impédance caractéristique du tube supportant $W_l(0)$ et $W_k(L)$, et Z_{c_2} , l'impédance caractéristique du tube supportant $W_i(0)$ et $W_j(L)$, l'impédance caractéristique locale vaudra alors :

$$[Z_c] = \begin{bmatrix} Z_{c_1} & 0 \\ 0 & Z_{c_2} \end{bmatrix} \quad (\text{III-58})$$

L'expression de S_N dépend donc de Z_c . On peut se poser alors la question de comparer la définition de S_N avec celle des paramètres-S définie en techniques hyperfréquences. En effet, dans cette discipline, la matrice S est référencée à une seule impédance caractéristique scalaire (généralement 50Ω) : nous la noterons S_{N_0} pour la distinguer de la matrice "topologique" S_N . Nous parlerons alors de paramètres-" S_0 " pour les distinguer des paramètres-S topologiques.

La définition des deux types de paramètres reste cependant la même. Considérons en effet une définition classique des paramètres- S_0 , ([4]) :

$$\frac{V - Z_{c_0} I}{2 \sqrt{Z_{c_0}}} = S_0 \left(\frac{V + Z_{c_0} I}{2 \sqrt{Z_{c_0}}} \right) \quad (\text{III-59})$$

où V est le vecteur des tensions aux différents ports de la jonction ; I est le vecteur des courants entrant aux différents ports de la jonction.

$$Z_{c_0} = 50 \Omega \quad (\text{III-60})$$

où Z_{c_0} est l'impédance scalaire de référence.

D'autre part, l'équation matricielle de répartition de la jonction N (III-54) se développe en fonction des différentes grandeurs de tension et courant (équation (III-40)) :

$$V_N(0) + Z_c I_N(0) = S_N (V_N(L) + Z_c I_N(L)) \quad (\text{III-61})$$

où $I_N(0)$ est un courant sortant de la jonction donc égal à $-I$;

$I_N(L)$ est un courant entrant dans la jonction donc égal à $+I$;

$V_N(0)$ et $V_N(L)$ sont les tensions associées respectivement aux ondes sortantes et entrantes dans la jonction N. Elles sont égales à V .

La relation (III-61) s'écrit donc également :

$$V - Z_c I = S_N (V + Z_c I) \quad (\text{III-62})$$

La définition des paramètres-S topologiques a bien la même forme que celle des paramètres- S_0 de type hyperfréquence.

On peut ainsi étendre le raisonnement établi pour chaque jonction, à l'ensemble du réseau. Pour cela, on définit le supervecteur des ondes sortantes $[W(0)]$ qui regroupe toutes les ondes sortantes des noeuds du réseau et le supervecteur des ondes entrantes $[W(L)]$ qui regroupe toutes les ondes entrantes aux noeuds. Ces deux types de vecteurs sont alors reliés par la supermatrice de répartition du réseau $[S]$ et on peut écrire :

$$[W(0)] = [S] [W(L)] \quad (\text{III-63})$$

La matrice S est construite à partir des différents blocs S_{ij} relatifs à chaque jonction. L'emplacement des différents blocs est dicté par la matrice Ondes-Ondes du réseau, $W.W$. En effet, si cette matrice présente un "1" à l'emplacement correspondant à la $i^{\text{ème}}$ ligne et la $j^{\text{ème}}$ colonne, c'est qu'il existe une jonction N telle que l'onde W_i part de N et l'onde W_j rentre dans N. Par conséquent, il existe également une matrice de répartition S_{ij} reliant $W_i(0)$ et $W_j(L)$. Pour établir la supermatrice S d'un réseau, on construira donc préalablement la matrice $W.W$ (voir l'exemple décrit au paragraphe III.2.3.4).

**III.2.4.4 - Exemple de traitement d'un réseau topologique simple :
traitement d'une ligne multiconducteur par l'équation B.L.T.**

III.2.4.4.1 - Position du problème

Afin d'illustrer les principes énoncés précédemment, nous nous proposons de montrer comment poser le problème dans le cas du réseau topologique le plus simple qu'on puisse concevoir : un tube terminé par deux jonctions. Ce problème est parfaitement adapté à l'étude du couplage électromagnétique sur une ligne multiconducteur. Il a fait l'objet de la programmation d'un petit code de calcul dont nous montrerons quelques applications.

Le problème posé est de pouvoir retrouver les signaux électriques sur une ligne multifilaire dans n'importe quel type d'agression et n'importe quelles configurations de charges terminales (figure III-7).

L'expression de l'agression, les caractéristiques de lignes et d'impédances de charge dépendront de l'implantation géométrique des conducteurs mais le modèle filaire doit rester valable. On pourra ainsi traiter :

- des lignes isolées ;
- des lignes sur un plan conducteur ;
- des lignes à l'intérieur d'un blindage.

III.2.4.4.2 - Représentation topologique

Le réseau étudié (figure III-8) est constitué par un seul tube reliant entre elles deux jonctions terminales J_1 et J_2 associées aux impédances de charge des conducteurs. Si la ligne comporte n conducteurs, on considère deux vecteurs ondes W_1 et W_2 de dimension n , se propageant en sens inverse.

La matrice Ondes-Ondes d'un tel réseau est la suivante :

$$(W.W) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-72})$$

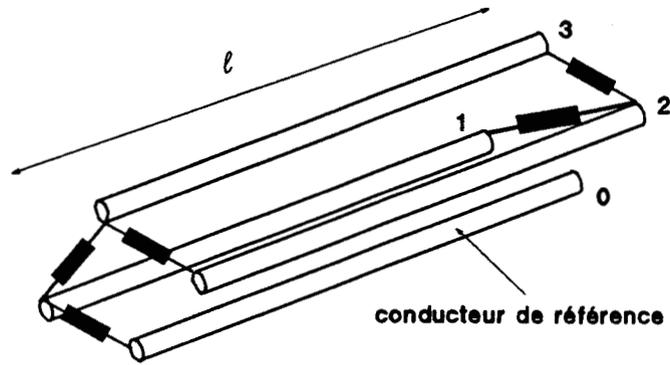


Figure III-7 : Exemple de représentation d'une ligne multifilaire de longueur l .

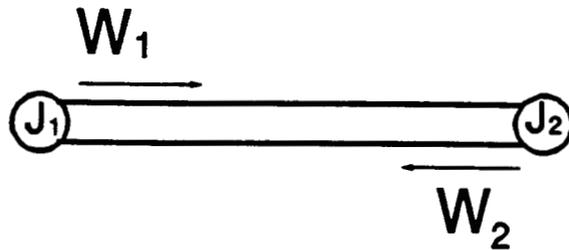


Figure III-8 : Réseau correspondant au traitement d'une ligne multiconducteur.

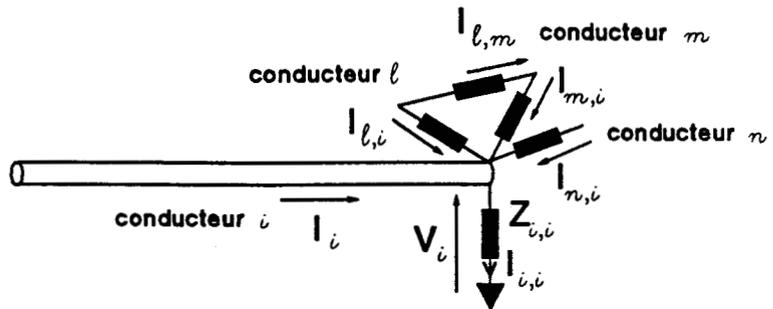


Figure III-9 : Représentation du réseau d'impédances terminales d'une extrémité du conducteur i .

III.2.4.4.3 - Traitement B.L.T.

1. Caractérisation du tube

Le tube est entièrement caractérisé par ses matrices de propagation $[\Gamma]_1$ et impédance caractéristique $[Z_c]_1$, toutes deux de dimensions $2 \times n$. Cela suppose qu'on puisse déterminer exactement les paramètres résistifs, capacitifs et inductifs de la ligne.

Si $[R]_1$ est la matrice résistance de la ligne par unité de longueur ;
 $[G]_1$, la matrice conductance de la ligne par unité de longueur ;
 $[L]_1$, la matrice self de la ligne par unité de longueur ;
 $[C]_1$, la matrice capacité de la ligne par unité de longueur ;

les matrices impédance et admittance de la ligne $[Z]_1$ et $[Y]_1$ s'écrivent :

$$[Z]_1 = [R]_1 + j\omega [L]_1 \quad (\text{III-73})$$

$$[Y]_1 = [G]_1 + j\omega [C]_1 \quad (\text{III-74})$$

Les matrices $[\Gamma]_1$ et $[Z_c]_1$ s'expriment alors en définissant d'abord $[\Upsilon]_1$ d'après (III-23) :

$$[\Upsilon]_1 = ([Z]_1 * [Y]_1)^{1/2} \quad (\text{III-75})$$

d'où on tire d'après (III-58) et (III-24) respectivement :

$$[\Gamma]_1 = \exp(-l [\Upsilon]_1) \quad (\text{III-76})$$

où l est la longueur du tube,

$$[Z_c]_1 = [\Upsilon]_1 [Y]_1^{-1} = [\Upsilon]_1^{-1} [Z]_1 \quad (\text{III-77})$$

On peut alors construire les supermatrices $[\Gamma]$ et $[Z_c]$ relatives au tube du réseau :

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} [\Gamma]_1 & [0] \\ [0] & [\Gamma]_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-78})$$

et

$$[Z_c] = \begin{bmatrix} [Z_c]_1 & [0] \\ [0] & [Z_c]_1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-79})$$

2. Caractérisation des jonctions terminales

La caractérisation des jonctions terminales est assurée par la détermination de la matrice S_1 et S_2 de chacune des jonctions J_1 et J_2 , par rapport à l'impédance caractéristique du réseau $[Z_c]$.

En tenant compte de la forme de la matrice Ondes-Ondes (W.W) du réseau, la matrice $[S]$ du réseau s'écrit sous la forme :

$$[S] = \begin{bmatrix} [0] & [S]_1 \\ [S]_2 & [0] \end{bmatrix} \quad (\text{III-80})$$

L'emplacement des blocs dans la supermatrice est dicté par celui des termes unitaires dans la matrice (W.W). Si $[\bar{Z}]_1$ et $[\bar{Z}]_2$ sont les matrices impédances des jonctions J_1 et J_2 , on peut montrer que $[S]_1$ et $[S]_2$ s'expriment par :

$$[S]_1 = ([\bar{Z}]_1 - [Z_c]_1) * ([\bar{Z}]_1 + [Z_c]_1)^{-1} \quad (\text{III-81})$$

$$[S]_2 = ([\bar{Z}]_2 - [Z_c]_1) * ([\bar{Z}]_2 + [Z_c]_1)^{-1} \quad (\text{III-82})$$

(voir paragraphe III.4.5).

Reste à exprimer les matrices de dimensions n , $[\bar{Z}]_1$ et $[\bar{Z}]_2$ en fonction des impédances terminales sur chaque conducteur et entre conducteurs. Appelons Z_{lm} , l'impédance terminale connectée entre le conducteur l et le conducteur m , Z_{ii} l'impédance entre le conducteur i et le circuit de retour de ligne ; I_{lm} le courant circulant dans Z_{lm} de l vers m ; I_{ii} le courant circulant de i vers le retour de masse ; V_i la tension de sortie du conducteur i ; I_i le courant de sortie du conducteur i (voir figure III-9).

On peut écrire :

$$I_i = \frac{V_i}{Z_{i,i}} - \sum_{k \neq i} I_{k,i} = \frac{V_i}{Z_{i,i}} - \sum_{k \neq i} \frac{V_k - V_i}{Z_{k,i}} = V_i \sum_k \frac{1}{Z_{k,i}} - \sum_{k \neq i} \frac{1}{Z_{k,i}} V_k \quad (\text{III-83})$$

La relation (III-83) permet ainsi d'exprimer les coefficients des matrices admittance, $[\bar{Y}]_1 = [\bar{Z}]_1^{-1}$ et $[\bar{Y}]_2 = [\bar{Z}]_2^{-1}$, définis par :

$$[I]_\alpha = [\bar{Y}]_\alpha [V]_\alpha \quad (\text{III-84})$$

avec $\alpha = 1$ ou 2 , et

$$Y_{i,i} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{Z_{k,i}} \quad \text{et} \quad Y_{i,k} = \frac{-1}{Z_{i,k}} \quad (\text{III-85})$$

On est alors en mesure de déterminer chacun des $[Z]_\alpha$ en inversant $[Y]_\alpha$ puis par (III-81) et (III-82) d'exprimer $[S]_\alpha$.

3. Expression générale du terme source

Pour chaque indice α ($\alpha = 1$ ou $\alpha = 2$) et en s'inspirant de la relation (III-41), on peut définir deux vecteurs ondes sources $[W_s]_\alpha$ définis par :

$$[W_s]_\alpha = [V_s]_\alpha + [Z_c I_s]_\alpha \quad (\text{III-86})$$

avec

$$[V_s]_\alpha = \int_0^\ell \exp - ((\ell - z) \cdot [\gamma]_\alpha) [V_s(x)]_\alpha dz \quad (\text{III-87})$$

et

$$[Z_c I_s]_\alpha = \int_0^\ell \exp - ((\ell - z) \cdot [\gamma]_\alpha) [Z_c]_\alpha [i_s(x)]_\alpha dz \quad (\text{III-88})$$

où z représente une abscisse sur la ligne comprise entre 0 et ℓ et $[V_s(z)]_\alpha$ et $[i_s(z)]_\alpha$ des générateurs de tension et courant par unité de longueur, associés à la direction de propagation définie par α .

III.2.4.4.4 - Résolution de l'équation B.L.T.

1. Détermination des inconnues de type onde

Une fois les matrices, $[\Gamma]$ et $[S]$ du réseau et le vecteur $[W_s]$ déterminés, on est en mesure d'établir l'équation B.L.T. qu'on écrira d'après (III-64) :

$$([1] - [S][\Gamma]) [W(0)] = [S][W_s] \quad (\text{III-89})$$

où l'inconnue est le vecteur $[W(0)]$, vecteur des ondes sortantes. Celui-ci sera obtenu en écrivant (III-63) sous la forme :

$$[W(0)] = ([1] - [S][\Gamma])^{-1} [S][W_s] \quad (\text{III-90})$$

Comme nous l'avons montré dans le paragraphe III.2.4.3.4, le calcul des grandeurs électriques de type tension-courant nécessite également la détermination du vecteur des ondes entrantes $[W(L)]$: la relation de propagation du réseau (III-45) donne :

$$[W(L)] = [\Gamma] [W(0)] + [W_s] \quad (\text{III-91})$$

2. Détermination des signaux électriques

Sur chacun des conducteurs i , on définit par rapport à l'origine associée à l'onde, une tension $V_i(0)$ et un courant $I_i(0)$ suivant le sens de propagation de l'onde considérée. On peut alors introduire les deux vecteurs $[V(0)]$ et $[I(0)]$ qui, suivant les indices 1 et 2, s'expriment par deux blocs : $[V(0)]_1$ et $[I(0)]_1$ d'une part, et $[V(0)]_2$ et $[I(0)]_2$ d'autre part, définis au niveau des jonctions J_1 et J_2 .

Choisissons conventionnellement le sens des courants $I_i(0)$ dans le sens des ondes $W_i(0)$, comme le montre la figure III-10.

La matrice $[\alpha]$, définie au paragraphe III.2.4.3.4, est constituée de deux blocs suivant les indices 1 et 2, et on peut écrire :

$$[\alpha] = \begin{bmatrix} [0] & [1]_{1,2} \\ [1]_{2,1} & [0] \end{bmatrix} \quad (\text{III-92})$$

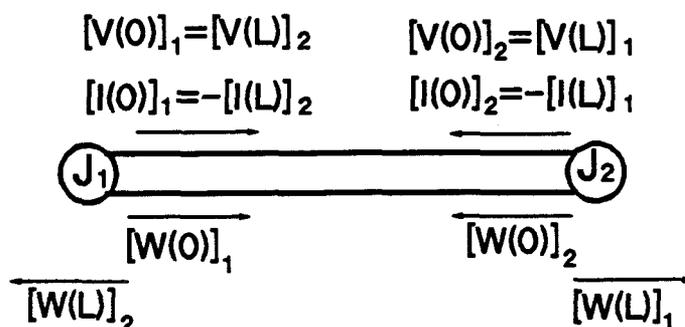


Figure III-10 : Définition des sens des courants sur le réseau topologique de la figure III-8.

L'application des relations (III-70) et (III-71) nous donne alors l'expression des vecteurs de tension et courant au niveau de chacune des jonctions :

$$[V(O)]_1 = \frac{1}{2} ([W(O)]_1 + [W(L)]_2) \quad (\text{III-93})$$

$$[V(O)]_2 = \frac{1}{2} ([W(O)]_2 + [W(L)]_1) \quad (\text{III-94})$$

$$[I(O)]_1 = \frac{1}{2} [Z_c]_1^{-1} ([W(O)]_1 - [W(L)]_2) \quad (\text{III-95})$$

$$[I(O)]_2 = \frac{1}{2} [Z_c]_1^{-1} ([W(O)]_2 - [W(L)]_1) \quad (\text{III-96})$$

Nous allons à présent montrer comment l'utilisation des relations définies dans ce paragraphe permet d'une part, de déterminer la réponse d'une ligne multiconducteur, et d'autre part, en comparant cette réponse à une manipulation, de vérifier la détermination des paramètres primaires $[L]_1$ et $[C]_1$.

III.2.4.4.5 - Exemples

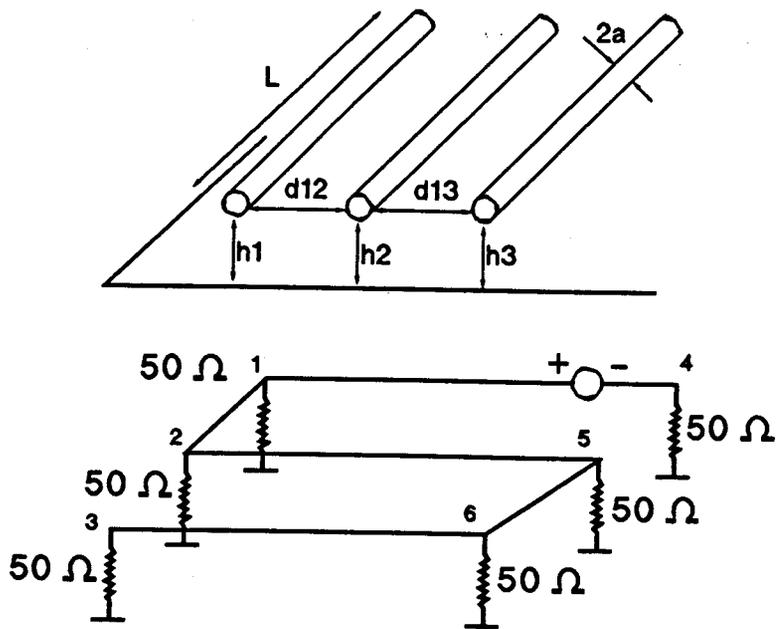
1. Application d'un générateur localisé en bout de ligne

Le premier exemple que nous avons choisi de présenter concerne l'application d'un générateur de tension localisé à une extrémité d'une ligne multiconducteur. La configuration géométrique étudiée est représentée figure III-11. On considère trois lignes élémentaires parallèles de longueur $l = 44$ cm, situées respectivement à des hauteurs, $h_1 = h_2 = h_3 = 2,5$ cm et distantes de $d_{12} = d_{13} = 5$ cm. Le rayon de chacun des conducteurs est égal à $a = 0,4$ mm.

La configuration de charge étudiée consiste en six charges 50Ω placées en extrémité des conducteurs, numérotées de 1 à 4. Nous avons également considéré des court-circuits arbitraires entre les extrémités 1 et 2, d'une part, 5 et 6, d'autre part.

Cette configuration géométrique a été reproduite expérimentalement. Les courbes (1), (2), (3) de la figure III-13 correspondent aux différents niveaux de tension relevés aux extrémités 1, 3 et 6 respectivement.

Ce problème a également fait l'objet d'une simulation de type réseaux : les courbes (1), (2) et (3) de la figure III-12 montrent le résultat de cette simulation pour les trois niveaux de tension reportés sur la figure III-13. On précisera que les grandeurs matrices inductance [L] et capacité [C] de la ligne multiconducteur ont été déterminées expérimentalement. La bonne adéquation entre la simulation et les mesures directes nous permet de vérifier que les grandeurs [L] et [C] ne sont pas entachées d'erreurs.



partielle
de la
lignes
est

si on
trouve
l'axe

trouve

trouve

si on

trouve

de [0]

trouve

trouve

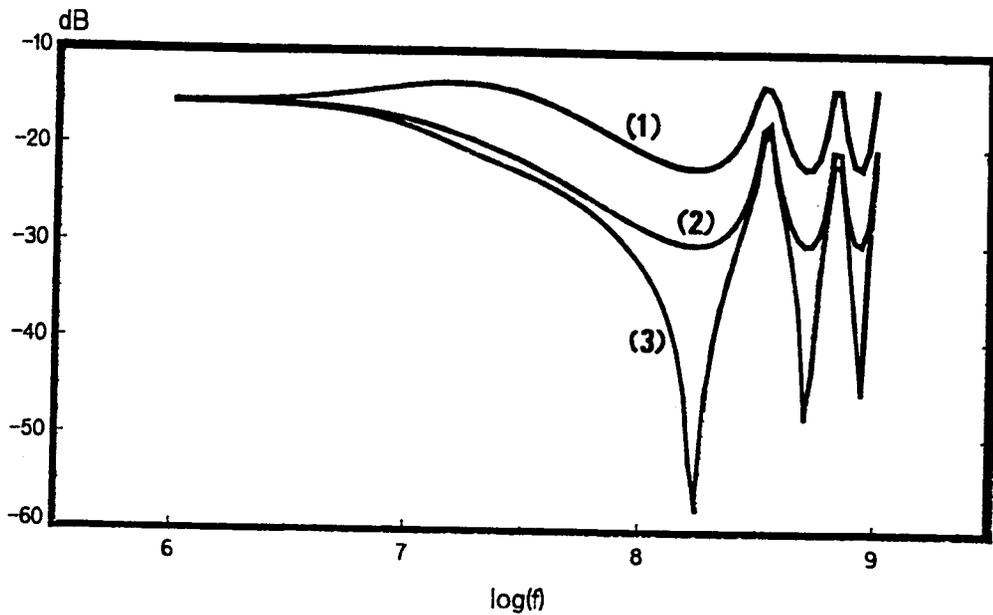


Figure III-12 : Simulation des différents niveaux de tension expérimentaux.

- (1) extrémité 1.
- (2) extrémité 2.
- (3) extrémité 6.

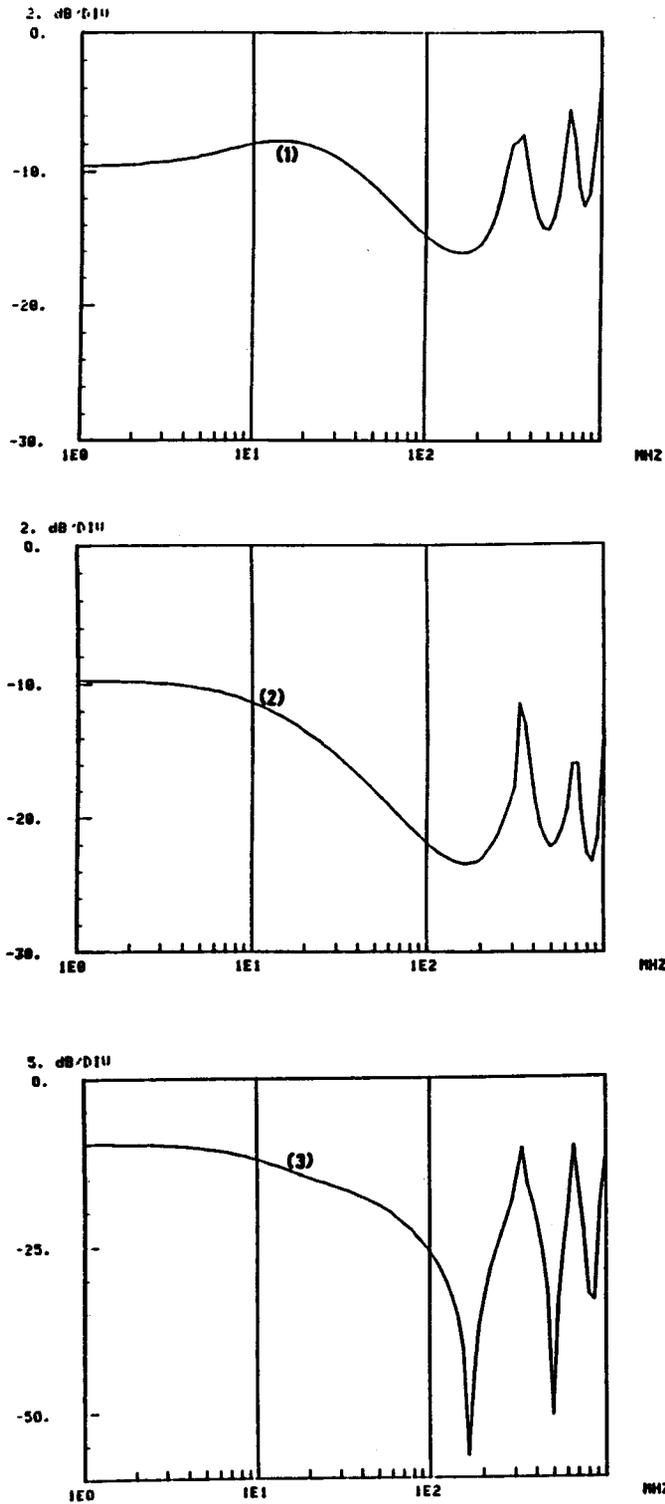


Figure III-13 : Niveaux de tension relevés expérimentalement à différentes extrémités de la ligne décrite figure III-11.

- (1) extrémité 1.
- (2) extrémité 2.
- (3) extrémité 6.

2. Illumination par onde plane

Le deuxième problème présenté concerne l'illumination d'une ligne multiconducteur par une onde électromagnétique plane. La configuration géométrique étudiée est représentée figure III-14. Nous considérons à présent une ligne torsadée de longueur $l = 2$ m, située à une hauteur $h = 1,2$ cm et constituée par 6 conducteurs élémentaires, gainés par des diélectriques différents.

A une extrémité de la ligne, les conducteurs sont tous court-circuités. A l'autre extrémité, ils sont tous en circuit ouvert, à l'exception de deux d'entre eux :

- le premier est chargé sur une charge fixe de 50Ω sur laquelle on relèvera le niveau de tension induit,
- le second peut être chargé par trois valeurs de résistances R :
 - $R = 0$ (court-circuit),
 - $R = 50 \Omega$,
 - $R = \infty$ (circuit ouvert).

Le champ électromagnétique considéré est tel que le champ électrique \vec{E} soit orthogonal au plan conducteur, le champ magnétique \vec{H} parallèle au plan conducteur, et le vecteur d'onde \vec{k} dans la direction de la ligne. On se reportera à l'annexe A-III-3 pour le calcul des générateurs correspondant à ce type d'excitation.

Les paramètres primaires de la ligne, matrice inductance et matrice capacité ont été déterminés expérimentalement. La figure III-15.a montre un résultat de la simulation de 100 kHz à 100 MHz concernant les niveaux de tension obtenus sur la charge fixe de 50Ω , pour $R = 0, 50 \Omega, \infty$ (respectivement, courbes (1), (2) (3)).

La figure III-15.b montre le relevé expérimental de ces mêmes niveaux de tension sur une bande de fréquences plus réduite. Pour cela, la ligne a été placée dans un dispositif de type strip-line permettant de rendre compte de l'agression d'onde plane considérée.

Mis à part les problèmes inhérents aux techniques de mesures, on observe une bonne concordance entre les deux séries de courbes. Il apparaît notamment que l'effet de torsadage joue un rôle peu important dans la gamme de fréquence considérée ; du point de vue couplage, celui-ci intervient peu dans le calcul des générateurs répartis le long de la ligne, et du point de vue propagation il semble totalement intégré dans les termes inductances et capacités.

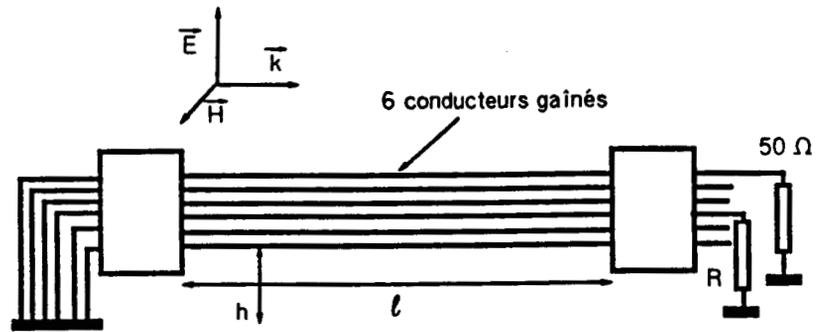


Figure III-14 : Configuration géométrique correspondant à l'exemple d'illumination d'une ligne multiconducteur par une onde plane.

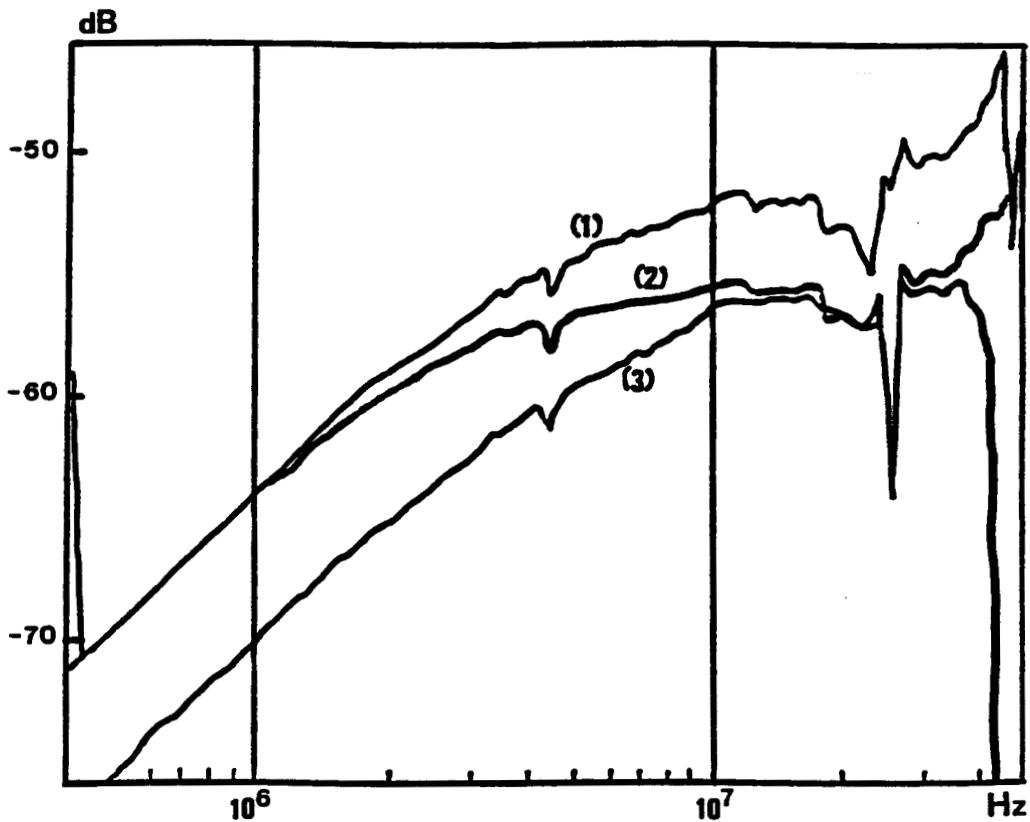
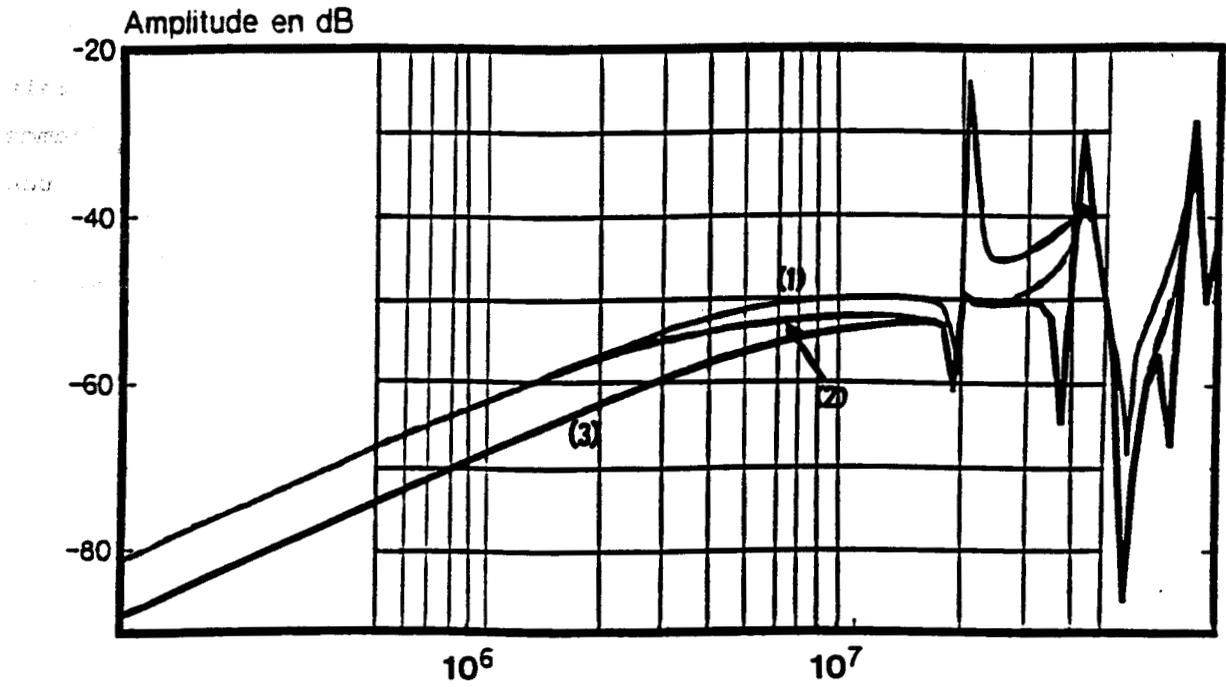


Figure III-15 : Comparaison des niveaux de tension relevés sur la charge 50Ω de la figure III-14 par simulation et expérimentalement.

III.3 - Relation entre l'approche par graphe et l'approche topologique

III.3.1 - Généralités

Nous avons proposé deux types d'approche pour quantifier les perturbations électromagnétiques induites à l'intérieur d'une structure. L'approche basée sur la détermination de matrices de transfert, utilisant pour support le graphe topologique, se prête parfaitement à la détermination d'observables de type champs électromagnétiques à l'intérieur de cavités. Rappelons que généralement ces matrices de transfert dépendent de l'excitation. L'autre, l'approche à base de réseau topologique, est quant à elle tout à fait indiquée pour aborder les couplages sur câbles électriques : les observables mises en jeu sont alors du type tension et courant.

Ces deux approches ne s'excluent pas pour autant et nous allons montrer sur un exemple qu'elles sont au contraire parfaitement complémentaires. L'utilisation des matrices de transfert permet, en effet, de calculer les champs électriques et magnétiques au voisinage des câblages. Ceux-ci permettent ensuite de calculer les générateurs de tension et courant devant être introduits sur les modèles de lignes multifilaires. L'avantage de ces générateurs équivalents étant qu'ils peuvent être déterminés analytiquement par l'intermédiaire de matrices de transfert intrinsèques. Nous verrons également que l'approche par graphe, combinée avec l'approche par réseau, permet d'évaluer le couplage individuel de chacune des voies de pénétration dans la structure.

III.3.2 - Exemple

III.3.2.1 - Présentation du problème

Nous nous proposons d'illustrer la complémentarité entre les deux approches, respectivement par graphe et par réseau, en étudiant les différentes étapes nécessaires au traitement de l'exemple représenté figure III-16. Un câble coaxial relie deux équipements 1 et 2, d'impédances

internes respectives Z_{e_1} et Z_{e_2} . Ce câble traverse une cloison séparant deux volumes physiques 1 et 2. De plus, dans chacun de ces volumes, deux ouvertures 1 et 2 sont pratiquées sur l'extérieur.

Nous supposons, d'autre part, que l'ensemble de la structure est métallique ; par conséquent, nous ne considérerons pas de phénomènes de diffusion à travers les parois. On supposera également que les équipements 1 et 2 sont parfaitement blindés et que le blindage du câble coaxial est convenablement relié à la structure au niveau des équipements et de la cloison séparatrice. En effet, le principe de base du découpage topologique dans notre cas repose sur le fait que le blindage du câble coaxial, même imparfait, joue toujours un rôle d'écran vis-à-vis des perturbations externes et internes.

III.3.2.2 - Description topologique du problème

Le diagramme et le graphe topologiques correspondant à la figure III-16 sont représentés en superposition sur la figure III-17. Conformément aux conventions de numérotation des volumes topologiques en fonction du niveau de blindage, le volume extérieur sera appelé $V_{1,1}$. Le volume intérieur se compose de deux volumes élémentaires $V_{2,1}$ et $V_{2,2}$, correspondant aux volumes 1 et 2. Le blindage des équipements 1 et 2 ainsi que celui du câble définissent le niveau de blindage d'ordre 2 qui délimite quatre volumes élémentaires :

- $V_{3,1}$ et $V_{3,4}$, correspondant aux volumes internes des deux boîtiers d'équipements ;
- $V_{3,2}$ et $V_{3,3}$, représentant le volume interne du câble coaxial, suivant sa localisation dans les volumes physiques respectifs 1 et 2. Nous verrons plus loin l'intérêt de distinguer ces deux volumes élémentaires.

Le dernier niveau de blindage correspond au circuit électrique proprement dit, reliant les impédances d'entrée des équipements 1 et 2. Ces dernières sont représentées par les volumes élémentaires $V_{4,1}$ et $V_{4,4}$. L'âme du câble coaxial définit, quant à elle, les volumes élémentaires $V_{4,2}$ et $V_{4,3}$ (localisés physiquement dans les volumes 1 et 2).

Le graphe topologique résultant tient compte essentiellement de deux types de pénétration dans les volumes topologiques, conformément au hypothèses émises précédemment :

- la pénétration à travers les ouvertures 1 et 2 ;
- la pénétration à travers le blindage du câble.

Signalons toutefois que le diagramme topologique reste assez général pour prendre en compte d'autres voies de pénétration dans chacun des volumes.

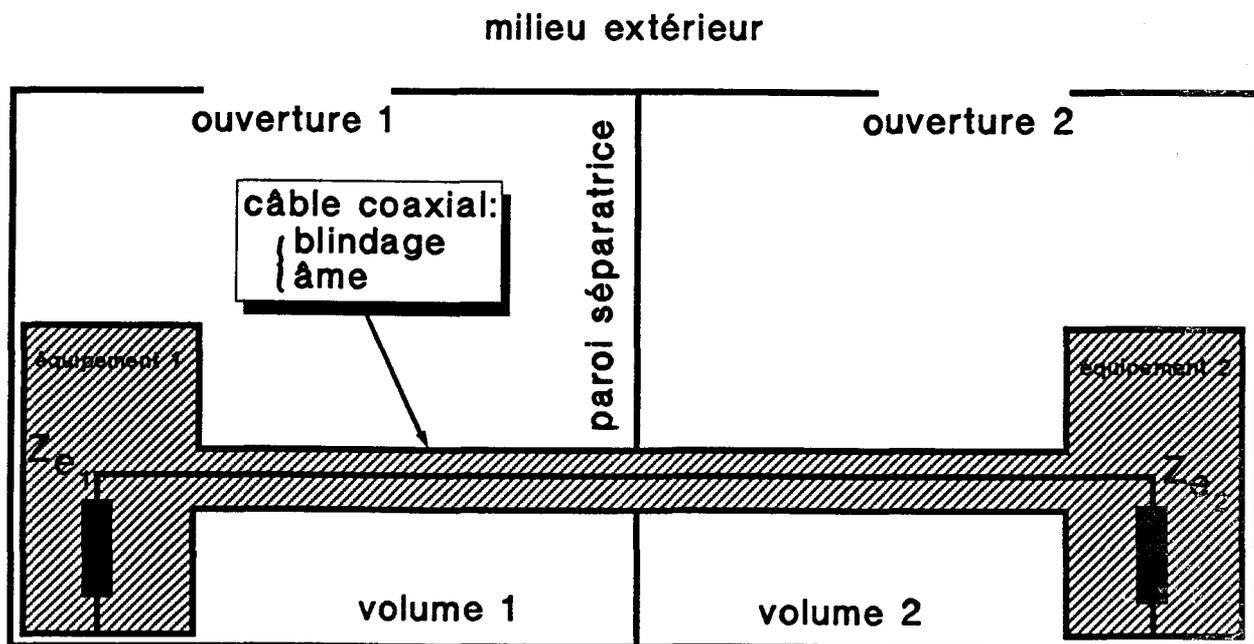


Figure III-16 : Problème topologique illustrant la relation entre les différentes approches quantitatives.

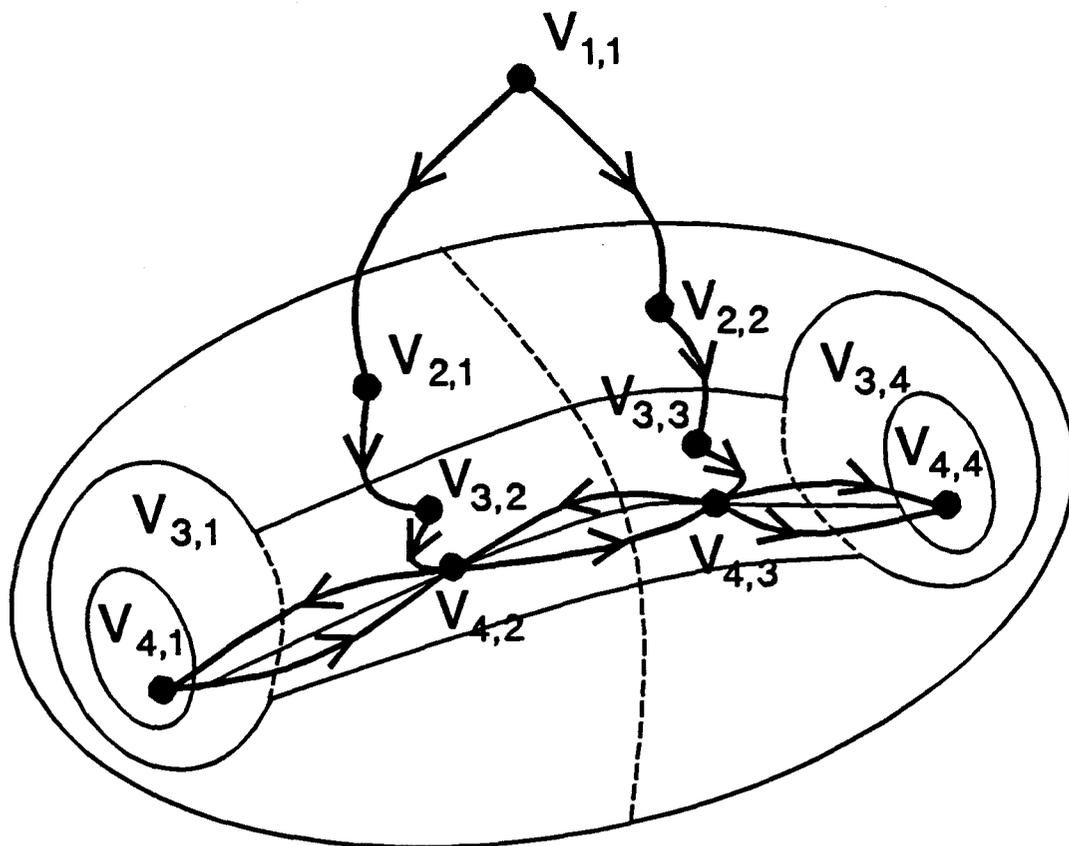


Figure III-17 : Diagramme et graphe topologiques correspondant au schéma de la figure III-16.

III.3.3 - Différentes étapes de quantification des interactions

III.3.3.1 - Couplage sur le blindage du câble

Aucune interaction n'existe entre les parties de blindage du câble situées dans le volume 1 et le volume 2 puisque le raccord à la cloison séparatrice a été supposé parfait. Nous pouvons donc traiter le couplage sur ces deux parties isolément l'une de l'autre et considérer chaque blindage élémentaire comme un câble à part entière. Nous les modéliserons donc comme deux lignes de transmission d'impédances caractéristiques respectives Z_{c1} dans le volume 1 et Z_{c2} dans le volume 2 (la référence de masse étant prise sur la structure). Le problème se réduira donc à résoudre une équation du type équation B.L.T. sur les deux réseaux représentés figure III-18.a. Les modèles lignes correspondants sont reportés figure III-18.b. Les jonctions terminales T des réseaux représentent les

impédances de court-circuit, traduisant la connexion parfaite du blindage à la structure. Dans un premier temps, il convient de déterminer les vecteurs générateurs de tension équivalents, $\left(v_{S_{2,1;3,2}}^s \right)$ et $\left(v_{S_{2,2;3,3}}^s \right)$, et de courant, $\left(I_{S_{2,1;3,2}}^s \right)$ et $\left(I_{S_{2,2;3,3}}^s \right)$, à répartir sur ces modèles de lignes. Pour cela, il est nécessaire de calculer la carte de champ électromagnétique dans $V_{2,1}$ et $V_{2,2}$ en l'absence des deux câbles (la zone de calcul des champs est localisée entre l'emplacement fictif des câbles et le plan de structure le plus proche ; voir annexe A-III-4). Pour une source externe donnée, il est alors possible de déterminer numériquement deux vecteurs observables $\left(x_{V_{2,1}} \right)$ et $\left(x_{V_{2,2}} \right)$, regroupant les différentes observables élémentaires de type champs électriques, nécessaires au calcul des générateurs. On peut alors écrire les relations linéaires caractérisant le couplage par les ouvertures 1 et 2, en fonction d'une composante du champ électromagnétique pris en un point quelconque de $V_{1,1}$, $\left(x_{V_{1,1}} \right)_x$. Pour cela, on introduit les matrices de transfert $\left(T_{V_{2,1}:V_{1,1}} \right)$ et $\left(T_{V_{2,2}:V_{1,1}} \right)$, dans $V_{2,1}$ et $V_{2,2}$ respectivement, comme nous l'avons fait au paragraphe III.2.3. On a alors :

$$\left(x_{V_{2,1}} \right) = \left(T_{V_{2,1}:V_{1,1}} \right) \left(x_{V_{1,1}} \right)_x \quad (\text{III-97})$$

et

$$\left(x_{V_{2,2}} \right) = \left(T_{V_{2,2}:V_{1,1}} \right) \left(x_{V_{1,1}} \right)_x \quad (\text{III-98})$$

Les générateurs se calculent alors en introduisant les vecteurs source $\left(x_{S_{2,1;3,2}}^s \right)$ et $\left(x_{S_{2,2;3,3}}^s \right)$ définis par :

$$\left(x_{S_{2,1;3,2}}^s \right) = \begin{pmatrix} \left(v_{S_{2,1;3,2}}^s \right) \\ \left(I_{S_{2,1;3,2}}^s \right) \end{pmatrix} \quad (\text{III-99})$$

$$\left(x_{S_{2,2;3,3}}^s \right) = \begin{pmatrix} \left(v_{S_{2,2;3,3}}^s \right) \\ \left(I_{S_{2,2;3,3}}^s \right) \end{pmatrix} \quad (\text{III-100})$$

et s'expriment en fonction des observables $\left(x_{V_{2,1}} \right)$ et $\left(x_{V_{2,2}} \right)$, et des opérateurs intrinsèques, $\left[T_{V_{2,1}:S_{2,1;3,2}} \right]$ et $\left[T_{V_{2,2}:S_{2,2;3,3}} \right]$ dans les relations suivantes :

$$(x_{V_{2,1}}) = [T_{V_{2,1};s_{2,1;3,2}}] (x_{S_{2,1;3,2}}^s) \quad (\text{III-101})$$

$$(x_{V_{2,2}}) = [T_{V_{2,2};s_{2,2;3,3}}] (x_{S_{2,2;3,3}}^s) \quad (\text{III-102})$$

Par souci de simplification, nous n'avons représenté qu'un seul générateur de tension et courant sur chacune des lignes de la figure III-18.b. Il ne faut pas perdre de vue que ceux-ci sont en fait répartis tout le long de la ligne. Cette simplification sera répétée dans tous les traitements ultérieurs. On est alors en mesure de calculer les vecteurs des courants, $(I_{S_{2,1;3,2}})$ et $(I_{S_{2,2;3,3}})$, et des tensions, $(V_{S_{2,1;3,2}})$ et $(V_{S_{2,2;3,3}})$, induits en tout point du blindage du câble. Ces vecteurs définissent alors deux vecteurs observables $(x_{S_{2,1;3,2}})$ et $(x_{S_{2,2;3,3}})$ donnés par :

$$(x_{S_{2,1;3,2}}) = \begin{pmatrix} (V_{S_{2,1;3,2}}) \\ (I_{S_{2,1;3,2}}) \end{pmatrix} \quad (\text{III-103})$$

$$(x_{S_{2,2;3,3}}) = \begin{pmatrix} (V_{S_{2,2;3,3}}) \\ (I_{S_{2,2;3,3}}) \end{pmatrix} \quad (\text{III-104})$$

qui deviennent les nouveaux termes d'excitation du problème intérieur suivant.

III.3.3.2 - Couplage sur l'âme du câble

Le graphe topologique de la figure III-17 définit les liaisons électriques existant entre les volumes élémentaires $V_{4,1}, V_{4,2}, V_{4,3}, V_{4,4}$. L'ensemble de ces liaisons représente en fait le circuit électrique proprement dit. Le calcul des signaux induits sur ce circuit conduit à considérer le câble dans son intégralité en le traitant comme un seul tube (voir figure III-19.a). Les jonctions T_1 et T_2 symbolisent les deux impédances Z_{e1} et Z_{e2} . La première étape du traitement consiste donc à déterminer les générateurs équivalents à ramener sur le modèle de ligne (représenté figure III-19.b). La référence de masse est maintenant prise

sur le blindage du câble et l'impédance caractéristique de la ligne Z_c est donc égale à celle du câble coaxial.

Une méthode pour déterminer les générateurs équivalents ramenés sur le circuit pourrait se décomposer en deux étapes :

- calculer les champs électromagnétiques dans les volumes internes au blindage du câble, $V_{3,2}$ et $V_{3,1}$, en l'absence de l'âme ;
- calculer les générateurs équivalents pour tenir compte de la présence de l'âme.

Ces deux étapes conduisent en fait à retrouver le formalisme des impédances et admittances de transfert des câbles blindés [5].

Posons :

- $(V_{V_{4,2}}^s)$ et $(V_{V_{4,3}}^s)$, les vecteurs générateurs de tension ;
- $(I_{V_{4,2}}^s)$ et $(I_{V_{4,3}}^s)$, les vecteurs générateurs de courant.

On peut alors définir deux vecteurs sources $(X_{V_{4,2}}^s)$ et $(X_{V_{4,3}}^s)$ par :

$$(X_{V_{4,2}}^s) = \begin{pmatrix} (V_{V_{4,2}}^s) \\ (I_{V_{4,2}}^s) \end{pmatrix} \quad (\text{III-105})$$

$$(X_{V_{4,3}}^s) = \begin{pmatrix} (V_{V_{4,3}}^s) \\ (I_{V_{4,3}}^s) \end{pmatrix} \quad (\text{III-106})$$

Ces vecteurs peuvent être exprimés directement comme le produit des matrices de transfert intrinsèques $[T_{V_{4,2}:s_{2,1;3,2}}]$ et $[T_{V_{4,3}:s_{2,2;3,3}}]$ respectivement, et des vecteurs observables, $(X_{s_{2,1;3,2}})$ et $(X_{s_{2,2;3,3}})$.

On a :

$$(X_{V_{4,2}}^s) = [T_{V_{4,2}:s_{2,1;3,2}}] (X_{s_{2,1;3,2}}) \quad (\text{III-107})$$

$$(X_{V_{4,3}}^s) = [T_{V_{4,3}:s_{2,2;3,3}}] (X_{s_{2,2;3,3}}) \quad (\text{III-108})$$

où $[T_{V_{4,2}:s_{2,1;3,2}}]$ et $[T_{V_{4,3}:s_{2,2;3,3}}]$ sont égales et s'expriment directement à partir de l'impédance de transfert $[Z_t]$ et l'admittance de transfert $[Y_t]$ du câble :

$$[T_{V_{4,2}:s_{2,1;3,2}}] = \begin{pmatrix} [Z_t] & [0] \\ [0] & [Y_t] \end{pmatrix} \quad (\text{III-109})$$

$$[T_{V_{4,3}:s_{2,2;3,3}}] = [T_{V_{4,2}:s_{2,1;3,2}}] \quad (\text{III-110})$$

Les signaux observables (I) et (V) en tout point de la ligne sont alors obtenus en résolvant l'équation B.L.T. sur le réseau topologique de la figure III-19.b. Cette détermination peut d'ailleurs être effectuée en étudiant séparément le couplage sur chacun des volumes $V_{4,2}$ et $V_{4,3}$. Supposons, par exemple, que la perturbation vienne du volume 1 seulement (problème décrit figure III-19.c.1), on obtient les signaux (I)⁽¹⁾ et (V)⁽¹⁾. Inversement, si la perturbation provient du volume 2 seul, (figure III-19.c.2), on obtient les signaux (I)⁽²⁾ et (V)⁽²⁾. Le problème global (figure III-14.b) est alors obtenu en superposant ces deux situations élémentaires. On a ainsi :

$$(I) = (I)^{(1)} + (I)^{(2)} \quad (\text{III-111})$$

$$(V) = (V)^{(1)} + (V)^{(2)} \quad (\text{III-112})$$

Cette propriété sera utilisée au paragraphe suivant pour réduire la taille des réseaux à étudier.

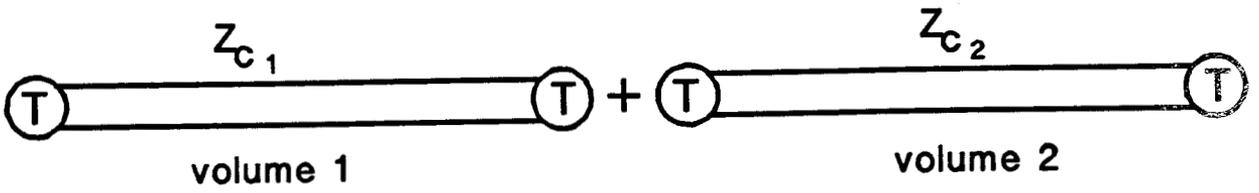


Figure III-18.a : Réseaux topologiques.

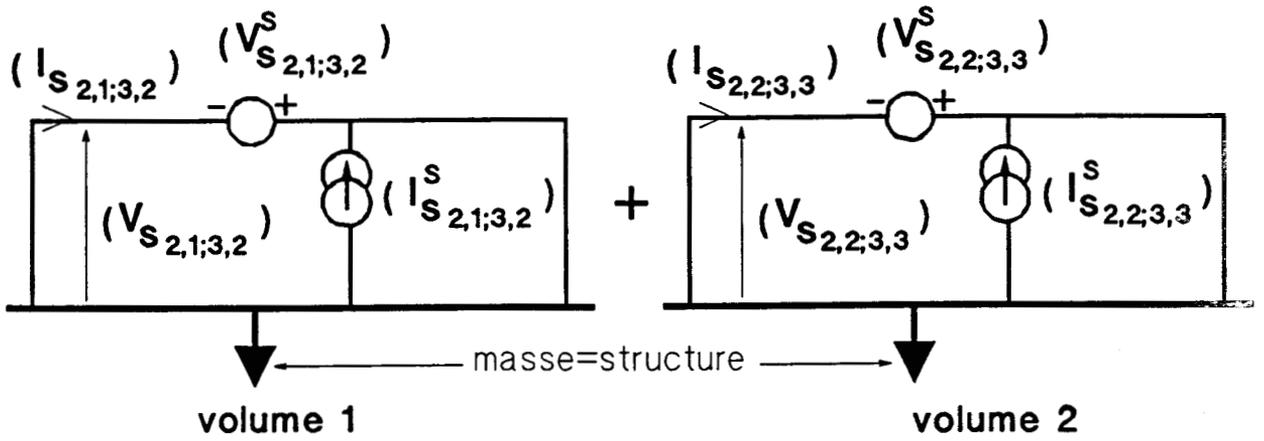


Figure III-18.b : Modèles de lignes de transmission.

Figure III-18 : Calcul des signaux de tension et courant sur le blindage du câble.

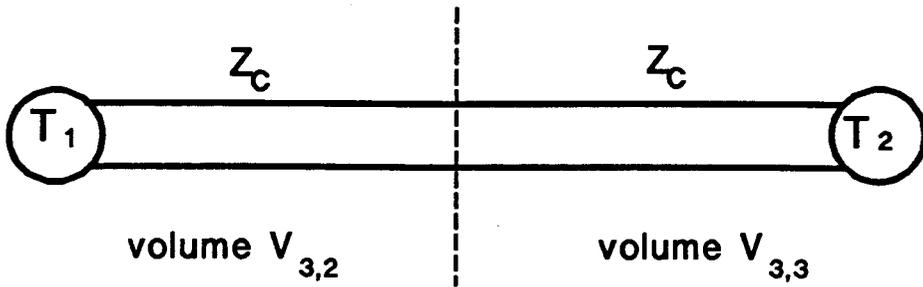


Figure III-19.a : Réseau topologique.

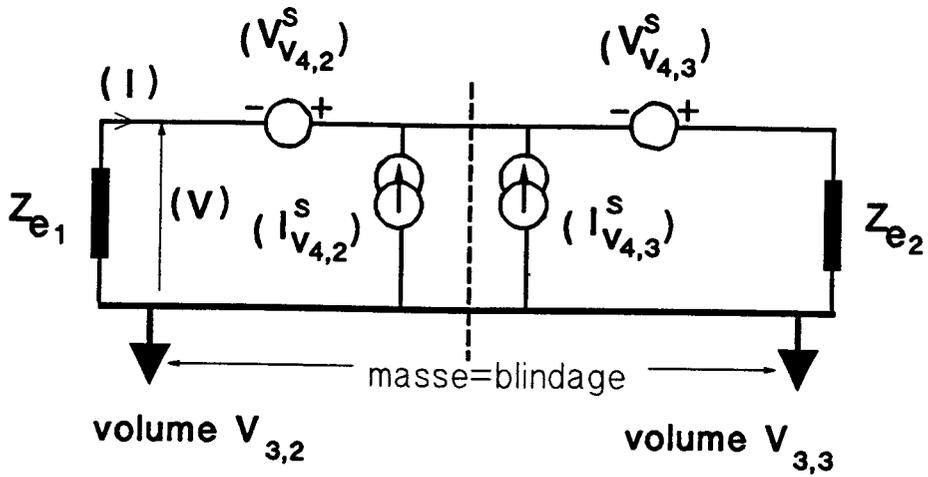


Figure III-19.b : Modèle ligne.

III.4 - Détermination des paramètres-S d'un réseau ou d'une partie de réseau

III.4.1 - Position du problème : intérêt du calcul

Nous avons vu que pour traiter rigoureusement le couplage électromagnétique sur un réseau, il fallait nécessairement prendre en compte l'intégralité du réseau, même si l'agression demeure localisée en un point du réseau. Dans l'étude de problèmes réels, la taille des réseaux électriques à considérer, comprenant à la fois les torons électriques mais aussi les structures filaires passives telles que les tuyaux, peut rendre le calcul des interactions totalement inopérant.

Nous avons vu au paragraphe précédent comment un problème global comportant un terme source réparti dans N volumes pouvait être décomposé en une superposition de N problèmes élémentaires. Chaque problème élémentaire n°i consiste à traiter le problème global en ne considérant que le terme source relatif au volume i : les autres volumes sont alors supposés ne pas présenter de termes sources. On peut alors considérer chacun de ces volumes non agressés comme une boîte noire et représenter les réseaux internes à ces volumes comme une simple jonction. Le problème global pourra alors être décrit par un réseau topologique de taille réduite, puisque faisant intervenir un plus petit nombre de jonctions. Nous allons donc montrer comment déterminer les paramètres-S d'un réseau topologique quelconque, ou d'une portion de réseau.

Reprenons l'exemple de l'avion représenté figure II-7. Le graphe topologique correspondant est représenté figure II-11. L'analyse des liaisons électriques entre les différents équipements électriques permet de construire le réseau topologique correspondant au système de câblage. L'analogie entre la représentation sous forme de graphe et de réseau se fait en considérant que tous les volumes associés à des équipements sont représentés par des jonctions et tous les volumes associés à des câbles électriques sont représentés par des tubes. A ce titre, on remarquera que la plupart des volumes relatifs au câblage correspondent au deuxième niveau de blindage, excepté les volumes relatifs aux antennes faisant intervenir un niveau de blindage d'ordre inférieur.

Le réseau correspondant au câblage interne est représenté figure III-20. Les jonctions de type antenne i (voir figure II-7) sont appelées A_i ; les jonctions de type équipement électrique i sont appelées J_i . Nous avons également introduit sur le réseau des jonctions $T_{i,j}$ traduisant la traversée d'une surface élémentaire par un câble reliant les équipements électriques i et j .

Le fait de calculer des paramètres-S de la jonction équivalente à un volume élémentaire non agressé est parfaitement en accord avec le principe topologique consistant à décomposer un problème global en une série de problèmes relatifs à des voies de pénétration élémentaires. Considérons l'exemple de la figure II-7 : malgré la simplicité du problème proposé, le réseau topologique permettant de calculer les couplages sur câbles (figure III-20) demeure néanmoins complexe. Le traitement de ce réseau peut cependant être réduit en considérant l'un après l'autre le couplage dans chacun des volumes élémentaires : par exemple, dans le cas de la figure II-7, cherchons à évaluer le couplage dû à la verrière du cockpit seule. La première étape de l'étude consiste à déterminer le terme source W_s concernant le volume agressé $V_{2,2}$. La deuxième étape est le calcul des paramètres-S des volumes élémentaires non agressés ($V_{2,1}$; $V_{2,3}$; $V_{2,4}$) : toutes les portions de réseaux topologiques internes à ces volumes pourront alors être remplacées par des jonctions équivalentes.

En appelant J'_1, J'_2, J'_3 les trois jonctions équivalentes aux volumes élémentaires $V_{2,1}$ (cabine passager), $V_{2,3}$ (soute), $V_{2,4}$ (dérive), le traitement du problème du couplage par l'ouverture du cockpit peut être effectué en considérant le réseau simplifié décrit figure III-21.a. A l'exception du volume cockpit, tous les tubes seront pris de longueur nulle, puisque reliant des jonctions de type boîte noire. Précisons une nouvelle fois qu'une telle simplification est possible parce qu'on suppose l'absence de sources dans tous les volumes topologiques autres que le cockpit. Cette simplification peut d'ailleurs se poursuivre en condensant chacune des jonctions nouvellement créées. Le problème se réduit alors au traitement de la partie du réseau correspondant au cockpit en considérant toutes les jonctions de terminaison ramenées au niveau des ports de pénétration du volume concerné, comme le montre la figure III-21.b. Cette approche consiste, en fait, à déterminer l'impédance ramenée par le réseau sur chacun des ports du volume $V_{2,2}$.

Cette portion de réseau étant traitée, on est alors en mesure de chercher à évaluer le signal induit en n'importe quel point du volume $V_{2,2}$, en résolvant les équations de propagation et de répartition sur ce réseau réduit.

Nous allons étudier, à présent, le formalisme permettant de calculer les paramètres-S équivalents à une portion de réseau, à partir des différentes jonctions et différents tubes la composant.

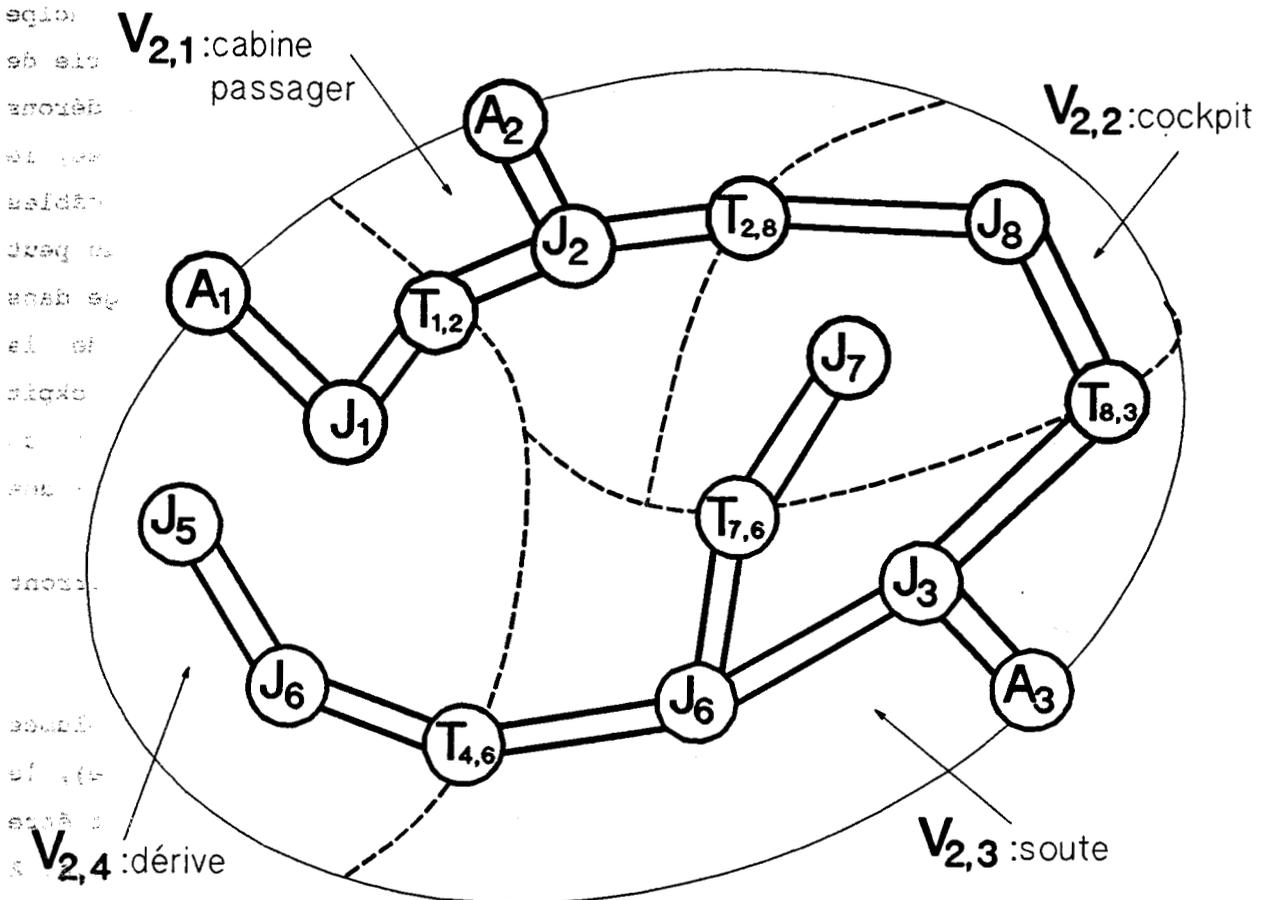


Figure III-20 : Réseau topologique correspondant au câblage électrique de l'avion. (présenté en superposition du diagramme topologique)

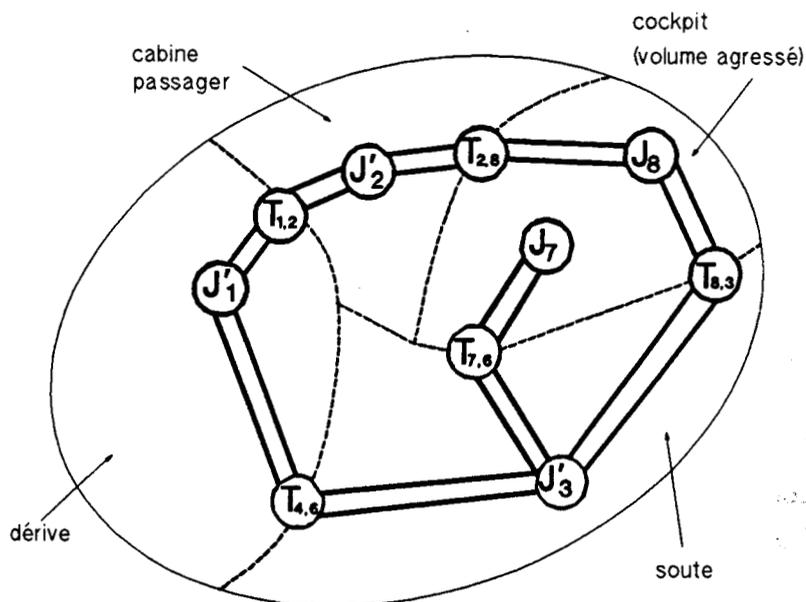


Figure III-21.a : Réseau topologique simplifié déduit du réseau de la figure III-21, en considérant chaque partie de réseau dans les volumes non agressés comme des jonctions.

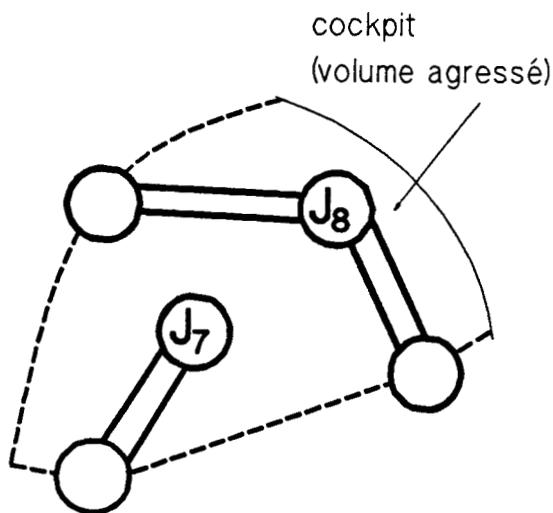


Figure III-21.b : Réseau topologique simplifié déduit du réseau de la figure III-21.a : l'ensemble du réseau non agressé a été réduit à plusieurs jonctions ramenées au niveau des points de pénétration dans le volume topologique.

Figure III-21 : Différentes possibilités de réseaux topologiques permettant de décrire le couplage dans le cockpit.

III.4.2 - Représentation synthétique d'une portion de réseau

Etant donné un réseau topologique, nous allons montrer comment représenter de façon synthétique une portion de ce réseau.

Reprenons, par exemple, le réseau de la figure III-20 et intéressons-nous à la partie de réseau appartenant au volume souté, $V_{2,3}$, représenté figure III-22. Dans cette portion de réseau, nous pouvons distinguer les jonctions $T_{4,6}$; $T_{7,6}$; $T_{8,3}$; A_3 , reliant deux volumes topologiques et des jonctions ne concernant que le volume souté, J_3 et J_6 . Ces dernières seront appelées jonctions "internes". Un tube reliant deux noeuds internes sera appelé tube interne : c'est le cas du tube 5. Un tube reliant d'une part un noeud interne et de l'autre un noeud qui n'est pas interne, sera appelé tube externe : c'est le cas des tubes 1,2,3,4. L'ensemble des tubes externes et internes et des jonctions internes d'un réseau, définit un sous-réseau. Les extrémités des tubes externes, situées du côté opposé au noeud interne, permettent de définir les ports du sous-réseau. Sur la figure III-23, ce sont les ports 1,2,3,4. Remarquons que chacun de ces numéros de ports peut englober un nombre de ports égal au nombre de fils du tube externe sur lequel il se trouve.

Dans le but de trouver une représentation synthétique du sous-réseau de la figure III-22, nous avons numéroté les ondes de façon à faire ressortir trois types d'ondes :

- les ondes W_i , $1 \leq i \leq 4$ sont des ondes se propageant sur des tubes externes (1,2,3,4) et partant des noeuds internes (J_3 et J_6) ;
- les ondes W_i , $5 \leq i \leq 8$ sont des ondes se propageant sur des tubes externes et arrivant sur les noeuds internes (J_3 et J_6) ;
- les ondes W_i , $9 \leq i \leq 10$ sont des ondes se propageant sur le tube interne (tube 5).

La matrice Ondes-Ondes (W.W) du sous-ensemble prend alors la forme suivante :

indice d'onde i

$$(W.W) = \begin{matrix} & \searrow & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & \leftarrow \text{indice d'onde } i_{\text{ext}} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ 10 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (\text{III-113})$$

Considérons I, II, III, les sur-indices de la manière suivante :

$$I = \{1, 2, 3, 4\}$$

$$II = \{5, 6, 7, 8\}$$

$$III = \{9, 10\}$$

Les ondes dont l'indice appartient à I ou II sont celles se propageant sur un tube externe à la jonction J. Ces ondes peuvent être regroupées dans les supervecteurs W_I et W_{II} . W_I représente l'ensemble des ondes partant de la jonction J, W_{II} , l'ensemble des ondes entrant dans la jonction J. Les ondes dont l'indice appartient à III, sont celles se propageant sur les tubes internes à la jonction équivalente. Tout comme précédemment, W_{III} représente le supervecteur des ondes internes.

La matrice (W.W) relative aux nouveaux indices I, II, III s'écrit alors :

$$(W.W) = \begin{matrix} & & I & II & III \\ \begin{matrix} I \\ II \\ III \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (\text{III-114})$$

où les différents termes unitaires correspondent aux blocs non nuls dans la relation (III-113).

Cette matrice caractéristique correspond tout simplement à un sous-réseau décrit figure III-24. Tous les tubes externes sont regroupés en un seul tube "équivalent" ; de même pour les tubes internes regroupés dans un seul tube interne équivalent. La jonction T est la jonction dont les paramètres-S sont la concaténation des paramètres-S des différentes jonctions de terminaison. La jonction J est la jonction dont les paramètres-S sont la concaténation des paramètres-S des jonctions J_3 et J_6 .

Un tel raisonnement peut être appliqué à toute forme de réseau topologique. D'une manière générale, si N_i est la dimension de chacun des n

tubes externes i ; $N = \sum_{i=1}^n N_i$, est la dimension du tube interne équivalent.

D'autre part, si M_k est la dimension de chacun des m tubes internes k ;

$M = \sum_{k=1}^m M_k$, est la dimension du tube externe équivalent.

Les matrices de propagation et impédance caractéristique de chacun des deux types de tubes équivalents se déduisent à partir des matrices de propagation Γ_i et impédance caractéristiques Z_{c_i} individuelles de chacun des tubes i .

un autre

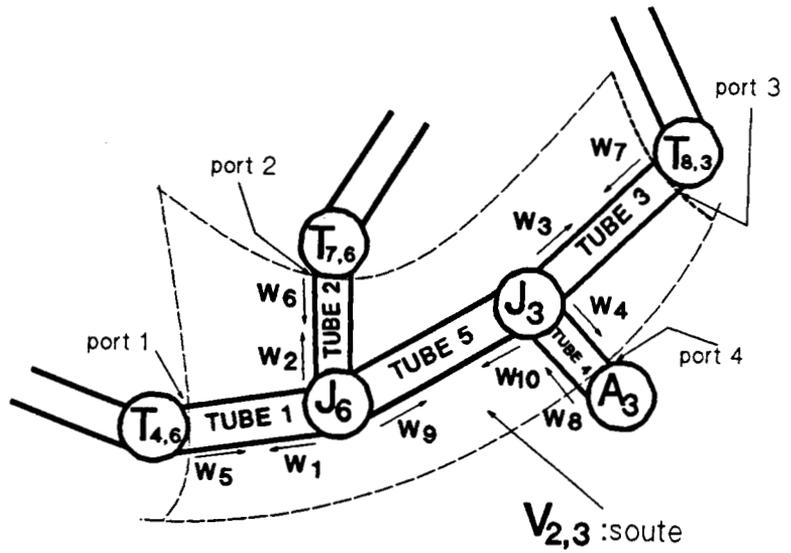


Figure III-22 : Sous-réseau correspondant au volume soute :
 en pointillés, ensemble des tubes et jonctions que
 l'on souhaite remplacer par la jonction unique
 représentée figure III-23.

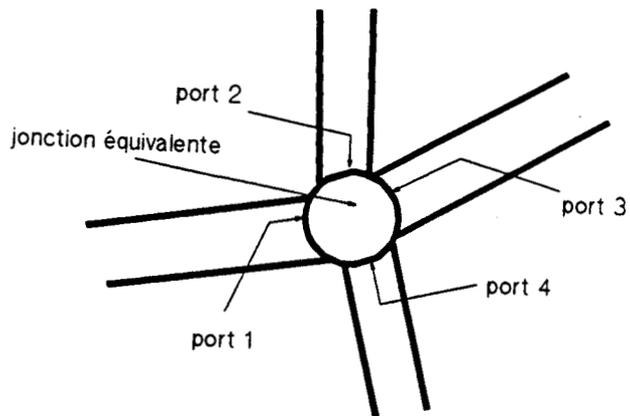


Figure III-23 : Jonction équivalente correspondant au volume
 soute vu des ports 1,2,3,4.

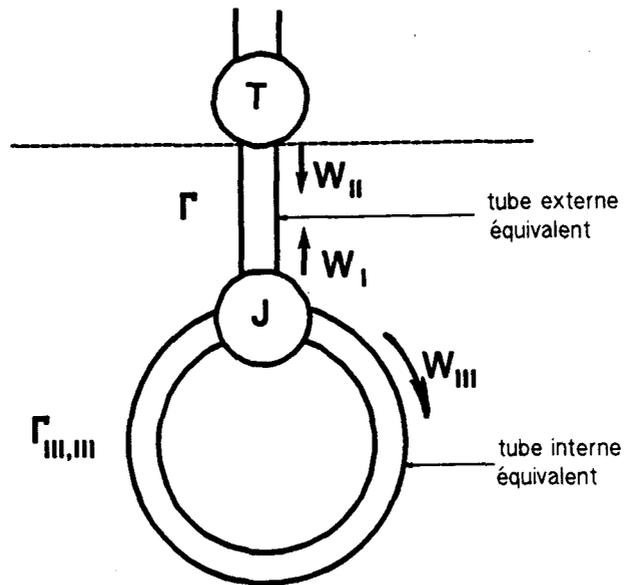


Figure III-24 : Réseau 1 : représentation synthétique d'un sous-réseau topologique quelconque.

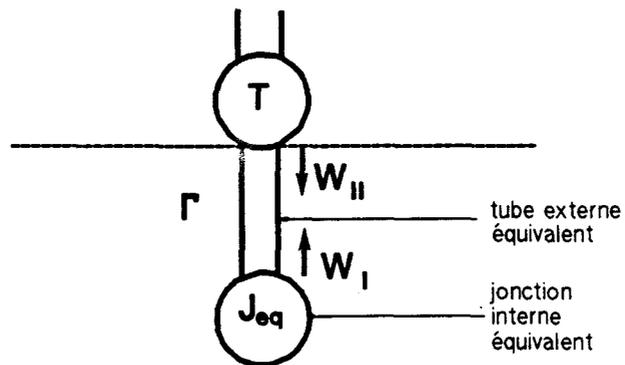


Figure III-25 : Réseau 2 : représentation synthétique d'un sous-réseau topologique quelconque, dans lequel une portion de réseau est décrite par une jonction équivalente J_{eq} .

III.4.3 - Expression des paramètres-S de la jonction interne équivalente

III.4.3.1 - Définition de la jonction interne équivalente

Nous allons montrer que la représentation synthétique de tout sous-réseau proposée figure III-24 est équivalente à celle proposée figure III-25. La jonction compactée J ainsi que le tube interne équivalent sont remplacés par une seule jonction J_{eq} appelée jonction interne équivalente.

Pour exprimer les paramètres-S de J_{eq} en fonction des différents paramètres-S et Γ des jonctions internes et externes du sous-réseau, nous allons traduire l'équivalence parfaite entre les figures III-24 et III-25. Le tube externe équivalent ainsi que la jonction T sont identiques. D'autre part, pour les besoins de la démonstration, nous choisirons deux termes sources W_{s_I} et $W_{s_{II}}$ sur le tube externe équivalent, communs aux deux représentations. Dans ces conditions, l'équivalence entre les deux sous-réseaux est obtenue en exprimant que les ondes résultantes W_I et W_{II} doivent être identiques dans les deux représentations. On peut de plus la simplifier en remarquant qu'elle ne doit pas dépendre de la jonction T. On choisira donc T de façon à supprimer les ondes réfléchies au niveau de cette jonction : la matrice des paramètres-S correspondante sera donc nulle.

Précisons bien que l'introduction des termes sources W_{s_I} et $W_{s_{II}}$ dans les sous-réseaux n'est qu'un moyen permettant d'établir l'équivalence, de façon à exprimer les paramètres-S de la jonction interne équivalente J_{eq} . Par la suite, le calcul des paramètres-S équivalents de l'ensemble du sous-réseau, déduits de ceux de J_{eq} , suppose l'absence totale de sources sur les tubes internes et externes. D'un point de vue mathématique, l'opération d'équivalence entre les deux sous-réseaux revient à éliminer la variable W_{II} sur le tube équivalent interne. Signalons qu'un raisonnement semblable peut être mené pour déterminer les paramètres-S d'une jonction d'ordre quelconque en fonction de ceux de plusieurs jonctions d'ordre inférieur [6] (l'ordre d'une jonction étant le nombre de ports de la jonction).

III.4.3.2 - Ecriture des B.L.T. équations des réseaux 1 et 2

a. Traitement du sous-réseau 1 (figure III-24)

On définit l'inconnue principale onde sortante par le supervecteur $[W(0)]$:

$$[W(0)] = \begin{bmatrix} W_I \\ W_{II} \\ W_{III} \end{bmatrix} \quad (\text{III-115})$$

De même, le supervecteur source $[W_s]$ correspondant au couplage sur le tube externe équivalent est donné par :

$$[W_s] = \begin{bmatrix} W_{s_I} \\ W_{s_{II}} \\ [0]_M \end{bmatrix} \quad (\text{III-116})$$

Dans les relations (III-115) et (III-116), les composantes vectorielles W_I , W_{II} , W_{s_I} et $W_{s_{II}}$ sont de dimension N . W_{III} est de dimension M . La notation $[0]_M$ correspond à un vecteur nul de dimension M .

La supermatrice de propagation du sous-réseau s'écrit :

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} \Gamma_{I,I} & [0]_{N \times N} & [0]_{N \times M} \\ [0]_{N \times N} & \Gamma_{II,II} & [0]_{N \times M} \\ [0]_{M \times N} & [0]_{M \times N} & \Gamma_{III,III} \end{bmatrix} \quad (\text{III-117})$$

La notation $[0]_{K \times L}$ représente un bloc tensoriel nul comportant K lignes et L colonnes. Par raison de symétrie $\Gamma_{I,I}$ et $\Gamma_{II,II}$ sont identiques :

$$\Gamma_{I,I} = \Gamma_{II,II} \quad (\text{III-118})$$

La dimension de ce bloc est $N \times N$. De même, la dimension de $\Gamma_{III,III}$ sera $M \times M$.

Sur l'exemple du réseau de la figure III-22, les différents blocs s'expriment par :

$$\Gamma_{1,1} = \begin{bmatrix} \Gamma_{1,1} & [0]_{n_1 \times n_2} & [0]_{n_1 \times n_3} & [0]_{n_1 \times n_4} \\ [0]_{n_2 \times n_1} & \Gamma_{2,2} & [0]_{n_2 \times n_3} & [0]_{n_2 \times n_4} \\ [0]_{n_3 \times n_1} & [0]_{n_3 \times n_2} & \Gamma_{3,3} & [0]_{n_3 \times n_4} \\ [0]_{n_4 \times n_1} & [0]_{n_4 \times n_2} & [0]_{n_4 \times n_3} & \Gamma_{4,4} \end{bmatrix} \quad (\text{III-119})$$

$$\Gamma_{\text{III},\text{III}} = \begin{bmatrix} \Gamma_{9,9} & [0]_{n_9 \times n_9} \\ [0]_{n_9 \times n_9} & \Gamma_{9,9} \end{bmatrix} \quad (\text{III-120})$$

où n_i est la dimension du tube i (voir figure III-22), et $\Gamma_{i,i}$ la matrice de propagation du tube i .

D'autre part, la supermatrice $[S]$ du sous-réseau 1 se déduit de la matrice (W.W) et s'écrit :

$$[S] = \begin{bmatrix} [0]_{N \times N} & S_{I,II} & S_{I,III} \\ S_{II,I} & [0]_{N \times N} & [0]_{N \times M} \\ [0]_{M \times N} & S_{III,II} & S_{III,III} \end{bmatrix} \quad (\text{III-121})$$

$S_{I,II}$ et $S_{II,I}$ sont de dimension $N \times N$; $S_{III,II}$, $M \times N$; $S_{I,III}$, $N \times M$; $S_{III,III}$, $M \times M$.

Si on pose la notation $S_{i,j}^\alpha$, signifiant : i, j , indice d'onde et α , nom de la fonction d'appartenance, ces différents blocs tensoriels s'expriment par (voir figures III-22 et III-24) :

$$S_{I,II} = \begin{bmatrix} S_{1,5}^{J_6} & S_{1,6}^{J_6} & 0 & 0 \\ S_{2,5}^{J_6} & S_{2,6}^{J_6} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{3,7}^{J_3} & S_{3,8}^{J_3} \\ 0 & 0 & S_{4,7}^{J_3} & S_{4,8}^{J_3} \end{bmatrix} \quad (\text{III-122})$$

$$S_{I,III} = \begin{bmatrix} 0 & S_{1,10}^{J_6} \\ 0 & S_{2,10}^{J_6} \\ S_{3,9}^{J_3} & 0 \\ S_{4,9}^{J_3} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-123})$$

$$S_{III,I} = \begin{bmatrix} S_{9,5}^{J_6} & S_{9,6}^{J_6} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{10,7}^{J_3} & S_{10,8}^{J_3} \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

$$S_{III,III} = \begin{bmatrix} 0 & S_{9,10}^{J_6} \\ S_{10,9}^{J_3} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-25})$$

et

$$S_{II,I} = \begin{bmatrix} S_{5,1}^{T_{4,6}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{6,2}^{T_{7,6}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_{7,3}^{T_{8,3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S_{8,4}^{A_3} \end{bmatrix} \quad (\text{III-126})$$

En prenant en compte la simplification du problème consistant à adapter les ports de terminaison, on a :

$$S_{II,I} = [0]_{N \times N} \quad (\text{III-127})$$

Cette condition entraîne d'ailleurs l'absence d'onde réfléchie au niveau de la jonction T.

L'équation B.L.T. du sous-réseau 1 : $([1] - [S][\Gamma])[W(0)] = [S][W_s]$ peut se décomposer en deux équations :

$$S_{I,III} W_{s_{II}} = (W_I - S_{I,III} \Gamma_{III,III}) W_{III} \quad (\text{III-128})$$

$$S_{III,II} W_{s_{II}} = ([1]_{M \times M} - S_{III,III} \Gamma_{III,III}) W_{III} \quad (\text{III-129})$$

la notation $[1]_{M \times M}$ représentant un vecteur unitaire de dimension $M \times M$.

On peut remarquer que le terme source W_{s_1} disparaît des relations (III-128) et (III-129) du fait que :

$$[S_{II,I}][W_{s_1}] = [0]_N \quad (\text{III-130})$$

L'élimination de W_{III} , conduit alors à :

$$W_I = [S_{I,II} + S_{I,III} \Gamma_{III,III} ([1]_{N \times N} - S_{III,III} \Gamma_{III,III})^{-1} S_{III,II}] W_{s_{II}} \quad (\text{III-131})$$

b. Traitement du sous-réseau 2

En reprenant la démarche adoptée pour le sous-réseau 1, on pose que :

- l'inconnue principale $[W(0)]$ est définie par :

$$[W(0)] = \begin{bmatrix} W_I \\ W_{II} \end{bmatrix} \quad (\text{III-132})$$

- le supervecteur source est donné par :

$$[W_s] = \begin{bmatrix} W_{s_I} \\ W_{s_{II}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-133})$$

- la supermatrice $[\Gamma]$ du sous-réseau 2 s'écrit :

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} \Gamma_{I,I} & [0]_{N \times N} \\ [0]_{N \times N} & \Gamma_{I,I} \end{bmatrix} \quad (\text{III-134})$$

où le bloc élémentaire $\Gamma_{I,I}$ est identique à celui défini par la relation (III-117) pour le réseau de la figure III-19.

La supermatrice $[S]$ du réseau 2 est construite de la manière suivante :

$$[S] = \begin{bmatrix} [0]_{N \times N} & S_{I,II} \\ S_{II,I} & [0]_{N \times N} \end{bmatrix} \quad (\text{III-135})$$

Le bloc $S_{II,I}$ est le même que celui du réseau 1. Par conséquent, nous

le prendrons nul :

$$[S_{I,II}] = [0]_{N \times N} \quad (\text{III-136})$$

pour être dans la même hypothèse simplificatrice. Le bloc $S_{I,II}^{eq}$, quant à lui, contient les paramètres-S de la jonction interne équivalente.

En appliquant la même simplification $S_{II,I} = [0]_{N \times N}$ que sur le sous-réseau 1, l'équation B.L.T. du réseau 2 se réduit à une seule équation :

$$W_I = S_{I,II}^{eq} W_{s_{II}} \quad (\text{III-137})$$

III.4.3.3 - Expression des paramètres-S de la jonction équivalente interne à un sous-réseau

Les sous-réseaux 1 et 2 étant équivalents, on peut comparer les expressions (III-131) et (III-137). On en déduit que la matrice des paramètres-S, $S_{I,II}^{eq}$ de la jonction interne équivalente T_{eq} s'exprime en fonction des blocs de paramètres-S des différentes jonctions internes au sous-réseau, par :

$$S_{I,II}^{eq} = S_{I,II} + S_{I,III} \Gamma_{III,III} ([1]_{M \times M} - S_{III,III} \Gamma_{III,III})^{-1} S_{III,II} \quad (\text{III-138})$$

On remarquera que cette expression ne dépend pas des paramètres-S de la jonction de terminaison et dépend seulement des paramètres-S des jonctions internes au réseau (voir relations (III-122), (III-123), (III-124), (III-125) et (III-126). Elle dépend également des caractéristiques des tubes internes par l'intermédiaire du bloc $\Gamma_{III,III}$.

Précisons que cette relation n'est pas celle des paramètres-S de la jonction équivalente à un sous-réseau et ne concerne que J_{eq} . Dans les deux paragraphes suivants, nous allons montrer comment accéder aux paramètres-S du sous-réseau en fonction de ceux de J_{eq} .

III.4.4 - Expression des paramètres-S d'un sous-réseau

Reprenons l'exemple de la figure III-22. La relation (III-138) permet

d'exprimer les paramètres-S de la jonction interne équivalente J_{eq} en fonction de ceux des jonctions internes J_3 et J_6 . Nous allons maintenant chercher à déduire les paramètres-S de la jonction équivalente au sous-réseau en exprimant ceux-ci dans le plan des ports 1,2,3,4 définis figures III-22 et III-23. Si nous reprenons la représentation synthétique du sous-réseau, on peut définir deux plans de référence (voir figure III-26).

- un plan de référence A correspondant à J_{eq} ;
- un plan de référence B correspondant à l'ensemble des ports 1,2,3,4 du sous-réseau.

Les paramètres-S du sous-réseau pourront être obtenus en les exprimant dans le plan B, à partir de leur expression dans le plan A.

Appelons $S(A)$ les paramètres-S dans le plan A, définis par :

$$W_I(0) = S(A)W_{II}(L) \quad (\text{III-139})$$

Ces paramètres-S sont également ceux de J_{eq} . Soit :

$$S(A) = S_{I,II}^{eq} \quad (\text{III-140})$$

où $S_{I,II}^{eq}$ est donné par la relation (III-138).

Au niveau du plan de référence B, la matrice des paramètres-S, $S(B)$ est celle du sous-réseau. Elle est définie par :

$$W_I(L) = S(B)W_{II}(0) \quad (\text{III-141})$$

Remarquons que pour établir cette dernière relation, il est nécessaire de regarder vers le sous-réseau, c'est-à-dire vers J_{eq} . L'onde sortant de la jonction dans le plan, B est alors bien $W_I(L)$ et l'onde entrant, $W_{II}(0)$. D'autre part, les ondes W_I et W_{II} à chaque extrémité 0 ou L, sont reliées par les deux équations de propagation :

$$W_I(L) = \Gamma_{I,I} W_I(0) \quad (\text{III-142})$$

$$W_{II}(L) = \Gamma_{I,I} W_{II}(0) \quad (\text{III-143})$$

On notera que la détermination des paramètres-S d'un sous-réseau

supposant l'absence totale de source, il n'y a pas de terme source W_s dans les relations (III-142) et (III-143).

En combinant les relations (III-142) et (III-143) avec la relation de répartition (III-139) définie dans le plan A et en tenant compte de (III-140), on montre aisément que :

$$W_I(L) = \Gamma_{I,I} S(A) \Gamma_{I,I} W_{II}(0) \quad (\text{III-144})$$

En identifiant cette dernière relation avec (III-141), on constate que :

$$S(B) = \Gamma_{I,I} S_{eq} \Gamma_{I,I} \quad (\text{III-145})$$

En reportant (III-138) dans (III-145), on peut alors exprimer la matrice des paramètres-S, $S_{eq} = S(B)$ du réseau en fonction de ceux des différentes jonctions internes. On a :

$$S_{eq} = \Gamma_{I,I} \left\{ S_{I,I} + S_{I,III} \Gamma_{III,III} ([1]_{M \times M} - S_{III,III} \Gamma_{III,III})^{-1} S_{III,III} \right\} \Gamma_{I,I} \quad (\text{III-146})$$

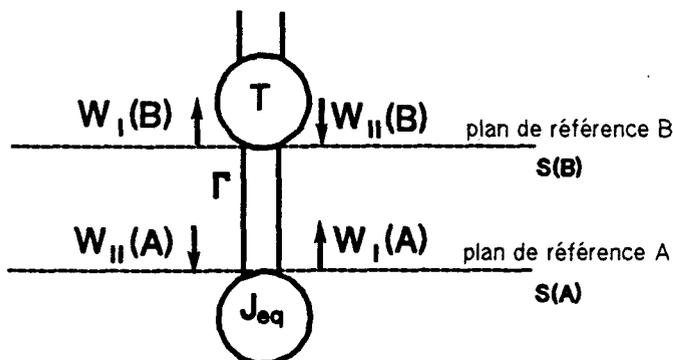


Figure III-26 : Définition des différents plans de référence des paramètres-S d'un réseau.

III.4.5 - Expression des paramètres-S d'un réseau par rapport à une impédance caractéristique scalaire unique

La relation (III-146) présente un inconvénient : elle dépend des impédances caractéristiques des différents tubes du réseau. Quand on cherchera à introduire une nouvelle fois ces paramètres dans n'importe quel réseau, il conviendra de connaître la matrice impédance caractéristique par rapport à laquelle ils ont été déterminés. Dans l'optique où on cherche à considérer le volume topologique comme une boîte noire, vu de ses ports d'entrée, on a intérêt à référencer conventionnellement ces paramètres-S par rapport à une impédance caractéristique scalaire unique Z_{c_0} . D'une manière générale, on prendra cette impédance égale à 50Ω .

Les paramètres-S de la relation (III-146) sont référencés par rapport à la matrice impédance caractéristique Z_c du tube externe équivalent, constituée par chacune des matrices impédance caractéristique des différents tubes externes. Dans l'exemple de la figure III-17, respectivement à la numérotation des ondes, Z_c s'exprime de façon analogue à Γ par :

$$Z_c = \begin{bmatrix} Z_{c_{1,1}} & [0]_{n_1 \times n_2} & [0]_{n_1 \times n_3} & [0]_{n_1 \times n_4} \\ [0]_{n_2 \times n_1} & Z_{c_{2,2}} & [0]_{n_2 \times n_3} & [0]_{n_2 \times n_4} \\ [0]_{n_3 \times n_1} & [0]_{n_3 \times n_2} & Z_{c_{3,3}} & [0]_{n_3 \times n_4} \\ [0]_{n_4 \times n_1} & [0]_{n_4 \times n_2} & [0]_{n_4 \times n_3} & Z_{c_{4,4}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-147})$$

où n_i est la dimension du tube i et $Z_{c_{i,i}}$, la matrice impédance caractéristique du tube i .

Par conséquent, si I est le vecteur des courants entrant et V le vecteur des tensions au niveau de chacun des ports d'entrée du réseau, la relation de répartition de la jonction équivalente au réseau s'écrit :

$$V - Z_c I = S_{eq} (V + Z_c I) \quad (\text{III-148})$$

Cherchons alors à exprimer les paramètres-Y de cette jonction, définis par :

$$I = YV \quad (\text{III-149})$$

en fonction de S_{eq} . La relation (III-148) donne :

$$Y = Z_c^{-1} (1 + S_{eq})^{-1} (1 - S_{eq}) \quad (\text{III-151})$$

La dernière phase de la transformation consiste à exprimer S_{eq_0} , matrice des paramètres- S_0 de la jonction (c'est-à-dire les paramètres- S par rapport à Z_{c_0} , d'après la définition donnée au paragraphe III.2.3.3.3.d) en fonction de Y , matrice des paramètres admittance. La relation (III-59) devient alors :

$$V - Z_{c_0} I = S_{eq_0} (V + Z_{c_0} I) \quad (\text{III-152})$$

Si, dans cette relation, nous reportons la relation (III-149), on a :

$$(1 - Z_{c_0} Y) I = S_{eq_0} (1 + Z_{c_0} Y) I \quad (\text{III-153})$$

La condition nécessaire pour que le vecteur I soit non nul impose alors :

$$S_{eq_0} = (1 - Z_{c_0} Y) (1 + Z_{c_0} Y)^{-1} \quad (\text{III-154})$$

Les relations (III-151) et (III-154) permettent alors de déterminer en deux étapes les paramètres- S_0 de la jonction équivalente au sous-réseau. Nous verrons dans l'annexe A-III-4 que le passage intermédiaire par la matrice Y peut être également utilisé pour l'opération inverse consistant à exprimer des paramètres- S topologiques d'une jonction en fonction des paramètres- S_0 de cette même jonction.

Précisons que les paramètres- S_0 du sous-réseau deviennent identiques à ceux que l'on peut mesurer avec un analyseur de réseaux au niveau des ports d'entrée du volume considéré comme une boîte noire. Dans le chapitre V, nous montrerons des exemples de détermination expérimentale de ces paramètres- S_0 sur un volume élémentaire.

III.4.6 - Détermination des signaux de couplage dans une portion de réseau topologique non agressé

Nous avons vu dans les paragraphes précédents comment la détermination des signaux de couplages induits dans un volume topologique agressé pouvait être facilitée en considérant les portions de réseau correspondant à des volumes topologiques non agressés comme des jonctions.

De façon à répondre de manière exhaustive au problème électromagnétique intérieur, on doit être également capable de déterminer les signaux induits en tout point d'un volume topologique non agressé.

Illustrons ce propos en reprenant le schéma de la figure III-21 pour lequel seul le volume topologique correspondant au cockpit est supposé agressé. Posons nous ensuite le problème de déterminer les signaux induits en tout point du circuit de câblage du volume source. Il convient alors de trouver le réseau le plus simple déduit de nos précédents résultats permettant de répondre à ce problème élémentaire. Ce réseau topologique minimum est représenté figure III-27. Les portions de réseau correspondant au volume cockpit agressé et au volume source sont entièrement représentées. Par contre, les autres portions de réseau, non agressées et dont on ne cherche pas à connaître les signaux induits ont été condensées en deux jonctions terminales T_1 et T_2 . La jonction T_1 est la jonction obtenue à partir des jonctions $A_1, J_1, T_{1,2}, J_2, A_2, T_{2,8}$ de la figure III-20 ; la jonction T_2 est, quant à elle, obtenue à partir des jonctions J_5, J_4 et $T_{4,6}$ de cette même figure. Un tel raisonnement pourra être mené pour chacun des différents volumes topologiques, dérive et cabine passager.

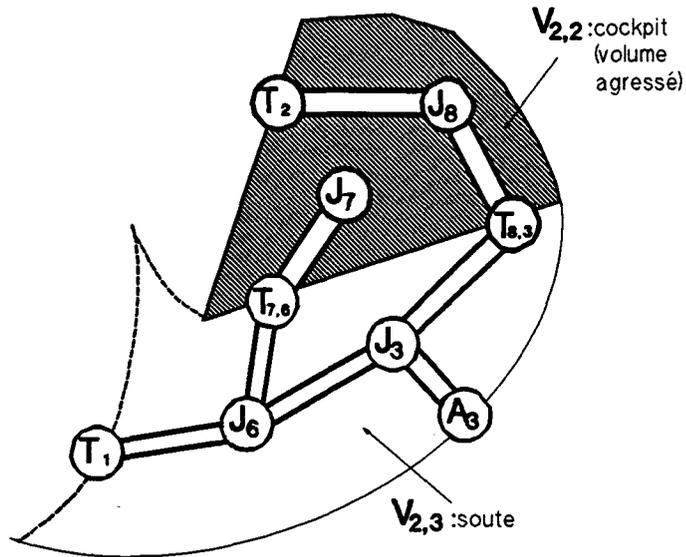


Figure III-27 : Réseau topologique permettant de déterminer les signaux induits dans le volume soute par suite d'un couplage dans le volume cockpit.

III.5 - Conclusion du chapitre III

Nous avons montré comment le graphe topologique pouvait représenter un support efficace pour évaluer les perturbations induites à l'intérieur d'une structure. Une première méthode de quantification consiste à utiliser la notion de graphe topologique propre et à affecter à chaque arête une matrice de transfert reliant les vecteurs observables définis dans chaque volume topologique.

La deuxième méthode repose sur une description topologique sous forme de graphe généralisé. Bien qu'approchée, elle se prête mieux à une analyse prévisionnelle en ce sens qu'elle cherche à quantifier chacune des pénétrations dans les volumes propres et entre les volumes élémentaires. Elle conduit à définir sur chaque arête des opérateurs intrinsèques (ne dépendant pas de la source). Dans la pratique, ces opérateurs sont difficiles à exprimer simplement. Cependant, dans le cas d'une agression donnée, il est toujours possible de quantifier individuellement chacune des arêtes en utilisant de nouveau la notion de matrice de transfert.

Une application importante des calculs prédictifs concerne la topologie des câblages. Le formalisme des réseaux de lignes de transmission multiconducteur se prête parfaitement au calcul prédictif de la réponse d'un ensemble de câblages à une excitation externe. Chaque élément constitutif du réseau peut être caractérisé indépendamment des autres éléments. Le calcul des perturbations induites en tout point du réseau est obtenu en résolvant notamment une équation dite "équation B.L.T.", caractérisant l'ensemble des connexions et des couplages sur le réseau.

Le formalisme des réseaux s'intègre parfaitement à celui de la description des interactions électromagnétiques sous forme d'opérateurs de transfert. Sur un exemple simple, nous avons montré comment l'élaboration et le traitement des différents réseaux topologiques, concernant un circuit électrique, pouvaient être déduits de l'analyse du graphe topologique généralisé.

D'autre part, un inconvénient du réseau topologique repose sur le fait qu'il est généralement localisé dans plusieurs volumes élémentaires. Le couplage sur câble peut cependant être résolu dans chacun des volumes pris séparément en utilisant le principe de superposition des états. Ce principe suppose qu'un seul volume est agressé à la fois. La résolution de chaque problème élémentaire peut alors être simplifiée en considérant que tous les volumes non agressés peuvent être traités comme une boîte noire dont il est possible de calculer les paramètres-S.

Le formalisme des réseaux topologiques se prête parfaitement à l'informatisation. Les différentes équations présentées dans ce chapitre ont été programmées et rassemblées dans un code de calcul dont l'architecture est décrite à l'annexe A-III-4.

Nous allons maintenant montrer comment le formalisme des réseaux de lignes multiconducteur peut être généralisé à des géométries impliquant des structures autres que les lignes de transmission.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE III

- [1] J. Van Bladel,
"Electromagnetic Fields".
Mc Graw-Hill. Electrical and Electronic Engineering Series, 1964.
- [2] V. Gobin,
"Diffraction par des ouvertures et par des objets tridimensionnels.
Application à la mesure des impédances de surface des matériaux bons
conducteurs".
Rapport de Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Techniques
de Lille Flandres Artois, 1989.
- [3] C.E. Baum, T.K. Liu, F.M. Tesche,
"On the Analysis of General Multiconductor Transmission-line Networks".
Interaction Notes. Note 461, January 1988.
- [4] S. Ramo, J.R. Whinnery, T. Van Duzer,
"Fields and Waves in Communication Electronics".
John Wiley Editeur, 1984.
- [5] E. Vance,
"Coupling to Shielded Cables".
Wiley - Interscience publication, 1978.
- [6] J.P. Parmantier, G. Labaune, J.C. Alliot, P. Degauque,
"Topologie Electromagnétique : méthodes de caractérisation de
jonctions".
La Recherche Aérospatiale, Année 1990, n°5, pp. 71,82.

CHAPITRE IV

GENERALISATION DU FORMALISME B.L.T AUX COUPLAGES EXTERNES

**IV.1 - Comment introduire les couplages externes :
exemple, le couplage par ouvertures**

Le formalisme de l'équation B.L.T. provient de la théorie des lignes multiconducteur. C'est donc avant tout un modèle de type circuit électrique. Nous avons vu d'autre part que celui-ci s'intégrait aisément au formalisme de Topologie Electromagnétique utilisant un graphe d'interactions pour décrire l'agencement des différents couplages dans une structure. De plus, un réseau topologique s'avère un support parfaitement adapté à la conception électromagnétique du fait que chacun des éléments constitutifs peut être caractérisé individuellement.

On se propose donc de généraliser la description sous forme de réseau topologique en incluant sur ce modèle circuit des situations de couplages impliquant des éléments structurels autres que des circuits électriques. D'une manière imagée, ce processus revient à étendre le réseau topologique en y intégrant des arêtes du graphe topologique relatives à des niveaux de blindage supérieurs, concernant des couplages entre champs électromagnétiques.

C'est ainsi qu'on peut être amené à décrire certains points de pénétration dans un volume sous forme de jonction que l'on intégrera alors directement dans un réseau topologique. A ce propos, nous avons choisi plus particulièrement de nous pencher sur une forme de couplage crucial : le couplage par ouverture. Le terme général d'ouverture englobe en fait tous les types d'ouvertures, les fentes, les joints électromagnétiques. D'autre part, le couplage intérieur par ouverture est d'autant plus important que des câbles électriques passent au voisinage de celle-ci.

La démarche adoptée consiste à traiter le couplage localisé comme une jonction dont on déterminera les paramètres-S. La première étape de l'étude a pour but de trouver une configuration géométrique :

- mettant en jeu les propriétés de diffraction de l'ouverture, d'une part,
- pouvant être aisément décrite sous forme de circuit électrique, d'autre part.

C'est pourquoi, la première configuration que nous proposons consiste

à étudier le couplage élémentaire de deux conducteurs multifilaires situés de part et d'autre d'une ouverture. L'excitation extérieure est alors assurée par une structure filaire sur laquelle on peut aisément modéliser les termes sources.

Nous verrons par la suite au chapitre V que cette configuration géométrique peut représenter un dispositif d'essais fort pratique pour exciter individuellement ou simultanément plusieurs ouvertures dans une structure.

L'étape suivante consiste à supprimer l'excitation filaire et à la remplacer par une excitation de type onde plane.

D'une manière générale, nous verrons que cette étude est un bon exemple de la méthode permettant de caractériser une jonction et de traiter ses paramètres-S.

IV.2 - Couplage de deux lignes multiconducteur à travers une ouverture

IV.2.1 - Configuration géométrique et graphe d'interactions élémentaire

La configuration géométrique à laquelle on s'intéresse est présentée figure IV-1. Un plan conducteur dans lequel est pratiquée une ouverture délimite un volume extérieur, volume I et un volume intérieur, volume II. Deux lignes multiconducteur sont situées de part et d'autre du plan, et parallèles à ce dernier.

L'ouverture peut être de forme quelconque ; par contre sa taille conditionne l'intensité du couplage (ainsi que la taille de la jonction équivalente) ; elle peut également être chargée ou non par un matériau composite.

Nous supposerons que les seules sources d'excitation intervenant dans l'étude sont localisées dans le volume I sous forme de générateurs de tension ou de courant appliqués sur les conducteurs élémentaires de la ligne extérieure.

Le couplage de deux conducteurs élémentaires situés respectivement dans les volumes I et II dépendra essentiellement de leur hauteur par rapport au plan et de la distance les séparant sous l'ouverture. Par conséquent, par souci de simplification, nous traiterons par la suite plus particulièrement le cas élémentaire de deux lignes monoconducteur situées de part et d'autre d'une ouverture : il n'enlève absolument rien à la généralité du problème et tous les raisonnements qui suivront pourront être étendus à des lignes multiconducteur . (voir figure IV-2.a).

Comme nous l'avons fait au chapitre II, nous pouvons décrire cette situation de couplage sous forme d'un graphe d'interactions élémentaire [1]. Celui-ci est représenté figure IV-2.b.

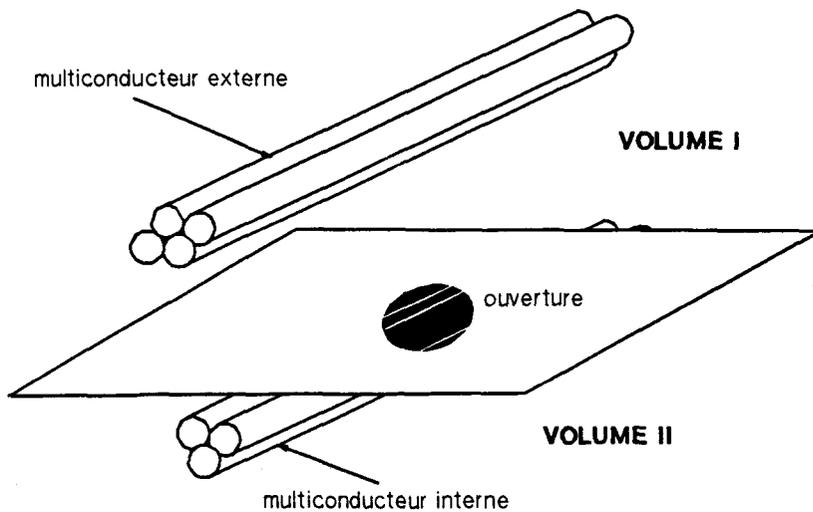


FIGURE IV-1 : Couplage de deux lignes multiconducteur à travers une ouverture.

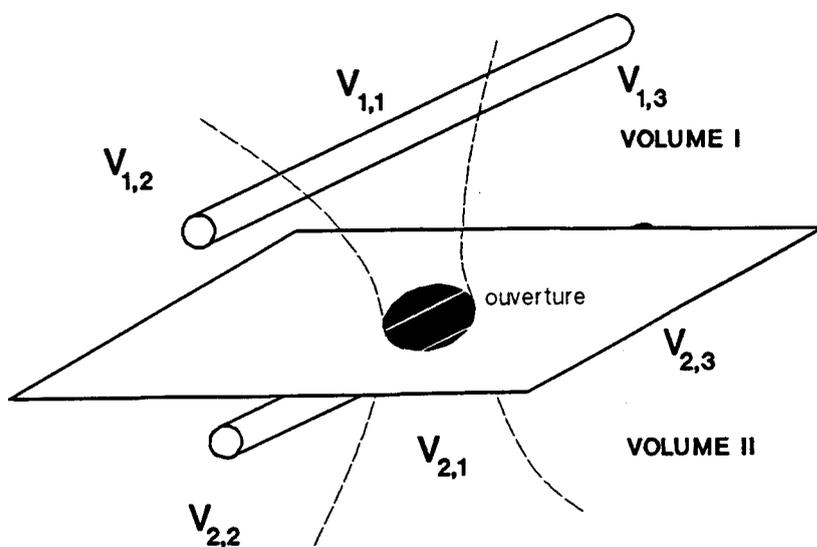


FIGURE IV-2.a : Localisation des différents volumes topologiques.

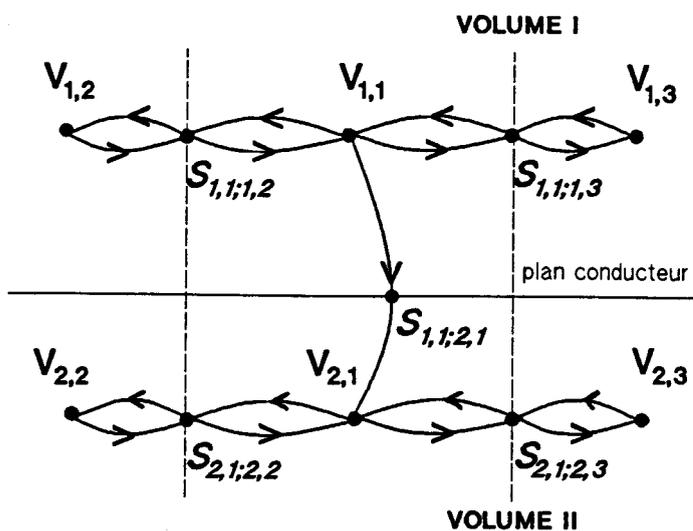


FIGURE IV-2.b : Graphe élémentaire.

FIGURE IV-2 : Couplage de deux lignes monoconducteur situées de part et d'autre d'une ouverture.

Le plan conducteur délimite deux volumes topologiques propres et définit un niveau de blindage : en effet, on considérera qu'à travers l'ouverture, le signal perturbateur subit une atténuation [2]. Chacun des deux volumes topologiques a été divisé en trois volumes élémentaires : $V_{1,1}$, $V_{1,2}$, $V_{1,3}$ pour le volume extérieur ; $V_{2,1}$, $V_{2,2}$, $V_{2,3}$ pour le volume intérieur. Les volumes $V_{1,1}$ et $V_{2,1}$ représentent les zones volumiques dans lesquelles s'effectue effectivement le couplage entre les deux conducteurs. L'arête $A_{V_{2,1};V_{1,1}}$ traduisant ce couplage.

Les observables choisies pour mener l'analyse quantitative seront directement de type tension-courant, $\{I,V\}$, sur les conducteurs : c'est-à-dire que dans ce cas, la distinction de chaque conducteur comme un sous-volume n'est pas vraiment nécessaire, puisqu'on a supposé que l'excitation se faisait uniquement par injection directe sur un fil extérieur. Au niveau de la surface $S_{1,1;2,1}$, on peut définir un noeud surfacique ainsi qu'un vecteur observable de type champ électromagnétique, $\{E,H\}$, correspondant à la distribution des champs dans l'ouverture.

La description succincte du cheminement de la perturbation peut alors se faire de la manière suivante. Une source se couple à une extrémité du conducteur extérieur (volumes $V_{1,2}$ ou $V_{1,3}$) et produit un signal au niveau de l'ouverture (volume $V_{1,1}$) : ce signal induit des champs dans l'ouverture qui induisent eux-mêmes un signal électrique sur le conducteur intérieur (volume $V_{2,1}$). Ce signal se répercute ensuite au niveau des extrémités des conducteurs intérieurs (volumes $V_{2,2}$ et $V_{2,3}$).

Nous nous proposons de quantifier ce couplage en considérant le système comme un système à 4 ports, chacun des ports étant pris sur les deux conducteurs, au niveau des traversées des surfaces $S_{1,1;1,2}$, $S_{1,1;1,3}$, $S_{2,1;2,2}$, et $S_{2,1;2,3}$, et en calculant ainsi sa matrice des paramètres-S. Le calcul de ces paramètres consiste en fait à trouver les relations intrinsèques entre les différentes observables $\{I,V\}$, tout en éliminant l'observable $\{E,H\}$ dans l'ouverture.

IV.2.2 - Expression approchée des paramètres-S de la jonction

IV.2.2.1 - Schéma électrique et validité du modèle

Le schéma électrique le plus simple permettant un calcul rapide des paramètres-S est représenté figure IV-3. Les ports de la jonction sont pris aux extrémités des deux conducteurs. Ce schéma reste valable tant que les effets d'inductance des fils sont négligeables (les fréquences de résonance des lignes et de l'ouverture sont donc exclues).

Supposons que le fil supérieur soit parcouru par un courant I au niveau de l'ouverture et qu'il présente à cette abscisse une tension V .

Le couplage magnétique par l'ouverture se traduit par l'apparition d'un générateur de tension V_s en série sur la ligne intérieure. Ce générateur provient du flux du champ magnétique dans la surface constituée par le fil et le plan de l'ouverture : par conséquent, on peut introduire un coefficient α , tel que :

$$V_s = j\omega\alpha I \quad (\text{IV-1})$$

Le couplage électrique par l'ouverture provient de la différence de potentiel qui existe entre le fil intérieur et le plan conducteur. Cette différence de potentiel débitant dans la capacité de la ligne se transforme en générateur de courant I_s en parallèle sur la ligne. On introduit alors un coefficient β , tel que :

$$I_s = j\omega\beta V \quad (\text{IV-2})$$

On remarquera que ce montage est réciproque puisque placé dans un milieu homogène et sans perte. On en déduit ainsi que les coefficients α et β restent identiques, que l'on considère le couplage du fil 1 sur le fil 2 ou inversement.

Remarquons qu'on peut également considérer α comme le coefficient de mutuelle inductance et β , comme le coefficient de capacité mutuelle entre les deux fils sous l'ouverture.

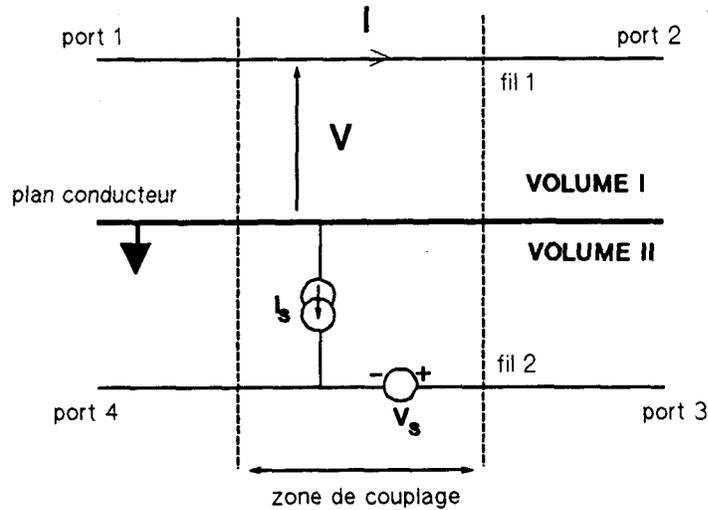


Figure IV-3 : Schéma électrique simplifié du couplage de deux fils par ouverture.

IV.2.2.2 - Calcul des paramètres-S

Supposons que les lignes 1 et 2 aient respectivement pour impédance caractéristique Z_{cI} et Z_{cII} . La figure IV-4 montre le schéma électrique correspondant au calcul des paramètres S_{11} , S_{21} , S_{31} et S_{41} . Chacun des ports de la ligne est fermé sur l'impédance caractéristique associée.

On peut regrouper les indices 1,2,3,4 des ports du système en deux ensembles d'indices I et II, correspondant aux volumes I et II et définis par :

$$I = \{1,2\} \quad (IV-3)$$

et

$$II = \{3,4\} \quad (IV-4)$$

La matrice $[S]$ de ce système à quatre ports peut se mettre alors sous la forme :

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_{I,I}] & [S_{I,II}] \\ [S_{II,I}] & [S_{II,II}] \end{bmatrix} \quad (IV-5)$$

Les matrices $[S_{I,I}]$ et $[S_{II,II}]$ caractérisent la transmission et la

réflexion au niveau des ports appartenant à un même volume. Les blocs $[S_{I,II}]$ et $[S_{II,I}]$ regroupent les paramètres-S de transfert entre les volumes I et II.

On peut montrer que :

$$[S_{II,I}] = \frac{j\omega}{2} \begin{bmatrix} \beta Z_{cII} + \frac{\alpha}{Z_{cI}} & \beta Z_{cII} - \frac{\alpha}{Z_{cI}} \\ \beta Z_{cII} - \frac{\alpha}{Z_{cI}} & \beta Z_{cII} + \frac{\alpha}{Z_{cI}} \end{bmatrix} \quad (IV-6)$$

et

$$[S_{I,II}] = \frac{j\omega}{2} \begin{bmatrix} \beta Z_{cI} + \frac{\alpha}{Z_{cII}} & \beta Z_{cI} - \frac{\alpha}{Z_{cII}} \\ \beta Z_{cI} - \frac{\alpha}{Z_{cII}} & \beta Z_{cI} + \frac{\alpha}{Z_{cII}} \end{bmatrix} \quad (IV-7)$$

(Voir annexe A-IV-1)

On remarquera que les blocs $[S_{II,I}]$ $[S_{I,II}]$ ne sont pas symétriques. En effet, les conditions de charges Z_{cI} et Z_{cII} n'étant pas identiques, on ne peut plus considérer le système comme réciproque. Si par contre, $Z_{cI} = Z_{cII}$, le schéma devient réciproque et $[S_{II,I}] = [S_{I,II}]$.

ad. r

Les termes $[S_{I,I}]$ et $[S_{II,II}]$ sont par ailleurs égaux et s'expriment par :

ad. r

ad. r

$$[S_{I,I}] = [S_{II,II}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-8)$$

Ils traduisent la transmission parfaite sur les fils dans chaque volume du fait que le système est parfaitement adapté. En effet, au niveau de chacun des quatre ports, les conditions d'adaptation font que la réflexion est nulle, soit :

$$S_{ii} = 0 \quad \text{pour } 1 \leq i \leq 4 \quad (IV-9)$$

La transmission sur un même fil est par conséquent idéale, c'est-à-dire que

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 1 \quad (IV-10)$$

dans toute phase de calculs prédictifs.

Le dispositif expérimental est représenté figure IV-5. De façon à générer un mode T.E.M sur les deux lignes, nous avons volontairement choisi deux lignes de longueur plus importante que celle de l'ouverture. Les ports de mesure 1',2',3',4' sont pris à chaque extrémité des fils : il convient cependant de se souvenir que ces ports ne sont pas les ports véritables (1,2,3,4) de la jonction (ceux-ci devant être pris au voisinage de l'ouverture). En basse fréquence, c'est-à-dire tant que l'effet inductif des fils reste négligeable, les plans de référence de ces deux systèmes de ports sont en effet confondus ; par contre, aux plus hautes fréquences, il est nécessaire de les distinguer. La référence de masse du dispositif est prise sur le plan conducteur.

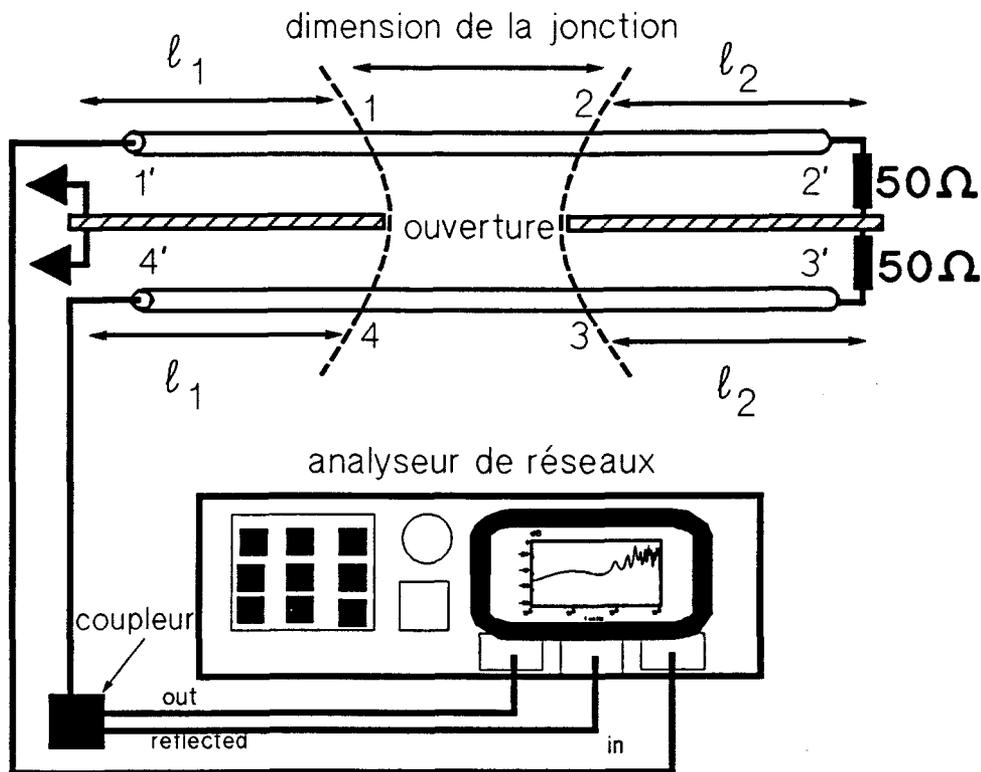


Figure IV-5 : Dispositif expérimental permettant la mesure des paramètres- S_0 de la jonction.

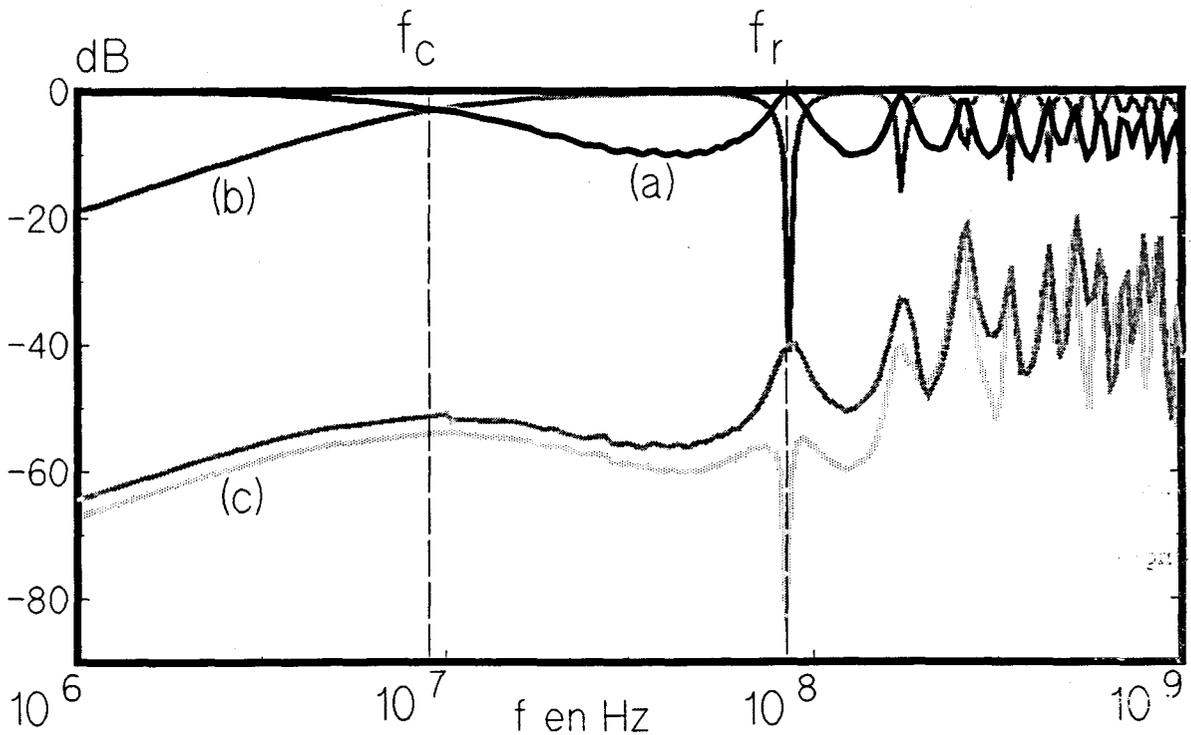


Figure IV-6 : Allure typique des paramètres- S_0 correspondant au couplage de deux fils situés de part et d'autre d'une ouverture.

IV.2.3.1.2 - Analyse des paramètres- S_0 du montage

L'allure typique des paramètres- S_0 mesurés est reportée figure IV-6. Les hauteurs respectives des fils 1 et 2 sont approximativement de 4 cm. Les impédances caractéristiques mesurées valent environ :

$$Z_{cI} = Z_{cII} = 280 \Omega$$

La longueur de deux fils vaut : $\ell = 1,77$ m.

L'ouverture est une ouverture carrée de 5 cm de côté.

Les courbes (a) et (b) sont représentatives des mesures effectuées sur un fil unique : (a) est la variation du coefficient de transmission $S_{0,2,1}$; (b), la variation du coefficient de réflexion $S_{0,1,1}$. L'allure de ces courbes confirme le fait que les paramètres-S concernant un fil unique sont faiblement affectés par la présence de l'ouverture. En effet, en

considérant une ligne de transmission de longueur ℓ et d'impédance caractéristique Z_{c_0} , on peut montrer que :

$$S_{01,1} = \frac{j \operatorname{tg} \beta_0 \ell (1 - z_R^2)}{2z_R + j \operatorname{tg} \beta_0 \ell (1 + z_R^2)} \quad (\text{IV-11})$$

et

$$S_{02,1} = \frac{2(\cos \beta_0 \ell - jz_R \sin \beta_0 \ell)}{\frac{1}{z_R} \left(\frac{z_R + j \operatorname{tg} \beta_0 \ell}{jz_R \operatorname{tg} \beta_0 \ell + 1} \right) + 1} \quad (\text{IV-12})$$

avec $z_R = \frac{Z_c}{Z_{c_0}}$; $\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$; Z_c , impédance de référence des paramètres-S, et λ , longueur d'onde considérée (voir annexe A-IV-2).

En choisissant Z_c égal à 50Ω et Z_{c_0} égal à Z_{c_1} , on retrouve les courbes (a) et (b), excepté aux hautes fréquences ($f > 300 \text{ MHz}$) où la présence de l'ouverture commence à se faire sentir.

A partir des expressions (IV-11) et (IV-12), on en déduit donc que la fréquence de coupure f_c et la fréquence de résonance f_r de la figure IV-6 sont données analytiquement par :

$$f_c = \frac{Z_c}{\pi L_0} \quad (\text{IV-13})$$

et

$$f_r = \frac{1}{2 \sqrt{L_0 C_0}} \quad (\text{IV-14})$$

où L_0 et C_0 sont respectivement les self-inductance et capacité totales de la ligne considérée.

Considérons à présent les deux lignes situées de part et d'autre de l'ouverture. Les courbes de type (c) caractérisent les paramètres- S_0 relatifs au transfert d'énergie d'un volume à l'autre. Lorsque la hauteur des lignes diminue, le niveau de ces courbes augmente sans que leur forme ne soit altérée : la fréquence de coupure f_c qu'on peut considérer comme le maximum de niveau de couplage en régime quasi-statique, ainsi que la fréquence de résonance f_r restent les mêmes.

En basses fréquences, c'est-à-dire avant f_c , (c) croît avec une pente à 20 dB par décade, suivant une loi en dB :

$$S_{0_{ij}} = 20 \log f + c^{te} \quad (\text{IV-15})$$

Cette relation basses fréquences répond en fait aux lois établies en (IV-6) et (IV-7). En effet, si dans ces deux relations, nous imposons :

$$Z_c = Z_{c_1} = Z_{c_{11}} \quad (\text{IV-16})$$

on peut alors montrer que :

$$c^{te} = \pm 20 \log \left[\pi \left(\beta Z_c \pm \frac{\alpha}{Z_c} \right) \right] \quad (\text{IV-17})$$

Le signe "+" correspond aux paramètres $S_{3,1}$ et $S_{4,2}$; le signe "-" aux paramètres $S_{4,1}$ et $S_{3,2}$. La différence de signe dans l'expression (IV-17) se traduit donc par un décalage entre la courbe supérieure ($S_{0_{3,1}}$) et la courbe inférieure ($S_{0_{3,2}}$). Par conséquent, pour un port de mesure donné sur une des deux lignes, la mesure des paramètres-S sur les deux extrémités de l'autre ligne permet d'accéder aux deux valeurs de c^{te} , associées aux signes "+" et "-", et de revenir ensuite aux coefficients de couplage α et β . Par exemple, à partir des courbes de la figure IV-6, on trouve :

$$\alpha = 2,23 \cdot 10^{-7} \text{H/m} \quad \text{et} \quad \beta = 9,69 \cdot 10^{-12} \text{F/m}$$

IV.2.3.2 - Modèles électriques en hautes fréquences

1°/ Modèle élaboré

Un schéma électrique faisant intervenir des modèles élémentaires de lignes de transmission permet de retrouver, sur une grande gamme de fréquences, les courbes de paramètres- S_0 mesurés. On peut également affiner la description de la jonction en lui affectant des éléments passifs. En effet, au niveau de l'ouverture, on peut modéliser la ligne par le schéma représenté figure IV-7.

L_d et C_d sont respectivement les self-inductance et capacité présentées par la ligne au niveau de l'ouverture [3]. Leur valeur est conditionnée par la modification d'impédance caractéristique relevée sur chaque ligne par réflectométrie. Il faut remarquer que L_d et C_d sont de petite valeur et n'interviennent qu'aux hautes fréquences. Dans les montages étudiés, ces éléments sont souvent masqués par les autres paramètres du circuit. Ils permettent toutefois d'affiner le modèle de la jonction sous l'ouverture. En effet, le modèle proposé jusqu'alors supposait une croissance à 20 dB par décade des paramètres de couplage (voir relations (IV-6) et (IV-7)). L_d et C_d permettent d'introduire une fréquence de coupure permettant de limiter physiquement la croissance des paramètres-S.

En jouant sur les paramètres α et β , et aux plus hautes fréquences, sur L_d et C_d , il est possible de retrouver les courbes expérimentales de type (c), (figure IV-6), en utilisant des programmes de calcul de paramètres- S_0 de type "Touchstone". De façon à obtenir un schéma électrique le plus symétrique possible, nous avons utilisé celui représenté figure IV-8.

Précisons que l'utilisation d'un code de circuits permet d'introduire un nombre de cellules de couplages plus important. Par souci de simplification de l'exposé, il nous a paru plus simple de ne représenter qu'une cellule sur la figure IV-8.

Nous remarquerons qu'un modèle plus élaboré permet de rendre compte de la rétroaction d'un fil sur l'autre : les générateurs de tension et courant, doivent alors être présents sur chacune des deux lignes. Dans tous les cas, les valeurs des self-inductance et capacité totales L_{d_1} , L_{d_2} , C_{d_1} et C_{d_2} sont conservées en répartissant celles-ci au niveau de l'ouverture et en respectant la symétrie du problème.

Le modèle complet est obtenu en ajoutant les portions des lignes 1 et 2, divisées chacune en deux lignes de longueur l_1 et l_2 . Ces longueurs dépendent bien sûr de la taille de la jonction. Ces lignes monoconducteur peuvent être traitées par des modèles simples de lignes de transmission.

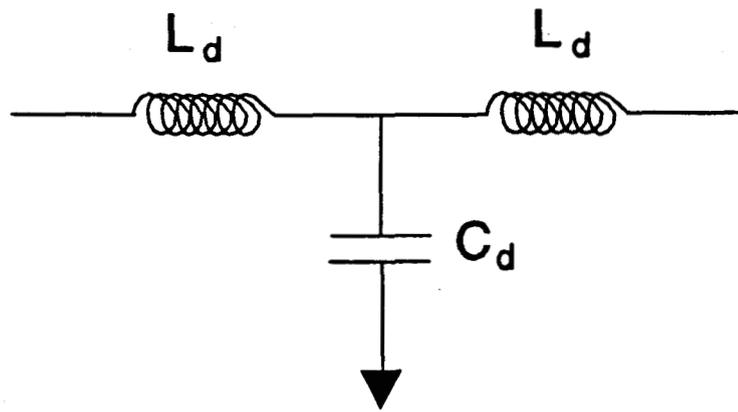


Figure IV-7 : Modèle électrique de la portion de ligne située au-dessus de l'ouverture.

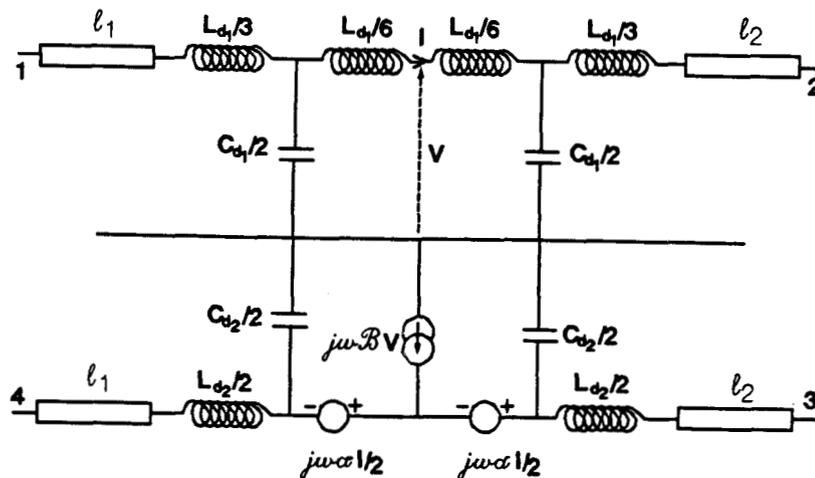


Figure IV-8 : Schéma électrique utilisé pour déterminer les paramètres- S_0 du couplage de deux fils par une ouverture à l'aide d'un code de calcul de circuits.

Par optimisations successives, nous avons ainsi un moyen de caractériser le couplage par l'ouverture en déterminant les paramètres α , β , L_{d1} , L_{d2} , C_{d1} et C_{d2} . A titre d'exemple, les figures IV-9.a et IV-9.b donnent une idée de la précision du modèle considéré (résultats concernant le montage expérimental présenté figure IV-5).

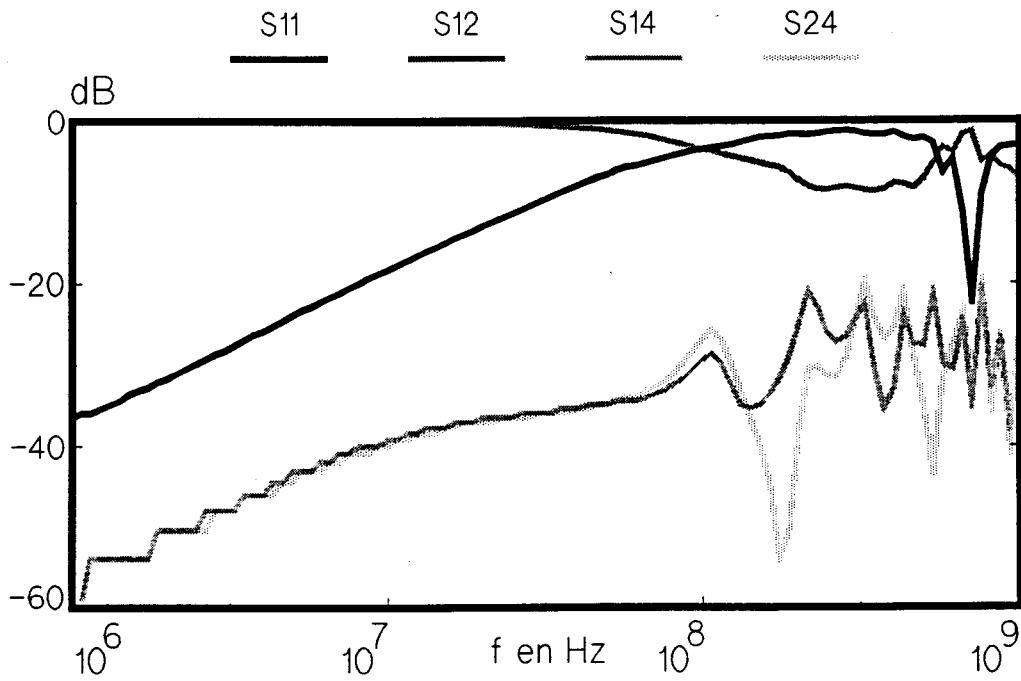


Figure IV-9.a : Mesure.

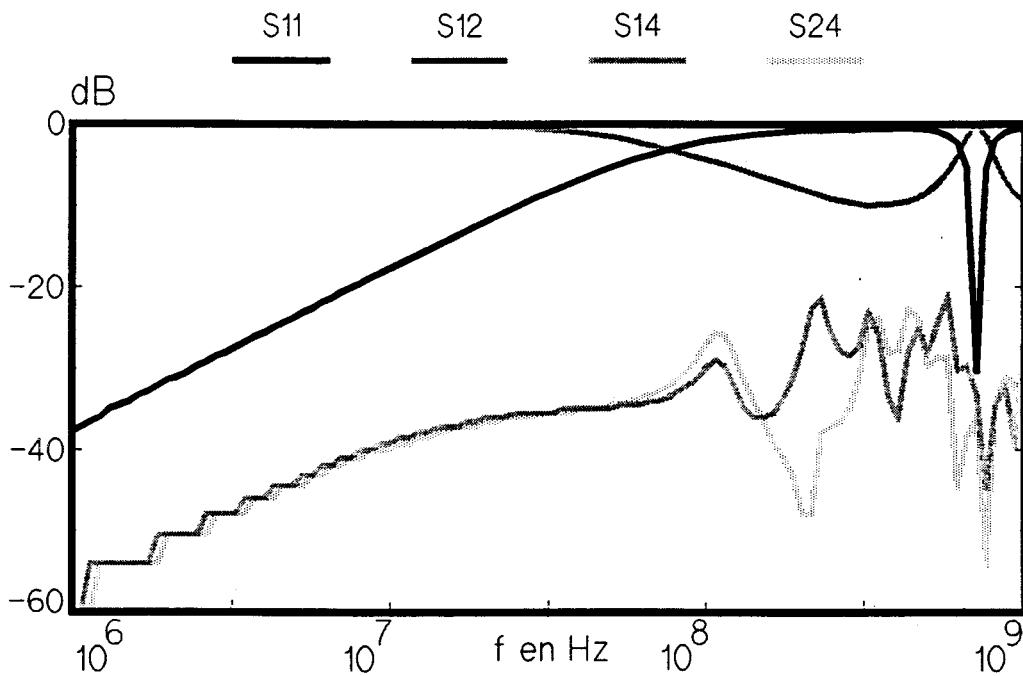


Figure IV-9.b : Modèle.

Figure IV-9 : Comparaison des paramètres- S_0 mesurés et calculés avec un modèle élaboré, dans le cas du dispositif expérimental présenté figure IV-5.

2°/ Modèle utilisable dans l'approximation quasi-statique

L'utilisation de codes de calcul de paramètres-S nous permet de caractériser le couplage entre les deux fils suivant les différentes configurations géométriques. Cependant, les formules analytiques sont nécessaires dans toute phase d'analyse prédictive de façon à interpréter simplement les courbes et à déterminer les éléments de circuit prédominants. C'est pourquoi nous nous sommes particulièrement intéressés à modéliser le montage étudié dans l'approximation quasi-statique, c'est-à-dire avant l'apparition des phénomènes de propagation sur la ligne.

a) Modèle simple d'une ligne de transmission

Nous avons cherché un modèle simple d'une ligne de transmission à base d'éléments discrets, ce modèle devant être le plus symétrique possible. On peut montrer qu'une ligne chargée par une impédance Z_c petite par rapport à son impédance caractéristique Z_{c_0} peut aux basses fréquences, se modéliser par le circuit à éléments discrets décrit figure IV-10. Il suffit de prendre $Z_R = \frac{Z_c}{Z_{c_0}} \ll \sqrt{2}$ pour que ce modèle soit correct. D'autre part, la valeur limite de $Z_R = \sqrt{2}$ entraîne que pour $Z_c = 50 \Omega$, la valeur minimale du rapport entre la hauteur h du fil sur le plan conducteur et son rayon a , soit telle que : $\frac{h}{a} = 2,7$, ce qui est relativement fréquent dans la pratique (annexe A-IV-3).

L_0 et C_0 représentent les self-inductance et capacité totales de la ligne. On peut s'étonner de la présence dans le modèle d'une capacité valant $C_0/2$ et non pas C_0 . En fait, il faut comprendre ce schéma comme la modélisation d'une ligne sous forme de deux cellules de type L,C dont une est tronquée. Si on avait fait apparaître une deuxième capacité $C_0/2$ en parallèle sur Z_c , en plus de compliquer les expressions analytiques, on aurait dissymétrisé le modèle. D'autre part, le modèle classique d'une ligne de transmission en une série de cellules L, C, conduirait dans notre cas à placer un élément $C_0/2$ en parallèle sur Z_c . Du fait que Z_c est inférieur à Z_{c_0} , l'impédance présentée par la capacité est négligeable par rapport à Z_c , en basse fréquence.

De façon à évaluer l'approximation faite sur le schéma de la figure IV-10, on peut comparer les expressions de f_c et f_R obtenues en analysant le terme S_{11} . On montre que :

$$S_{11} = \frac{Z - Z_c + Z_p}{Z + Z_c + Z_p} \quad (\text{IV-18})$$

où Z et Z_p sont définis par :

$$\left. \begin{aligned} Z &= \frac{jL_0\omega}{2} \\ \text{et} \quad \frac{1}{Z_p} &= \frac{1}{Z'} + \frac{1}{Z + Z_c} \\ \text{avec} \quad Z' &= \frac{1}{jC_0\omega} \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV-18.bis})$$

L'expression de f_c reste inchangée et on a toujours $f_c = \frac{Z_c}{\pi L_0}$ comme dans la relation (IV-13).

Par contre, au lieu de $f_R = \frac{1}{2\sqrt{L_0 C_0}}$ de la relation (IV-14), on trouve :

$$f_{R'} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (\text{IV-19})$$

On voit que le rapport $\frac{f_{R'}}{f_R}$ est très peu différent de $\frac{2\sqrt{2}}{\pi}$, soit une erreur relative de 10% sur la localisation du premier pic de résonance. On supposera alors typiquement que la modélisation en éléments discrets suivant le schéma de la figure IV-10 reste représentative de la ligne réelle tant que la fréquence reste inférieure à $\frac{f_R}{10}$.

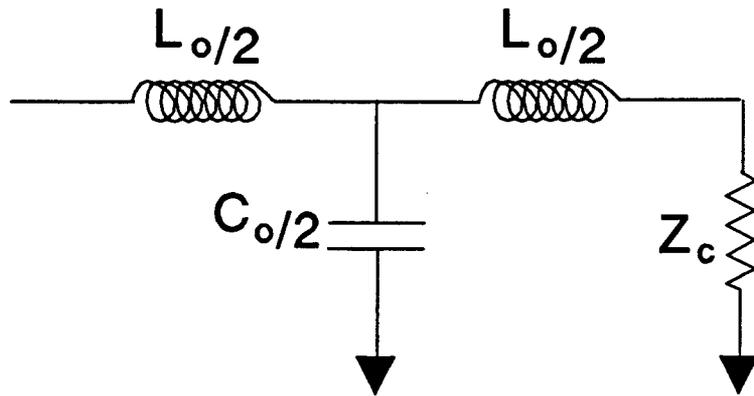


Figure IV-10 : Modèle électrique quasi-statique d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_{c_0} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ chargée par une impédance Z_c telle que $Z_c \ll Z_{c_0}$.

b) Calcul des paramètres- S_0 dans l'approximation quasi-statique

En modélisant les lignes 1 et 2 de la figure IV-3 par deux cellules à éléments discrets conformément à la figure IV-10, on montre que la détermination des paramètres $S_{0_{31}}$ et $S_{0_{41}}$ se fait suivant le schéma représenté figure IV-11. On posera :

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= \frac{jL_{0_1} \omega}{2} ; & z_2 &= \frac{jL_{0_2} \omega}{2} ; & \frac{1}{z_{p_1}} &= \frac{1}{z'_1} + \frac{1}{z_1 + z_{c_1}} \\ z'_1 &= \frac{2}{jC_{0_1} \omega} ; & z'_2 &= \frac{2}{jC_{0_2} \omega} ; & \frac{1}{z_{p_2}} &= \frac{1}{z'_2} + \frac{1}{z_2 + z_{c_{11}}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV-20})$$

où L_{0_1} , L_{0_2} et C_{0_1} , C_{0_2} sont les self-inductances et capacités totales respectives des deux lignes.

On montre alors que : (voir le calcul des paramètres- S_0 à l'annexe A-IV-4)

$$S_{41} = \frac{2 z_{c_{11}} [z_{p_1} z_{p_2} \beta - \alpha]}{[z_1 + z_{p_1} + z_{c_1}] [z_2 + z_{p_2} + z_{c_{11}}]} \quad (\text{IV-21})$$

et

$$S_{31} = \frac{2 z_{c_{11}} [z_{p_1} z_{p_2} \beta - \alpha]}{[z_1 + z_{p_1} + z_{c_1}] [z_2 + z_{p_2} + z_{c_{11}}]} \quad (\text{IV-22})$$

La figure IV-12 montre comment les expressions (IV-21) et (IV-22) permettent de retrouver parfaitement l'allure des courbes mesurées pour des fréquences basses (c'est-à-dire inférieures à $0,1 \cdot fr$, conformément au critère que nous nous sommes fixé).

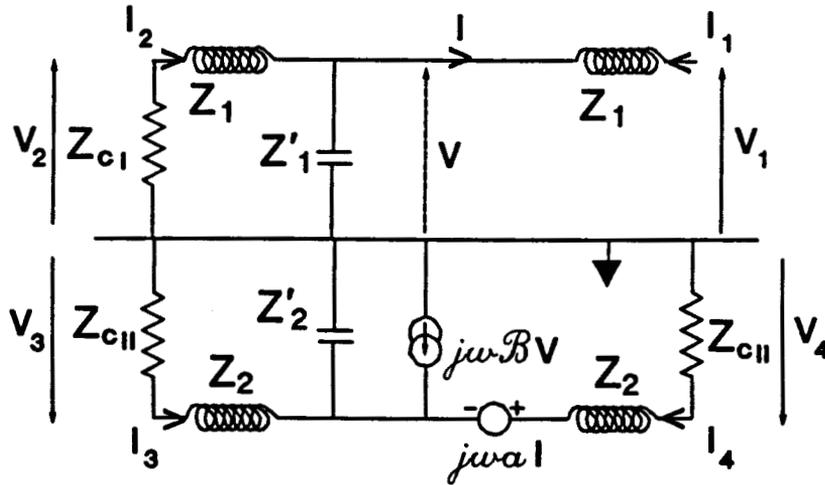


Figure IV-11 : Schéma électrique permettant de calculer analytiquement les paramètres $S_{0_{31}}$ et $S_{0_{41}}$ dans l'approximation quasi-statique.

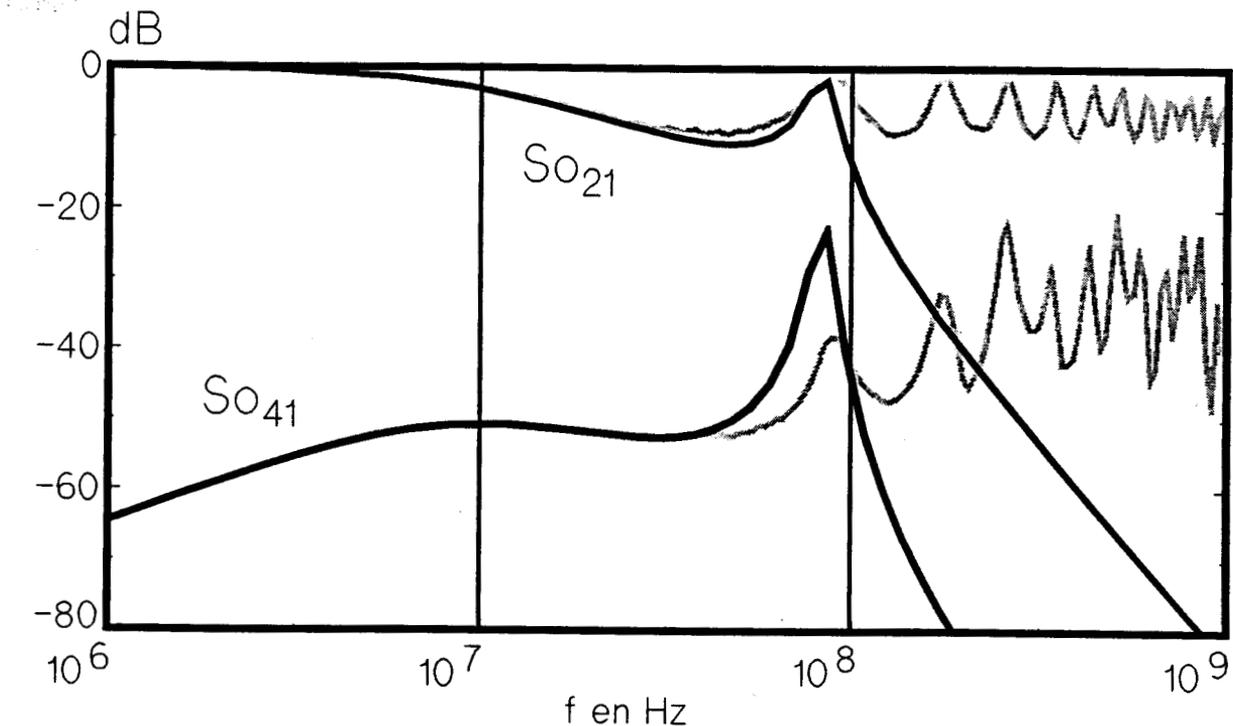


Figure IV-12 : Comparaison entre les paramètres- S_0 mesurés et calculés à partir d'un modèle en approximation quasi-statique.

c) Prise en compte de la rétroaction

La prise en compte de la rétroaction suppose qu'un courant I et une tension V créés au niveau de l'ouverture sur le fil du volume I par exemple, vont eux-mêmes réagir en provoquant l'apparition de générateurs de tension et de courant sur le fil du volume II. Les effets de rétroaction peuvent être pris en compte en analysant le circuit représenté figure IV-13 dans l'approximation quasi-statique.

Sur ce schéma, $Z_1, Z_1', Z_2, Z_2', Z_{p1}$ et Z_{p2} ont les mêmes expressions qu'au paragraphe précédent. Le calcul des paramètres $S_{0,41}$ et $S_{0,11}$ est mené dans le cas où $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_c$. Du fait de la réciprocité du système, on a de plus :

$$\left. \begin{aligned} V_{s1} &= j\omega\alpha_1 I_2 \quad \text{et} \quad V_{s2} = j\omega\alpha_2 I_1 \quad \text{avec} \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \\ I_{s1} &= j\omega\beta_1 V_2 \quad \text{et} \quad I_{s2} = j\omega\beta_2 V_1 \quad \text{avec} \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta \end{aligned} \right\} \quad (\text{IV-23})$$

On montre alors que : (annexe A-IV-5)

$$S_{41} = \frac{A}{B} \quad (\text{IV-24})$$

avec

$$A = 2 Z_c \left[j\omega\alpha \left(1 + \omega^2 \beta^2 Z_{p1} Z_{p2} \right) - j\omega\beta Z_{p1} Z_{p2} \right] \quad (\text{IV-25})$$

et

$$\begin{aligned} B = & \left(1 + Z_{p1} Z_{p2} \beta^2 \omega^2 \right) \left(-\alpha^2 \omega^2 + (Z_1 + Z_c) (Z_2 + Z_c) \right) \\ & - Z_{p1} Z_{p2} (1 + 2\alpha\beta^2) - Z_{p2} (Z_1 + Z_c) - Z_{p1} (Z_2 + Z_c) \end{aligned} \quad (\text{IV-26})$$

On remarque que les termes de rétroaction n'interviennent qu'aux hautes fréquences ; en effet, dans l'approximation basse fréquence, on retrouve les expressions (IV-6) et (IV-7). En effet, Z_{p1} et Z_{p2} sont alors équivalents à Z_c ; le numérateur A devient :

$$A \approx 2 Z_c \left[j\omega\alpha - Z_c^2 j\omega\beta \right]$$

et le dénominateur B devient :

$$B \approx -4Z_c^2$$

On trouve donc bien :

$$S_{0,41} \neq \frac{1}{2} j\omega \left(\beta z_c - \frac{\alpha}{z_c} \right)$$

On a vu précédemment que le fait de négliger la rétroaction entraînait que les paramètres de réflexion et de transmission concernant une ligne dans un des deux volumes étaient insensibles à la présence de l'ouverture. En fait, l'expression du paramètre S_{11} tenant compte de la rétroaction est :

$$S_{11} = \frac{A'}{B'} \quad (\text{IV-27})$$

avec

$$\begin{aligned} A' = & \left(1 + z_{p1} z_{p2} \beta^2 \omega^2 \right) (j\omega\alpha - (z_c - z_1)(z_2 + z_c)) - z_{p1} z_{p2} (2\alpha\beta\omega^2 + 1) \\ & - z_{p1}(z_c + z_2) - z_{p2}(z_c - z_1) \end{aligned} \quad (\text{IV-28})$$

et

$$\begin{aligned} B' = & - \left(1 + z_{p1} z_{p2} \beta^2 \omega^2 \right) (\alpha^2 \omega^2 - (z_1 - z_c)(z_2 + z_c)) - z_{p1} z_{p2} (1 + 2\alpha\beta\omega^2) \\ & - z_{p1}(z_2 + z_c) - z_{p2}(z_1 - z_c) \end{aligned} \quad (\text{IV-29})$$

Le paramètre S_{11} n'est donc pas complètement insensible à l'ouverture et dépend donc de α et β . Cependant, aux basses fréquences, domaine de validité de notre modèle, on retrouve la relation (IV-18). Par conséquent, en première approximation et dans le cas quasi-statique, on pourra toujours négliger les effets de rétroaction.

IV.2.3.3 - Expression des paramètres-S topologiques à partir des paramètres- S_0

Nous avons vu dans les paragraphes précédents comment les paramètres- S_0 , déterminés sur un montage global, incluant des lignes de transmission (au niveau des ports 1',2',3' et 4' sur la figure IV-5) pouvaient être utiles pour caractériser le couplage des deux conducteurs par l'ouverture. Nous devons maintenant nous poser le problème de revenir aux paramètres-S topologiques au niveau des ports réels de la jonction (ports 1,2,3,4 sur la figure IV-5). Pour cela, il est nécessaire de connaître la taille de la jonction, c'est-à-dire en fait la zone sur

laquelle on doit appliquer les générateurs du modèle.

La figure IV-13 montre la répartition du champ électrique tangentiel le long du parcours du fil 2, proportionnel au générateur de tension le long d'une ligne, pour différentes hauteurs h de cette ligne. Le résultat a été obtenu à partir d'un code de calcul basé sur la méthode des moments. On constate que la répartition des générateurs est d'autant plus grande que la ligne est éloignée de l'ouverture. Dans ce cas, la zone sur laquelle on devra répartir les générateurs sera supérieure aux dimensions de l'ouverture. Par contre, lorsque le fil est proche de l'ouverture, la zone d'influence est réduite à la dimension de l'ouverture. D'une manière générale, il sera préférable de mener une analyse du type de celle présentée figure IV-13, pour évaluer la taille de la jonction : cependant, en première approximation, on pourra prendre cette taille égale à la dimension du fil sous l'ouverture.

Considérons donc le réseau correspondant au schéma de la figure IV-5, représenté figure IV-14. Il fait intervenir la jonction J correspondant au couplage par ouverture et les quatre terminaisons T_1, T_2, T_3, T_4 correspondant aux charges extrêmes par rapport auxquelles les paramètres- S_0 du montage ont été déterminés. Les jonctions sont reliées entre elles par 4 tubes I, II, III et IV. Les tubes I et II correspondant au fil 1 ont pour longueur l_1 ; les tubes III et IV correspondant au fil 2 ont pour longueur l_2 (voir figure IV-5).

Appelons S' , la matrice des paramètres- S topologiques du montage et S , la matrice des paramètres- S topologiques de la jonction. Nous allons maintenant montrer comment exprimer S à partir de S' .

La première étape du traitement consiste à calculer S' à partir de S_0 , la matrice des paramètres- S_0 (référéncés par rapport en 50Ω). On commencera pour cela à calculer les paramètres- Y du montage (voir relation (A-III-90 de l'annexe A-III-4). A partir des paramètres- Y , il sera alors possible de calculer S en considérant la matrice impédance caractéristique locale $[Z_c]$, constituée par les impédances caractéristiques élémentaires de chacune des lignes connectée à la jonction (voir relation (A-III-92 de l'annexe A-III-4).

L'étape suivante consiste à revenir dans le plan de la jonction contenant les ports 1,2,3,4. Pour cela, considérons la matrice de

propagation Γ définie par :

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} \Gamma_I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Gamma_{II} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Gamma_{III} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Gamma_{IV} \end{bmatrix} \quad (\text{IV-30})$$

où Γ_i est la matrice élémentaire de chacun des tubes de la figure IV-14. En s'inspirant de la relation (III-145), on montre alors aisément que les paramètres-S topologiques de la jonction s'expriment en fonction des paramètres-S' topologiques du montage par :

$$[S] = [\Gamma]^{-1} [S'] [\Gamma]^{-1} \quad (\text{IV-31})$$

La figure IV-5 montre comment, à partir des paramètres- S_0 du montage représenté figure IV-5 (courbe a), on peut successivement déterminer les paramètres-Y (courbe b) puis S topologiques (courbe c) du montage (seuls les paramètres relatifs au transfert entre le port 1 et 4 sont représentés).

L'application de la relation (IV-31) n'entraîne pas de modification du module des paramètres-S puisque la matrice Γ est unitaire, par contre l'effet de rotation de phase se fait sentir lorsqu'on détermine ensuite les paramètres-Y de la jonction (courbe d) en s'inspirant de la relation (III-151), puis les paramètres- S_0 de la jonction (courbe c) en s'inspirant de la relation (III-154).

Pour tous les paramètres concernant la jonction, on constate que tous les pics de résonance dus aux lignes 1 et 2 ont disparu. Les pics qui subsistent proviennent seulement de la désadaptation au niveau de l'ouverture, et de la longueur du fil sous l'ouverture.

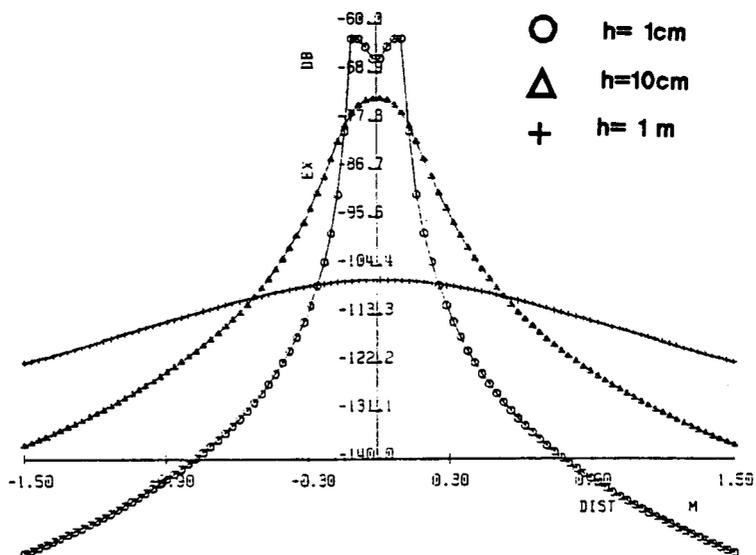


Figure IV-13 : Variation des générateurs de tension le long d'une ligne placée à une hauteur h d'une ouverture circulaire de diamètre 20 cm.

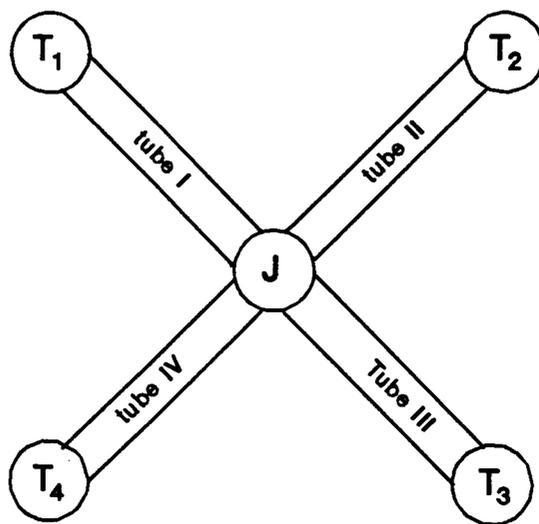


Figure IV-14 : Réseau topologique correspondant au montage présenté figure IV-5.

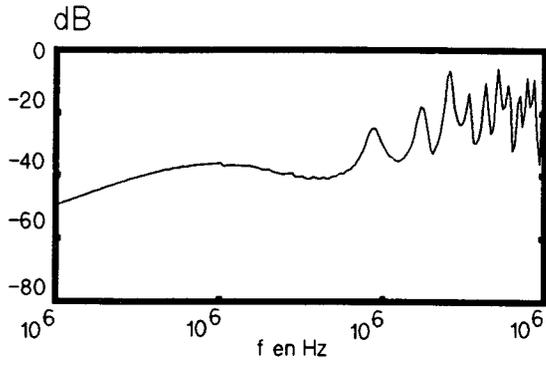
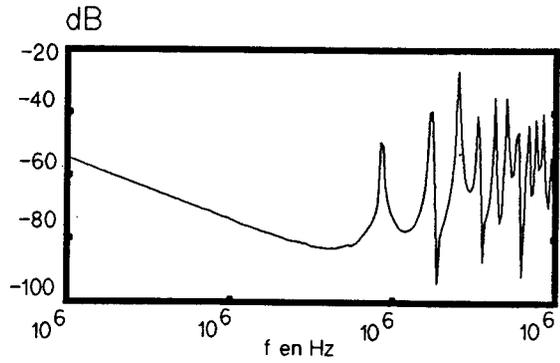
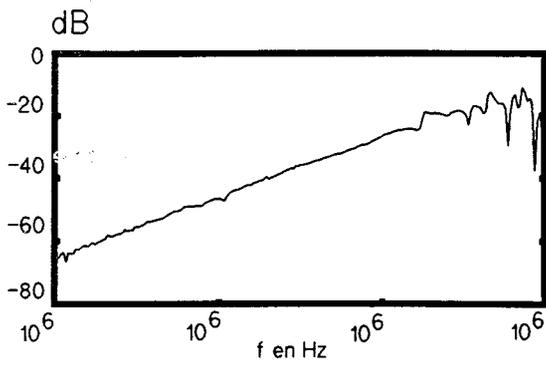
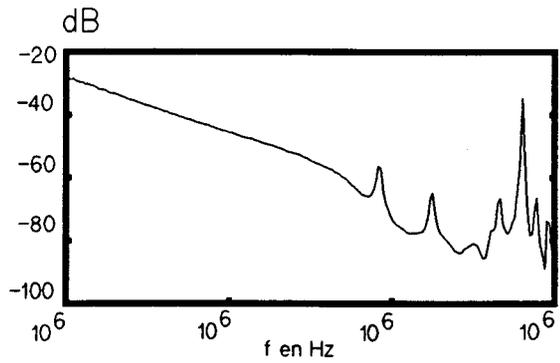
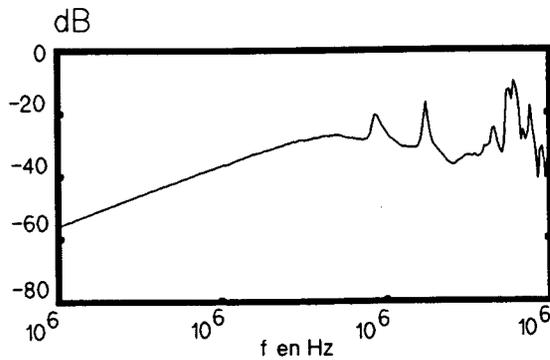
a) $S_{0,14}$ du montage.b) Y_{14} du montage.c) S_{14} de la jonction.d) Y_{14} de la jonction.e) $S_{0,14}$ de la jonction.

Figure IV-15 : Relation entre paramètres- S , S_0 , Y du montage et de la jonction.

IV.3 - Couplage d'une onde électromagnétique plane et d'un fil situé sous une ouverture

IV.3.1 - Position du problème

Nous sommes conscients que le dispositif d'excitation reposant sur le rayonnement d'un fil externe dans une ouverture n'est pas vraiment réaliste, en ce sens qu'il n'engendre pas une menace réelle au niveau de l'ouverture. On peut cependant s'inspirer des résultats précédents pour en déduire des résultats plus généraux concernant le couplage d'une onde électromagnétique et d'un fil situé sous une ouverture.

Le traitement de cette situation en tant que jonction suppose alors de trouver une matrice de paramètres-S, reliant les observables externes et internes : à savoir, les champs électromagnétiques dans l'ouverture, pour les observables externes et les courants et tensions sur le fil pour les observables internes. Précisons que tout comme précédemment, nos raisonnements se feront pour un fil interne unique : le problème à plusieurs fils internes se généraliserait simplement.

Remarquons bien que les modèles que nous présenterons seront nécessairement simplifiés. En effet, le calcul exact du couplage suppose de connaître parfaitement la distribution des champs dans l'ouverture : ce qui demeure toujours assez délicat, tant expérimentalement (vu la taille des capteurs de champ par rapport à la taille des ouvertures), que numériquement (à cause de la précision de maillage requise sur l'ouverture et donc sur toute la structure). Toutefois, les modèles simples que nous présenterons seront généralement suffisants pour caractériser le couplage par ouverture : c'est pourquoi nous nous limiterons à une excitation externe de type onde plane.

IV.3.2 - Simulation expérimentale d'une excitation par onde plane à l'aide d'une strip-line

IV.3.2.1 - Caractérisation de l'injection

Dans l'optique de rester proche de la technique d'injection filaire proposée au paragraphe V.2, un moyen expérimental simple conciliant à la fois :

- la possibilité de mesurer aisément les paramètres-S et,
- l'excitation par onde plane,

consiste à placer un dispositif de type strip-line au niveau de l'ouverture (voir figure IV-16).

La strip-line doit être conçue de telle façon que la présence de l'ouverture ne modifie pas son impédance caractéristique Z_{cI} . Dans le but de transférer le maximum de puissance à l'intérieur d'une structure, on choisira généralement cette impédance caractéristique égale à 50Ω . La bande passante de la strip-line est alors définie par la bande de fréquence maximale pour laquelle l'impédance caractéristique reste constante.

Pour une ouverture de petite dimension, il est possible de réaliser des dispositifs de taille raisonnable. Les courbes reportées figures IV-17.a et IV-17.b représentent respectivement les paramètres- S_0 de transmission ($S_{0,21}$) et de réflexion ($S_{0,11}$), d'une strip-line placée au-dessus d'une ouverture carrée de 20 cm de côté. On remarquera que l'adaptation est assurée jusqu'à environ 100 MHz. Il convient également de préciser que les dimensions de la strip-line ne sont pas prohibitives (hauteur # 15 cm, longueur # 1 m, largeur # 50 cm) : par conséquent, un tel dispositif pourra être utilisé pour exciter localement de petites ouvertures.

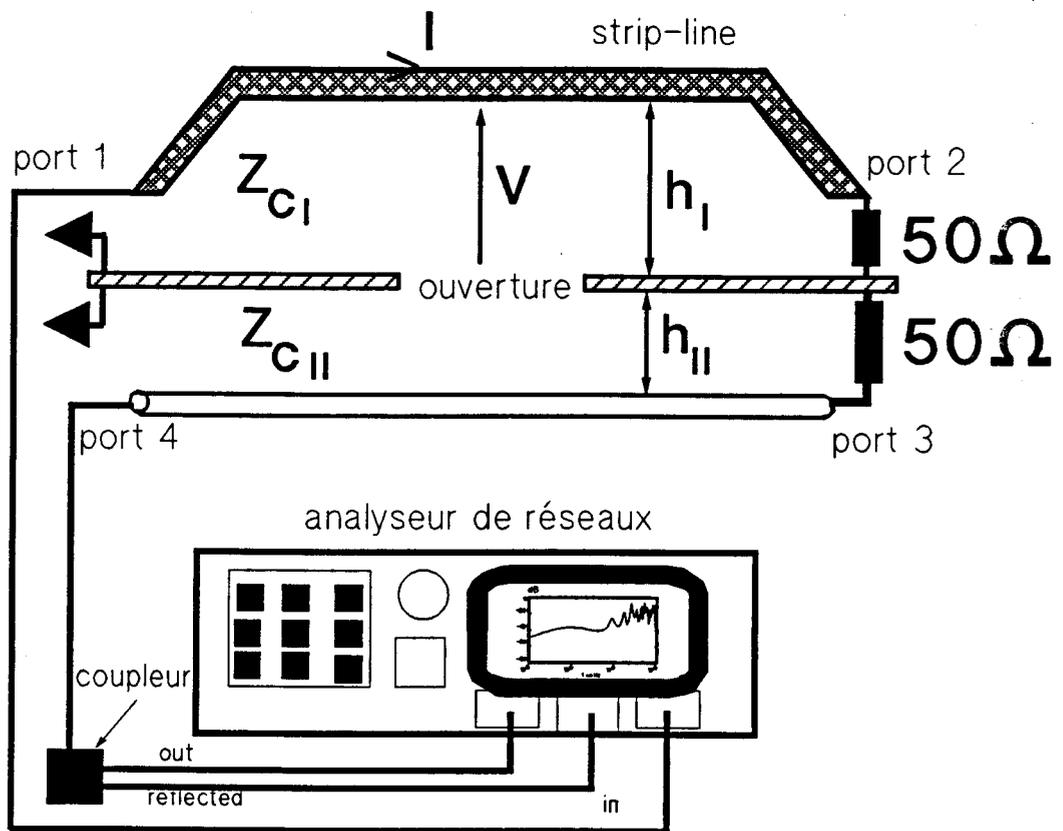


Figure IV-16 : Utilisation d'une strip-line pour générer un couplage par onde plane sur un fil à travers une ouverture.

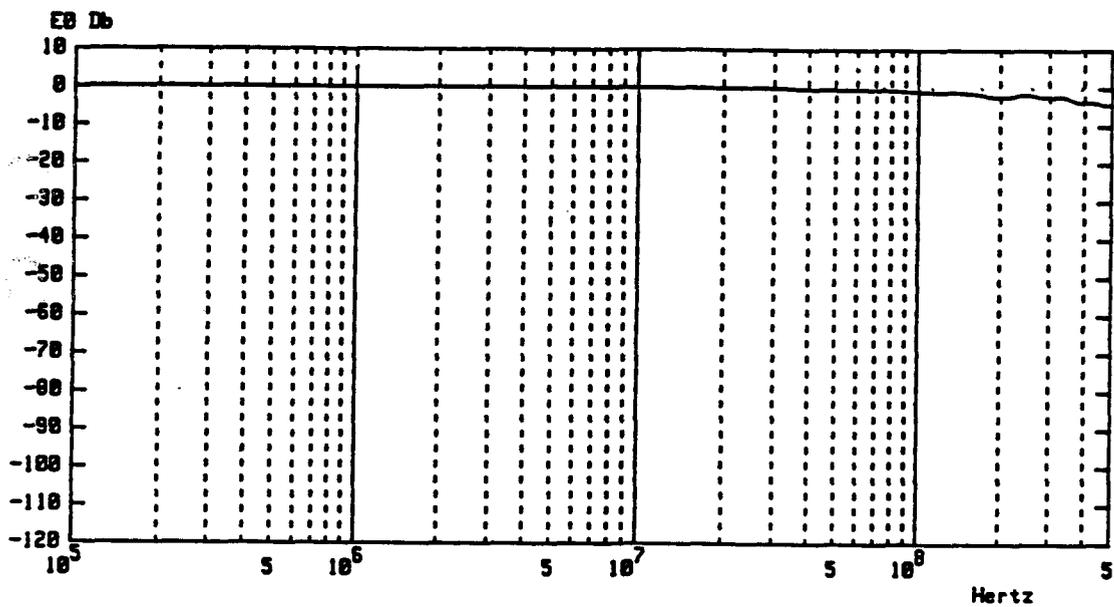


Figure IV-17.a : Paramètre de transmission.

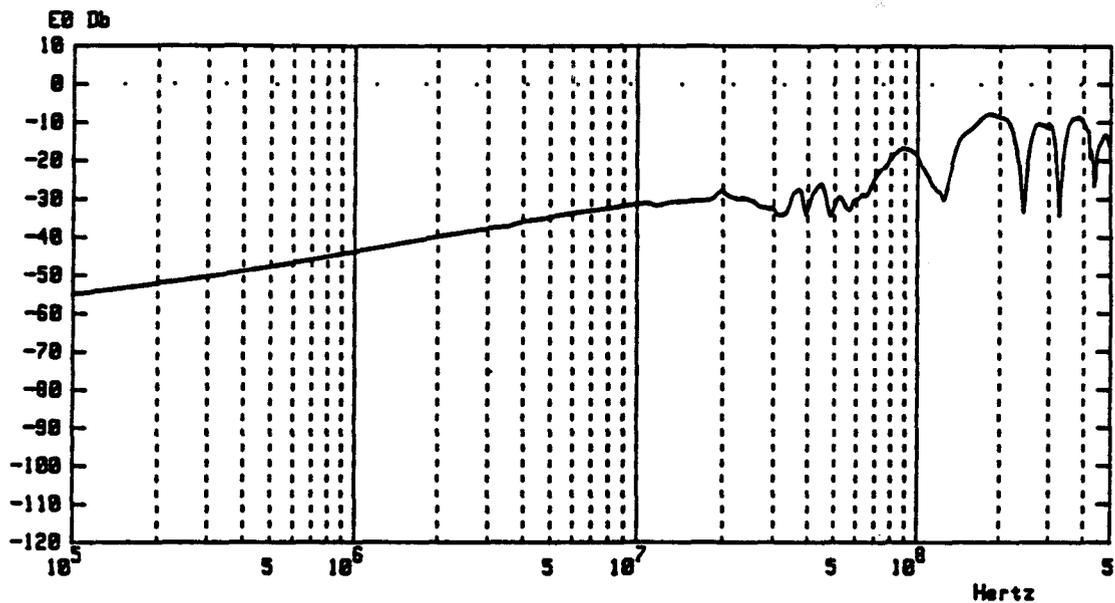


Figure IV-17.b : Paramètre de réflexion.

Figure IV-17 : Paramètres- S_0 caractéristiques de la strip-line utilisée pour exciter une ouverture carrée de petite dimension.

IV.3.2.2 - Caractérisation du couplage

Ce dispositif présente l'avantage de permettre la détermination expérimentale des paramètres- S_0 , suivant un schéma analogue à celui présenté figure IV-5. Nous pouvons caractériser le couplage à l'intérieur de la structure par la mesure des paramètres $S_{0_{32}}$ (figure IV-18.a) et $S_{0_{31}}$ (figure IV-18.b). On remarque immédiatement que l'allure de ces courbes est tout à fait identique à celle obtenue pour le couplage de deux fils. Notamment, la variation à 20 dB par décade aux basses fréquences permet de calculer α et β à partir de la relation (IV-17). On trouve dans ce cas précis :

$$\alpha = 6,36 \cdot 10^{-8} \text{ H/m}$$

$$\beta = 8,13 \cdot 10^{-13} \text{ F/m}$$

(la largeur de l'ouverture est prise égale à 20 cm).

Le couplage se traduit donc par l'application de deux générateurs V_s et I_s définis par les relations (IV-1) et (IV-2). On peut d'ailleurs retrouver ce résultat analytiquement. En montrant ([3]) que, pour des petites ouvertures, V_s et I_s s'expriment en module par :

$$V_s = j\omega\mu \frac{1}{\pi h_{II}} \alpha_m H_{cc} \quad (\text{IV-32})$$

et

$$I_s = j\omega\epsilon \frac{1}{\pi h_{II}} \alpha_e \frac{Z_m}{Z_{c_{II}}} E_{cc} \quad (\text{IV-33})$$

où :

h_{II} : est la hauteur du fil interne par rapport à la plaque,

μ, ϵ : la perméabilité et la permittivité du milieu (le vide dans le cas étudié),

Z_m : l'impédance d'onde (égale à 377Ω dans le cas étudié),

α_m, α_e : les polarisabilités magnétique et électrique au niveau de l'ouverture,

H_{cc}, E_{cc} : les modules des champs magnétique et électrique de court-circuit au niveau de l'ouverture,

$Z_{c_{II}}$: l'impédance caractéristique de la ligne du volume II.

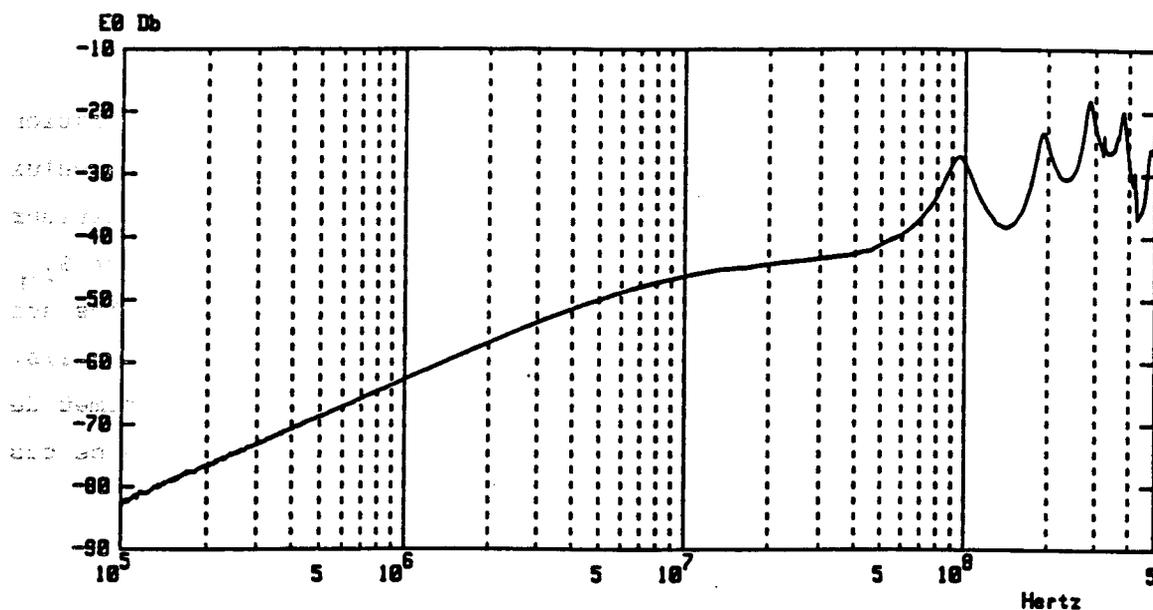


Figure IV-18.a : Paramètre S_{032} .

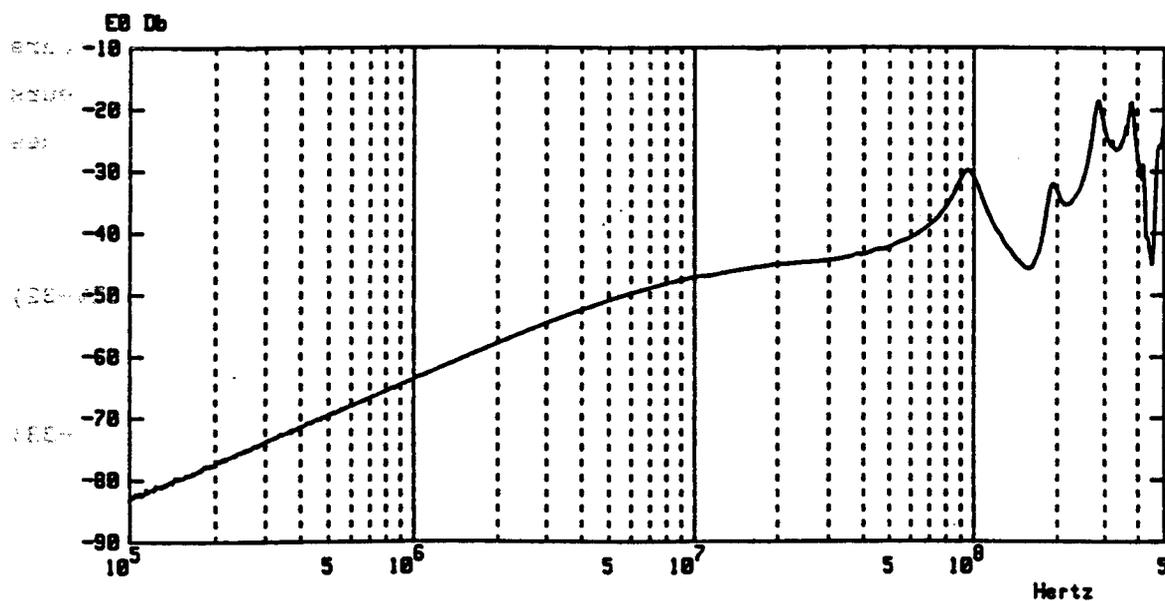


Figure IV-18.b : Paramètre S_{031} .

Figure IV-18 : Paramètres- S_0 caractéristiques du couplage entre une strip-line et un fil à travers une ouverture.

Dans le cas d'une strip-line E_{cc} et H_{cc} peuvent, dans une première approximation, s'exprimer fort simplement. En effet, si V est la différence de potentiel présente en tout point de la strip-line de hauteur h_1 , on a :

$$E_{cc} = \frac{V}{h_1} \quad (\text{IV-34})$$

En tenant compte de la propriété d'onde plane :

$$H_{cc} = \frac{E_{cc}}{Z_m} \quad (\text{IV-35})$$

En considérant que la ligne est adaptée :

$$V = Z_{c_I} I \quad (\text{IV-36}),$$

On en déduit alors que H_{cc} s'exprime directement en fonction du courant I par :

$$H_{cc} = \frac{Z_{c_I}}{Z_m} \frac{I}{h_1} \quad (\text{IV-37})$$

En reportant les relations (IV-34) et (IV-37) dans (IV-32) et (IV-33), on en déduit aisément l'expression analytique de α et β :

$$\alpha = \mu \frac{1}{\pi h_1 h_{II}} \alpha_m \frac{Z_{c_I}}{Z_m} \quad (\text{IV-38})$$

et

$$\beta = \varepsilon \frac{1}{\pi h_1 h_{II}} \alpha_e \frac{Z_m}{Z_{c_{II}}} \quad (\text{IV-39})$$

Nous avons calculé α_m et α_e en supposant que l'ouverture était circulaire et de même surface que l'ouverture carrée. On en déduit ainsi un diamètre équivalent $d = 0,224$ cm. Ce procédé présente l'avantage que les polarisabilités d'une ouverture circulaire s'expriment très simplement ([4]) :

$$\alpha_e = \frac{d^3}{12} \quad (\text{IV-40})$$

et

$$\alpha_m = \frac{d^3}{6} \quad (\text{IV-41})$$

En prenant $h_1 = 15$ cm et $h_{11} = 5$ cm, les valeurs calculées de α et β sont :

$$\alpha = 6,76 \cdot 10^{-8} \text{ H/m}$$

et

$$\beta = 9,59 \cdot 10^{-13} \text{ F/m}$$

la valeur de $Z_{c_{11}}$ étant égale à 354 Ω (déterminée expérimentalement à partir des courbes de S_{043} et S_{044}).

On remarquera le bon accord entre les résultats expérimentaux et analytiques. Par conséquent, dans l'optique de caractériser le couplage par une onde plane, on peut avoir l'idée de chercher quelle serait la strip-line équivalente qui produirait un tel couplage. La démarche est la suivante : l'onde plane est caractérisée par son vecteur d'onde, l'amplitude du champ électrique et l'impédance d'onde du milieu. On se pose ensuite la question des caractéristiques de la strip-line permettant de simuler le même type d'ambiance électromagnétique au niveau d'une ouverture. Cet artifice de calcul permet alors de déterminer les paramètres-S de ce montage fictif.

IV.3.3 - Calcul des paramètres-S du couplage d'une onde plane sur un fil interne, par l'intermédiaire d'une ouverture

Pour une onde plane donnée, créant au niveau de l'ouverture des champs de court-circuit E_{cc} , H_{cc} (supposés homogènes), nous allons chercher à caractériser la strip-line équivalente qui produirait les mêmes champs de court-circuit. Signalons que l'on peut tenir le même type de raisonnement en considérant un fil "équivalent" [5]. La seule différence est que le calcul des champs de court-circuit rayonnés par un fil est plus complexe. D'autre part, ceux-ci n'étant généralement pas homogènes au niveau de l'ouverture, on est amené à restreindre le raisonnement au cas de très petites ouvertures.

Remarquons également que le fait d'introduire une strip-line ou un fil équivalent doit être compris comme un artifice permettant de calculer les paramètres-S de la jonction. Nous verrons, en effet, que suivant la direction du vecteur d'onde, le dispositif équivalent ne pourra pas toujours être reproduit expérimentalement.

Le calcul des paramètres-S nécessite de définir très précisément le sens des différents vecteurs observables du modèle. Pour cela, on se reportera au schéma représenté figure 19.

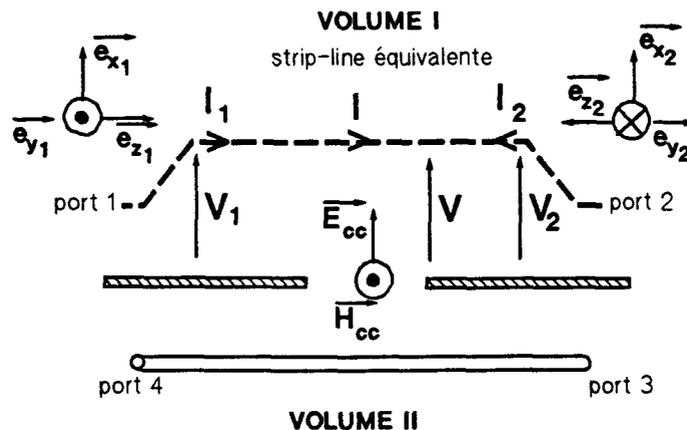


Figure IV-19 : Définition des sens et repères des différentes observables nécessaires au calcul des paramètres-S de la jonction.

On définit tout d'abord deux repères unitaires et directs, $\{\vec{e}_{x_1}, \vec{e}_{y_1}, \vec{e}_{z_1}\}$ et $\{\vec{e}_{x_2}, \vec{e}_{y_2}, \vec{e}_{z_2}\}$ respectivement au niveau des ports 1 et 2 de la strip-line.

Ces deux repères permettent d'exprimer le vecteur champ magnétique de court-circuit \vec{H}_{cc} suivant \vec{e}_{y_1} et \vec{e}_{y_2} ; on peut écrire :

$$\vec{H}_{cc} = H_{cc1} \vec{e}_{y_1} \quad (\text{IV-42})$$

ou

$$\vec{H}_{cc} = H_{cc2} \vec{e}_{y_2} \quad (\text{IV-43})$$

avec nécessairement, $H_{cc1} = -H_{cc2}$.

On peut en faire de même avec le vecteur électrique \vec{E}_{cc} ; on pose alors :

$$\vec{E}_{cc} = - E_{cc1} \vec{e}_{x1} \quad (IV-44)$$

ou

$$\vec{E}_{cc} = - E_{cc2} \vec{e}_{x2} \quad (IV-45)$$

avec

avec

$$E_{cc1} = E_{cc2} \quad (IV-46)$$

si

D'autre part, en tenant compte des signes et en reprenant les relations (IV-34) et (IV-37), on a :

$$E_{cc1} = \frac{V}{h_1} \quad (IV-47)$$

et

$$H_{cc1} = \frac{Z_{c1}}{Z_m} \frac{I}{h_1} \quad (IV-48)$$

où I et V sont les tension et courant au niveau de l'ouverture (voir figure IV-19). Ces grandeurs s'expriment également en fonction des courants et tensions au niveau des ports 1 et 2.

$$I = I_1 = - I_2 \quad (IV-49)$$

$$V = V_1 = V_2 \quad (IV-50)$$

Considérons à présent le supervecteur onde W_I^\pm relatif au volume I défini par :

$$W_I^\pm = \begin{Bmatrix} V_1 \pm Z_{c1} I_1 \\ V_2 \pm Z_{c1} I_2 \end{Bmatrix} \quad (IV-51)$$

où Z_{c1} est l'impédance caractéristique de la strip-line équivalente.

En reportant les relations (IV-47), (IV-48), (IV-49) et (IV-50) dans (IV-51), on peut écrire W_I^\pm sous la forme suivante :

$$W_I^\pm = h_1 \begin{Bmatrix} E_{cc1} \pm Z_m H_{cc1} \\ E_{cc2} \pm Z_m H_{cc2} \end{Bmatrix} \quad (IV-52)$$

si on définit $W_{cc_1}^{\pm}$ par :

$$W_{cc_1}^{\pm} = E_{cc_1} \pm Z_m H_{cc_1} \quad (\text{IV-53})$$

où

$$E_{cc_1} = \begin{Bmatrix} E_{cc_1} \\ E_{cc_2} \end{Bmatrix} \quad (\text{IV-54})$$

et

$$H_{cc_1} = \begin{Bmatrix} H_{cc_1} \\ H_{cc_2} \end{Bmatrix} \quad (\text{IV-55})$$

la relation (IV-52) pourra alors s'écrire :

$$W_I^{\pm} = h_I W_{cc_1}^{\pm} \quad (\text{IV-56})$$

On peut également définir classiquement l'onde W_{II}^{\pm} relative au volume II par :

$$W_{II}^{\pm} = \begin{Bmatrix} V_3 \pm Z_{c_{II}} I_3 \\ V_4 \pm Z_{c_{II}} I_4 \end{Bmatrix} = V_{II} \pm Z_{c_{II}} I_{II} \quad (\text{IV-57})$$

On est alors en mesure d'établir une équation de paramètres-S, conformément aux résultats présentés au paragraphe IV-3-2. On écrira alors :

$$\begin{Bmatrix} W_I^- \\ W_{II}^- \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} S_{I,I} & S_{I,II} \\ S_{II,I} & S_{II,II} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} W_I^+ \\ W_{II}^+ \end{Bmatrix} \quad (\text{IV-58})$$

ou encore, en tenant compte de (IV-54), (IV-55) et (IV-56) :

$$\begin{Bmatrix} E_{cc_1} - Z_m H_{cc_1} \\ V_{II} - Z_{c_{II}} I_{II} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} S_{I,I} & S_{I,II}/h_I \\ S_{II,I} h_I & S_{II,II} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} E_{cc_1} + Z_m H_{cc_1} \\ V_{II} + Z_{c_{II}} I_{II} \end{Bmatrix} \quad (\text{IV-59})$$

Cette dernière relation présente l'avantage de relier les observables réelles intervenant dans le couplage, à savoir les champs de court-circuit sous l'ouverture, et les courants et tensions sur le fil interne. Elle présente également l'avantage d'être écrite sous la forme des paramètres-S

d'une jonction à quatre ports semblable à celles étudiées précédemment.

On constate également que l'impédance faisant office d'impédance caractéristique du volume I, est en fait l'impédance d'onde Z_m . On remarquera qu'en modifiant la valeur de Z_m , on pourra artificiellement rendre compte de n'importe quelle orientation de l'onde plane (on supposera toutefois dans ce cas que l'ouverture reste petite devant la longueur d'onde considérée).

De façon pratique, l'expression des paramètres-S de la jonction sera obtenue de la manière suivante :

- dans un premier temps, on déterminera les champs de court-circuit (le rapport du champ électrique et du champ magnétique donnant la valeur de l'impédance équivalente du milieu Z_m à utiliser),

- pour une impédance caractéristique donnée Z_{c1} , on calculera la hauteur h_1 de la strip-line équivalente,

numériquement ou expérimentalement (si c'est possible) on déterminera les blocs de paramètres $S_{1,1}$, $S_{1,II}$, $S_{II,1}$ et $S_{II,II}$,

en reportant ces paramètres dans la relation (IV-59), on obtiendra alors les paramètres-S de la jonction.

IV.4 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré comment le formalisme des réseaux de lignes de transmission multiconducteur, pouvait être généralisé de façon à rendre compte de formes de couplage plus vastes. A ce titre, nous avons montré comment le couplage par ouverture pouvait être traité comme une jonction classique et donc introduit dans le formalisme de réseau. En résumé, la démarche a consisté à considérer dans un premier temps, une excitation externe filaire puis par strip-line : les résultats obtenus ont alors permis d'étendre le modèle à une excitation extérieure de type onde-plane.

Des raisonnements identiques restent encore à établir pour les autres voies de pénétration que l'on peut recenser à l'intérieur des aéronefs. En ce qui concerne les pénétrations localisées telles que les antennes, celles-ci pourront être traitées comme des jonctions ; par contre, les pénétrations réparties telles que la diffusion électromagnétique à travers des panneaux composites de grandes dimensions devront être caractérisées, en recherchant précisément les sources à appliquer sur les lignes avoisinantes.

On remarquera également que les résultats de paramètres-S obtenus dépendent du type d'excitation extérieure : le réseau topologique qui en découle peut alors perdre de sa généralité. Toutefois, ces paramètres-S présentent l'avantage de pouvoir prendre en compte directement l'excitation extérieure dans le calcul de perturbations induites sur le réseau.

Nous verrons ainsi au chapitre suivant, comment le dispositif d'injection filaire sur une ouverture constitue un moyen pratique pour caractériser indépendamment ou simultanément le couplage interne induit par les ouvertures d'une structure.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE IV

- [1] J.P. Parmantier, J.P. Aparicio,
 "Electromagnetic Topology: Coupling of two Wires Through an Aperture".
 EMC Symposium, Zurich, March 12-14, 1991, pp. 595-600.
- [2] F.C. Yang, C.E. Baum,
 "Electromagnetic Topology: Measurements and Norms of Scattering
 Parameters of Subshields",
 Electromagnetics 6: 47-59, 1986, pp. 47-59.
- [3] K.S.H. Lee,
 "A Complete Concatenation of Technology for the EMP".
 "Principles, Techniques and Reference data".
 Interaction Notes, December 1980.
- [4] J.P. Parmantier, V. Gobin, M. Sternberg, J.C. Alliot,
 "Couplages électromagnétiques engendrés sur des aéronefs par un
 foudroiement direct ou de proximité".
 ONERA, Direction de la Physique Générale. Rapport Final n°27/7234 PY,
 janvier 1991.
- [5] J.P. Parmantier, J.P. Aparicio, F. Faure,
 "Electromagnetic Topology: Characterization of Internal Electromagnetic
 Coupling".
 ICOLSE Symposium, Cocoa Beach, April 16-19, 1991, pp. 72-1,72-11.
- [6] M. Soutif,
 "Vibrations, propagation, diffusion".
 Dunod Universités.

CHAPITRE V

MANIPULATIONS DE VALIDATION GLOBALE EN TOPOLOGIE ELECTROMAGNETIQUE



V.1 - Introduction

Pour l'instant, nous avons limité l'illustration de l'utilisation des concepts topologiques à un exemple extrêmement simple : le couplage sur une ligne multiconducteur. Le découpage topologique est dans ce cas immédiat puisque réduit à un seul volume propre. Nous nous proposons maintenant d'appliquer les concepts topologiques à des structures géométriques plus complexes.

Nous présenterons les résultats obtenus lors de deux manipulations :

- l'une a été effectuée à l'ONERA sur une maquette à l'échelle 1/10^{ème} d'un avion Transall C160,
- l'autre concerne un caisson modulaire ; l'étude a été menée dans le cadre d'une collaboration entre l'ONERA et le Centre d'Etudes de Gramat (par la suite, le caisson sera appelé caisson "CEG/ONERA").

Chacune de ces deux manipulations a sa spécificité propre, mais présente des objectifs généraux communs. L'un des premiers objectifs est bien entendu, d'appliquer la méthode topologique et en particulier de montrer l'intérêt d'un découpage topologique en zones indépendantes.

L'autre objectif concerne la validation des principes de quantification des perturbations internes. Ainsi, les manipulations ont été axées sur l'étude des couplages sur réseaux de câbles, de façon à pouvoir utiliser le code de calcul présenté à l'annexe A-III-4. D'une manière générale, nous nous sommes placés dans des configurations telles qu'aucun code numérique résolvant les équations de Maxwell dans l'espace puisse traiter le problème dans son intégralité.



V.2 - Manipulation sur maquette d'avion Transall à l'échelle 1/10^{ème}

V.2.1 - Objectifs de la manipulation

Nous avons appliqué les concepts de Topologie Electromagnétique sur une maquette à l'échelle 1/10^{ème} de l'avion Transall C160 (voir photo 1). Cette maquette présente l'avantage de permettre des interventions faciles et rapides du type démontage, modification du routage des câbles. D'autre part, elle comporte à l'intérieur un certain nombre de cloisons qui permettent de définir des zones volumiques indépendantes. Cette maquette nous a montré comment étudier l'application des concepts de topologie descriptive et quantitative sur une structure complexe. Elle nous a notamment permis de juger des limites d'une modélisation à base de réseaux de lignes multiconducteur sur une structure réaliste, présentant une géométrie non canonique.

L'autre objectif visé par cette expérimentation était également de mettre en évidence le caractère prédictif de l'outil topologique et d'envisager son utilisation dans une phase de conception. Nous précisons, d'autre part, que les câblages utilisés sont à ce titre fort simples (l'influence des câblages complexes sera étudiée dans la deuxième expérimentation sur caisson CEG/ONERA) ; ils permettent cependant d'illustrer le type de mesures et de travaux de simulation à effectuer pour mener une étude topologique.

V.2.2 - Présentation de la maquette

L'intérieur de la maquette a été équipé d'un câblage relativement simple constitué par deux lignes monoconducteur cheminant dans différentes parties de la structure. Le détail du câblage interne est représenté sur la figure V.1. Une première ligne (ligne 1) part de l'extrémité de l'aile gauche pour rejoindre l'extrémité de l'aile droite. La deuxième ligne (ligne 2) part, elle aussi, de l'extrémité de l'aile gauche, mais au niveau du tronçon central, plonge dans le fuselage en longeant les parois. Elle se termine au niveau du nez de l'avion (voir photo 2).

Chaque extrémité des lignes est terminée sur un connecteur B.N.C permettant de modifier à volonté les conditions de charges terminales. Précisons, d'autre part, que le routage des différents câbles a été déterminé de façon à conserver une distance moyenne constante par rapport aux parois et à se placer dans des conditions de câblages réalistes. Ces lignes subissent de nombreux incidents sur leur parcours. On pense plus particulièrement aux longerons métalliques ou différents renforcements de structure se présentant au voisinage des lignes. On citera également le coude sur la ligne plongeant dans le fuselage.

Le couplage externe est assuré principalement par deux ouvertures pratiquées dans l'aile droite (ouverture 1) et dans le fuselage (ouverture 2). Chacune des deux lignes passe sous une de ces ouvertures et peut donc ainsi être directement excitée.

Dans l'aile gauche, les deux systèmes de lignes se trouvent en parallèle et peuvent se coupler par le jeu d'impédances et d'admittances mutuelles.

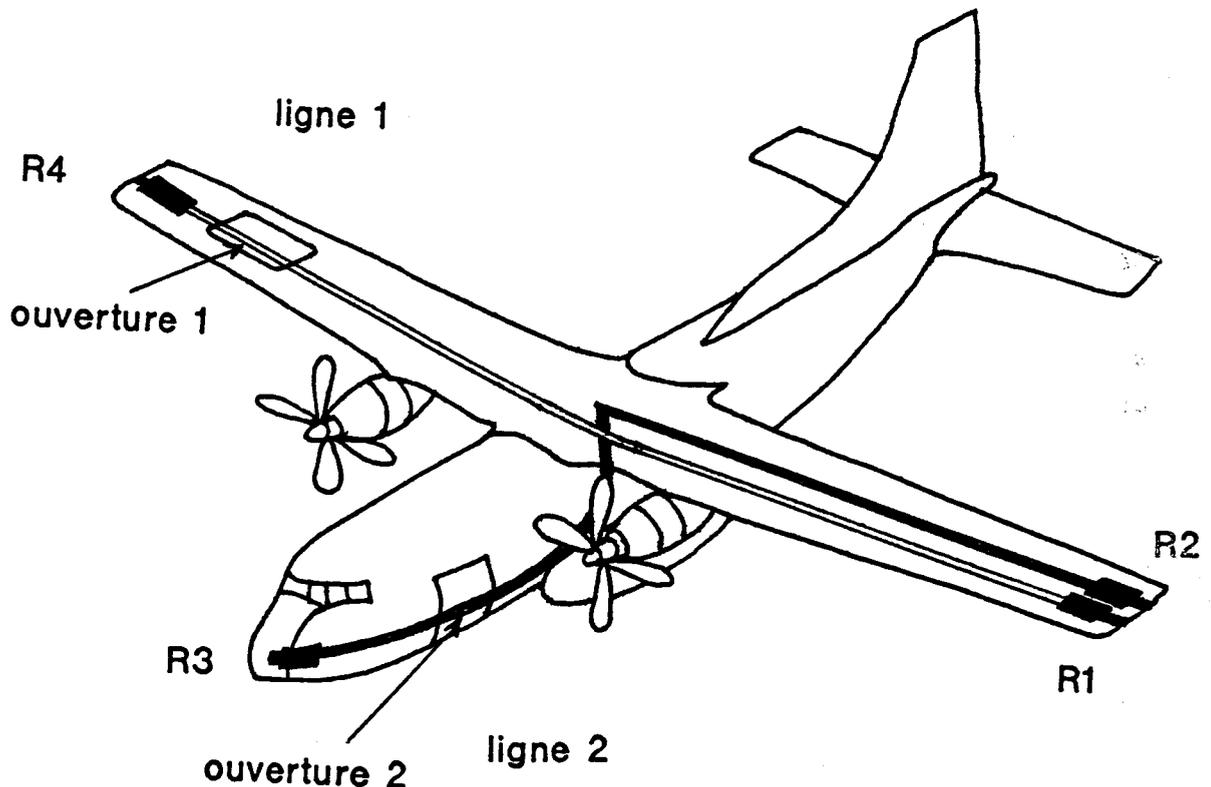


Figure V-1 : Vue générale de la maquette.

V.2.3 - Découpage topologique

La première étape de toute analyse topologique consiste, nous l'avons vu, à mener une analyse de la géométrie conduisant à établir, dans un premier temps, le diagramme topologique, puis dans un deuxième temps, d'en déduire le graphe topologique. Le découpage topologique de la maquette étudiée peut se faire de façon naturelle, en considérant que celle-ci est l'assemblage de quatre parties physiquement indépendantes (en ce sens qu'on peut les démonter). Ces quatre parties sont constituées par les ailes droite et gauche, le tronçon central séparant les deux ailes (appelé par la suite "volume milieu"), le fuselage, considéré dans son ensemble (voir figure V-2).

D'un point de vue topologique, ces quatre parties seront également supposées "électromagnétiquement" indépendantes et définiront des volumes élémentaires de niveau de blindage égal à 1. On supposera, en effet, l'absence de toute voie de pénétration entre ces différents volumes, excepté les pénétrations par câbles. On est alors en mesure d'établir le diagramme topologique représenté figure V-3 en superposition du graphe topologique.

Dans ce problème précis, nous n'avons pas jugé utile de considérer les différents câbles comme des volumes internes à chacun des volumes topologiques. Par conséquent, les observables choisies sont directement les tensions et courants sur les lignes. Le graphe topologique fait alors apparaître plusieurs noeuds volumiques et surfaciques correspondant aux différentes observables d'intérêt prises en différents points de chacune des lignes. La correspondance entre les différents noeuds du graphe et les points physiques sur la maquette est reportée sur la figure V-2.

On remarquera que les seules branches monodirectionnelles concernent le couplage à travers le premier niveau de blindage par l'intermédiaire des ouvertures 1 et 2 (couplage du noeud 0 sur les noeuds 2 et 7). Les autres branches sont bidirectionnelles et traduisent d'une part la relation réciproque entre deux noeuds localisés sur une même ligne, ou bien la relation réciproque par couplage mutuel entre deux noeuds situés sur deux lignes différentes. C'est le cas, par exemple, dans les volumes aile gauche où les noeuds 11 et 12 sont en interaction. Il en est de même dans le

volume milieu, où les deux lignes cheminent en parallèle depuis l'aile droite, jusqu'au niveau du fuselage. Le couplage mutuel se traduit donc par une interaction entre les noeuds volumiques 4 et 5.

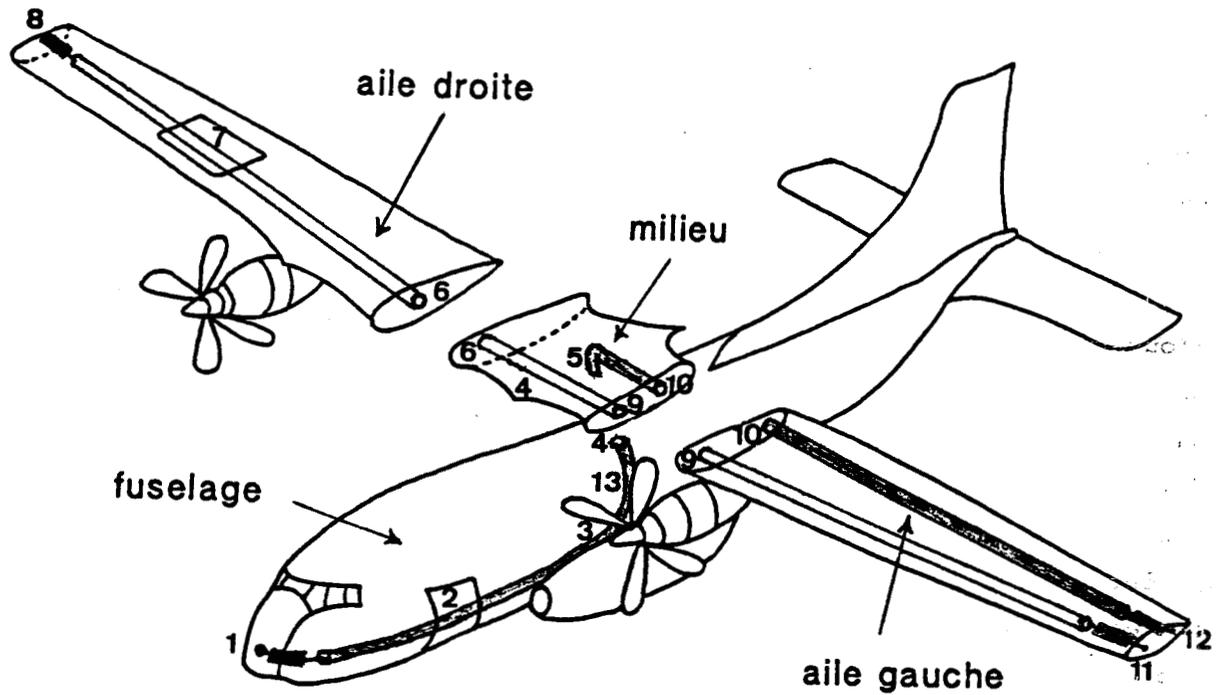


Figure V-2 : Découpage topologique de la maquette.

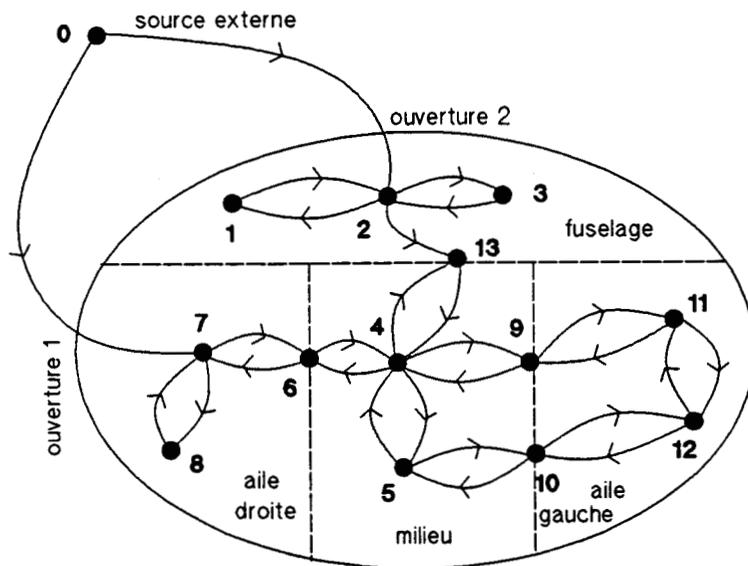


Figure V-3 : Graphe topologique correspondant à la figure V-1.

V.2.4 - Système d'injection utilisé

Le système d'injection utilisé s'inspire des résultats présentés au chapitre IV, concernant le couplage de deux fils situés de part et d'autre d'une ouverture. Ce dispositif est quelque peu modifié de façon à maintenir une impédance caractéristique du fil externe, constante en dehors de l'ouverture. C'est pourquoi le système d'injection utilisé est constitué d'un câble coaxial d'impédance caractéristique 50Ω dénudé au niveau de l'ouverture. La figure V-4 représente le coefficient de transmission S_{21} sur le câble d'injection et permet de juger de la désadaptation introduite par l'ouverture. Remarquons que la maniabilité du dispositif repose sur le fait que plusieurs câbles coaxiaux de ce type peuvent être connectés entre eux de façon à exciter plusieurs ouvertures. En jouant sur la longueur des câbles de connexion et le type de connexion (en série ou en parallèle), il est alors possible de simuler des excitations se produisant avec des phases quelconques au niveau des ouvertures.

D'autre part, la taille des ouvertures considérées (ouvertures carrées d'une dizaine de centimètres de côté environ) permet de récupérer un niveau appréciable sur les lignes internes. De plus, de façon à assurer un couplage maximum, la partie dénudée du câble coaxial a été placée parallèlement à chacun des câbles internes sous l'ouverture.

Ce dispositif peut être parfaitement simulé par un circuit électrique et donc traité comme une jonction. Ses paramètres-S peuvent alors être directement introduits dans le code de calcul sur les réseaux de lignes de transmission multiconducteur, décrit dans l'annexe A-III-4.

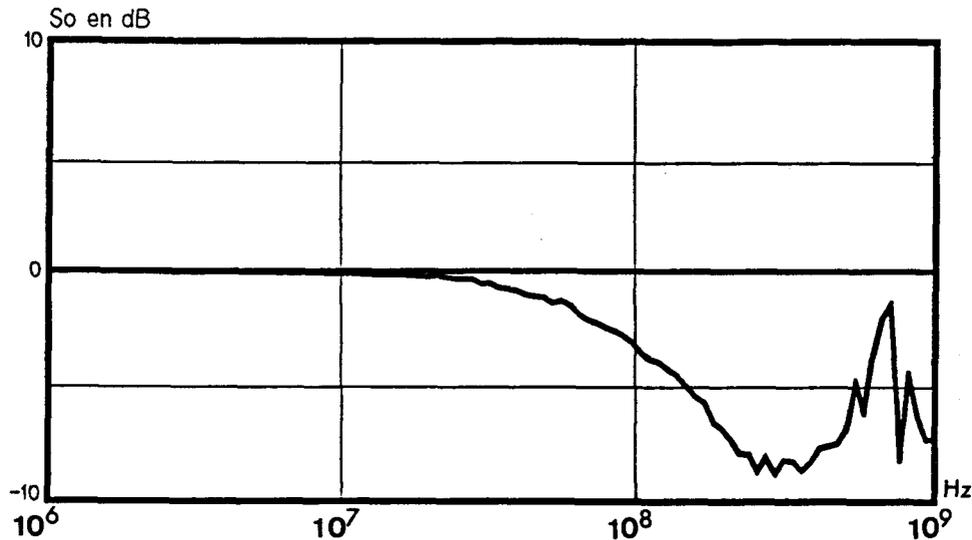


Figure V-4 : Coefficient de transmission du système d'injection constitué par un câble coaxial 50Ω , dénudé au niveau de l'ouverture.

V.2.5 - Caractérisation des volumes élémentaires

Chacun des volumes a été caractérisé expérimentalement comme une boîte noire en mesurant les paramètres- S_0 à l'analyseur de réseaux. Les volumes aile droite et fuselage ont été caractérisés avec le système d'injection externe. Les bornes d'entrée de chacun des volumes sont prises au niveau des charges terminales ou au niveau des points de traversée des câbles.

Certaines traversées telle que celle du fil 2, passant du volume milieu au fuselage, sont équipées d'un connecteur permettant de brancher aisément l'appareil de mesure. Par contre, d'autres traversées telles que celles reliant les ailes au volume milieu ne bénéficient d'aucun aménagement de connexion particulier. La détermination des paramètres- S de l'aile droite, par exemple, a donc nécessité de reproduire le cheminement des câbles dans celle-ci en interposant un connecteur au niveau de la partie reliée au volume milieu (ports 2 et 3 sur le schéma de la figure V-5.a). D'autre part, certains de ces volumes ont été modélisés à l'aide du code de réseaux de façon à réaliser jusqu'à quelle fréquence la simulation demeurerait encore possible. Par exemple, le réseau correspondant à l'aile droite est représenté figure V-5.b. Le couplage entre les deux fils sous l'ouverture a été modélisé par un tube de dimension 2, dont la

mutuelle inductance est égale au coefficient α (voir relation (IV-1)) et la capacité mutuelle est égale au coefficient β (voir relation (IV-2)). Les termes diagonaux des matrices ont été évalués à partir de mesures de réflectométrie. Les jonctions 1,2,3,4 correspondent aux différentes charges de terminaison sur chacun des ports (dans notre cas, égales à 50Ω). Les jonctions 5 et 6 traduisent simplement la connexion parfaite entre le câble coaxial et le fil dénudé dans le volume externe et entre les différentes parties du câble interne.

Les courbes représentées figure V-6.a et figure V-6.b montrent une bonne correspondance des paramètres-S simulés et modélisés jusqu'à une fréquence de l'ordre de 300 MHz. Ne perdons cependant pas de vue que la structure réelle est dix fois plus grande et ramène cette fréquence limite à 30 MHz ! Ce résultat souligne néanmoins l'intérêt de considérer chaque volume comme une boîte noire et de pouvoir en déterminer les paramètres-S, lorsqu'on cherche à caractériser précisément le couplage interne.

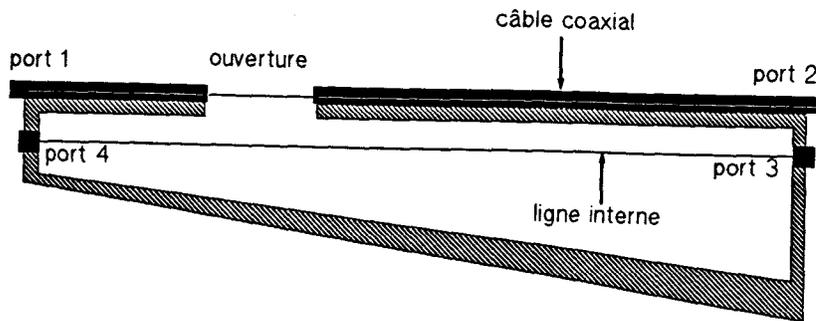


Figure V-5.a : Géométrie étudiée.

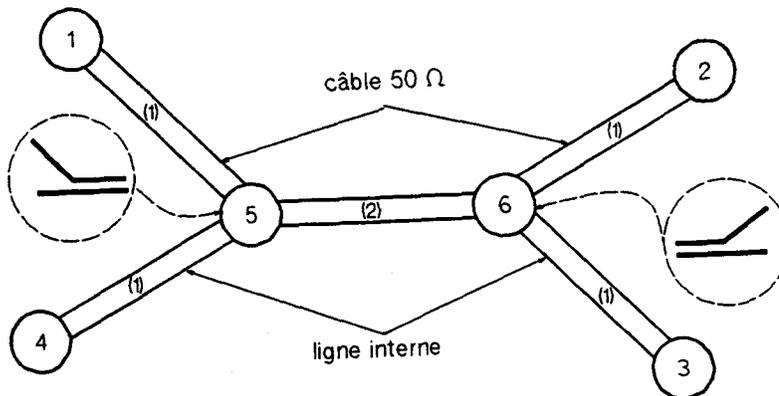


Figure V-5.b : Réseau topologique.

Figure V-5 : Modélisation du couplage dans le volume élémentaire aile droite.

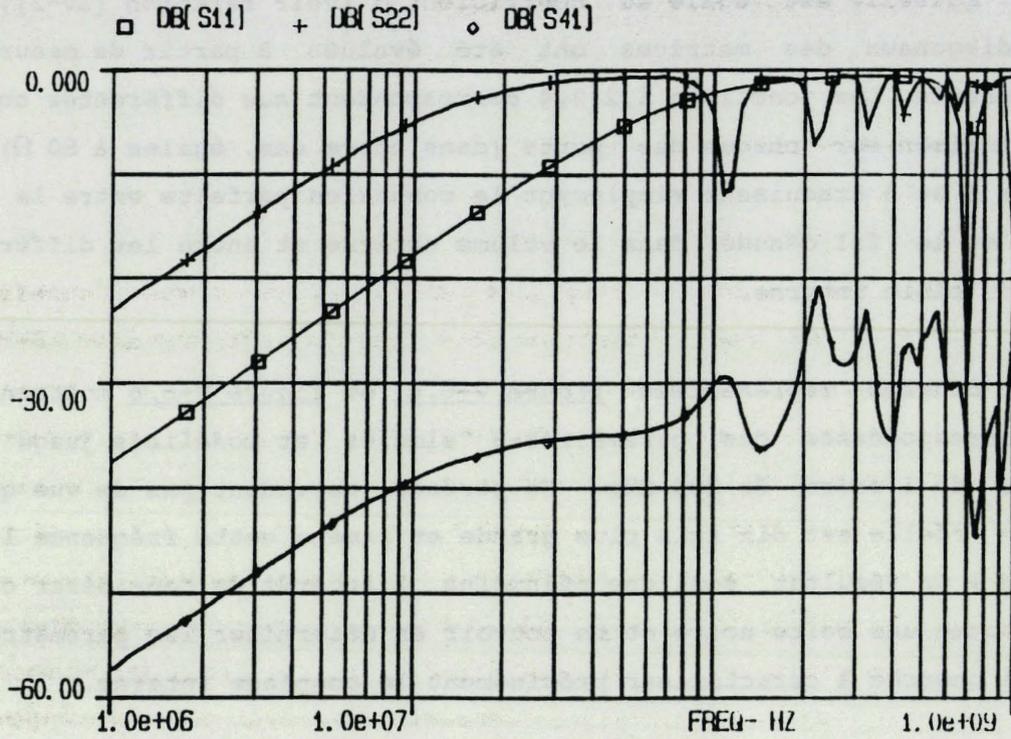


Figure V-6.a : Simulation.

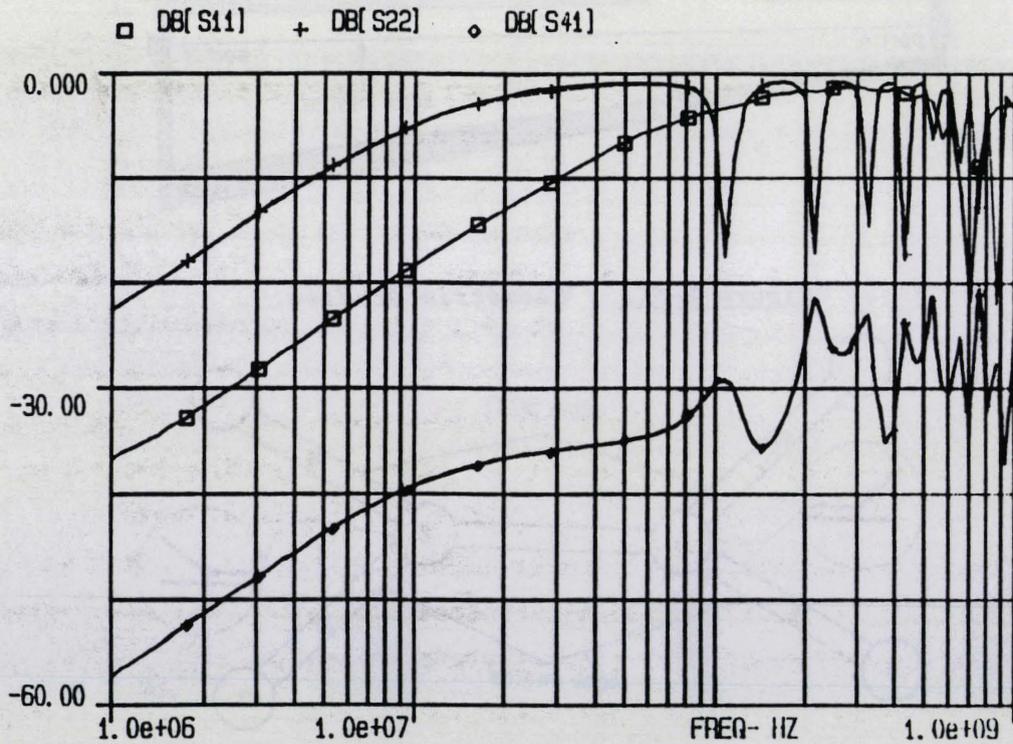


Figure V-6.b : Mesures.

Figure V-6 : Comparaison des paramètres-S mesurés et simulés sur l'aile droite de la maquette de l'avion Transall.

V.2.6 - Caractérisation du couplage global

V.2.6.1 - Réseau topologique étudié

La caractérisation du couplage sur la structure entière consiste à rassembler toutes les caractérisations des volumes élémentaires dans un même réseau topologique. Dans cette simulation, nous avons choisi de montrer l'intérêt de la caractérisation de chacun des volumes sous forme de boîte noire. Le réseau topologique correspondant à une excitation série des deux ouvertures est représenté figure V-7. Son originalité est d'inclure simultanément le problème extérieur et le problème intérieur. Les numéros de tubes sont encadrés, leur dimension est précisée entre parenthèses. Du fait que ces tubes assurent la connexion entre les différentes boîtes noires, ceux-ci seront choisis de longueur nulle. Seul le tube 9 correspondant au câble coaxial 50Ω , reliant les deux systèmes, peut être choisi de longueur non nulle de façon à simuler un déphasage au niveau des deux ouvertures.

Les volumes élémentaires aile droite, fuselage, milieu, aile gauche, correspondent respectivement aux jonctions 1,2,3,4.

Les jonctions T_1 , T_2 et T_3 représentent les charges terminales au niveau du nez, du fuselage, de l'aile gauche et de l'aile droite respectivement. T_4 et T_5 représentent les charges terminales de 50Ω sur les câbles d'injection. C_1 et C_2 sont les deux jonctions assurant la liaison entre ces derniers. Il est ainsi possible de choisir une connexion parfaite entre les tubes 8 et 10 ou bien leur non connexion. Autrement dit, en jouant sur les paramètres-S de C_1 et C_2 et sur la longueur du tube 9, nous avons la possibilité de simuler à volonté, une excitation série des deux ouvertures, ou bien une excitation individuelle de chacune d'elles, à l'aide du seul réseau décrit figure V-7. Remarquons également, qu'un tel réseau permet de juger de l'influence des charges terminales sur la réponse globale du système, comme nous le verrons par la suite.

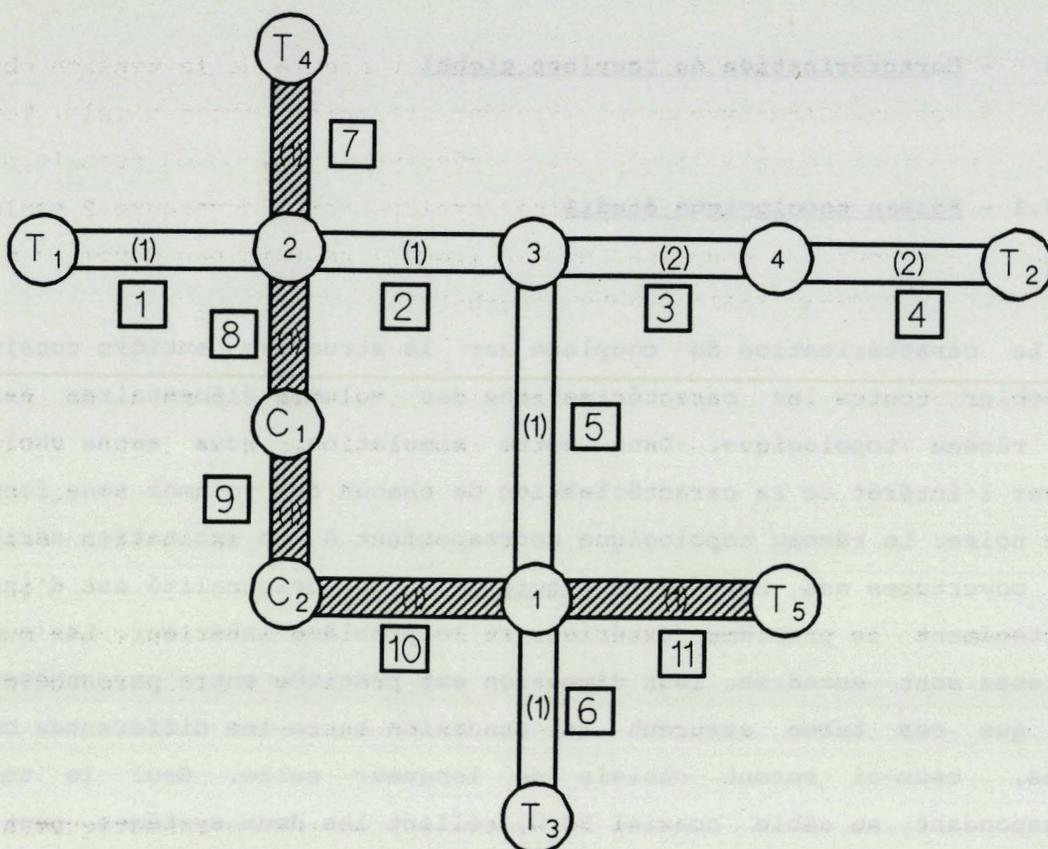


Figure V-7 : Réseau topologique correspondant à l'assemblage des volumes élémentaires de la maquette de l'avion Transall.

V.2.6.2 - Validation du concept d'assemblage des volumes élémentaires

Un des objectifs principaux de l'étude résidait dans la validation du code de réseaux présenté à l'annexe III-4. Pour des injections sur des ouvertures données et des conditions de charges particulières aux extrémités des ailes et au niveau du nez du fuselage, nous avons comparé les mesures directes de tension obtenues sur ces charges avec celles obtenues par simulation.

Les figures V-8.a et V-8.b proposent un exemple de comparaison entre mesures et simulations dans le cas où toutes les charges d'extrémité sont prises égales à 50Ω . Nous avons considéré trois types d'agression :

- une agression par ouverture 1 seule (courbe 1),
- une agression par les deux ouvertures 1 et 2 en série (courbe 2),
- une agression par ouverture 2 seule (courbe 3).

Les courbes représentées correspondent au module de la tension obtenue sur la charge R1. L'analyse de ces courbes est relativement simple. Tout le couplage provient essentiellement de l'ouverture 1, si on en juge le niveau des courbes 1 et 2. Lorsque l'on excite par l'ouverture 2 seule, on constate que tout le couplage sur la ligne 1 se fait par couplage mutuel avec la ligne 2 dans l'aile gauche (courbe 3).

La figure V-8.b montre comment la simulation permet de prédire efficacement les niveaux réels induits, représentés sur la figure V-8.a. On pourra, toutefois, remarquer qu'aux hautes fréquences, malgré un bon comportement général des courbes, l'amplitude et la position des pics simulés diffère quelque peu de la mesure directe. Cette légère discordance s'explique en grande partie par le fait que la détermination expérimentale des paramètres-S a nécessité, nous l'avons vu, l'introduction de connecteurs, qui n'apparaissent pas dans le câblage réel.

Cette remarque souligne l'intérêt d'introduire systématiquement des prises de coupures à la traversée des volumes topologiques au niveau des câbles d'intérêt. Dans la manipulation sur caisson CEG/ONERA, nous verrons que l'utilisation de cette technique permet de conserver un parfait accord sur toute la gamme de fréquences considérée.

De nombreuses configurations de charges et d'agression ont été considérées et nous ont permis de valider le code de réseaux. Par la suite, il nous a ainsi été possible de l'utiliser en tant qu'outil de prédiction.

20. 20'

200

200

200g

200g

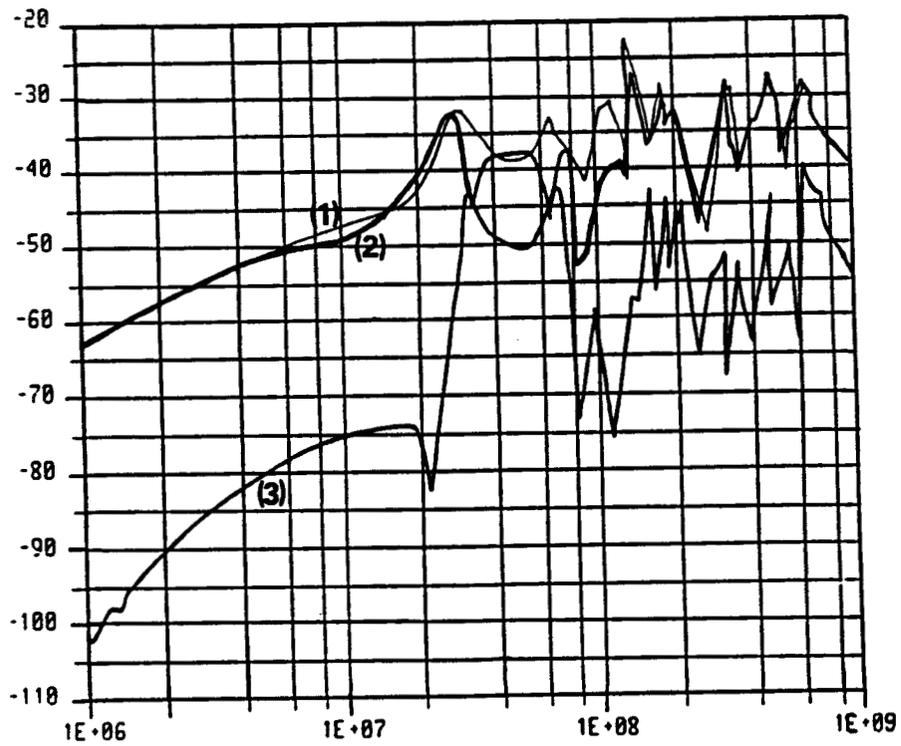


Figure V-8.a : Mesures.

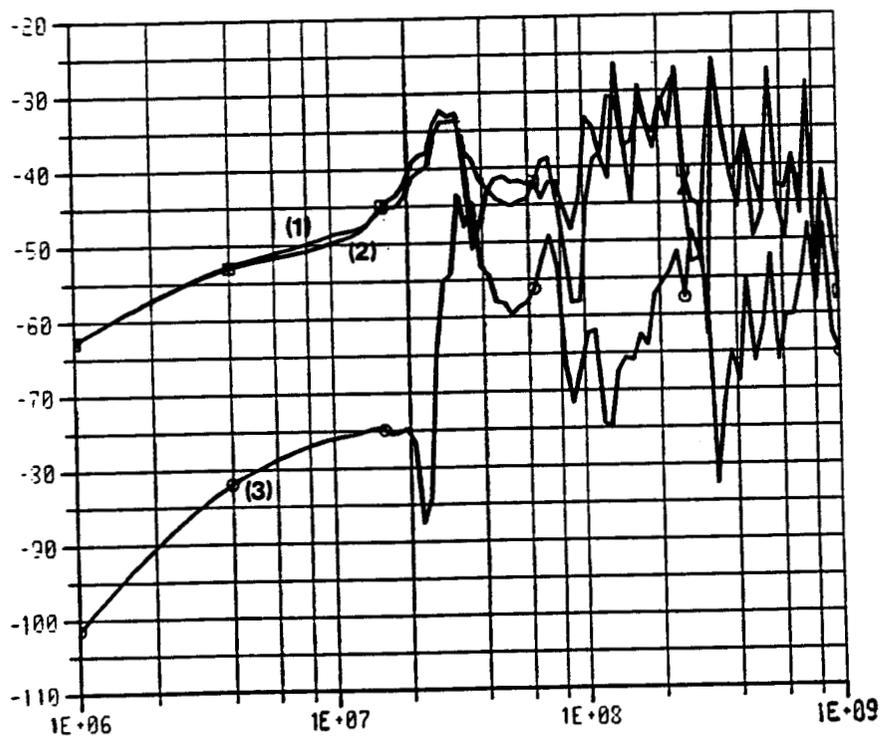


Figure V-8.b : Simulation.

Figure V-8 : Comparaison des niveaux de tension obtenus sur la charge $R_1 = 50 \Omega$ dans trois configurations d'agression ($R_2 = R_3 = R_4 = 50 \Omega$):

- (1) couplage par ouverture 1,
- (2) couplage par les deux ouvertures en série,
- (3) couplage par ouverture 2.

V.2.7 - Utilisation du code de réseaux comme outil prédictif

L'un des principaux aspects de l'outil prédictif est qu'il permet de déterminer des niveaux difficilement accessibles expérimentalement, ou difficiles à calculer analytiquement. On pense plus particulièrement à des niveaux relevés en des points intérieurs à la structure, comme les points de traversée des cloisons par les câbles par exemple. C'est d'ailleurs en grande partie pour cela qu'il ne faut pas perdre de vue que le code de réseaux demeure avant tout un programme de résolution de problèmes électromagnétiques "intérieurs".

A titre d'illustration des possibilités de prédiction, nous avons choisi de montrer comment le code permettait de prédire l'influence des charges terminales. Nous avons notamment pensé à introduire une charge $R_{1,2}$ connectée entre les charges R_1 et R_2 . En faisant varier la valeur de $R_{1,2}$, nous avons pu augmenter le couplage entre les lignes 1 et 2 dans l'aile gauche et en quantifier numériquement l'influence.

Les figures V-9.a et V-9.b présentent deux résultats de simulation obtenus pour deux valeurs de $R_{2,1}$; $R_{1,2} = 500 \Omega$ et $R_{1,2} = 50 \Omega$ respectivement (toutes les autres charges étant conservées et égales à 50Ω).

Nous avons considéré les trois types d'agression déjà présentées au paragraphe précédent :

- une agression par ouverture 1 seule (courbe 1),
- une agression par les deux ouvertures en série (courbe 2),
- une agression par ouverture 2 seule (courbe 3).

Les différentes courbes présentées correspondent comme précédemment au module de la tension sur la résistance R_1 . Lorsque la valeur de $R_{1,2}$ reste grande par rapport aux autres charges (voir figure V-9.a), typiquement 500Ω par rapport à 50Ω , l'allure des courbes ainsi que leur niveau restent sensiblement les mêmes qu'en l'absence de charge $R_{1,2}$ (voir figure V-8.b). On constate notamment une nouvelle fois la prédominance du couplage par l'ouverture 1 et du caractère négligeable du couplage entre les fils 1 et 2 dans l'aile gauche.

Par contre, lorsque la valeur de $R_{1,2}$ diminue et devient comparable aux autres charges (voir figure V-9.b, $R_{1,2} = 50 \Omega$), le comportement des trois courbes devient complètement différent. En basse fréquence, le couplage par l'ouverture 1 (courbe 1) devient tout à fait négligeable par rapport au couplage provenant de l'ouverture 2 (courbes 2 et 3). On constate même que le couplage par les deux ouvertures est inférieur au couplage par l'ouverture 2 seule. Le couplage mutuel entre les lignes 1 et 2 devient alors prédominant dans cette configuration. Par contre, lorsque la fréquence augmente, les niveaux des courbes 1, 2 et 3 deviennent sensiblement équivalents, donnant le même poids à l'importance du couplage par les ouvertures 1 ou 2.

Remarquons que de tels résultats peuvent parfois paraître surprenants car ils vont à l'encontre de raisonnements simples que l'on pourrait mener. En effet, devant cette géométrie de câblage, on pourrait penser que l'essentiel du couplage sur R_1 provient de l'ouverture 1, puisque la ligne 1 passe sous celle-ci. Les résultats du code en basse fréquence peuvent se retrouver à partir d'un raisonnement simple. Le schéma équivalent basse fréquence est représenté figure V-9.c. Les générateurs E_1 et E_2 représentent respectivement les générateurs provenant du couplage par les ouvertures 1 et 2. Les charges R_1 , R_2 , R_3 et R_4 sont prises égales à R . Si la charge différentielle $R_{1,2}$ est prise, elle aussi, égale à R , on peut montrer que la matrice Y des paramètres- Y du quadripôle encadré sur la figure V-9.c s'exprime par :

$$Y = \frac{1}{R} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (V-1)$$

D'autre part, les tensions d'entrée V_1 et V_2 et les courants I_1 et I_2 sont reliés par :

$$I_1 = \frac{E_1 - V_1}{R} \quad (V-2)$$

et

$$I_2 = \frac{-E_2 - V_2}{R} \quad (V-3)$$

Et on peut, d'autre part, écrire que :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = Y^{-1} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (V-4)$$

En combinant les relations (V-1), (V-2), (V-3) et (V-4), on montre que :

$$V_1 = \frac{3}{8} E_1 - \frac{1}{8} E_2 \quad (V-5)$$

où V_1 représente en fait le niveau de tension sur la charge R_1 .

En faisant l'approximation que E_1 et E_2 sont pratiquement égaux, on peut retrouver les résultats de la figure V-9.b.

Lorsque seule l'ouverture 1 est pratiquée (courbe (1)) :

$$V_1 = V_1^{(1)} = \frac{1}{8} E_1 \quad (V-6)$$

Lorsque les deux ouvertures sont pratiquées (courbe (2)) :

$$V_1 = V_1^{(2)} = \frac{1}{4} E_1 \quad (V-7)$$

Lorsque seule l'ouverture 2 est pratiquée (courbe (3)) :

$$V_1 = V_1^{(3)} = \frac{3}{8} E_1 \quad (V-8)$$

On retrouve ainsi que :

$$\frac{V_1^{(3)}}{V_1^{(1)}} \# 10 \text{ dB} \quad \text{et} \quad \frac{V_1^{(3)}}{V_1^{(2)}} \# 3,5 \text{ dB}$$

Le code de réseaux s'avère donc un outil efficace, permettant de quantifier individuellement l'importance des différentes voies de pénétration dans la structure. On conçoit alors comment un utilisateur, chargé de la conception d'un système pourra être amené à effectuer de tels calculs prédictifs et décider ainsi des modifications à appliquer sur le routage des câbles, les caractéristiques d'équipements ou les protections structurelles.

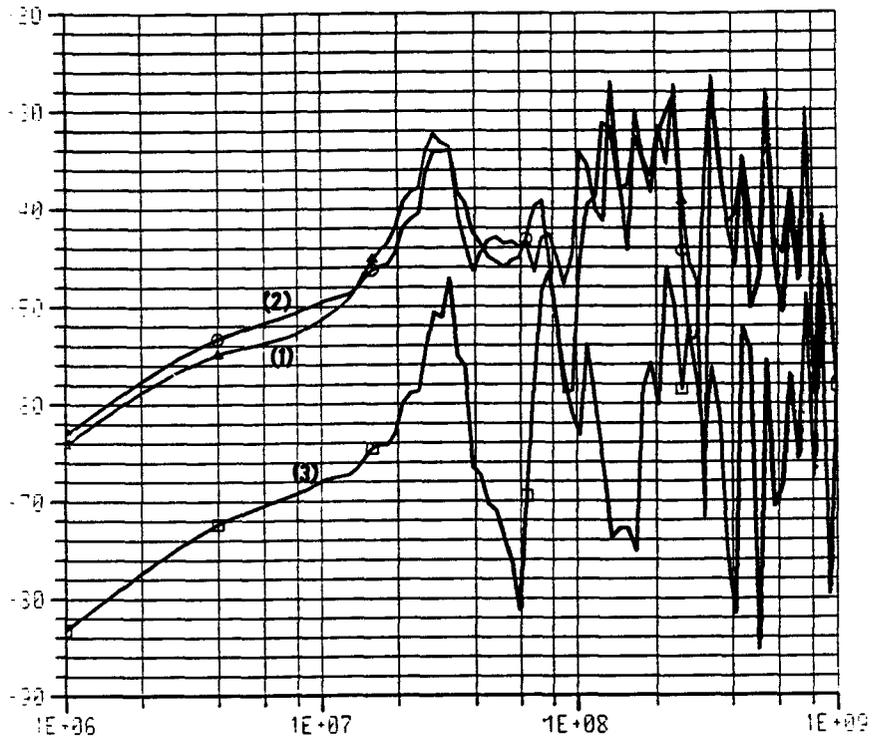


Figure V-9.a : $R_{1,2} = 500 \Omega$.

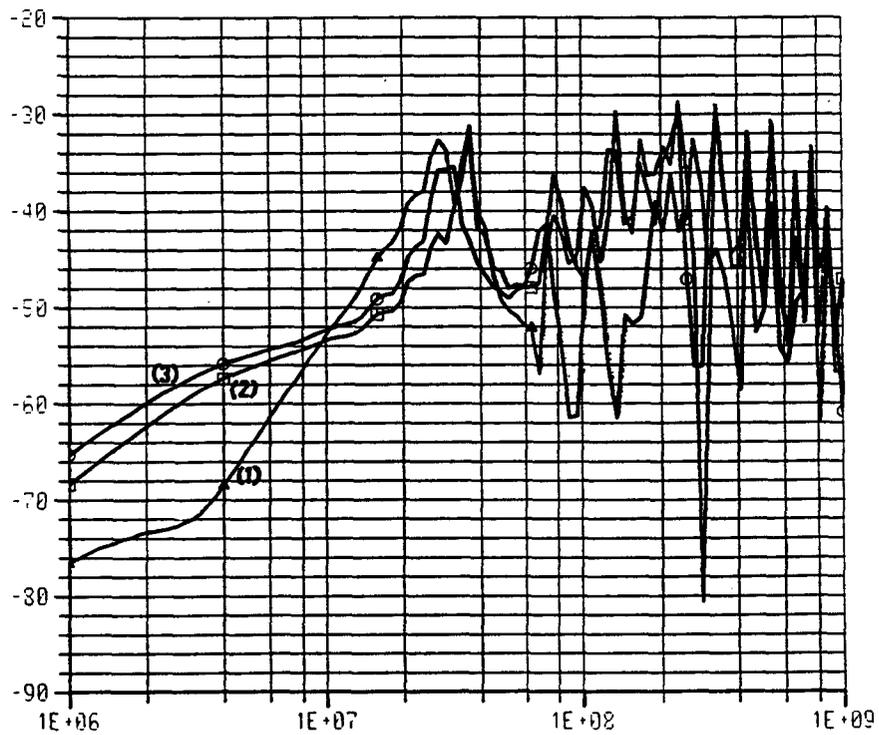


Figure V-9.b : $R_{1,2} = 50 \Omega$.

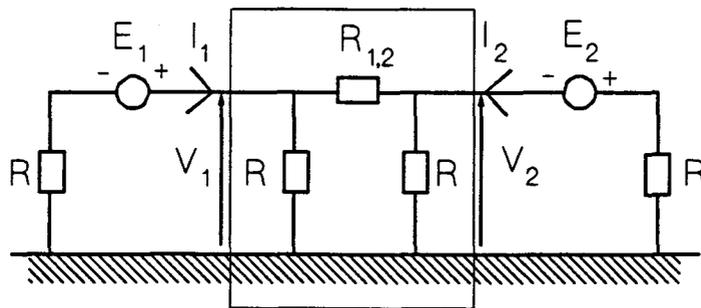


Figure V-9.c : Schéma équivalent basse fréquence.

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$$

Figure V-9 : Influence d'une charge différentielle $R_{1,2}$ sur le module de la tension en R_1 connectée entre $R_1 = 50 \Omega$ et $R_2 = 50 \Omega$.

- (1) couplage par ouverture 1,
- (2) couplage par les deux ouvertures en série,
- (3) couplage par ouverture 2.

V.3 - Expérimentation sur caisson CEG/ONERA

V.3.1 - Objectifs de l'expérimentation

La seconde expérimentation sur la Topologie Electromagnétique, réalisée au cours de l'année 1991 rentre dans le cadre d'une collaboration entre le Centre d'Etudes de Gramat (CEG) et l'ONERA. Elle s'est effectuée sur un caisson équipé de câblages caractéristiques.

Le caisson a été conçu de façon modulaire pour que certaines parties puissent être détachées suivant le besoin. Il se compose de quatre caissons élémentaires représentés figure V-10, assemblés de façon à former une croix (voir photo 3). Les volumes dits "source" (voir photo 4), "intermédiaire" (voir photo 5) et "terminal" (voir photo 6) sont indissociables alors que ceux dits "aile droite" et "aile gauche" peuvent être déconnectés de la structure centrale. Précisons que la terminologie employée laisse supposer que la structure étudiée peut grossièrement représenter un avion.

Les accès à l'intérieur du caisson ont été facilités par l'existence de nombreuses trappes. De même, plusieurs configurations de routages de câbles ont pu être étudiées grâce aux connecteurs dont étaient équipées les parois. D'autre part, tous les renforts de structure existant à l'intérieur des caissons étaient démontables de façon à permettre d'étudier convenablement leur influence.

L'expérimentation s'est décomposée en trois campagnes effectuées en mars, juillet et octobre, au CEG. Nous présenterons dans cette étude les résultats des deux premières campagnes.

La première campagne avait pour but de montrer la potentialité de la méthode topologique. Elle reprend donc dans ses grandes lignes les étapes effectuées sur la maquette de l'avion Transall. De plus, tous les volumes ont été systématiquement et complètement modélisés et introduits dans la simulation globale. Signalons toutefois que la géométrie du caisson et les routages des câbles pouvaient être considérés comme canoniques lors de cette première phase de manipulation.

La seconde campagne se distinguait de la première par une complexification notable de la structure étudiée (introduction de structures métalliques à l'intérieur des volumes "ailes"), des routages de câbles réalistes (présentant des coudes, des ruptures d'impédances), et des câblages eux-mêmes complexes (du type lignes multiconducteur en couplage serré). Vu le nombre important de ports à considérer dans chaque boîte noire, le relevé expérimental de tous les paramètres-S a paru fastidieux (faute d'un banc automatique d'acquisition) et n'a pas été effectué systématiquement, par contre tous ont été simulés. La question posée lors de cette phase était, en effet, d'étudier si la modélisation de structures réalistes était toujours possible et quelles étaient les répercussions des imperfections de simulation sur le couplage global.

La troisième campagne avait pour but de placer le caisson sous simulateur et de retrouver les signaux temporels mesurés à partir des simulations fréquentielles effectuées lors des deux précédentes campagnes. Pour des raisons de délais d'impression, les résultats n'ont pu figurer dans ce rapport.

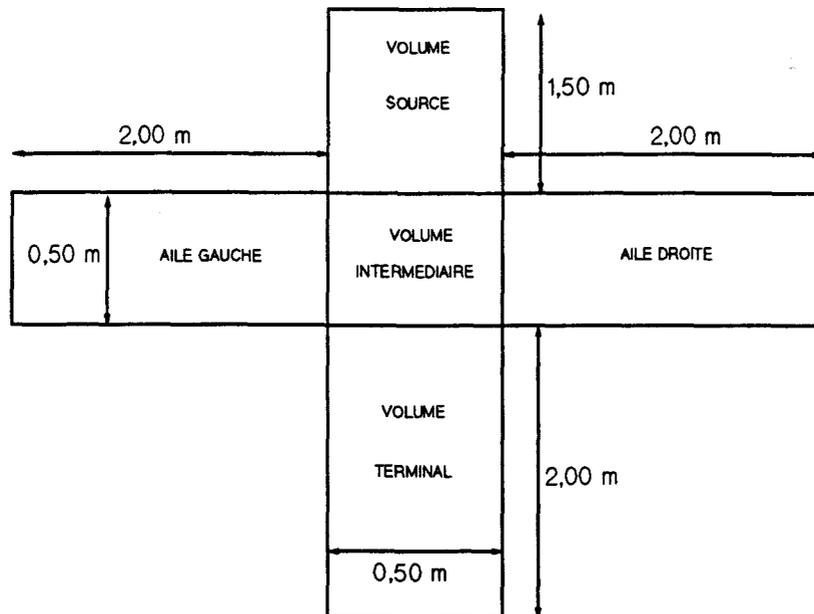


Figure V-10 : Schéma simplifié du caisson CEG/ONERA.

V.3.2 - Présentation des différents caissons élémentaires

V.3.2.1 - Le volume source (figure V-11)

Le volume source est constitué par un parallélépipède de dimensions 50 cm / 30 cm / 100 cm. Une ouverture carrée de 20 cm (ouverture 1) est pratiquée sur la face de dessus. Une ligne passe sous cette ouverture à 5 cm de la paroi.

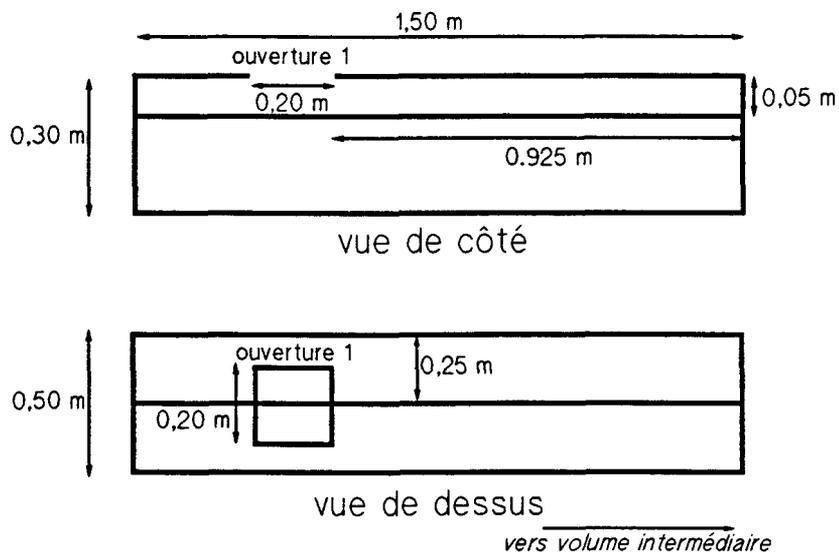


Figure V-11 : Schéma du volume source.

V.3.2.2 - Le volume terminal (figure V-12)

Le volume terminal est constitué d'un parallélépipède de dimensions 50 cm / 30 cm / 200 cm équipé de trois lignes parallèles couplées. Nous avons retenu une configuration dans laquelle les trois lignes sont situées à une distance de 5 cm d'une des parois latérales et espacées entre elles de 2 cm.

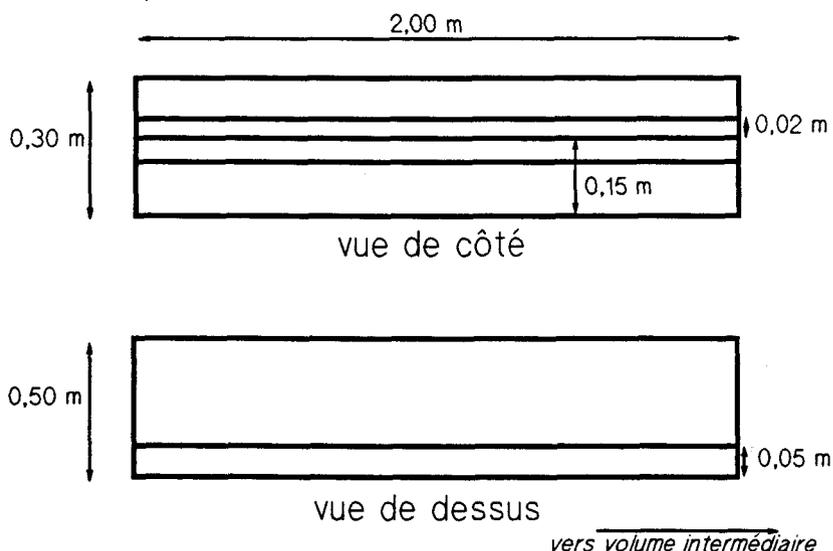


Figure V-12 : Schéma du volume terminal.

V.3.2.3 - Le volume intermédiaire (figure V-13)

Le volume intermédiaire correspond à une zone de dimensions 50 cm / 30 cm / 50 cm dans laquelle nous avons placé un boîtier comportant un circuit électronique à quatre ports de façon à simuler un équipement sensible. Les câbles connectant les ports du circuit aux ports du volume intermédiaire sont des câbles coaxiaux assurant une bonne faradisation de tout le circuit interne au volume intermédiaire. De plus, les conditions de fermeture des trappes d'accès ont été particulièrement soignées (utilisation de joints électromagnétiques) de façon à pouvoir considérer la zone, comme une zone parfaitement propre.

Deux types de circuits ont été utilisés et sont représentés figure V-14 sous le nom de boîtier n°1 et boîtier n°2. Le boîtier n°1 est constitué de connexions simples de type court-circuit ou circuit ouvert entre les différents ports. Le boîtier n°2 représente un circuit électrique constitué de plusieurs éléments passifs R , L , C connectés de façon arbitraire. Les valeurs des composants utilisés sont les suivantes : $L = 3,9 \mu\text{H}$; $R_1 = 51 \Omega$; $R_2 = 10 \Omega$; $C_1 = 10 \text{ nF}$; $C_2 = 1 \text{ nF}$.

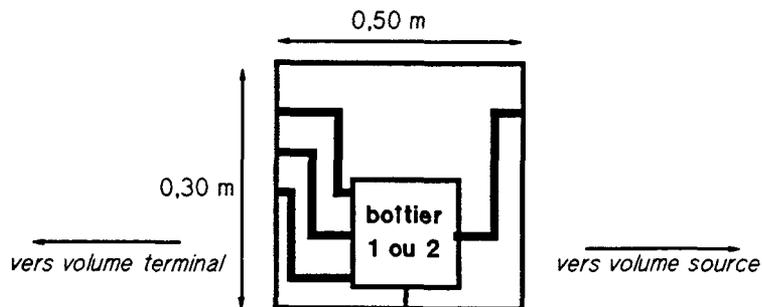


Figure V-13 : Schéma du volume intermédiaire.

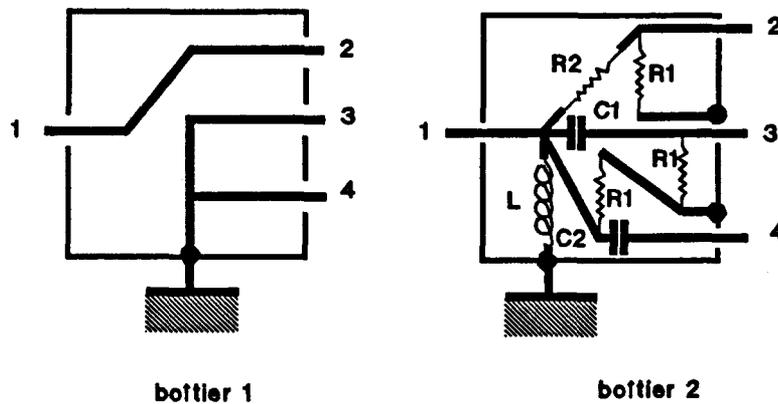


Figure V-14 : Schémas des deux boîtiers du volume intermédiaire.

V.3.2.4 - Le volume aile droite (figure V-15)

Avec le volume aile droite (photo 7), nous abordons les volumes élémentaires équipés d'un câblage complexe. Ce volume comprend une ligne trifilaire torsadée, disponible dans le commerce (présentant donc des caractéristiques tout à fait quelconques) placée à 5 cm de la paroi du dessus. Elle chemine le long d'un renfort métallique placé, lui aussi à une distance de l'ordre de 5 cm par rapport à la paroi du dessus. La ligne trifilaire est plaquée sur le renfort métallique ; ce dernier a été rajouté dans le but de "densifier" le volume interne.

A l'extrémité du renfort métallique, la ligne trifilaire se sépare en une ligne bifilaire torsadée rejoignant l'autre extrémité du caisson et une ligne monofilaire perpendiculaire connectée à une paroi latérale. Ces deux lignes demeurent à une distance de 5 cm de la paroi du dessus.

Une ouverture carrée de 20 cm (ouverture 2) est pratiquée dans celle-ci et permet d'exciter la ligne bifilaire.

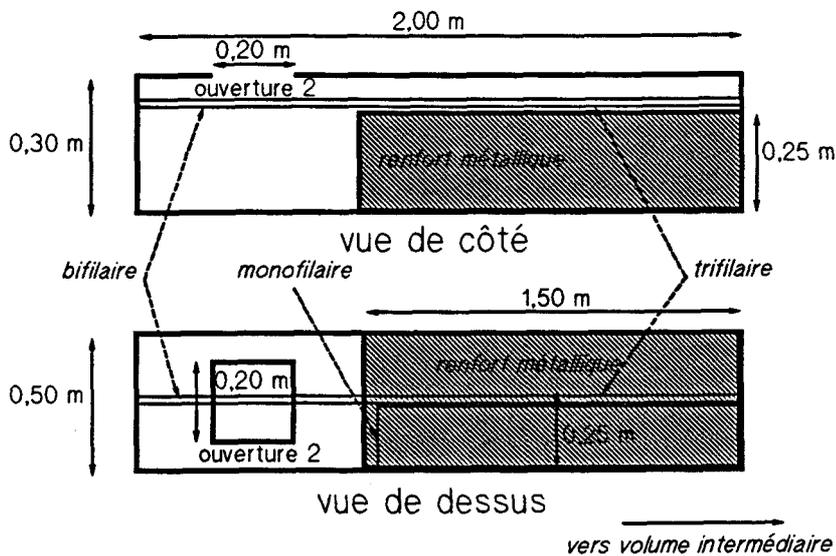


Figure V-15 : Schéma de l'aile droite.

V.3.2.5 - Le volume aile gauche (figure V-16)

Le volume aile gauche (photo 8) est conçu dans le même esprit que le volume aile droite. Il comprend un élément structural sous forme d'un gros tube métallique, connecté d'un bout à l'autre du caisson, pouvant participer au couplage puisque placé sous une ouverture carrée de 20 cm de côté (ouverture 3). Il est censé représenter un tuyau métallique de forte section de type conduite hydraulique.

Une ligne trifilaire torsadée chemine le long de ce tube sur une longueur de 1 m depuis le panneau commun au volume intermédiaire. La ligne présente ensuite un coude et part perpendiculairement pour se connecter à une des parois latérales.

On notera également que le conducteur métallique est équipé de deux connecteurs permettant de le considérer comme un conducteur filaire au même titre que les autres. Notamment, il est possible d'étudier grâce à ce dispositif l'influence d'une mauvaise connexion du tube à la structure métallique.

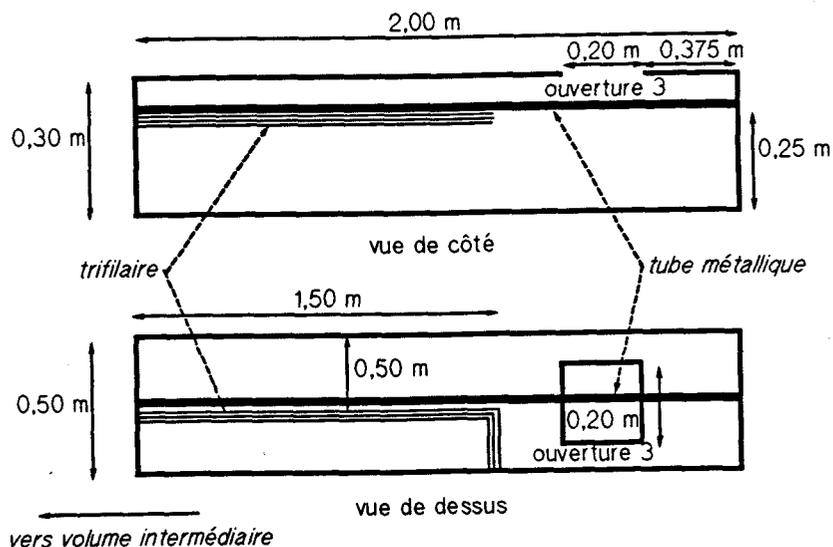


Figure V-16 : Schéma de l'aile gauche.

V.3.2.6 - Découpage topologique

Le découpage topologique résultant de l'analyse géométrique des différents caissons élémentaires devient relativement simple. Sur le diagramme topologique représenté figure V-17, le volume $V_{1,1}$ représente le volume extérieur. Le premier niveau de blindage est constitué par la surface extérieure du caisson. Le volume intérieur à cette surface se décompose alors en cinq volumes élémentaires constitués par les volumes présentés précédemment.

sur

La correspondance est la suivante :

à l'ext.

$V_{2,1}$: volume source,

$V_{2,2}$: volume intermédiaire,

à l'int.

$V_{2,3}$: volume terminal,

à l'ext.

$V_{2,4}$: aile droite,

$V_{2,5}$: aile gauche,

$V_{3,1}$: volume regroupant le boîtier et les câbles coaxiaux du volume intermédiaire.

Dans les volumes autres que $V_{2,2}$, les observables considérés seront directement les tensions et courants pris en différents points des câblages internes (comme pour l'expérimentation sur la maquette Transall). Nous ne prendrons pas en compte de volumes plus internes. Par contre, dans le volume $V_{2,2}$, on peut considérer un deuxième niveau de blindage constitué par le blindage métallique des boîtiers 1 ou 2 et les différents blindages des câbles coaxiaux. Les observables prises dans $V_{2,2}$ seront donc les données de champs électromagnétiques, en différents points du volume. Le volume interne au deuxième niveau de blindage, $V_{3,1}$, sera considéré dans son ensemble sans différencier les volumes internes des boîtiers et des divers câbles coaxiaux.

Le graphe de la figure V-17 recense les voies de pénétration à considérer dans l'étude du problème global.

Le couplage extérieur provient essentiellement de la pénétration par les trois ouvertures 1, 2 et 3. L'énergie se couple ensuite directement sur les câbles dans les volumes $V_{2,1}$, $V_{2,4}$ et $V_{2,5}$. Les autres pénétrations à considérer concernent des interactions réciproques associées aux différentes connexions entre les câblages élémentaires de chaque volume. Un premier groupe d'arêtes décrit la possibilité d'interaction des volumes $V_{2,1}$, $V_{2,3}$, $V_{2,4}$ et $V_{2,5}$ avec le volume intermédiaire $V_{2,2}$ (à cause d'éventuelles connexions non blindées, par exemple). L'autre groupe d'arêtes décrit les connexions éventuelles pouvant exister entre ces différents volumes et certains câbles coaxiaux du volume $V_{3,1}$.

Pour un problème donné, toutes ces interactions réciproques avec le volume intermédiaire ne sont pas nécessairement à considérer et dépendent des connexions de câblages choisies. Le graphe de la figure V-17 présente l'avantage de décrire tous les cas d'assemblages entre volumes et de raccordement de câbles que nous avons traités lors de cette manipulation.

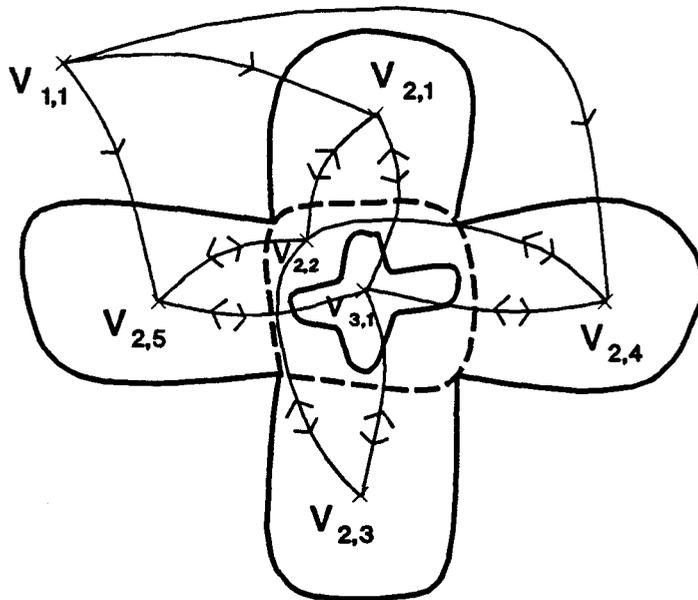


Figure V-17 : Diagramme et graphe décrivant la topologie du caisson CEG/ONERA.

V.3.3 - Caractérisation topologique des différents volumes

V.3.3.1 - Systèmes d'injection utilisés

Les systèmes d'injection utilisés lors des deux premières phases de manipulation réalisées en laboratoire reprennent le principe d'excitation d'un fil sous ouverture en illuminant celle-ci par un dispositif facile à modéliser dans le formalisme de réseaux. Nous avons donc utilisé deux types de dispositifs, l'un sur la base d'un câble coaxial 50Ω , dénudé au niveau de l'ouverture (dispositif déjà utilisé dans la manipulation sur maquette Transall), et l'autre sur la base d'une strip-line recouvrant l'ouverture et permettant d'approcher le couplage par onde plane. Sauf précision, tous les résultats présentés concerneront une injection de type câble coaxial dénudé.

V.3.3.2 - Présentation des réseaux correspondant aux différents volumes élémentaires

Nous allons maintenant présenter les réseaux élémentaires correspondant aux différents volumes. Les conventions adoptées pour la numérotation des jonctions, des tubes et de la taille des tubes seront les mêmes que celles utilisées sur la figure V-7.

V.3.3.2.1 - Réseau du volume source

Les tubes 1 et 2 correspondent au système d'excitation en dehors de l'ouverture (d'impédance caractéristique 50Ω). Les tubes 4 et 5 correspondent à la ligne interne en dehors de l'ouverture. Le couplage de ce fil sous l'ouverture avec le fil externe est simulé sous forme d'un tube de dimension 2, comme nous l'avons fait au paragraphe V.2.5. Les jonctions terminales 1 et 2 sont prises égales à 50Ω ; la jonction terminale 4 peut être variable. La jonction 3 assure la connexion avec le volume intermédiaire. Les jonctions 5 et 6 sont identiques aux jonctions 5 et 6 de la figure V-5.b.

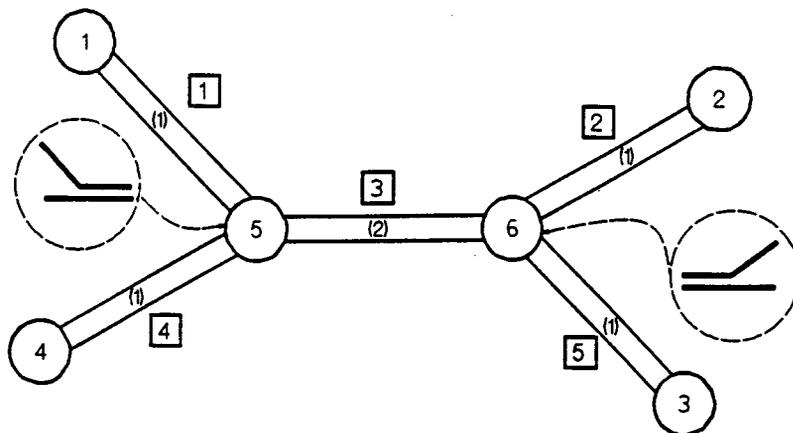


Figure V-18 : Réseau topologique correspondant au volume source.

V.3.3.2.2 - Réseau du volume intermédiaire (figure V-19)

Le réseau topologique du volume intermédiaire se compose de quatre tubes représentant les quatre câbles coaxiaux 50Ω de liaison. Les jonctions 1,2,3,4 permettent de raccorder le volume aux autres volumes élémentaires. La jonction 5 correspond au boîtier 1 ou 2 dont les paramètres-S du circuit électrique interne peuvent aisément être simulés analytiquement (cas du boîtier 1) ou par un code de calcul de circuits électriques de type Touchstone (cas du boîtier 2).

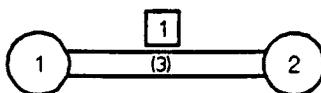


Figure V-19 : Réseau topologique correspondant au volume terminal.

V.3.3.2.3 - Réseau du volume terminal (figure V-20)

Le réseau du volume intermédiaire est relativement simple et se limite à un seul tube de dimension 3 connecté à deux jonctions. La jonction 1 traduit le raccordement du volume intermédiaire et la jonction 2 représente la charge terminale de la ligne trifilaire.

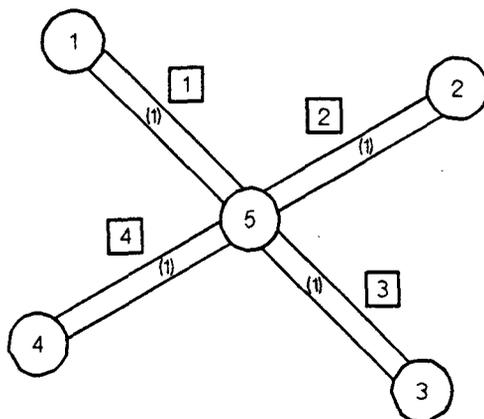


Figure V-20 : Réseau topologique correspondant au volume intermédiaire.

V.3.3.2.4 - Réseau du volume aile droite (figure V-21)

Le réseau topologique associé au volume aile droite reprend en partie la structure du réseau du volume source. La signification des tubes 1,2,3,4,5 est la même. Toutefois, on tient compte du fait que le fil interne excité est une bifilaire ; les tubes 4 et 5 sont donc de dimension 2, et le tube traduisant le couplage sous ouverture, de dimension 3.

Le tube 7 représente, quant à lui, la ligne trifilaire reposant sur le renfort métallique et le tube 6, de dimension 1, la ligne monofilaire se connectant à la paroi latérale. La jonction 3 traduit alors la séparation de la ligne trifilaire en une ligne bifilaire et une ligne monofilaire.

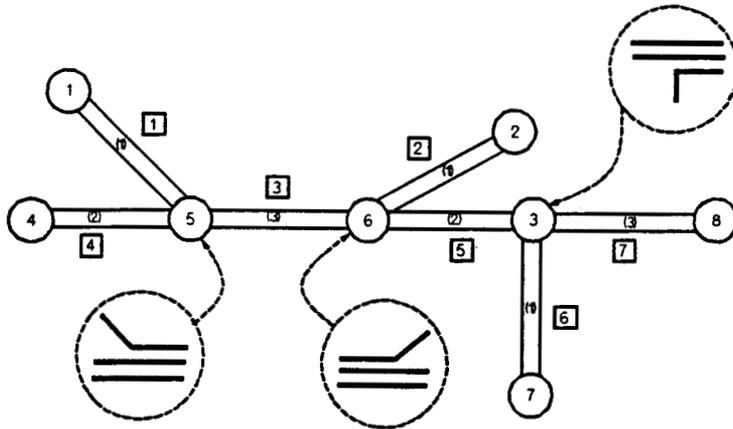


Figure V-21 : Réseau du volume aile droite.

V.3.3.2.5 - Réseau du volume aile gauche (figure V-22)

Toute la partie du réseau de l'aile gauche concernant le couplage par ouverture est identique au réseau de la figure V-18. Au niveau de la jonction 3, le tube se prolonge par le tube 7, de dimension 4 (dont les conducteurs élémentaires sont constitués par les conducteurs de la ligne trifilaire et du tuyau métallique) et le tube 6 défini par la ligne trifilaire connectée sur une des parois latérales.

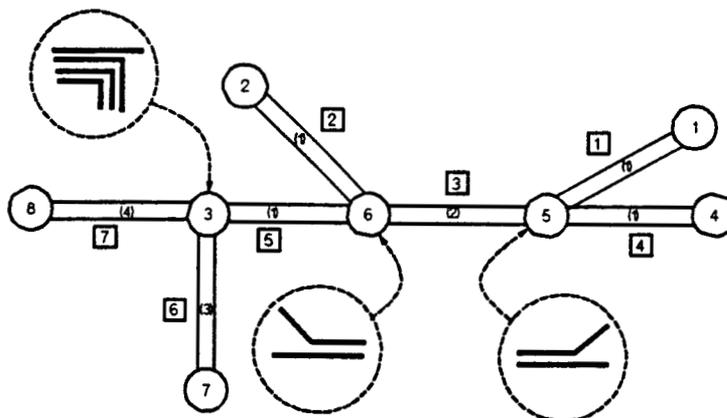


Figure V-22 : Réseau du volume aile gauche.

V.3.3.3 - Techniques de caractérisation des lignes multiconducteur de la structure

V.3.3.3.1 - Principes généraux

Les différents caissons élémentaires étudiés dans cette manipulation comportent un grand nombre de types de lignes multiconducteur. Ces différentes lignes doivent être caractérisées expérimentalement de façon à déterminer les paramètres primaires de type matrices résistance, inductance et capacité, nécessaires au calcul des caractéristiques de propagation des différents tubes introduits dans les réseaux de simulation. Les conducteurs élémentaires de ces lignes sont en couplage lâche et torsadés, ce qui rend l'application de toute formule analytique impossible pour ces dernières.

La méthode de caractérisation expérimentale la moins contraignante suppose de recréer dans une manipulation annexe la topologie de la ligne. Par exemple, toute ligne multiconducteur cheminant à une distance constante d'une paroi pourra être caractérisée en mesurant les paramètres de cette même ligne sur un plan conducteur. Nous avons comparé cette méthode à celle consistant à déterminer directement les caractéristiques dans la structure réelle : cette méthode suppose, dans un premier temps, qu'on puisse déconnecter le câblage réel, puis de le remplacer par un câblage d'essai et éventuellement, de modifier la géométrie interne du volume.

D'autre part, suivant le type de ligne multiconducteur, différentes techniques de mesures doivent être considérées, combinées, voire même optimisées de façon à déterminer précisément les matrices L et C. Nous supposons que les valeurs de ces paramètres sont correctes lorsqu'une fois introduites dans un réseau élémentaire constitué par un tube et deux jonctions de terminaison (voir figure III-8), elles donnent une simulation correcte des paramètres-S mesurés.

Les différentes techniques de mesures utilisées peuvent être classées en deux catégories :

- les mesures directes des paramètres R,L,C, réalisées directement à l'aide de dispositifs expérimentaux de type pont de mesure d'impédances,

- les mesures indirectes basées sur l'interprétation de certaines courbes de paramètres-S relevées à l'analyseur de réseau.

1°/ Les mesures directes

La détermination directe des paramètres primaires concerne les lignes multiconducteur en couplage lâche, c'est-à-dire celles pour lesquelles le couplage par inductance et capacité mutuelle reste négligeable par rapport aux termes de mode commun ([1]). Autrement dit, cette technique suppose que le milieu ambiant puisse être considéré comme homogène.

Cette technique a pu être appliquée pour caractériser la ligne monofilaire sous l'ouverture dans le volume source, la ligne trifilaire dans le volume terminal (dans une configuration de couplage lâche), le tuyau métallique dans le volume aile gauche. Dans le cas de ce dernier, signalons que la détermination in situ des paramètres L et C nous a contraint à enlever la ligne trifilaire coudée.

Remarquons également qu'une autre technique de mesure peut être appliquée et consiste à utiliser un réflectomètre pour déterminer la matrice impédance caractéristique de la ligne ([2]). En faisant l'approximation d'un milieu homogène (c'est-à-dire que la vitesse de propagation de mode commun est égale à la vitesse de mode différentiel), on peut alors aisément remonter aux matrices inductance et capacité.

Les techniques de mesures directes présentent l'avantage d'être facilement réalisables, et demandent peu de traitement pour remonter aux valeurs élémentaires de L et C. Par contre, elles deviennent rapidement inapplicables lorsque les couplages par mutuelles ne peuvent plus être négligés par rapport aux couplages propres.

2°/ Les mesures indirectes

Les mesures indirectes que nous avons appliquées présentent l'avantage d'utiliser un analyseur de réseaux. Ceux-ci effectuent, en effet, des

étalonnages performants dans le plan des ports de mesure, permettant de s'affranchir de tous les termes parasites introduits par les connecteurs et les câbles de mesure. Une fois effectuées, les mesures doivent être traitées de façon à remonter aux valeurs d'inductance et de capacité. Elles sont particulièrement nécessaires dans le cas où la ligne multiconducteur présente des vitesses de mode commun et de modes différentiels différents.

Par exemple, une manière efficace de déterminer les termes d'inductance L_{12} et de capacité mutuelle C_{12} entre deux conducteurs 1 et 2 consiste à considérer le schéma de mesure proposé figure V-23. Tous les conducteurs d'intérêt sont chargés par 50Ω et on mesure ensuite les paramètres S_{41} et S_{31} , en basse fréquence, sur le système à quatre ports ainsi constitué. Les courbes présentent alors une variation du type :

$$S_{41} = 20 \log \omega + C^{te1} \quad (V-4)$$

$$S_{31} = 20 \log \omega + C^{te2} \quad (V-5)$$

$$C^{te1} = \frac{1}{2} \left[Z_{c0} C_{12} + \frac{L_{12}}{Z_{c0}} \right] \quad (V-6)$$

$$C^{te2} = \frac{1}{2} \left[Z_{c0} C_{12} - \frac{L_{12}}{Z_{c0}} \right] \quad (V-7)$$

avec $Z_{c0} = 50 \Omega$.

On retrouve ici les relations du type (IV-15) et (IV-14) concernant le couplage de deux fils situés de part et d'autre d'une ouverture avec $\alpha = L_{12}$ et $\beta = C_{12}$. On peut, en effet appliquer exactement le même type de raisonnement pour le couplage de deux conducteurs. La différence avec le modèle de l'ouverture est que la zone sur laquelle sont répartis les générateurs de tension et courant concerne toute la longueur de la ligne multifilaire.

Les termes propres, quant à eux, peuvent être calculés directement à partir de la mesure de coefficients de réflexion, pour des conditions de charges précises.

Lorsqu'on reproduit expérimentalement le câble multiconducteur sur un plan conducteur annexe, on ne peut que partiellement rendre compte de la géométrie réelle environnant le câble (on pense plus particulièrement aux effets de parois). Ce type d'erreur peut être minimisé en réalisant des mesures in-situ. Celles-ci supposent cependant de pouvoir tendre un câble identique d'un bout à l'autre du caisson. On sera conscient que de telles interventions ne sont pas toujours réalisables dans la pratique. En plus de la déconnexion du câblage réel, elles nécessitent parfois de modifier la géométrie interne. Par exemple, la caractérisation in-situ de la ligne bifilaire du volume aile droite nous a contraint à enlever le renfort métallique ; celle de la ligne trifilaire nous a, par contre, obligé à remplacer ce renfort métallique par une plaque conductrice, placée à la même hauteur que le renfort, mais localisée sur toute la longueur du caisson.

D'une manière générale, les erreurs commises sur la détermination des paramètres L,C se traduisent en hautes fréquences par des différences sur les pics des fréquences de résonance. On est donc souvent amené à optimiser les termes diagonaux des matrices. On peut alors utiliser un code de calcul de circuits de type Touchstone dans lequel la ligne est modélisée sous forme de cellules élémentaires organisées en série. L'avantage de tels programmes de calcul est de proposer des phases d'optimisation automatiques et performantes sur n'importe quels paramètres. On peut ainsi ajuster les valeurs de capacité et d'inductance propres de façon à coller au mieux avec les courbes de paramètres-S mesurées.

Précisons que les caractérisations du couplage au niveau des ouvertures ont été obtenues par une combinaison de mesures indirectes pour déterminer les termes α et β entre chacun des fils, et de mesures de réflectométrie permettant d'accéder aux termes de capacité et d'inductance propres des fils au niveau de l'ouverture.

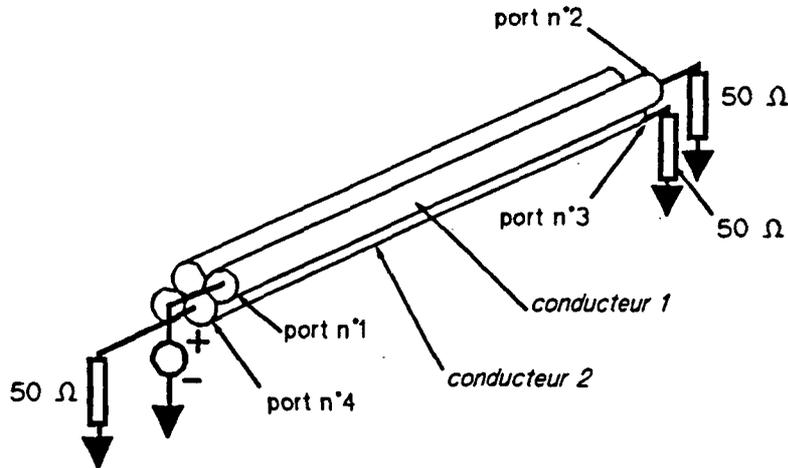


Figure V-23 : Principe de détermination des termes différentiels.

V.3.3.3.2 - Influence des différentes techniques de mesure des paramètres L et C

Dans toutes les mesures, nous nous sommes posé la question de l'influence des différentes techniques de caractérisation des lignes multiconducteur sur la réponse globale du réseau.

A titre d'exemple, les courbes de la figure V-24 représentent le paramètre S_{71} de l'aile gauche déterminé par plusieurs simulations ; le port d'injection est situé sur la jonction 1 (voir figure V-22) ; la réponse est prise au niveau d'un des ports de la jonction 7.

La courbe (1) représente un résultat de simulation où tous les tubes ont été caractérisés par mesures directes des termes d'inductance et de capacité sur une manipulation annexe consistant à reproduire la topologie de la ligne sur un plan conducteur.

La courbe (2) est obtenue toujours par mesures directes, mais réalisée cette fois in-situ sur la maquette.

La courbe (3) présente le résultat de simulation dans le cas où les paramètres de lignes sont déduits des mesures de paramètres-S réalisées in-situ.

Toutes ces courbes sont à comparer avec la courbe (4) représentant la mesure du paramètre-S effectuée sur le caisson élémentaire. On en déduit que la détermination des paramètres L et C par mesures directes n'est plus satisfaisante au-delà de 50 MHz lorsque les lignes étudiées sont en couplage très serré, comme c'est le cas pour les lignes trifilaires et bifilaires intervenant dans le réseau considéré. Par contre, la déduction de ces paramètres, à l'aide de mesures de paramètres-S sur les lignes multiconducteur permet d'obtenir une simulation haute fréquence bien plus satisfaisante.

La figure V-25 permet de juger du degré de précision que peut atteindre la simulation lorsque tous les paramètres de lignes sont par la suite optimisés. L'exemple présente le paramètre S_{g1} mesuré sur l'aile droite : l'injection est appliquée sur la jonction 1 de la figure V-21, et la sortie située au niveau de la jonction 8. On mentionnera que les phases d'optimisation sont des phases relativement longues, suivant le degré de précision souhaité, et interdisent quelque peu le dépouillement des mesures globales en temps réel. D'une manière générale, une simulation relativement bonne a pu être obtenue jusqu'à une fréquence de 200 MHz, en utilisant des méthodes d'optimisation rapides basées sur une combinaison des paramètres obtenus par les différentes techniques de mesures de L et C. Ainsi, les paramètres différentiels du type L_{ij} ou C_{ij} seront déterminés par mesures indirectes à l'analyseur de réseaux, alors que les termes propres de type L_{ii} et C_{ii} proviendront de mesures directes.

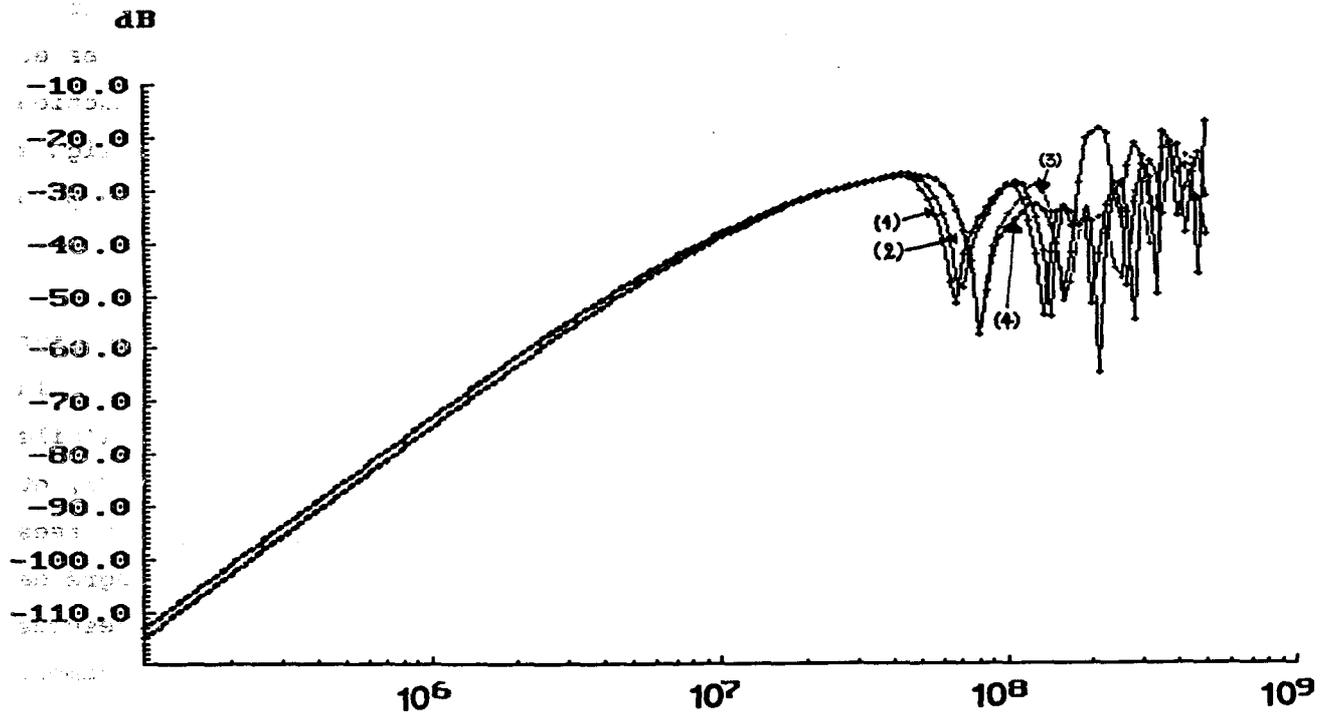


Figure V-24 : Influence des différentes techniques de mesure des paramètres L et C des lignes sur la simulation du couplage dans l'aile gauche ; injection au niveau de la jonction 1 ; réponse au niveau de la jonction 7 (voir figure V-22).

- (1) Paramètres L et C déterminés par mesure directe sur une manipulation annexe,
- (2) Paramètres L et C déterminés in-situ par mesures directes,
- (3) Paramètres L et C déduits des mesures de paramètres-S des lignes,
- (4) Mesure globale de paramètres-S sur caisson.

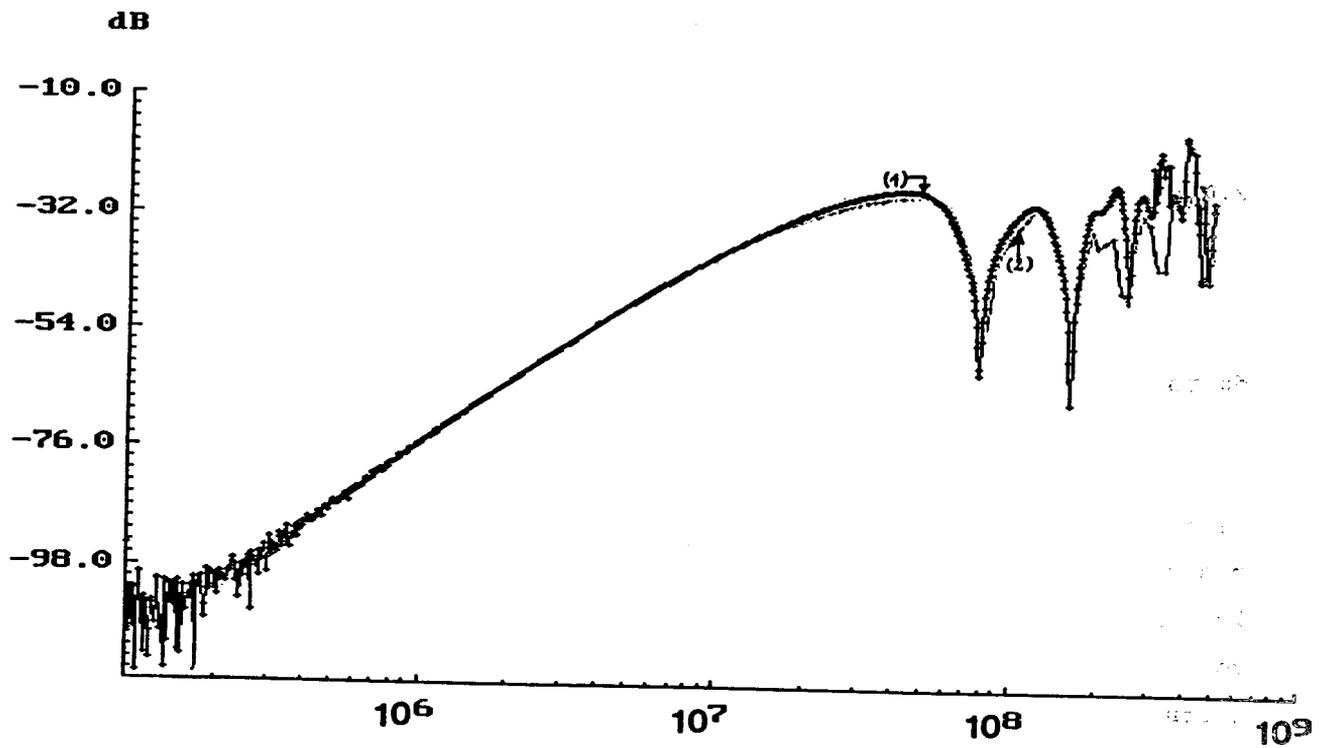


Figure V-25 : Comparaison mesure directe/simulation dans le cas où les paramètres L et C des lignes sont optimisés ; injection au niveau de la jonction 1 de l'aile droite ; réponse au niveau de la jonction 8 (voir figure V-21).

- (1) Mesure,
 (2) Simulation.

V.3.4 - Caractérisation du couplage global

V.3.4.1 - Couplage sur le caisson central

Nous appelons caisson central, le caisson constitué par l'assemblage du volume source, du volume intermédiaire, du volume terminal.

Il présente l'avantage que chacun des volumes élémentaires constituant cette structure a pu être entièrement caractérisé expérimentalement par mesure des paramètres-S. Pour les autres volumes (ailes droite et gauche) le nombre de points de mesures a été considéré comme trop important (8 ports pour le volume aile droite, soit 36 mesures de paramètres-S ; 10 ports pour le volume aile gauche, soit 55 mesures de paramètres-S). Nous avons préféré simuler la topologie interne de ces volumes.

Nous avons comparé des mesures directes sur le caisson central, avec le résultat de l'assemblage des paramètres-S mesurés et simulés de chacun des volumes élémentaires.

La configuration de raccordement dans le volume intermédiaire est représentée figure V-26.a. Le port 1 du boîtier est connecté au fil interne du volume source. Les autres ports sont connectés aux trois lignes du volume terminal. Le réseau correspondant aux simulations est représenté figure V-26.b. Chacun des trois volumes a été représenté sous forme de boîte noire : les jonctions 1,2,3 correspondent respectivement au volume source, au volume intermédiaire et au volume terminal. Par conséquent, tous les tubes considérés sont des tubes assurant la liaison de ces volumes et seront pris de longueur nulle. Les jonctions 4,5,6,7 correspondent aux différentes charges en extrémité de caisson.

La figure V-27 présente un des résultats obtenus avec le boîtier 2 dans le volume intermédiaire en appliquant des conditions de charges terminales totalement quelconques.

Un des ports d'extrémité du volume terminal a été chargé par une charge capacitive $C = 1000 \text{ pF}$ (au niveau de la jonction 5 sur la figure V-26.b). Le port de la jonction 5 a été, quant à lui, court-circuité

de façon à augmenter le couplage par champ magnétique dans la structure. Toutes les autres charges d'extrémité ont été prises égales à 50Ω , l'injection de la source se faisant en tension au niveau de la jonction 4.

La figure V-27.a montre la tension mesurée sur une des charges 50Ω du volume terminal. La figure V-27.b, est le résultat obtenu lorsque les jonctions 1,2,3 sont caractérisées par les paramètres-S mesurés. La figure V-27.c concerne le même résultat lorsque les jonctions 1,2,3 sont caractérisées par les paramètres-S simulés.

La bonne correspondance entre la mesure globale et l'assemblage des mesures directes, montre que cette dernière méthode, contraignante au niveau du nombre de mesures à effectuer, donne cependant d'excellents résultats. D'autre part, la dernière courbe, entièrement simulée, montre à quel degré de précision peut aboutir la simulation, dans le cas de géométries de câblages relativement propres.

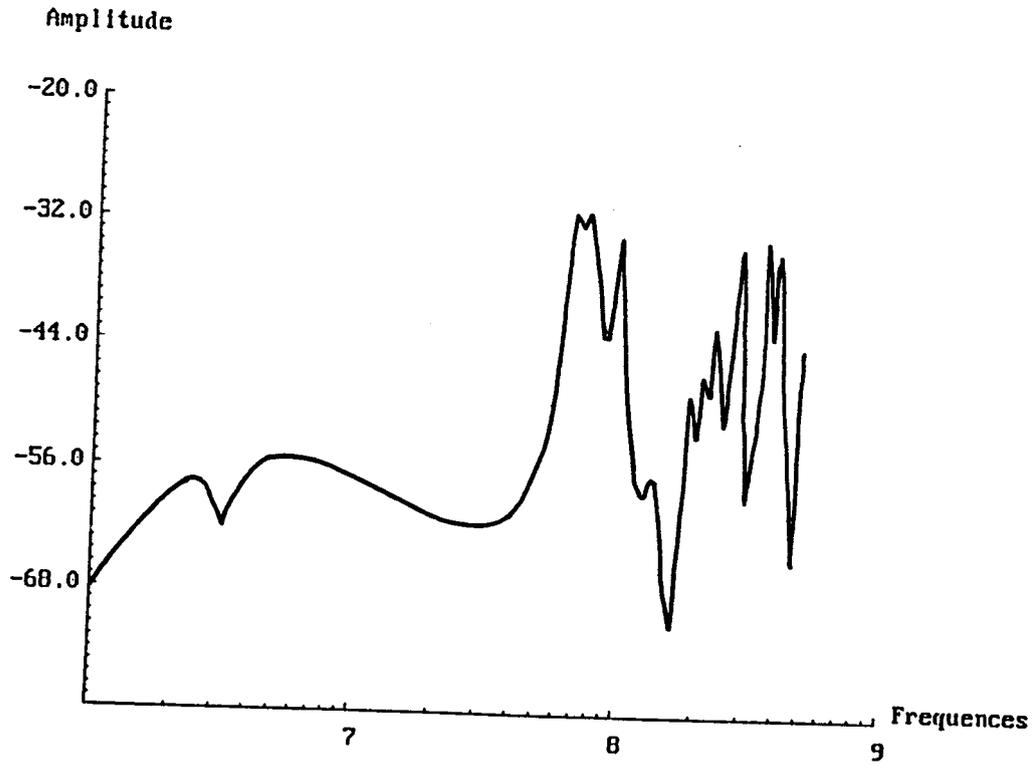


Figure V-27.a : Mesure directe.

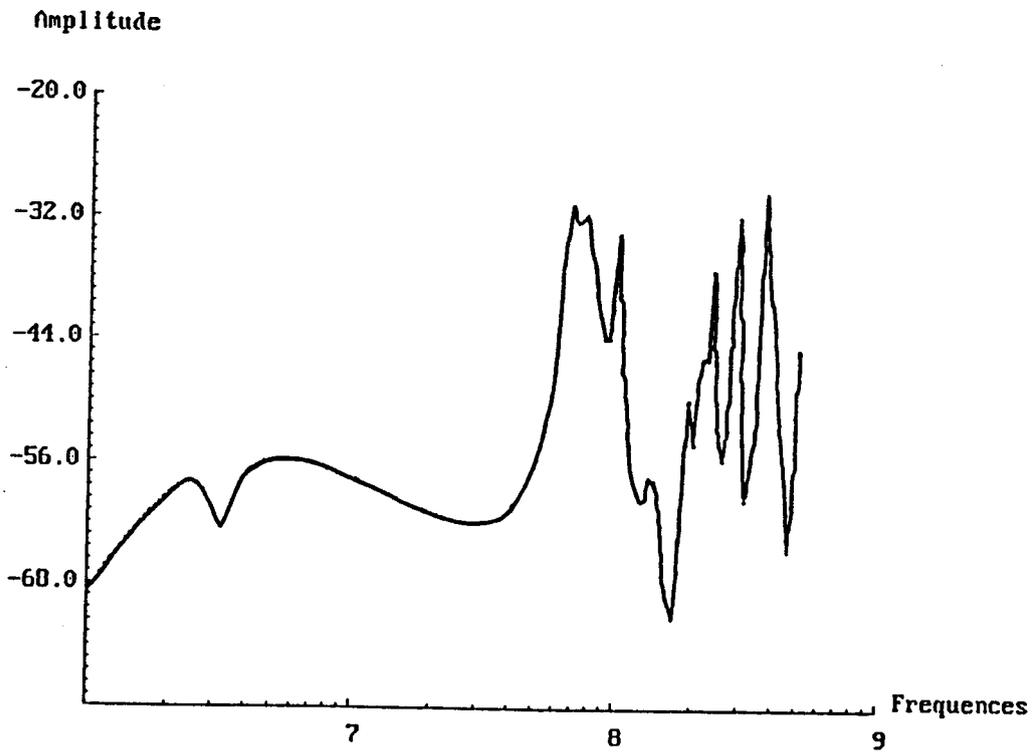


Figure V-27.b : Assemblage de paramètre-S mesurés.

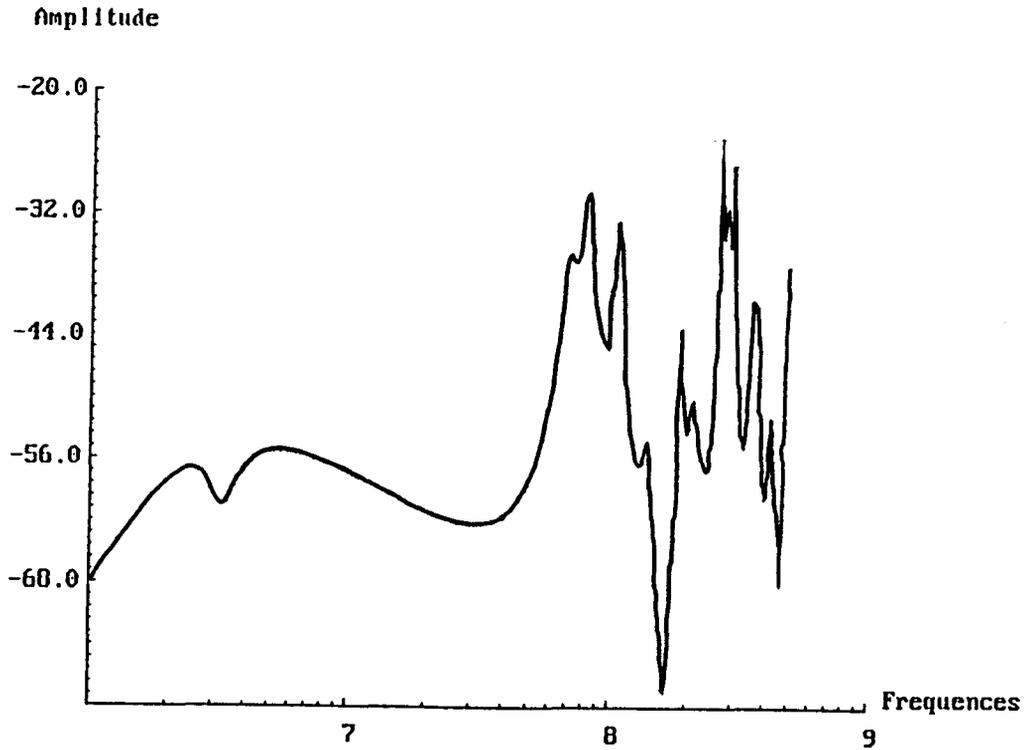


Figure V-27.c : Simulation topologique complète ;
assemblage de paramètres-S simulés.

Figure V-27 : Comparaison des différentes méthodes de caractérisation sur le caisson central (représentation sur l'un des ports d'extrémité du volume terminal chargé sur 50Ω).

V.3.4.2 - Couplage sur le caisson CEG/ONERA

V.3.4.2.1 - Plan de câblage et objectifs

Cette partie concerne les études effectuées sur le caisson entier, c'est-à-dire constitué par l'assemblage des cinq caissons élémentaires. Le nombre de paramètres pouvant varier sur cette structure est considérable, et nous avons dû choisir une configuration de câblage particulière dans le volume intermédiaire. Le plan général de câblage étudié est représenté sur la figure V-28.

Nous avons essayé de construire le réseau topologique de façon à pouvoir considérer, à l'aide d'un même réseau, plusieurs configurations d'agression des ouvertures (excitation simultanée, en série ou parallèle, excitation individuelle).

V.3.4.2.2 - Etablissement du réseau

La première étape de l'étude a consisté à considérer le réseau global correspondant à la figure V-28 et représenté figure V-29. On reconnaît les différents sous-réseaux concernant les volumes source, terminal, aile droite et aile gauche. Par contre, le volume intermédiaire a légèrement été modifié ; toutes les connexions demeurent cependant réalisées à l'aide de câbles coaxiaux. Les jonctions 25, 13, 14 et 16 assurent la liaison avec les autres volumes élémentaires.

A partir du réseau de la figure V-29, il est possible de résoudre l'équation B.L.T et de déterminer les signaux électriques en chacun des ports des jonctions. Cependant, ces signaux sont difficilement vérifiables expérimentalement : les seuls points de mesures possibles sont situés au niveau des jonctions terminales (jonctions 1 à 12).

Nous avons donc choisi de condenser le réseau sous la forme de la figure V-30 où les jonctions équivalentes VS, AD, VT, AG représentent respectivement les volumes source, aile droite, terminal et aile gauche.

Les paramètres-S de chacune de ces jonctions ont été simulés ; remarquons que le réseau de la figure V-30 permet également d'intégrer aisément les paramètres-S mesurés sur chacun de ces volumes.

L'étape suivante a consisté à considérer ce réseau comme un sous-réseau vu de chacune des jonctions terminales, et d'en calculer ses paramètres-S. On définit ainsi une jonction à 17 ports, que nous appellerons "jonction caisson", ou encore "JC" en notation abrégée. Chacun des ports a été numéroté sur la figure. On citera plus particulièrement les ports 1 à 6 qui sont ceux par lesquels il est possible de faire pénétrer la perturbation au niveau des ouvertures.

V.3.4.2.3 - Description de la source externe sous forme d'une jonction

Nous avons cherché à décrire l'injection de la source externe au niveau des ouvertures au moyen d'une jonction que nous appellerons JS, "jonction source". Cette jonction décrit en fait les différentes possibilités de connexion des ports 1,2,3,4,5,6 de la figure V-28, qui correspondent en fait aux extrémités des câbles coaxiaux d'injection. Suivant le nombre d'ouvertures à considérer et la façon d'amener la perturbation, en série ou en parallèle, nous sommes ainsi amenés à calculer un fichier de paramètres-S particulier.

Le calcul des paramètres-S de JC est effectué en modélisant un sous-réseau assurant la répartition d'un signal source sur les différentes ouvertures. Remarquons que l'originalité de cette démarche repose sur le fait qu'elle est inverse à toutes celles proposées précédemment. En effet, on se fixe d'abord une jonction, puis on cherche le sous-réseau correspondant à ses paramètres-S.

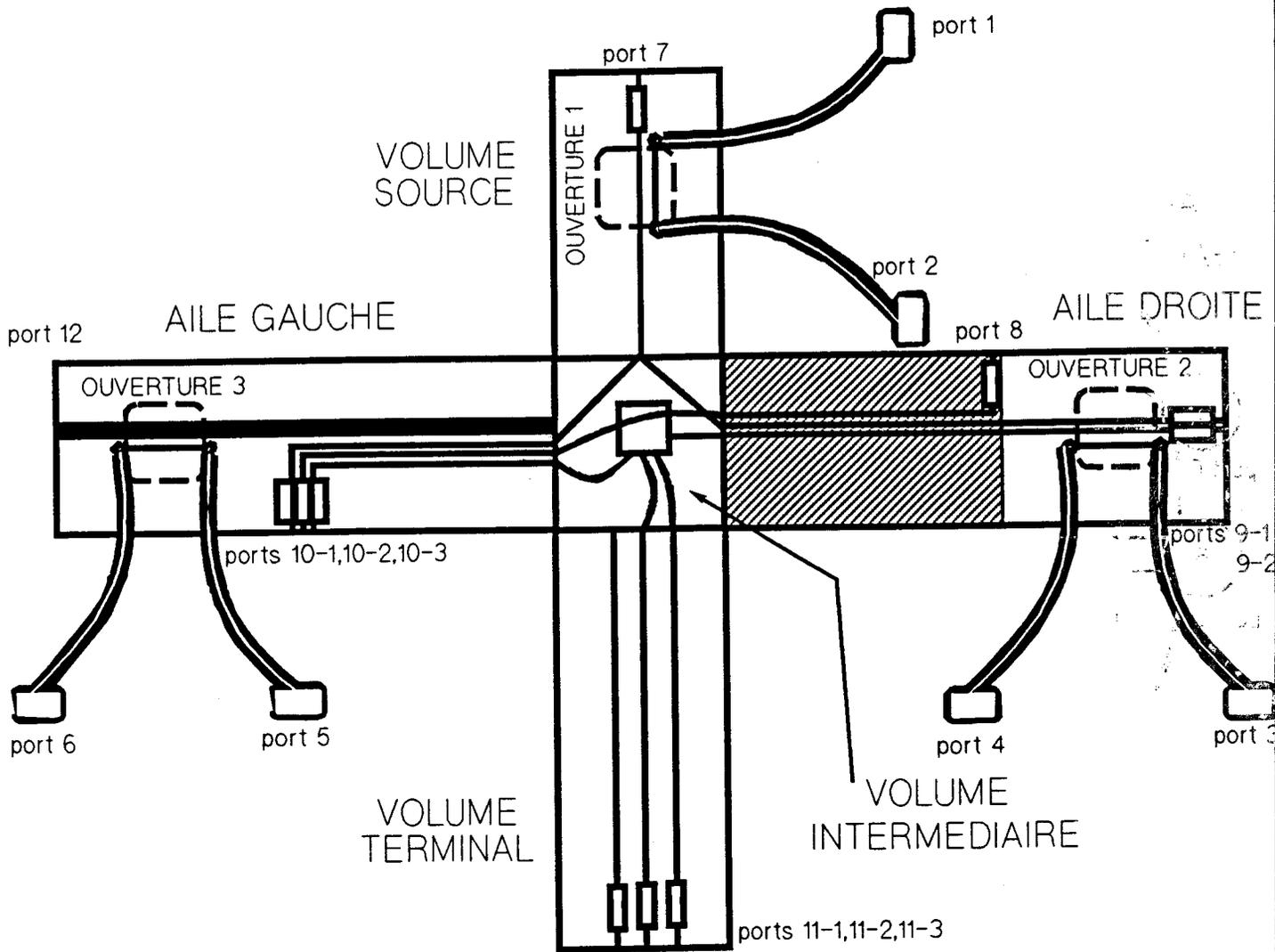


Figure V-28 : Plan de câblage du caisson CEG/ONERA.

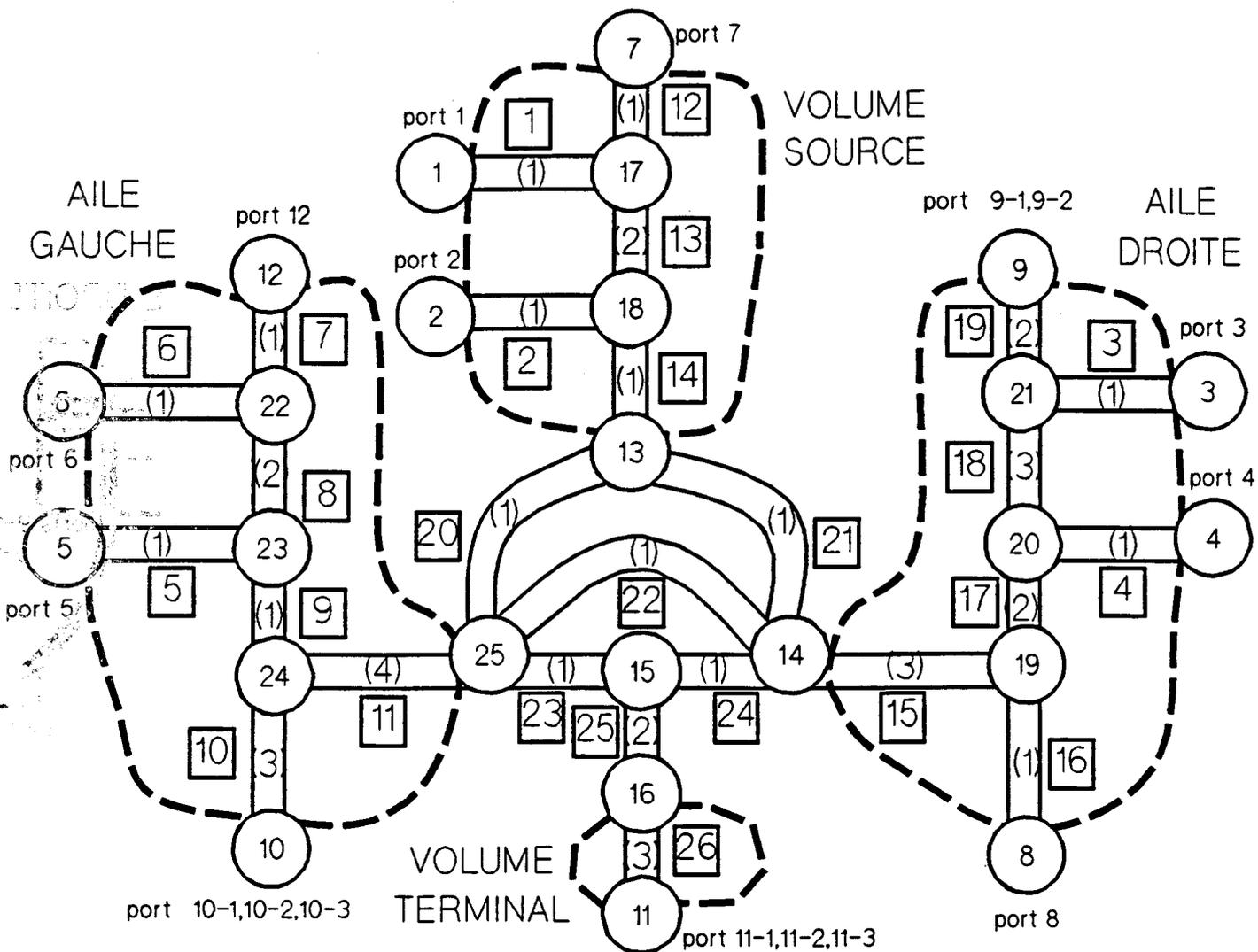


Figure V-29 : Réseau topologique correspondant au caisson CEG/ONERA.

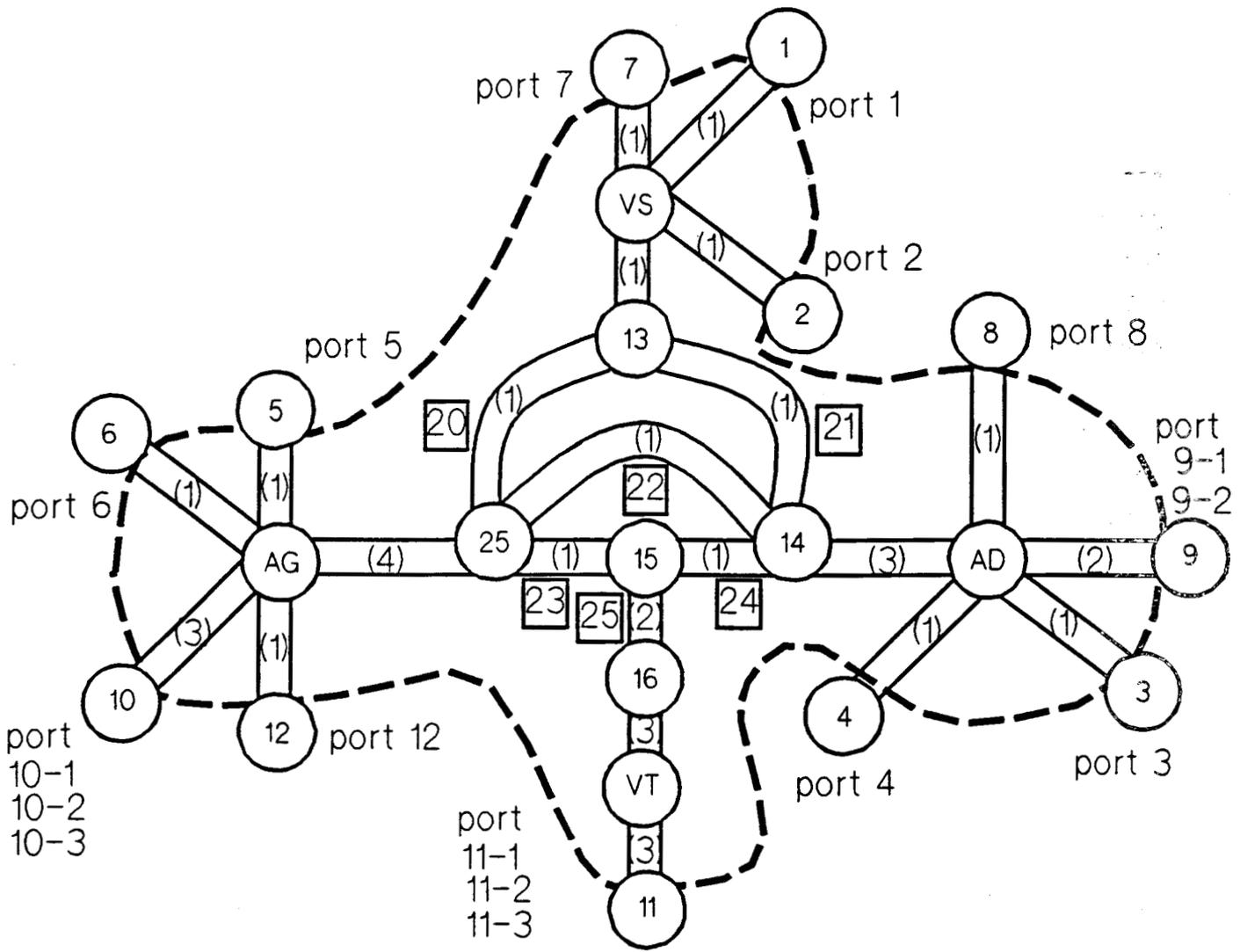


Figure V-30 : Représentation condensée du réseau correspondant au couplage sur le caisson CEG/ONERA.

La figure V-31 montre comment l'étude du couplage sur réseau se trouve maintenant réduite à l'étude d'un réseau particulièrement simple. Toutes les difficultés du câblage ont été reportées au niveau des paramètres-S des jonctions. La jonction JS est une jonction à 7 ports, dont les ports 1 à 6 sont connectés aux ports 1 à 6 de la jonction caisson (correspondant aux points d'entrée des câbles coaxiaux 50Ω au niveau des ouvertures). Tous les tubes considérés dans ce réseau sont supposés de longueur nulle. Le tube 7, connecté au port 7 de JS est celui sur lequel on placera la source correspondant au générateur physique excitant les câbles coaxiaux dénudés.

Toutes les jonctions terminales considérées représentent des charges de 50Ω , excepté la jonction 10, où le port est court-circuité, correspondant à l'extrémité du tube métallique.

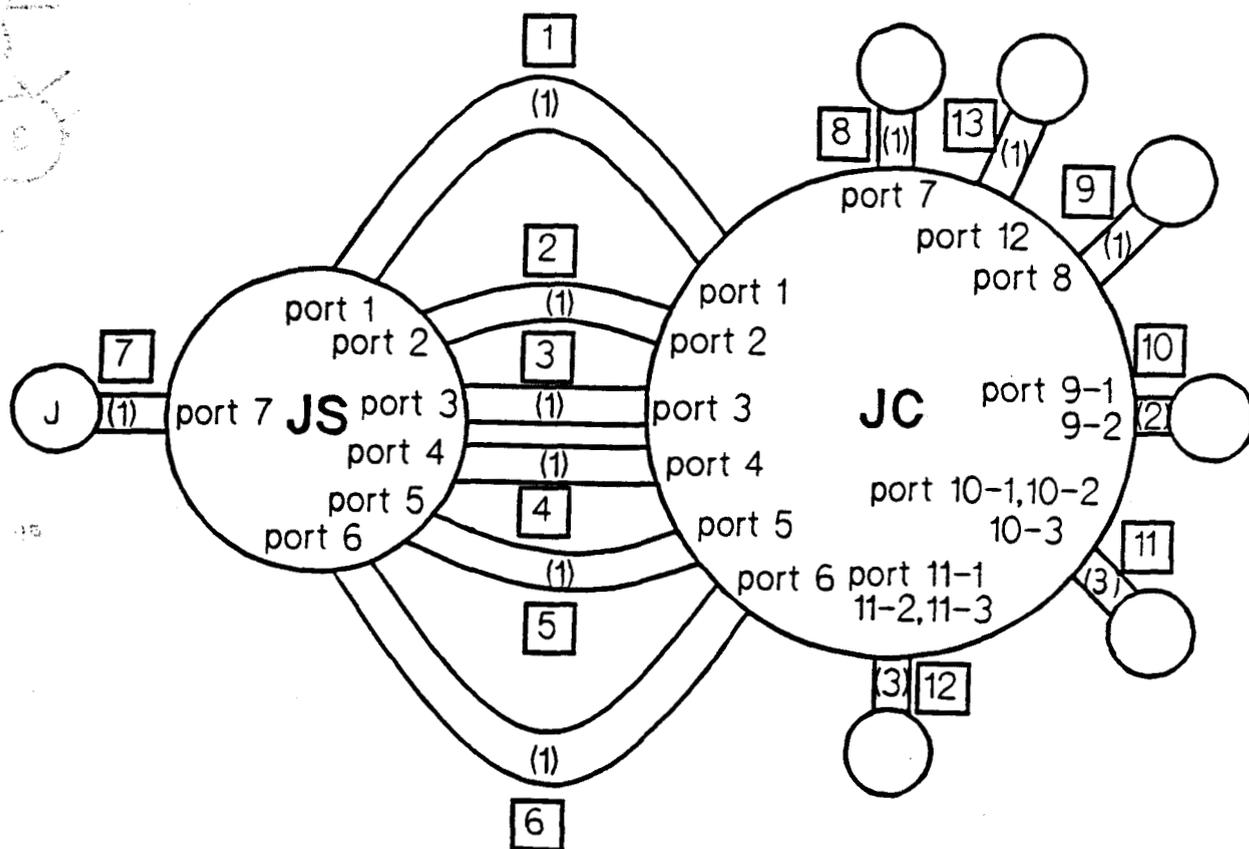


Figure V-31 : Représentation synthétique du couplage sur le caisson CEG sous forme d'une liaison entre une jonction caisson "JC" et une jonction source "JS".

V.3.4.2.4 - Application : excitation série des ouvertures 1 et 2

L'application que nous avons choisi de présenter consiste en l'excitation en série des ouvertures 1 et 2 (sans exciter l'ouverture 3). Le sous-réseau fictif correspondant à la jonction JS est représenté figure V-32.a. Il est constitué d'une jonction interne JD ("jonction de distribution") (figure V-32.b) qui assure les connexions entre les différents tubes externes. Les tubes 1,4,5,6 et 7 sont pris de longueur nulle : en effet, les câbles coaxiaux d'injection au niveau des trois ouvertures sont déjà intégrés dans le réseau de la figure V-29 (tubes 1,2,3,4,5 et 6). Par contre, les tubes 2 et 3 représentent, le câble physique 50Ω reliant les ports 2 et 3 de la jonction JC. La somme de leur longueur doit donc être égale à la longueur physique du câble et leur impédance caractéristique égale à 50Ω .

On remarquera que les conditions d'adaptation des ports 4,5 et 6 de la jonction JD font que l'ouverture 3 n'est pas excitée.

La figure V-33.a présente la comparaison entre un paramètre-S mesuré et simulé sur le volume aile droite. L'injection est réalisée au niveau du port 1 (voir figure V-30) et la réponse obtenue sur le port 9-2 (un des ports de la bifilaire sous l'ouverture 2).

La figure V-33.b illustre le même type de résultat sur le volume aile gauche. La réponse est située sur le port 10-3 (un des ports de la trifilaire plaquée sur le tube métallique).

Ces résultats montrent un bon accord jusqu'à une fréquence de l'ordre de 100 MHz, qui correspond en fait à la limite de simulation de chacun de volumes élémentaires. Par la suite, la simulation se dégrade légèrement. On remarquera cependant que tous les pics de résonance sont présents et que seul leur niveau varie par rapport à la mesure. On peut, par conséquent, supposer qu'une amélioration des techniques expérimentales permettrait d'accéder précisément aux valeurs de L et C et augmenter ainsi la zone de validité de la simulation.

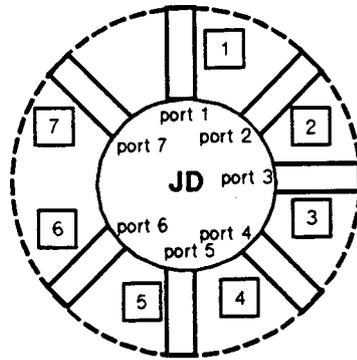


Figure V-32.a : Sous-réseau correspondant à la jonction source.

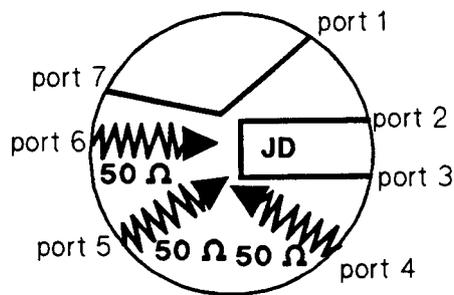


Figure V-32.b : Schéma électrique de la jonction JD.

Figure V-32 : Structure du sous-réseau permettant d'exciter les ouvertures 1 et 2 en série.

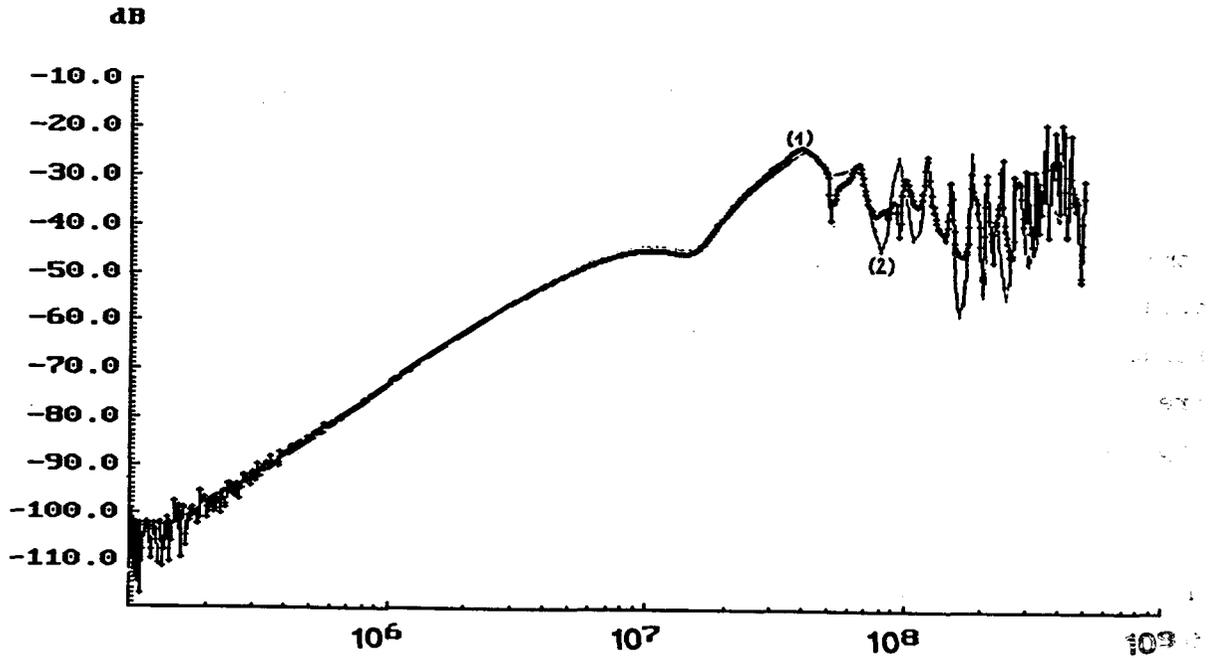


Figure V-33.a : Réponse du port 9-2 (bifilaire de l'aile droite).

(1) Mesure.

(2) Simulation.

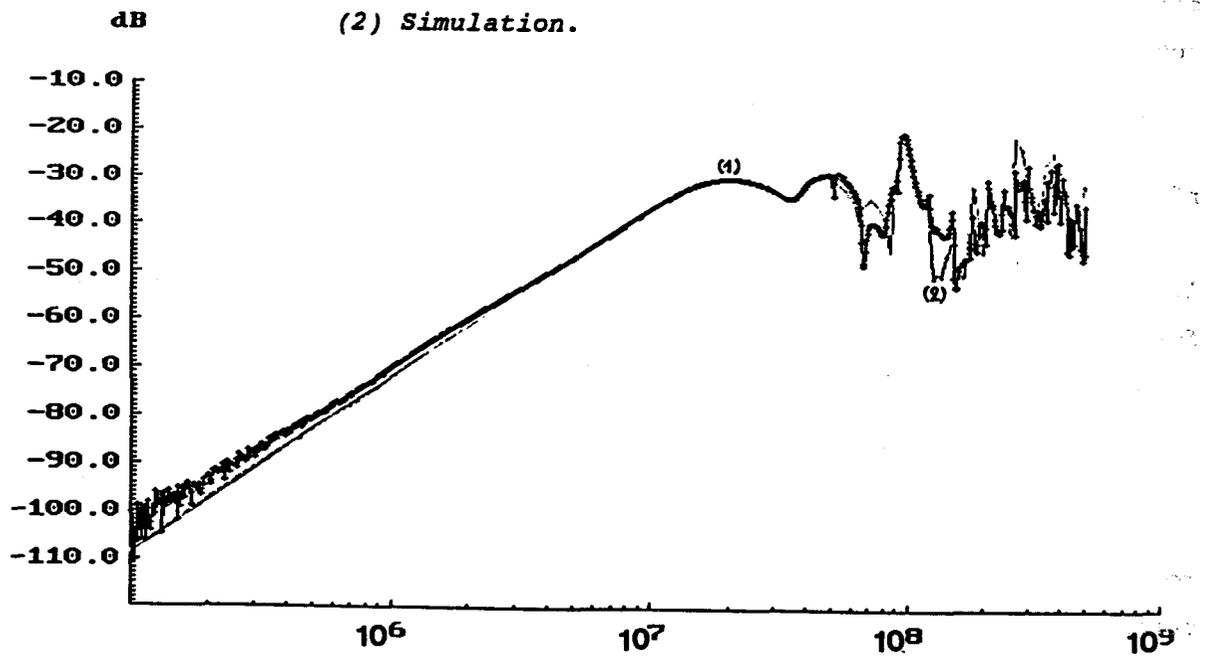


Figure V-33.b : Réponse du port 10-3 (trifilaire de l'aile gauche).

(1) Mesure.

(2) Simulation.

Figure V-33 : Comparaison mesures directes/simulation sur le caisson
CEG/ONERA : injection par le port 9-1 (voir figure V-30).

V.4 - Conclusion du chapitre V

Les deux manipulations présentées dans ce chapitre nous ont montré comment l'application des concepts de Topologie Electromagnétique pouvait être utile pour caractériser le couplage électromagnétique interne sur une structure. Nous avons notamment mis en évidence l'intérêt que pouvait présenter un découpage en zones indépendantes définissant des volumes topologiques élémentaires.

L'expérimentation sur la maquette d'avion Transall nous a montré que dans le cas de volumes complexes, la caractérisation de ces volumes sous forme de boîtes noires dont on mesure les paramètres-S permet d'obtenir une très bonne simulation du couplage sur la structure globale. Elle a notamment souligné la nécessité d'équiper chaque paroi de connecteurs de traversée permettant une mesure à l'analyseur de réseaux sur les câbles d'intérêt, et l'utilité de définir dans le futur un banc d'acquisition automatique des paramètres-S des volumes élémentaires.

La modélisation de la topologie de câblage interne demeure cependant nécessaire lorsqu'on veut prédire des signaux internes à une boîte noire. Elle devient même indispensable lorsqu'une source interne est appliquée sur le réseau (on ne peut alors plus considérer le sous-réseau étudié sous forme de jonction équivalente).

L'expérimentation commune entre le Centre d'Etudes de Gramat et l'ONERA nous a permis d'envisager plusieurs techniques expérimentales permettant de caractériser efficacement une topologie de câblage. Ces méthodes doivent cependant faire l'objet d'études approfondies de façon à obtenir de bonnes simulations globales sur une bande de fréquence allant des basses fréquences jusqu'au Giga-Hertz.

D'une manière synthétique, la précision des simulations obtenues est présentée sur la figure V-34. Pour des volumes élémentaires d'une dimension caractéristique de l'ordre de 2 m, nous pouvons estimer le degré de précision obtenu, en distinguant trois gammes de fréquences :

- jusqu'à 50 MHz, nous sommes en mesure d'atteindre un accord de l'ordre du dB,
- de 50 MHz à 200 MHz, toutes les fréquences de résonance sont simulées et l'écart d'amplitude ne dépasse pas 10 dB,
- de 200 MHz à 1 GHz, certaines fréquences de résonance ne sont pas simulées, par contre les écarts d'amplitude sont moins importants que dans la gamme précédente.

Cette expérimentation a, d'autre part, mis en évidence toute la potentialité de la méthode, potentialité reposant sur sa modularité. En effet, elle permet de concilier une simulation globale où certains sous-réseaux sont modélisés, et d'autres décrits sous formes de jonctions équivalentes caractérisées par des paramètres-S mesurés.

D'une manière générale, ces manipulations ont également permis de valider le code de réseaux présenté à l'annexe III-4. Le temps de calcul nécessaire au traitement des réseaux présentés est relativement faible et offre la possibilité de dépouiller les résultats de mesures en temps réel.

La logique future des expérimentations à venir, consiste désormais à envisager si les résultats obtenus lors des premières phases sont encore applicables lorsque la structure est soumise à une agression de type champ électromagnétique. Cette étude a fait l'objet d'une nouvelle campagne de manipulation en collaboration entre le CEG et l'ONERA, dans laquelle le caisson a été placé sous différents simulateurs : elle a permis de vérifier la bonne qualité des simulations fréquentielles présentées dans ce chapitre.

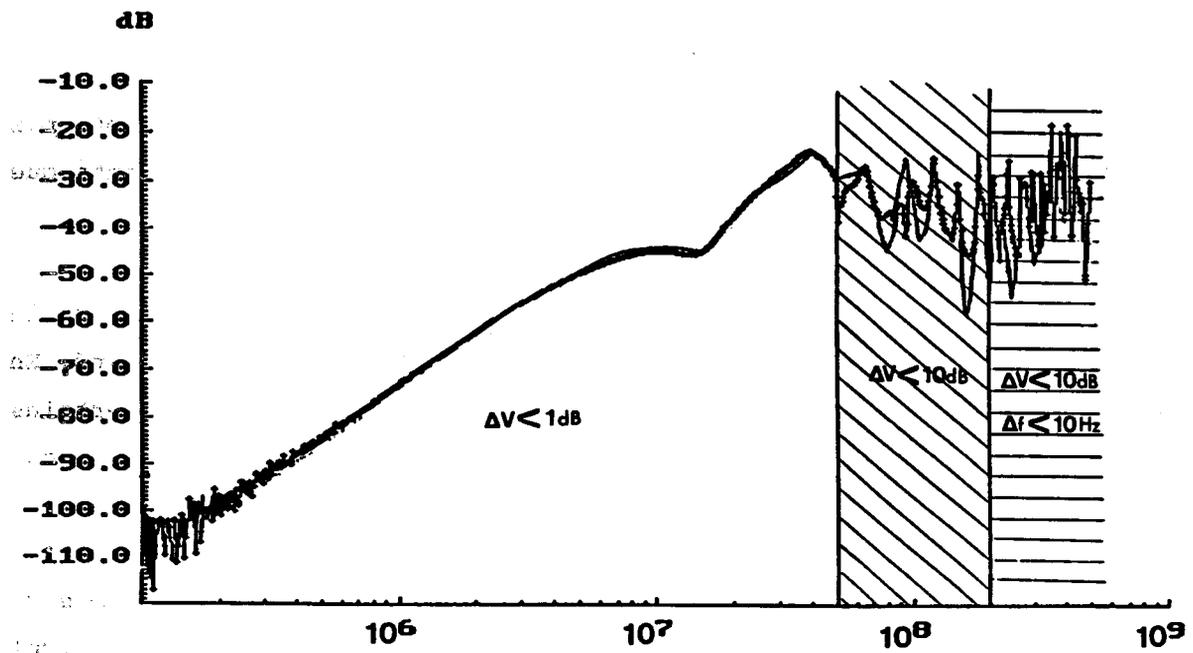


Figure V-34 : Synthèse du degré de précision des simulations effectuées.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE V

- [1] A.K. Agrawal, K.M. Lee, L.D. Scott, H.M. Fowles,
"Experimental Characterization of Multiconductor Transmission Lines in
the Frequency Domain".
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-21, n°1,
pp. 20-27, February 1979
- [2] V.L. Carrey, T.R. Scott, W.T. Weeks,
"Characterization of Multiple Parallel Transmission Lines Using time
Domain Reflectometry".
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Vol. IM-18, n°3,
pp. 166-172, September 1969.





PHOTO 3

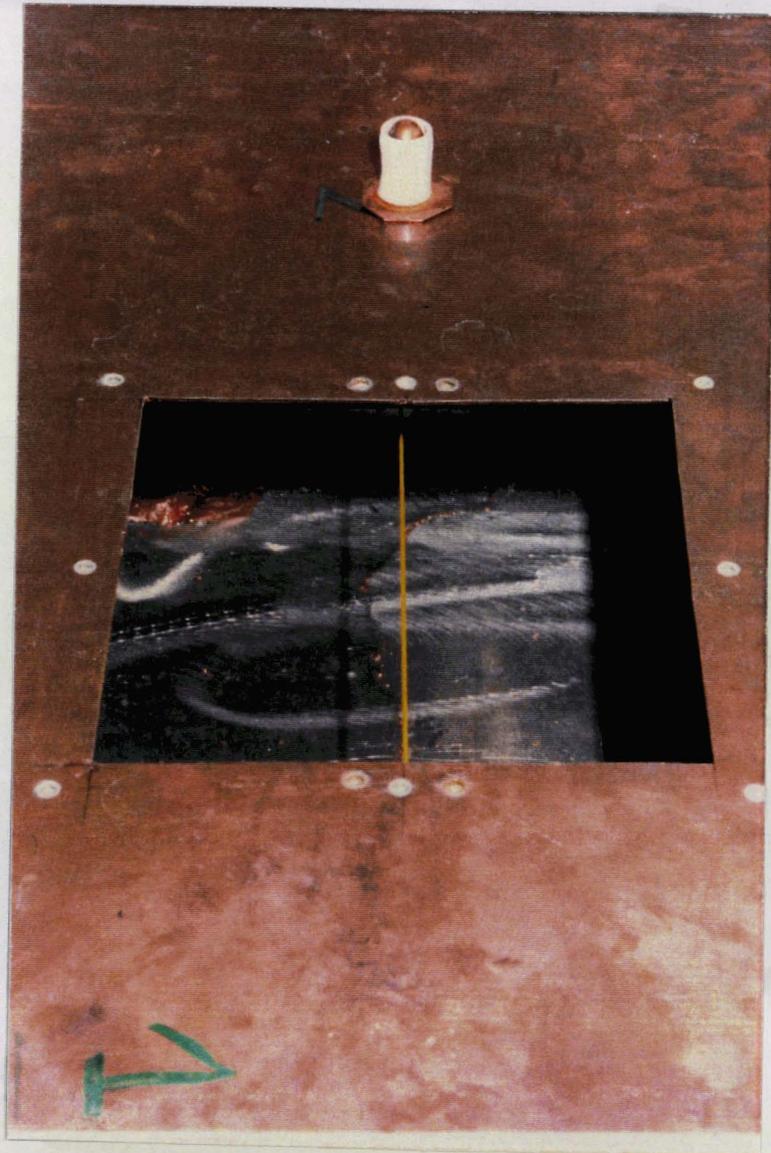


PHOTO 4

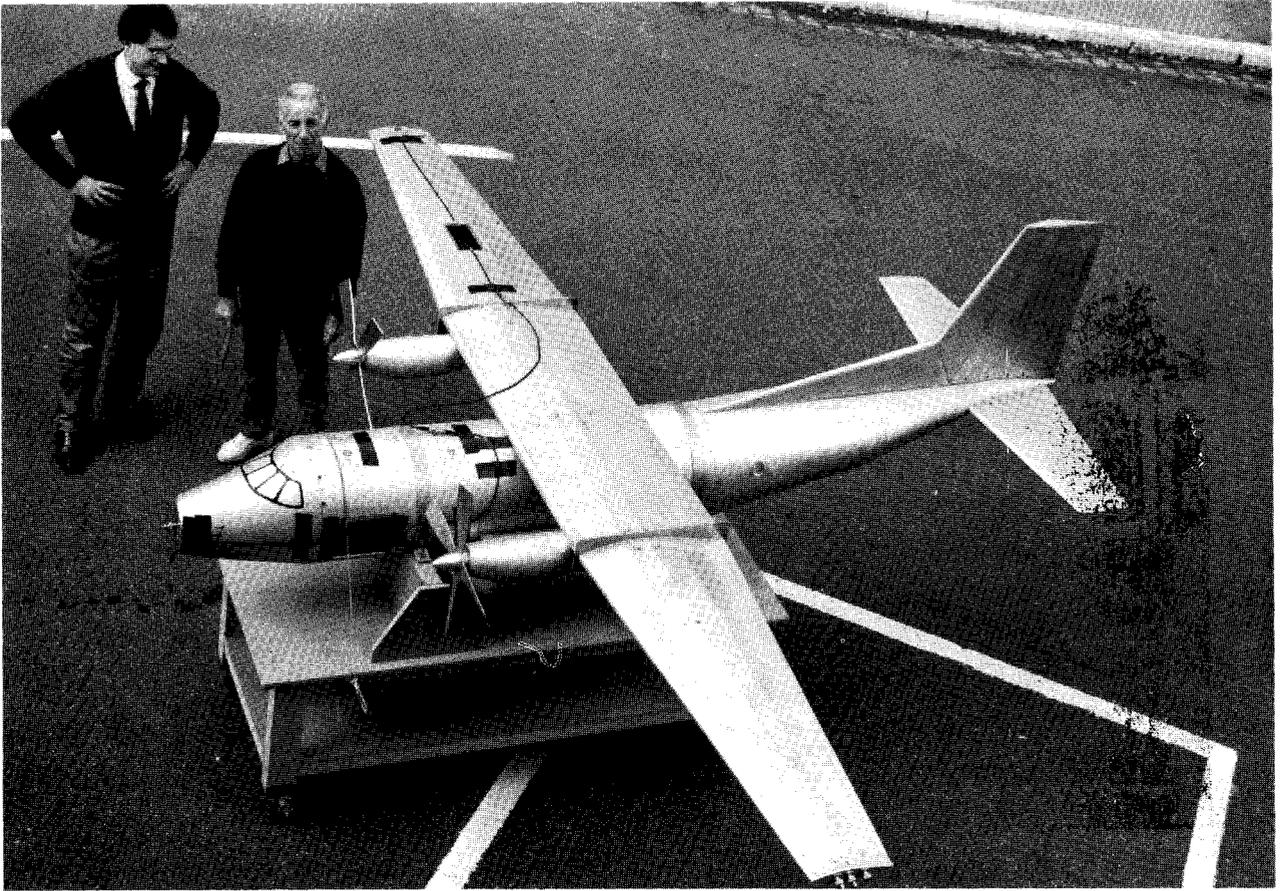


PHOTO 1

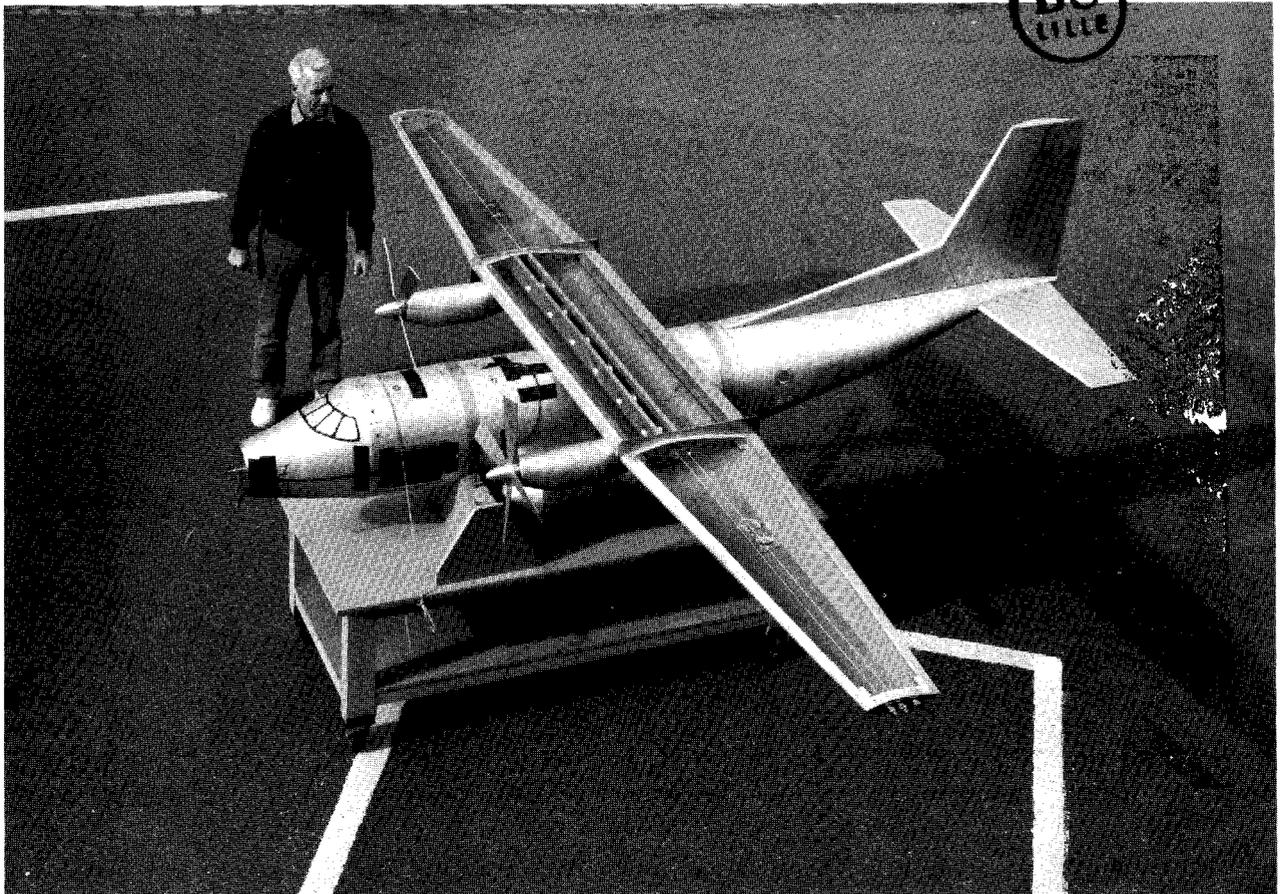


PHOTO 2

PHOTO 6

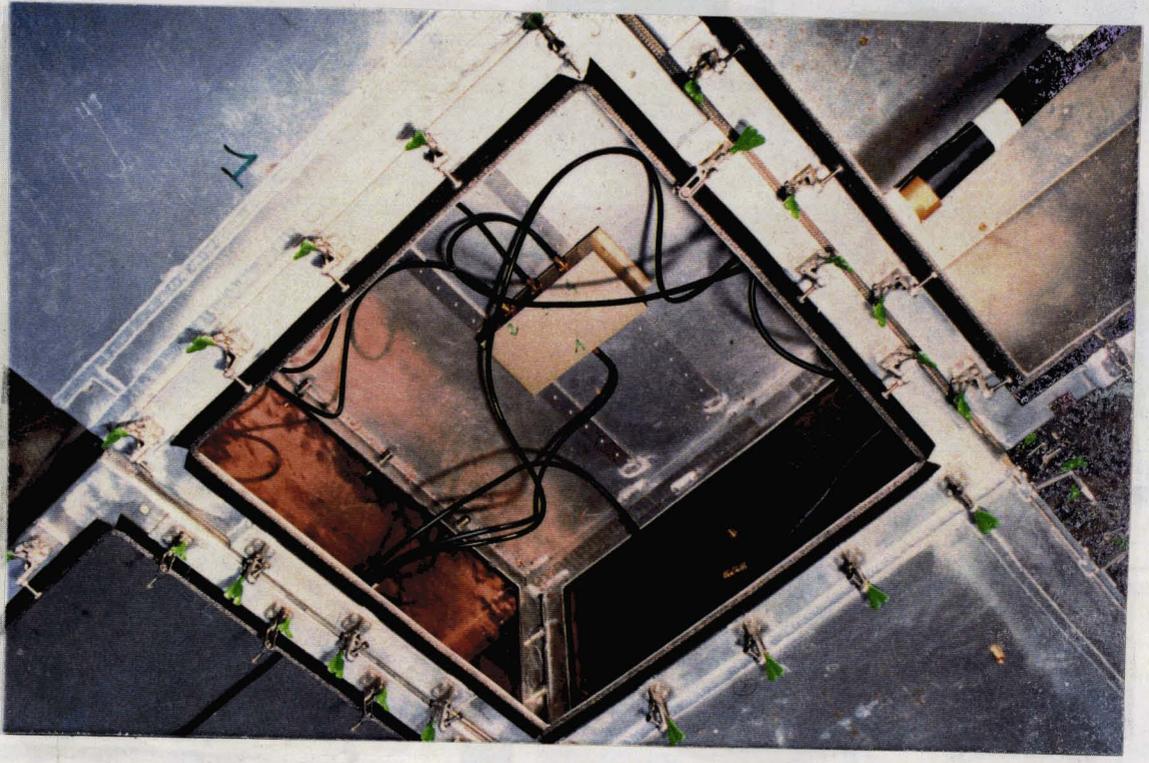
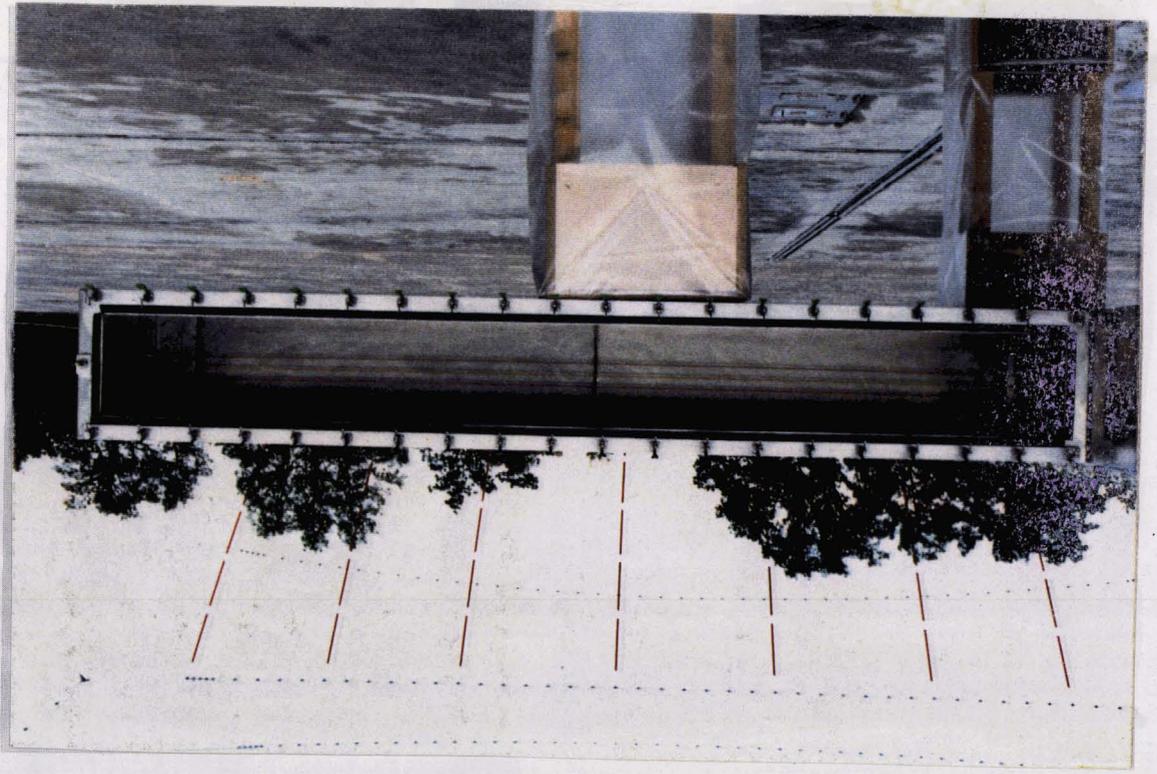


PHOTO 5



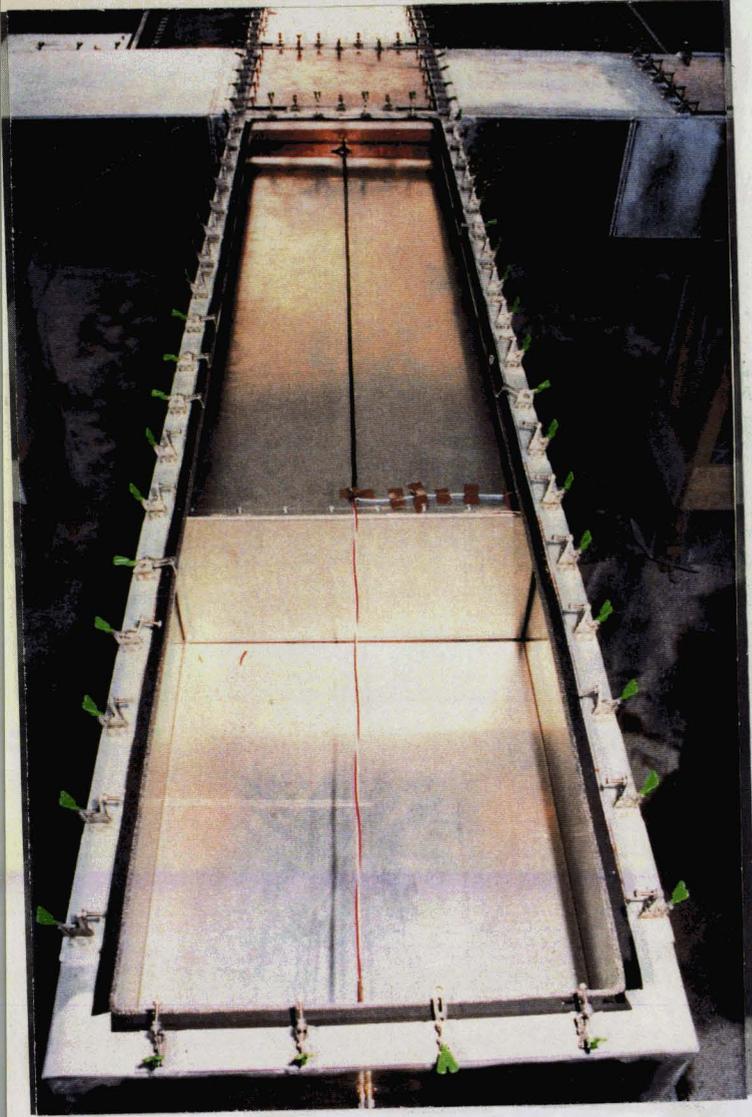
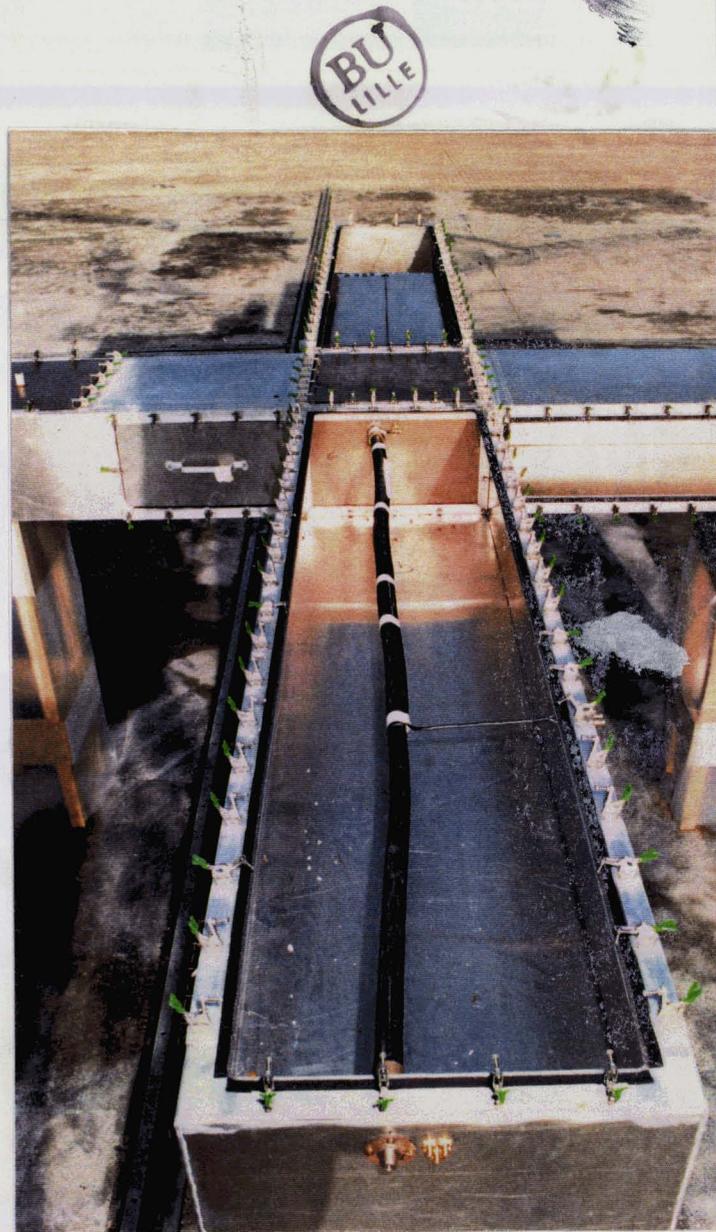


PHOTO 8

PHOTO 7



CONCLUSION

La Topologie Electromagnétique s'avère être une méthode performante pour étudier un problème de couplage électromagnétique interne, tant du point de vue de la conception que de celui de l'analyse. D'une manière plus générale, elle présente également l'avantage d'harmoniser les connaissances et recherches dans le domaine de la compatibilité électromagnétique.

Dans ce travail, nous avons insisté sur l'intérêt d'une analyse topologique préalable à tout problème de couplage complexe ; celle-ci conduit, en effet, à la définition de règles de conception qui facilitent par la suite la compréhension des phénomènes de perturbations électromagnétiques internes. En particulier, la règle consistant à introduire des volumes topologiques indépendants, permet de caractériser globalement l'ensemble des couplages dans chacun d'eux : les volumes peuvent alors être traités comme des boîtes noires dont on mesure les paramètres-S. Dans le cas de structures industrielles, une telle pratique peut toutefois conduire à effectuer un nombre de mesures très important : on aura donc intérêt à définir dès à présent un banc d'acquisition automatique des paramètres-S.

Dans le but d'analyser et de réduire les couplages internes, une description précise de la topologie du milieu considéré est nécessaire. En ce qui concerne les câbles, nous avons vu que cette description permettait de simuler finement les couplages électromagnétiques. Cependant, elle nécessite de pouvoir accéder expérimentalement aux termes de capacités et inductances réparties des câbles : dans le but d'étendre la bande de fréquence des simulations, il sera nécessaire d'affiner toutes les techniques de détermination de ces paramètres. Précisons que dès aujourd'hui, certaines caractéristiques géométriques et électriques des câblages d'avion sont disponibles dans les archives des sociétés industrielles de construction aéronautique.

Il convient, d'autre part, de rester conscient des limites actuelles de l'outil numérique développé ; il semble, en effet, inconcevable de chercher à calculer aujourd'hui l'intégralité des perturbations induites sur un système aussi complexe qu'un avion. Néanmoins, l'outil représente d'ores et déjà une aide à l'analyse et à la prédiction des couplages électromagnétiques internes et ne demande qu'à progresser. Des logiciels développés actuellement par les avionneurs consistent à décrire les câblages dans l'espace, en les intégrant dans les maillages des géométries

internes des avions. Dans le futur, ces logiciels pourraient bien constituer le support dont a besoin le code de topologie pour devenir un véritable outil de conception électromagnétique.

ANNEXES

ANNEXES DU CHAPITRE III

ANNEXE III-1

CALCUL DE LA VALEUR PRINCIPALE
D'UNE MATRICE

Considérons une matrice (A) diagonalisable ; nous appellerons valeur principale de (A) , une matrice (B) telle que $(B)^2 = (A)$.

On la calcule de la manière suivante : diagonalisons (A) ; soit $(A)_d$ la matrice diagonale. Il existe une matrice (P) unitaire telle que :

$$(A) = (P)^{-1} (A)_d (P) \quad (\text{A-III-1})$$

$$\text{avec } (A_d)_{i,j} = \begin{cases} \lambda_i & \text{si } i = j \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

où $(P)^{-1}$ est la matrice inverse de (P) .

On a alors :

$$(B) = (P)^{-1} (A_d)^{\frac{1}{2}} (P) \quad (\text{A-III-2})$$

$$\text{avec } (A_d)^{\frac{1}{2}}_{i,j} = \begin{cases} \lambda_i^{\frac{1}{2}} & \text{si } i = j \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

(On ne retient, en fait, que la racine carrée $\lambda_i^{\frac{1}{2}}$ dont la partie réelle est positive).

On vérifie bien que : $(B)^2 = (A)$. En effet :

$$(B)^2 = (P)^{-1} (A_d)^{\frac{1}{2}} (P) \cdot (P)^{-1} (A_d)^{\frac{1}{2}} (P) = (P)^{-1} (A_d) (P) = (A) \quad (\text{A-III-3})$$

ANNEXE III-2

EXPONENTIELLE D'UNE MATRICE

Considérons les matrices (A) , (A_d) , (P) de l'annexe III-1. On a :

$$e^{(A)} = e^{(P)^{-1}(A_d)(P)} = \sum_{i=1}^{\infty} (P)^{-1}(A_d)(P) = (P)^{-1} (e^{(A_d)}) (P) \quad (\text{A-III-4})$$

$$\text{où } (e^{(A_d)})_{i,j} = \begin{cases} e^{\lambda_i} & \text{si } i = j \\ 0 & \text{dans le cas contraire} \end{cases}$$

ANNEXE III-3

CALCUL DES GENERATEURS DE TENSION
ET COURANT SUR UNE LIGNE MULTIFILAIRE

1. Principe d'équivalence

Le calcul des générateurs équivalents répartis sur les lignes multiconducteur provient de l'application de la théorie des antennes [1]. Considérons une source électromagnétique rayonnant en tout point de l'espace un champ $\{E^i, H^i\}$. Si, à cette configuration, on rajoute une ligne multiconducteur, le champ en tout point de l'espace devient alors :

$$\{\vec{E}, \vec{H}\} = \{\vec{E}^i, \vec{H}^i\} + \{\vec{\Delta E}, \vec{\Delta H}\} \quad (\text{A-III-5})$$

où $\{\Delta E, \Delta H\}$ représente l'écart par rapport à l'absence d'objet conducteur (voir figure A-III-1).

Considérons la projection de la relation (A-III-5) sur la direction de la ligne, définie par le vecteur élémentaire \vec{dl} (voir figure A-III-1). On peut écrire :

$$\vec{E} \vec{dl} = \vec{E}^i \vec{dl} + \vec{\Delta E} \vec{dl} \quad (\text{A-III-6})$$

Faisons maintenant l'hypothèse d'une ligne parfaitement conductrice, le champ électrique tangentiel sur celle-ci doit être nul, par conséquent :

$$\vec{\Delta E} \vec{dl} = - \vec{E}^i \vec{dl} \quad (\text{A-III-7})$$

Le problème global peut alors être considéré comme la superposition des deux problèmes élémentaires décrits figures A-III-2.a et A-III-2.b.

Le premier problème consiste à calculer la réponse de la source rayonnante en l'absence de ligne multiconducteur. Le deuxième problème est équivalent à répartir des générateurs de tension $\Delta V = - E^i \vec{dl}$, le long de la ligne produisant le champ perturbateur $\{\vec{\Delta E}, \vec{\Delta H}\}$: de plus, il permet de déterminer la réponse de la ligne.

Le modèle ligne devient alors celui présenté figure A-III-3.a. La ligne a une longueur L et se trouve chargée à chaque extrémité par des impédances $Z(0)$ et $Z(L)$. Dans chaque tranche élémentaire, on peut appliquer un vecteur générateur de tension $\Delta V(z)$ dont les composantes sont les composantes tangentielles de $\vec{\Delta E}$ le long de la ligne. Le modèle exact suppose que les deux générateurs d'extrémité $V(0)$ et $V(L)$ tiennent compte de la différence de potentiel "verticale" existant au niveau des charges $Z(0)$ et $Z(L)$.

On peut alors montrer que le schéma de la figure III-3.a est totalement équivalent à celui de la figure A-III.b. Ce schéma consiste à répartir dans chaque cellule de longueur dz un vecteur générateur de tension $dV_s(z)$ série et un générateur de courant parallèle $dI_s(z)$ [2].

Le générateur de tension élémentaire $dV_{s_j}(z)$ sur le conducteur j est égal à la variation temporelle de flux du champ magnétique $\frac{d\Phi_j(z)}{dt}$ dans une surface élémentaire dS (définie par le contour a, b, c, d et le vecteur normé $\vec{e}_s = \vec{e}_y$ sur la figure A-III-3.b. Si h_j est la hauteur de chaque conducteur j , on peut écrire dans le domaine fréquentiel :

$$dV_{s_j}(z) = - \frac{d\Phi_j(z)}{dt} = \left[-j\omega \int_0^{h_j} \vec{H}^i \vec{e}_s ds \right] \quad (\text{A-III-8})$$

le champ $\vec{\Delta H}$ étant pris en tout point de cette surface.

Le vecteur générateur de courant $dI_s(z)$ se calcule de la manière suivante. Soit dV_j , la différence de potentiel entre le conducteur j et la référence de masse :

$$dV_j = - \left[\int_0^{h_j} E^i \vec{e}_x dx \right] dz \quad (\text{A-III-9})$$

En considérant la matrice capacité par unité de longueur $[C]$, le vecteur charge électrique $(dQ_j(z))$ en tout point de la ligne sera donné matriciellement par :

$$(dQ_j(z)) = [C](dV_j) \quad (\text{A-III-10})$$

La variation temporelle de charge conduit alors à l'apparition d'un générateur de courant $dI_{s_j}(z) = \frac{dQ_j(z)}{dt}$ donné par la relation matricielle suivante :

$$(dI_{s_j}(z)) = j\omega [C](dV_j) = j\omega [C] \left(\int_0^{h_j} \vec{E}^i \cdot \vec{e}_x dx \right) dz \quad (\text{A-III-11})$$

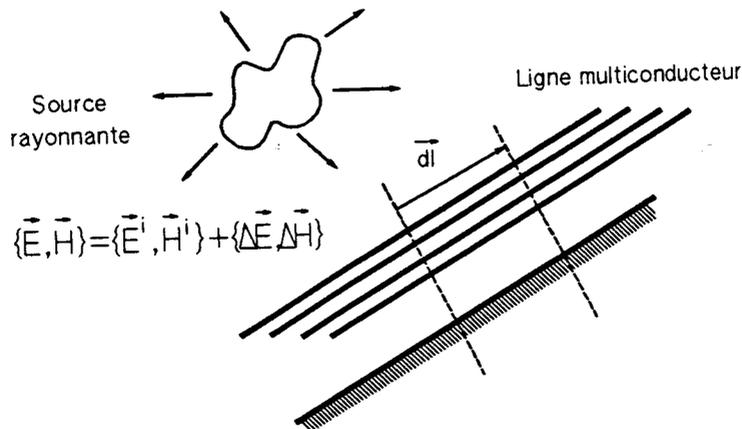


Figure A-III-1 : Problème global.

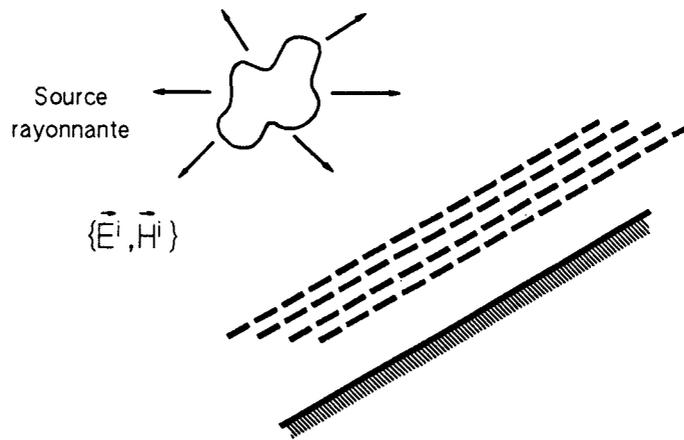


Figure A-III-2.a : Rayonnement de la source en l'absence de la ligne.

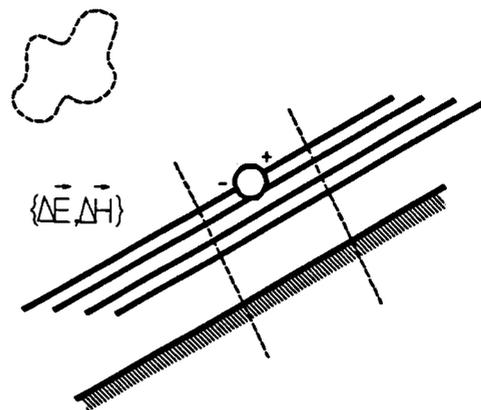


Figure A-III-2.b : Rayonnement de la ligne.

Figure A-III-2 : Décomposition du problème global.

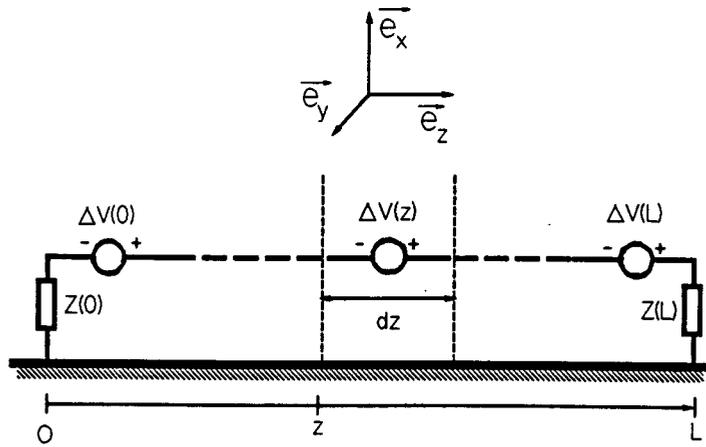


Figure A-III-3.a : Représentation à l'aide de générateurs de tension seulement.

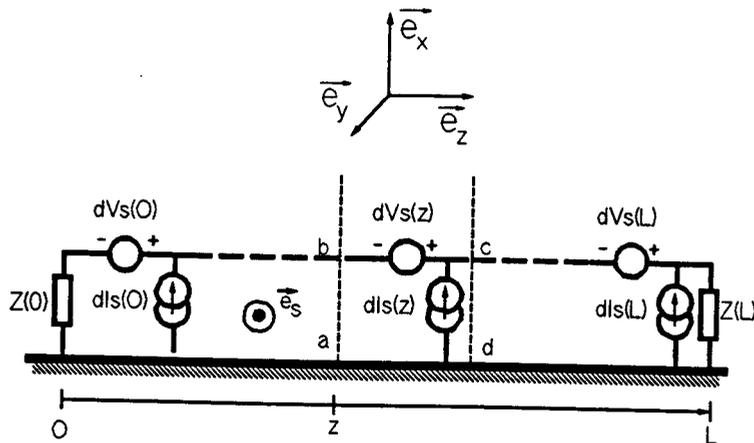


Figure A-III-3.b : Représentation à l'aide de générateurs de tension et courant.

Figure A-III-3 : Différentes représentation du couplage d'un champ électromagnétique sur une ligne.

2. Exemple : Cas particuliers du couplage d'une onde plane sur une ligne multiconducteur

2.1. Définition du référentiel de l'onde plane

On supposera que l'onde plane incidente est définie par des vecteurs champs électrique et magnétique de la forme :

$$\vec{E}^i = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r}} \quad (\text{A-III-12})$$

$$\vec{H}^i = \vec{H}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r}} \quad (\text{A-III-13})$$

avec \vec{k} , vecteur d'onde et

$$\vec{r} = x\vec{e}_x + y\vec{e}_y + z\vec{e}_z \quad (\text{A-III-14})$$

dans le repère (x,y,z) , (voir figure A-III-3.b).

Le trièdre $(\vec{E}_0, \vec{H}_0, \vec{k})$ est direct. On peut également exprimer les différentes composantes de \vec{E}_0 et \vec{H}_0 dans un repère variable normé $(\vec{e}_v, \vec{e}_h, \vec{u})$ (voir figure A-III-4) où :

- \vec{u} a la même direction que le vecteur d'onde \vec{k} ,
- \vec{e}_v et \vec{e}_h définissent les directions de polarisation verticale et horizontale de l'onde,
- Ψ est l'angle entre le vecteur \vec{e}_h et \vec{E}_0 .

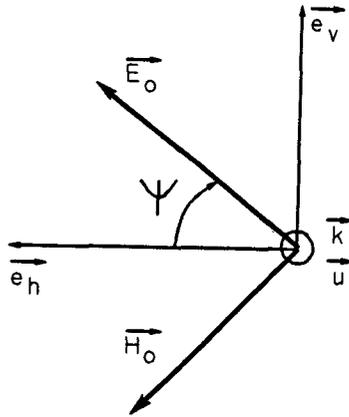


Figure A-III-4 : Référentiel de l'onde plane.

Dans ce repère, on a alors :

$$\begin{cases} \vec{E}_0 = E_0 \cos \Psi \vec{e}_h + E_0 \sin \Psi \vec{e}_v \\ \vec{H}_0 = -H_0 \sin \Psi \vec{e}_h + H_0 \cos \Psi \vec{e}_v \end{cases} \quad (\text{A-III-15})$$

$$\vec{H}_0 = -H_0 \sin \Psi \vec{e}_h + H_0 \cos \Psi \vec{e}_v \quad (\text{A-III-16})$$

où E_0 et H_0 sont les modules respectifs de \vec{E}_0 et \vec{H}_0 .

2.2. Définition de l'onde plane dans le référentiel de la ligne

Pour positionner le repère $(\vec{e}_v, \vec{e}_h, \vec{u})$ dans le repère cartésien normé fixe $(\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z)$, on introduit des angles Φ , θ et φ définis figure A-III-5.

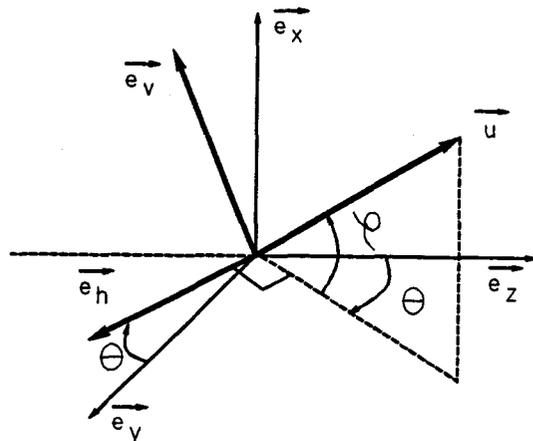


Figure A-III-5 : Positionnement du repère de l'onde plane dans un repère cartésien $(\vec{e}_x, \vec{e}_y, \vec{e}_z)$.

On remarquera que le vecteur \vec{e}_h est toujours dans le plan (\vec{e}_y, \vec{e}_z) , (d'où le nom de "polarisation horizontale"). On peut donc écrire :

$$\vec{e}_h = \cos \theta \vec{e}_y - \sin \theta \vec{e}_z \quad (\text{A-III-17})$$

Le vecteur \vec{e}_v se déduit de \vec{e}_h par :

$$\vec{e}_v = \vec{e}_h \wedge \vec{u} \quad (\text{A-III-18})$$

puisque $(\vec{e}_v, \vec{e}_h, \vec{u})$ est direct.

On a, d'autre part :

$$\vec{u} = \cos \varphi \cos \theta \vec{e}_z + \cos \varphi \sin \theta \vec{e}_y + \sin \varphi \vec{e}_x \quad (\text{A-III-19})$$

Le produit vectoriel de la relation (A-III-17) donne alors :

$$\vec{e}_v = \cos \varphi \vec{e}_x - \sin \theta \sin \varphi \vec{e}_y - \cos \theta \sin \varphi \vec{e}_z \quad (\text{A-III-20})$$

Les expressions de \vec{E}_0 et \vec{H}_0 (A-III-15) et (A-III-16) donnent alors respectivement :

$$\begin{aligned} \vec{E}_0 = & \left[E_0 \sin \Psi \cos \varphi \vec{e}_x + E_0 (\cos \Psi \cos \theta - \sin \Psi \sin \theta \sin \varphi) \vec{e}_z \right. \\ & \left. - E_0 (\cos \Psi \sin \theta + \sin \Psi \cos \theta \sin \varphi) \vec{e}_y \right] \quad (\text{A-III-21}) \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} \vec{H}_0 = & \left[H_0 \cos \Psi \cos \varphi \vec{e}_x - H_0 (\sin \Psi \cos \theta + \cos \Psi \sin \theta \sin \varphi) \vec{e}_y \right. \\ & \left. + H_0 (\sin \Psi \sin \theta - \cos \Psi \cos \theta \sin \varphi) \vec{e}_z \right] \quad (\text{A-III-22}) \end{aligned}$$

2.3. Expression des générateurs de tension et de courant

2.3.1. Influence de la réflexion au niveau du plan conducteur

Nous n'avons pas encore tenu compte du fait que les champs électromagnétiques se réfléchissent au niveau du plan conducteur. Ils subissent un changement d'orientation déduit des lois classiques de la réflexion sur un matériau parfaitement conducteur. Le champ électrique réfléchi conserve sa composante perpendiculaire et le champ magnétique réfléchi conserve sa composante tangentielle, toutes les autres composantes changeant de sens.

D'autre part, ces champs réfléchis subissent un déphasage Δ donné par :

$$\Delta = \frac{2kh_j}{\sin\varphi} \quad (\text{A-III-23})$$

pour chaque conducteur j .

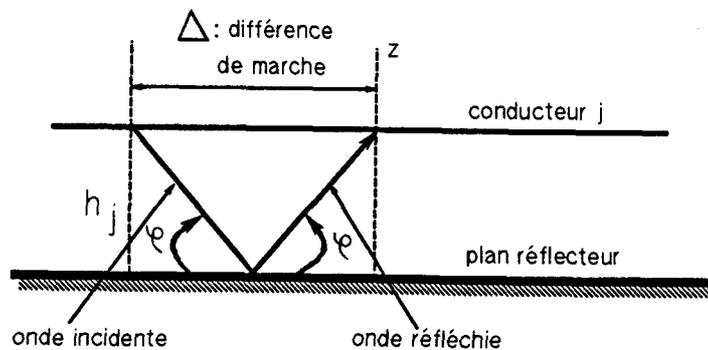


Figure A-III-6 : Différence de marche introduite par l'onde réfléchie.

Cette expression se déduit aisément du calcul de la différence de marche entre un signal incident et un signal réfléchi (voir figure A-III-6).

Par conséquent, si l'expression des champs incidents au niveau du conducteur élémentaire j est :

$$\vec{E}_j^i = E_x^i \vec{e}_x + E_y^i \vec{e}_y + E_z^i \vec{e}_z \quad (\text{A-III-24})$$

$$\vec{H}_j^i = H_x^i \vec{e}_x + H_y^i \vec{e}_y + H_z^i \vec{e}_z \quad (\text{A-III-25})$$

L'expression de chacun des champs réfléchis est :

$$\vec{E}_j^r = \left(E_x^i \vec{e}_x - E_y^i \vec{e}_y - E_z^i \vec{e}_z \right) e^{-j \frac{2kh_j}{\sin\varphi}} \quad (\text{A-III-26})$$

$$\vec{H}_j^r = \left(-H_x^i \vec{e}_x + H_y^i \vec{e}_y + H_z^i \vec{e}_z \right) e^{-j \frac{2kh_j}{\sin\varphi}} \quad (\text{A-III-27})$$

Les champs totaux \vec{E}_j et \vec{H}_j au niveau de chaque conducteur j sont alors obtenus par :

$$\vec{E}_j = \vec{E}_j^i + \vec{E}_j^r \quad (\text{A-III-28})$$

et

$$\vec{H}_j = \vec{H}_j^i + \vec{H}_j^r \quad (\text{A-III-29})$$

Les relations (A-III-8) et (A-III-11) s'écriront donc dans notre cas :

$$(dV_{s_j}) = -j\omega \left(\int_0^{h_j} \mu_0 H_{j_y} dx \right) dz \quad (\text{A-III-30})$$

et

$$(dI_{s_j}) = j\omega(C) \left(\int_0^{h_j} E_{j_x} dx \right) dz \quad (\text{A-III-31})$$

où chacune des composantes des champs électriques et magnétiques s'exprime par :

$$E_{j_x} = E_x^i \left(1 + e^{-j \frac{2kh_j}{\sin\varphi}} \right) \quad (\text{A-III-32})$$

$$H_{j_y} = H_y^i \left(1 + e^{-j \frac{2kh_j}{\sin\varphi}} \right) \quad (\text{A-III-33})$$

Ces deux dernières expressions ne sont valables que lorsque $\varphi \neq 0$.

Dans le cas où $\varphi = 0$, le vecteur d'onde \vec{k} devient parallèle à \vec{e}_z ; le terme de différence de phase Δ tend vers l'infini ; il n'y a pas de réflexion sur le plan conducteur, par conséquent :

$$E_x = E_x^i \quad (\text{A-III-34})$$

et

$$H_y = E_y^i \quad (\text{A-III-35})$$

2.3.2. Calcul du déphasage de l'onde plane

Le déphasage de l'onde intervient dans le terme $e^{j\vec{k}\vec{r}}$ des expressions (A-III-12) et (A-III-13). Si l'origine 0 du repère est prise sur le plan conducteur, la relation (A-III-14), combinée avec l'expression de \vec{u} donnée en (A-III-19), on trouve :

$$e^{-j\vec{k}\vec{r}} = e^{-jk[z \cos\psi \cos\theta + y \cos\psi \sin\theta + x \sin\psi]} \quad (\text{A-III-36})$$

où k représente le module de \vec{k} .

2.3.3. Calcul des composantes H_{0y} et E_{0x}

Le calcul de H_{0y} et E_{0x} intervient dans (A-III-32) et (A-III-33). La relation (A-III-37) permet d'exprimer la composante E_{0x} de \vec{E}_0 suivant \vec{e}_x :

$$E_{0x} = E_0 \sin\psi \cos\psi \quad (\text{A-III-37})$$

et la relation (A-III-38), d'exprimer la composante H_{0y} de \vec{H}_0 suivant \vec{e}_y :

$$H_{0y} = -H_0 (\sin\psi \cos\theta + \cos\psi \sin\theta \sin\psi) \quad (\text{A-III-38})$$

2.3.4. Calcul des générateurs

En combinant des relations (A-III-32), (A-III-36), (A-III-37) et (A-III-15), on trouve finalement que :

$$E_{xj} = E_0 \sin\psi \cos\psi e^{jk(z \cos\psi \cos\theta + x \sin\psi + y \cos\psi \cos\theta)} \left(1 + e^{-j \frac{2kh_j}{\sin\psi}} \right) \quad (\text{A-III-39})$$

De même, en combinant (A-III-33), (A-III-36), (A-III-37) et

(A-III-16), on trouve :

$$H_{y_j} = -H_0 (\sin\Psi \cos\theta + \cos\Psi \sin\theta \sin\varphi) e^{jk(z \cos\varphi \cos\theta + x \sin\varphi + y \cos\varphi \cos\theta)} \left(1 + e^{-j\frac{kh_j}{\sin\varphi}} \right) \quad (\text{A-III-41})$$

La relation matricielle (A-III-31) permettant d'exprimer (dJ_{s_j}) s'écrit alors :

$$\left[\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right] = E_0 \sin\Psi \cos\varphi e^{jkz \cos\varphi \cos\theta} + j\omega(C) \left[e^{jky_j \cos\varphi \cos\theta} \left(1 + e^{-j\frac{2kh_j}{\sin\varphi}} \right) \left(\frac{e^{jkh_j \sin\varphi} - 1}{jk \sin\varphi} \right) \right] \quad (\text{A-III-41})$$

D'autre part, la relation (A-III-26) donnant (dV_{s_j}) s'écrit :

$$\left[\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right] = j\omega\mu_0 H_0 (\sin\Psi \cos\theta + \cos\Psi \sin\theta \sin\varphi) e^{jkz \cos\varphi \cos\theta} \left[e^{jky_j \cos\varphi \cos\theta} \left(1 + e^{-j\frac{2kh_j}{\sin\varphi}} \right) \left(\frac{e^{jkh_j \sin\varphi} - 1}{jk \sin\varphi} \right) \right] \quad (\text{A-III-42})$$

Les équations (A-III-41) et (A-III-42) sont extrêmement lourdes et peuvent être écrites de façon plus simple en posant :

$$E_0^i = E_0 \sin\Psi \cos\varphi \quad (\text{A-III-43})$$

composante suivant \vec{e}_x du champ électrique incident ;

$$H_0^i = H_0 (\sin\Psi \cos\theta + \cos\Psi \sin\theta \sin\varphi) \quad (\text{A-III-44})$$

composante suivant \vec{e}_y du champ magnétique incident ;

$$V_j = e^{jky_j \cos\varphi \cos\theta} \left(1 + e^{-j\frac{2kh_j}{\sin\varphi}} \right) \left(\frac{e^{jkh_j \sin\varphi} - 1}{jk \sin\varphi} \right) \quad (\text{A-III-45})$$

$j^{\text{ème}}$ composante d'un vecteur (V) de dimension n , caractéristique du conducteur j .

Lorsque la hauteur des conducteurs h_j ainsi que leurs espacements respectifs sont petits devant la longueur d'onde considérée, le vecteur (V) tend vers une limite simple quand φ est différent de 0 :

$$\text{quel que soit } j, \quad V_j = 1 \quad (\text{A-III-46})$$

par contre lorsque $\varphi = 0$, la limite devient :

$$V_j = 2 \quad (\text{A-III-47})$$

Les relations (A-III-41) et (A-III-42) deviennent alors respectivement :

$$\left(\frac{dJ_{s_j}}{dz} \right) = E_{0x}^i e^{jkz \cos \varphi \cos \theta} (V_j) \quad (\text{A-III-48})$$

$$\left(\frac{dV_{s_j}}{dz} \right) = j\omega\mu_0 H_{0y}^i e^{jkz \cos \varphi \cos \theta} (V_j) \quad (\text{A-III-49})$$

Bien entendu, les relations (A-III-41) et (A-III-42) ne sont valables que lorsque $\varphi \neq 0$. Dans le cas où φ est nul, c'est-à-dire en l'absence de réflexion sur le plan conducteur, le vecteur v_j devient :

$$v_j = e^{jky_j \cos \theta} (h_j) \quad (\text{A-III-50})$$

les relations (A-III-46) et (A-III-47) restant toujours valables.

d. Cas particuliers

- Le couplage électrique (figure A-III-7.a)

Il correspond au cas où $\varphi = 0$; $\Psi = \pm \frac{\pi}{2}$; $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ et consiste à exciter la ligne uniquement par la composante orthogonale du champ magnétique.

Les relations (A-III-41) et (A-III-42) deviennent :

$$\left(\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right) = 0 \quad (\text{A-III-51})$$

$$\left(\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right) = j\omega E_0(C)(h_j) \quad (\text{A-III-52})$$

$$\text{pour } \Psi = + \frac{\pi}{2},$$

et

$$\left(\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right) = -j\omega E_0(C)(h_j) \quad (\text{A-III-53})$$

$$\text{pour } \Psi = - \frac{\pi}{2}.$$

- Le couplage magnétique (figure A-III-7.b)

Il correspond au cas où $\theta = 0$, $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ et $\Psi = \pm \frac{\pi}{2}$ et consiste à exciter la ligne par l'intermédiaire du flux du champ magnétique uniquement.

Les relations (A-III-41) et (A-III-42) deviennent :

$$\left(\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right) = 2j\omega\mu_0 H_0(h_j) \quad (\text{A-III-54})$$

$$\text{pour } \Psi = + \frac{\pi}{2},$$

$$\left(\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right) = -2j\omega\mu_0 H_0(h_j) \quad (\text{A-III-55})$$

$$\text{pour } \Psi = - \frac{\pi}{2}.$$

$$\left(\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right) = (0) \quad (\text{A-III-56})$$

Les relations (A-III-54) et (A-III-55) étant obtenues par passage à la limite pour des hauteurs h_j petites devant la longueur d'onde.

- Le couplage hybride (figure A-III-7.c).

Il correspond à $\varphi = 0$, $\theta = 0$ ou π et $\Psi = \pm \frac{\pi}{2}$. Il consiste à exciter simultanément la ligne avec la composante orthogonale du champ électrique et par le flux du champ magnétique.

Les relations (A-III-41) et (A-III-42) deviennent :

Cas 1 : $\theta = 0$, $\Psi = + \frac{\pi}{2}$

$$\left(\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right) = j\omega\mu_0 H_0 e^{jkz} (h_j) \quad (\text{A-III-57})$$

$$\left(\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right) = j\omega E_0 e^{jkz} (c) (h_j) \quad (\text{A-III-58})$$

Cas 2 : $\theta = \pi$, $\Psi = + \frac{\pi}{2}$

$$\left(\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right) = -j\omega\mu_0 H_0 e^{-jkz} (h_j) \quad (\text{A-III-59})$$

$$\left(\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right) = j\omega E_0 e^{-jkz} (c) (h_j) \quad (\text{A-III-60})$$

Cas 3 : $\theta = 0$, $\Psi = - \frac{\pi}{2}$

$$\left(\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right) = -j\omega\mu_0 H_0 e^{jkz} (h_j) \quad (\text{A-III-61})$$

$$\left(\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right) = -j\omega E_0 e^{jkz} (c) (h_j) \quad (\text{A-III-62})$$

Cas 4 : $\theta = \pi$, $\Psi = - \frac{\pi}{2}$

$$\left(\frac{dV_{s_j}(z)}{dz} \right) = j\omega\mu_0 H_0 e^{-jkz} (h_j) \quad (\text{A-III-63})$$

$$\left(\frac{dJ_{s_j}(z)}{dz} \right) = -j\omega E_0 e^{-jkz} (c) (h_j) \quad (\text{A-III-64})$$

Ces différentes relations sont déterminées par passage à la limite dans le cas de hauteur h_j et d'espacement entre conducteur y_j , petits devant la longueur d'onde.

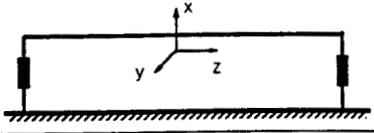
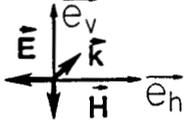
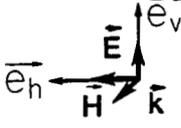
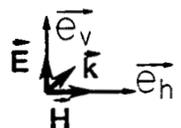
φ	θ	Ψ	
0	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	
0	$\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	
0	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	
0	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	

Figure A-III-7.a : Couplage électrique.

$$\varphi = 0 ; \Psi = \pm \frac{\pi}{2} ; \theta = \pm \frac{\pi}{2}$$

Figure A-III-7 : Différentes configurations de couplage par onde plane.

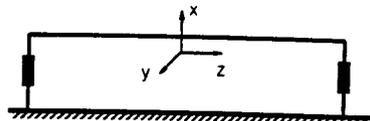
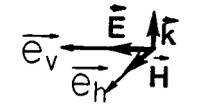
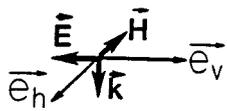
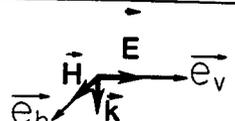
φ	θ	ψ	
$\frac{\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$	
$-\frac{\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$	
$\frac{\pi}{2}$	0	$-\frac{\pi}{2}$	
$-\frac{\pi}{2}$	0	$-\frac{\pi}{2}$	

Figure A-III-7.b : Couplage magnétique.

$$\theta = 0 ; \varphi = \pm \frac{\pi}{2} ; \psi = \pm \frac{\pi}{2}$$

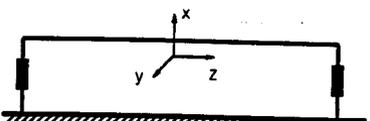
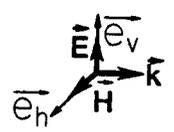
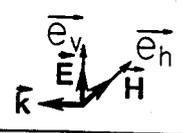
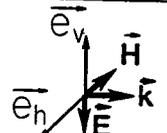
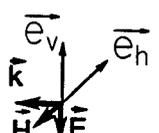
φ	θ	ψ	
0	0	$\frac{\pi}{2}$	
0	π	$\frac{\pi}{2}$	
0	0	$-\frac{\pi}{2}$	
0	π	$-\frac{\pi}{2}$	

Figure A-III-7.c : Couplage hybride.

$$\varphi = 0 ; \theta = 0 \text{ ou } \pi ; \psi = \pm \frac{\pi}{2}$$

ANNEXE III-4

PROGRAMME DE CALCUL DES PERTURBATIONS
SUR RESEAU TOPOLOGIQUE**1. Généralités sur le programme**

Au chapitre III, nous avons montré différentes approches permettant de quantifier les perturbations électromagnétiques induites dans une structure. L'approche la plus générale est celle reposant sur l'utilisation de fonctions de transfert : nous avons vu que, bien que permettant théoriquement un calcul exact, cette approche se prêtait mal à la conception électromagnétique.

Dans le cas des couplages sur câbles, prépondérants en aéronautique, le formalisme des réseaux de lignes de transmission peut être appliqué et se trouve parfaitement adapté à la conception électromagnétique. En effet, chacun des éléments du réseau peut être caractérisé intrinsèquement.

D'autre part, nous verrons au chapitre V, que le formalisme des réseaux peut être étendu à des formes de couplages impliquant des structures autres que les lignes de transmission.

Dans le cadre de lignes multiconducteur, les grandeurs vectorielles de type ondes (signaux et sources), ont des expressions analytiques parfaitement connues, comme nous l'avons montré au chapitre III. Le programme a été élaboré de façon à ce qu'on puisse calculer séparément :

- les différents termes sources sur les tubes agressés,
- les paramètres-S de sous-réseaux,
- le couplage sur le réseau en résolvant notamment l'équation B.L.T.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les caractéristiques du code de calcul et, sous forme d'organigrammes, l'organisation des différentes tâches. Toutefois, nous n'entrerons pas dans le détail des subtilités de programmation. Il faudra cependant être conscient de ce que toute la difficulté de programmation consiste en fait à jongler avec plusieurs indices, d'ondes, de tubes, de fils, de jonctions, de ports de jonction, suivant les différentes étapes du calcul.

Ce programme a été écrit en langage FORTRAN. En fonction des tailles mémoires nécessaires, deux versions sont disponibles : une sur gros système de type VAX ou station IBM, l'autre sur ordinateur personnel, utilisant le système d'exploitation multitâche OS2. Les différentes tâches du programme peuvent être exécutées interactivement, mais également par l'intermédiaire de fichiers de commande. L'architecture du code est d'autre part modulaire de manière à pouvoir y apporter continûment toutes les améliorations souhaitables sans pour autant modifier la structure générale.

2.2. Structure du programme

La structure générale du programme est représentée sous forme d'organigramme, figure A-III-8. On peut y distinguer deux grandes parties : la première consiste en la caractérisation intrinsèque du réseau, c'est-à-dire sa construction et la définition de tous les paramètres caractéristiques indépendants de la fréquence. La deuxième partie est la boucle fréquentielle dans laquelle sont calculées toutes les caractéristiques des tubes et jonctions ainsi que des applications spécifiques sur le réseau.

Le code commence par un menu proposant le type de calcul à mener. Le choix se présente sous la forme d'un menu déroulant permettant de positionner des indicateurs à 1 lorsqu'un calcul est sélectionné. Chacun d'eux se retrouve dans la boucle fréquentielle ; le calcul est effectué suivant la valeur de l'indicateur.

Le premier calcul consiste à déterminer sur le réseau les termes d'ondes sources. Ceux-ci seront stockés dans un fichier et pourront par la suite être réutilisés tels quels lorsqu'on se limitera à étudier l'influence des jonctions en modifiant leurs paramètres-S.

Le deuxième calcul consiste à déterminer classiquement des perturbations en résolvant l'équation B.L.T. (voir équation (III-64)). Pour cela, il faudra indiquer un nom de fichier source préalablement calculé. Le troisième consiste à calculer les paramètres-S d'un ou plusieurs sous-réseaux définis sur le réseau global. On calcule alors l'équation (III-138).

Les applications futures sont prévues sous la forme d'un autre choix, à programmer plus tard. Signalons que les deuxième et troisième étapes supposent un traitement des paramètres-S de façon à les rendre compatibles au réseau. De plus, les trois calculs nécessitent de connaître les caractéristiques fréquentielles de propagation sur les tubes et donc de calculer les matrices Γ et Z_c .

La caractérisation intrinsèque du réseau concerne toutes les actions intervenant entre le menu déroulant du début et la boucle fréquentielle.

La première phase est la création du réseau, c'est-à-dire la description de l'architecture existant entre les différents tubes et jonctions : elle peut être complétée par la spécification de création d'un ou plusieurs sous-réseaux.

La phase suivante concerne la définition des paramètres physiques minimums permettant de caractériser la propagation sur les tubes. Enfin, pour que la description du réseau soit complète, une dernière phase caractérise les connexions des différents ports des jonctions ainsi que leur paramètre-S.

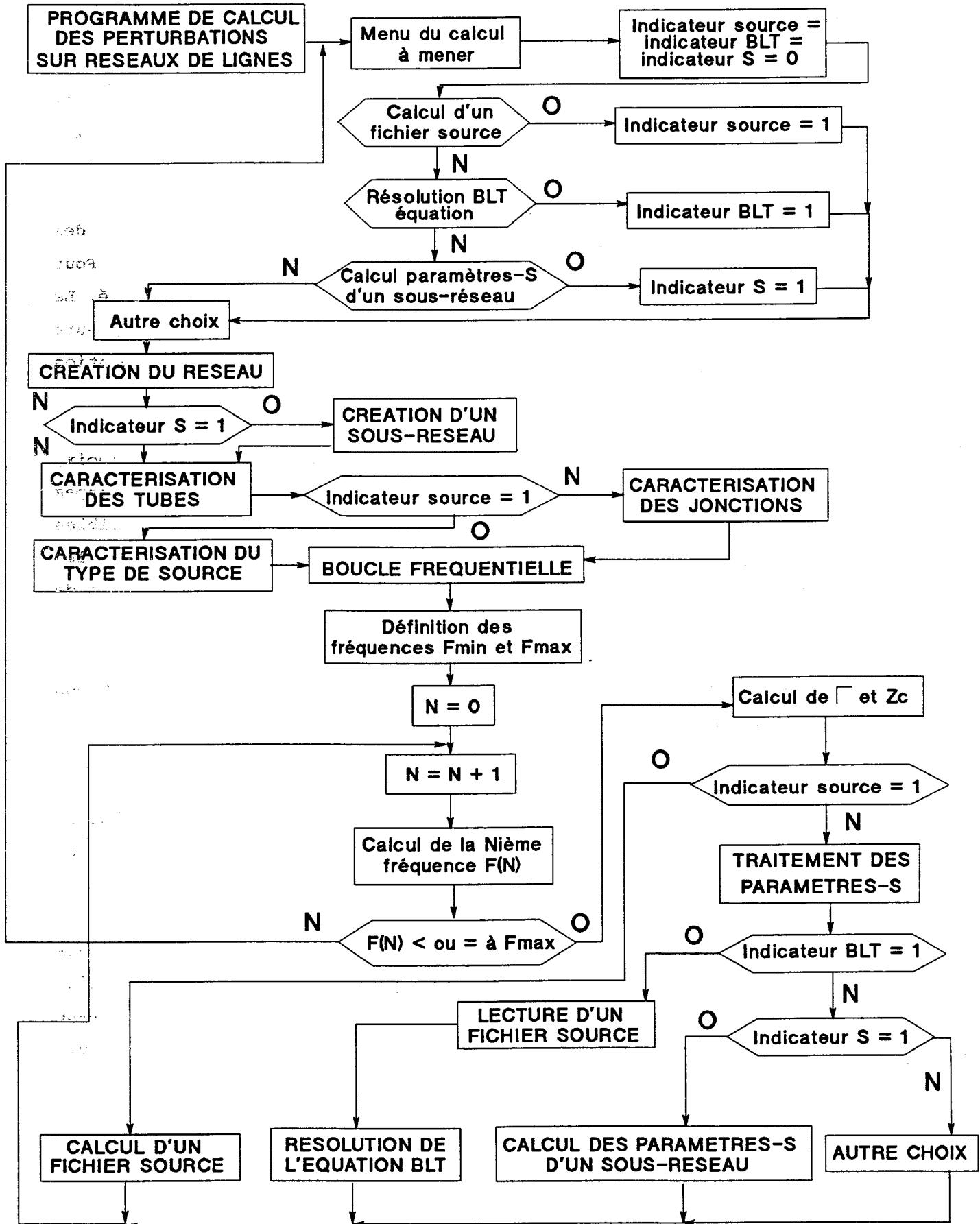


Figure A-III-8 : Organisation générale du programme de détermination des perturbations induites sur un réseau topologique.

3. Différentes étapes du programme

3.1. Création du réseau

L'étape de création du réseau consiste à décrire l'architecture générale, c'est-à-dire le graphe sur lequel s'appuie le réseau. On parlera donc indifféremment de noeuds ou de jonctions et d'arêtes ou de tubes. L'organigramme décrivant la démarche adaptée est représentée figure A-III-9. La méthode repose sur la création de tubes : quand l'utilisateur ne veut plus créer de tubes, le réseau est supposé complet. Pour chaque nouveau tube, on vérifie que le tube n'existe pas déjà. Remarquons que le numéro utilisateur n'est bien entendu pas obligatoirement le même que le numéro informatique correspondant. L'introduction de la notion de numéro informatique, classé dans l'ordre, permet d'optimiser les tailles mémoires des tableaux et matrices nécessaires aux traitements ultérieurs. De même, à chaque noeud, sera affecté automatiquement un noeud informatique.

Chaque tube est ensuite caractérisé par deux numéros de noeuds d'extrémité 1 et 2, spécifiés par l'utilisateur et convertis dans le programme en numéro informatique. On s'assure, par ailleurs, qu'un tube n'existe pas entre ces deux noeuds : en effet, pour des raisons de facilité d'automatisation de la numérotation, nous avons supposé qu'il ne peut exister deux tubes entre deux noeuds identiques. En particulier, les ondes pourront être numérotées de la manière suivante. Si le tube i est situé entre les noeuds 1 et 2 et que N_{\max} est le nombre maximal de tubes admis sur le réseau, l'onde partant du noeud 1 aura pour numéro i et l'onde partant du noeud 2 aura pour numéro $i + N_{\max}$: l'affectation des indices des ondes sera donc assurée sans que l'utilisateur ait à intervenir.

Pour chaque tube, on précisera également sa taille, c'est-à-dire le nombre de conducteurs élémentaires constituant la ligne multiconducteur associée.

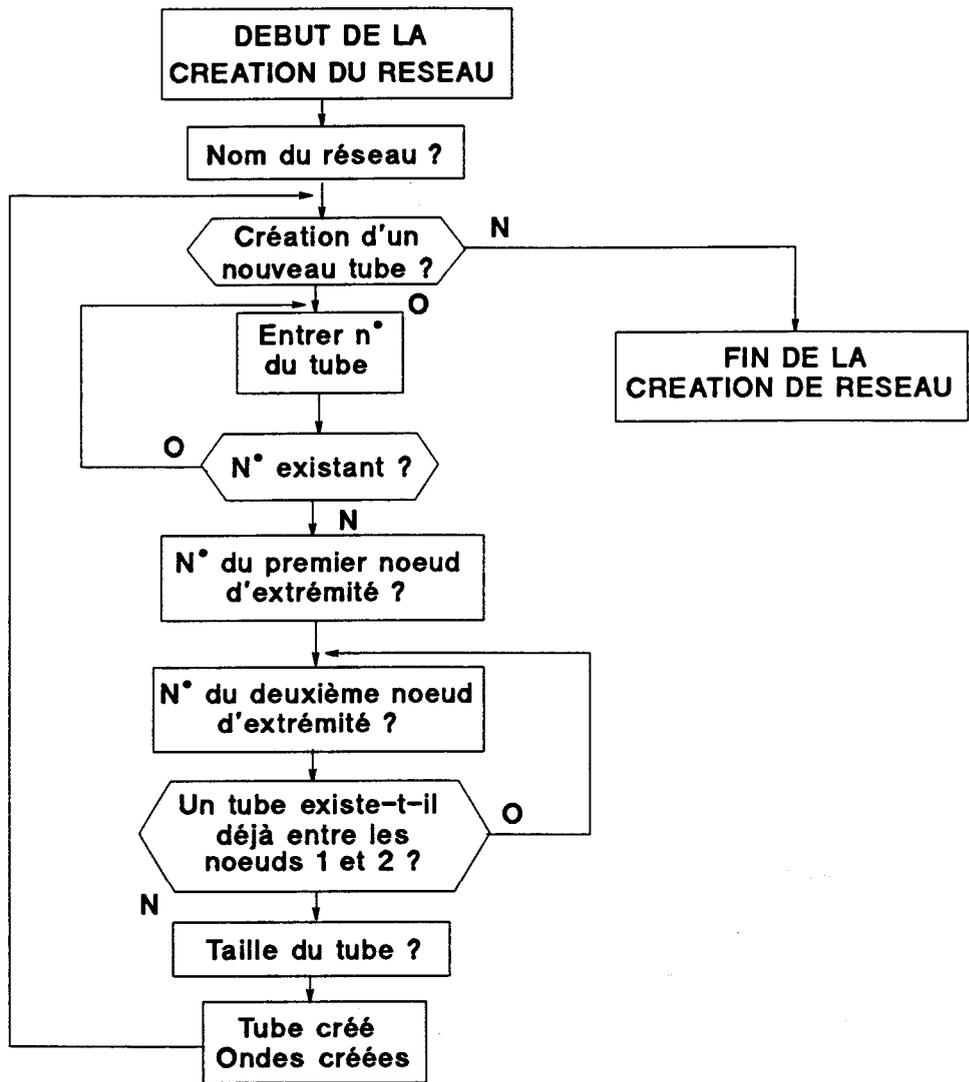


Figure A-III-9 : Organigramme de création d'un réseau.

Reste à créer informatiquement le tube : cette étape est assurée en construisant une matrice caractéristique du type de celles présentées au paragraphe III.2.4.3.2. Nous l'appellerons "Jonctions-Jonctions-Tubes", J-J-T ; elle est définie de la manière suivante : soient deux numéros de jonctions i et j ,

1°/ $J-J-T(i,j) = 0$ si aucun tube n'existe entre i et j ,

2°/ $J-J-T(i,j) = +k$ si le tube numéro k est situé entre i et j et que le noeud i a été rentré comme noeud 1,

3°/ $J-J-T(i,j) = -k$ si le tube numéro k est situé entre i et j et que le noeud i a été rentré comme noeud 1.

La matrice $J-J-T$ permet ensuite de reconstruire de nombreuses autres matrices caractéristiques, facilitant le calcul pour des applications spécifiques : on citera, par exemple, la matrice Onde-Onde, $W-W$ (voir paragraphe III.2.4.3.2.c) fort utile pour construire la matrice des paramètres- S du réseau.

3.2. Création d'un sous-réseau

L'organigramme de création d'un sous-réseau, ou de plusieurs sous-réseaux est représenté figure A-III-10.a. Suivant les besoins, il est possible de définir, à partir d'un même réseau global, plusieurs réseaux internes dont on calculera les paramètres- S . Chaque sous-réseau est caractérisé par un numéro informatique et un nom utilisateur : pour chaque nouveau sous-réseau, on vérifie qu'il n'existe pas déjà.

La création d'un sous-réseau repose sur la création de noeuds internes. Ils sont répertoriés dans un tableau du type NINT, tel que :

- si i est le numéro informatique du noeud interne,
- si j est le numéro informatique du sous-réseau,
- $NINT(i,j)$ est le numéro informatique du noeud du réseau global.

La création de sous-réseau consiste également à déterminer les tubes internes et externes, ainsi que les supervecteurs W_I, W_{II}, W_{III} (voir chapitre III.4.2). La démarche adoptée est représentée sur l'organigramme de la figure A-III-10.b. Pour chaque noeud interne i , on fait l'inventaire de tous les tubes connectés à i . La figure A-III-11 montre comment réaliser cette opération. Elle conduit à la création d'un tableau TCON, défini par $TCON(i,k) = \text{tube numéro } N$, ou k est le $k^{\text{ème}}$ tube connecté au tube i .

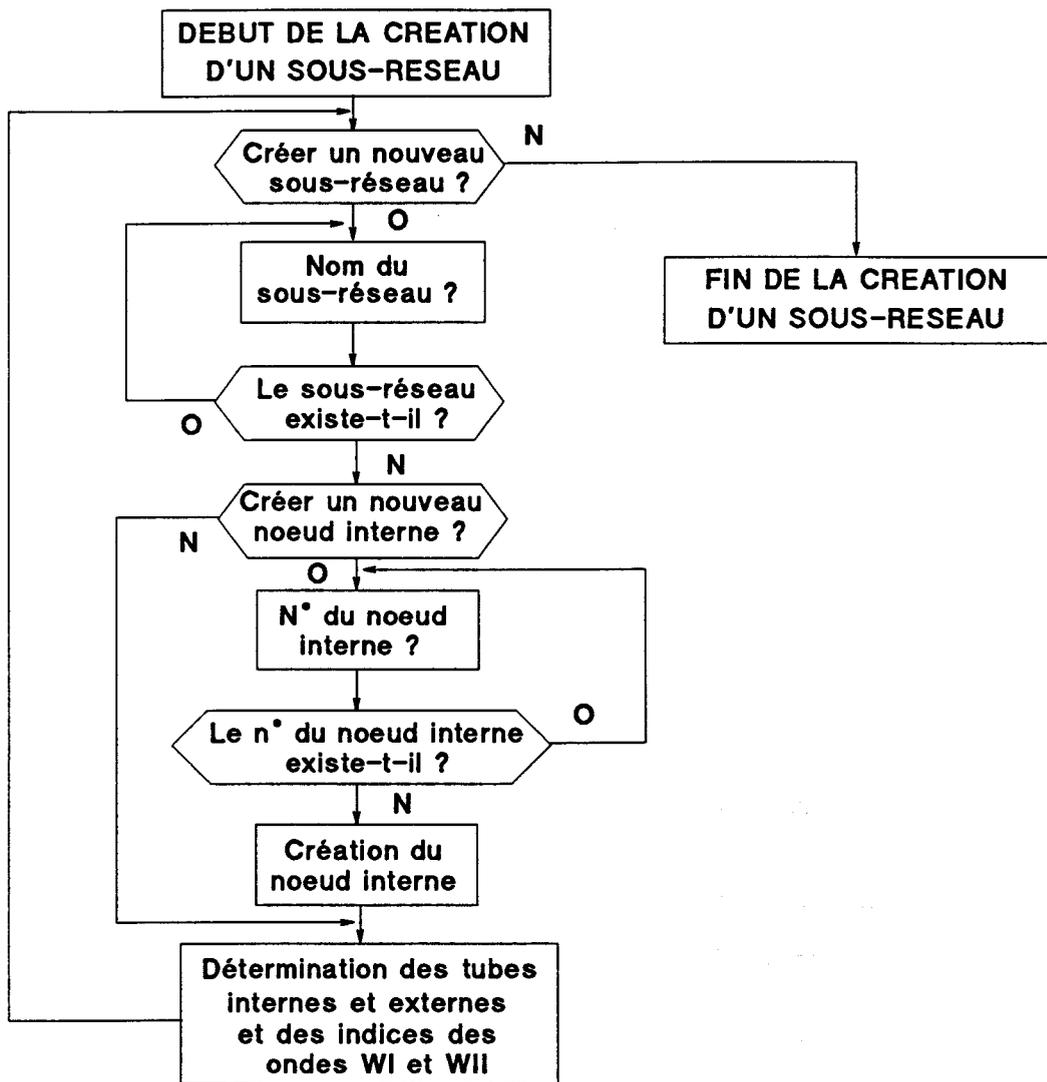


Figure A-III-10.a : Organisation générale.

Figure A-III-10 : Organigramme de création de sous-réseaux.

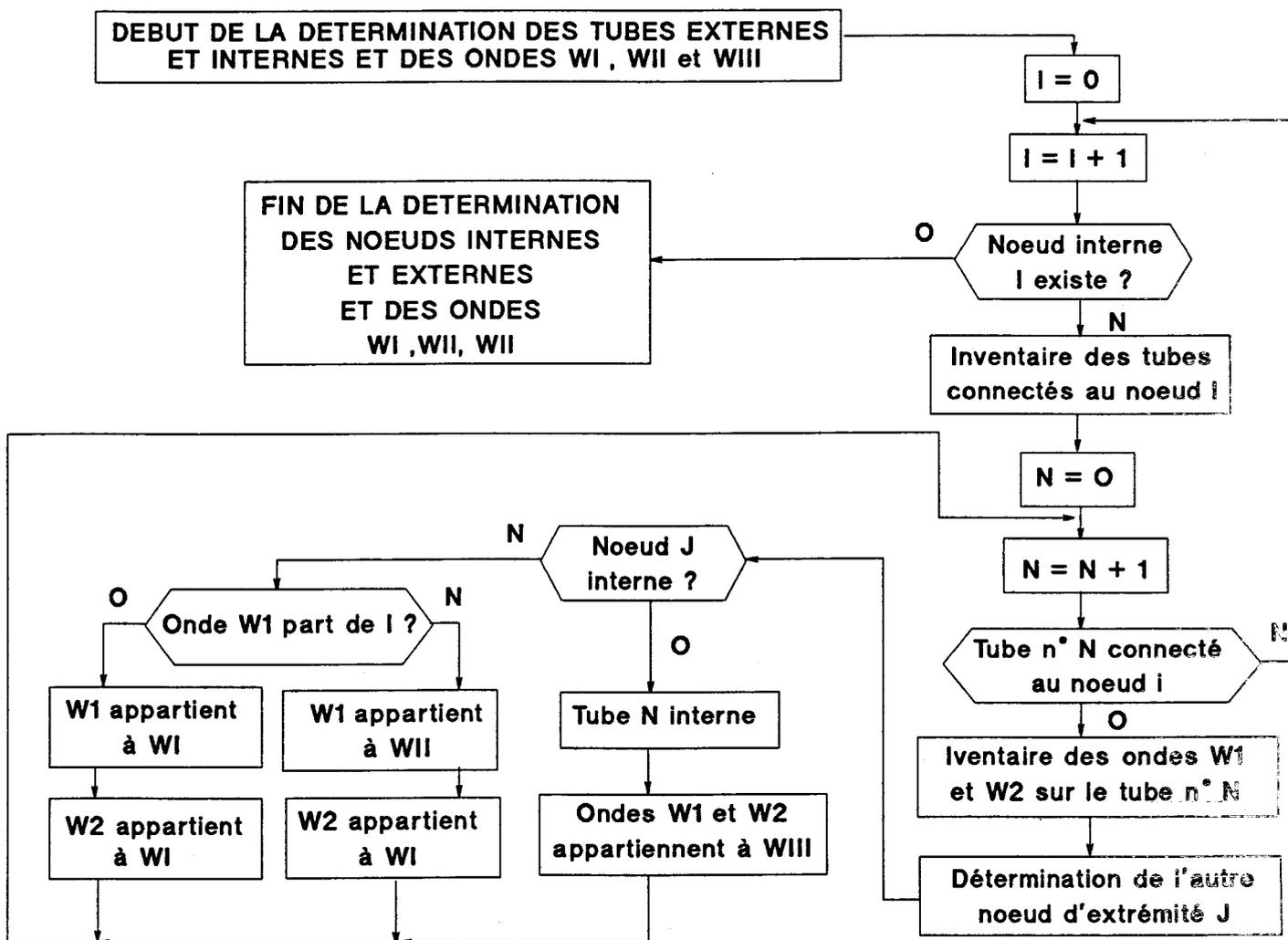


Figure A-III-10.b : Organigramme de détermination des tubes internes et externes et des indices d'onde W_I , W_{II} , W_{III} .

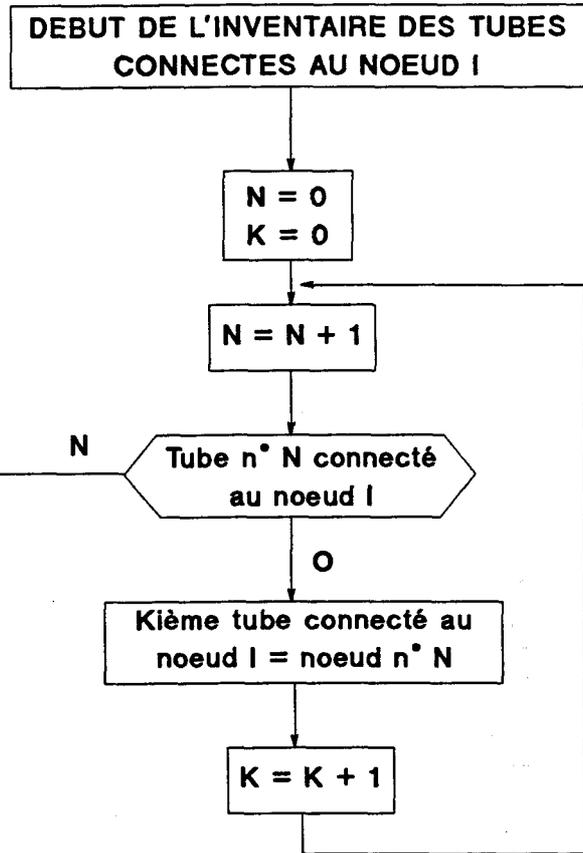


Figure A-III-11 : Organigramme permettant de recenser tous les tubes connectés à un noeud.

Pour chaque noeud interne, on peut alors balayer sur l'ensemble des tubes connectés, et recenser ainsi les ondes W_1 et W_2 se propageant sur chacun d'eux, et ainsi que l'autre noeud d'extrémité j . Si le noeud j est lui-même un noeud interne, alors le tube N est un tube interne. Les ondes W_1 et W_2 font alors partie du supervecteur W_{111} . Si, au contraire, le noeud j n'est pas interne, alors le tube N est nécessairement externe. Deux alternatives concernant W_1 et W_2 se posent alors. Si l'onde W_1 part du noeud interne i , elle appartient au supervecteur W_1 et par conséquent W_2 appartient au supervecteur W_1 , et l'inverse, si l'onde W_1 arrive sur le noeud i , alors W_1 appartient au supervecteur W_{11} et W_2 au supervecteur W_1 .

3.3. Caractérisation des tubes

L'étape de caractérisation des tubes consiste à définir sur chacun d'eux les paramètres primaires permettant de déterminer les matrices inductance L , capacité C , résistance R et conductance G correspondantes : celles-ci sont ensuite réutilisées dans la boucle fréquentielle pour redéterminer à chaque fréquence la matrice de propagation Γ et la matrice impédance caractéristique Z_c .

La caractérisation est assurée à partir de l'organigramme représenté figure A-III-12. Il est organisé de telle façon que le remplissage des matrices L et C soit le moins fastidieux possible pour l'utilisateur. Pour chaque tube, on va donc poser une série de questions permettant de distinguer plusieurs types de lignes multiconducteur.

Après avoir demandé dans tous les cas la longueur du tube, on considère dans un premier temps, les lignes pour lesquelles les paramètres L, C, R, G sont dépendants de la fréquence. C'est le cas, par exemple, si on veut tenir compte du phénomène d'effet de peau sur les conducteurs. Dans ce cas, les matrices Z et Y définies au chapitre III par des relations du type :

$$Z = R(\omega) + j\omega L(\omega) \quad (\text{A-III-65})$$

et

$$Y = G(\omega) + j\omega C(\omega) \quad (\text{A-III-66})$$

seront stockées dans un fichier à accès direct permettant d'accéder aux

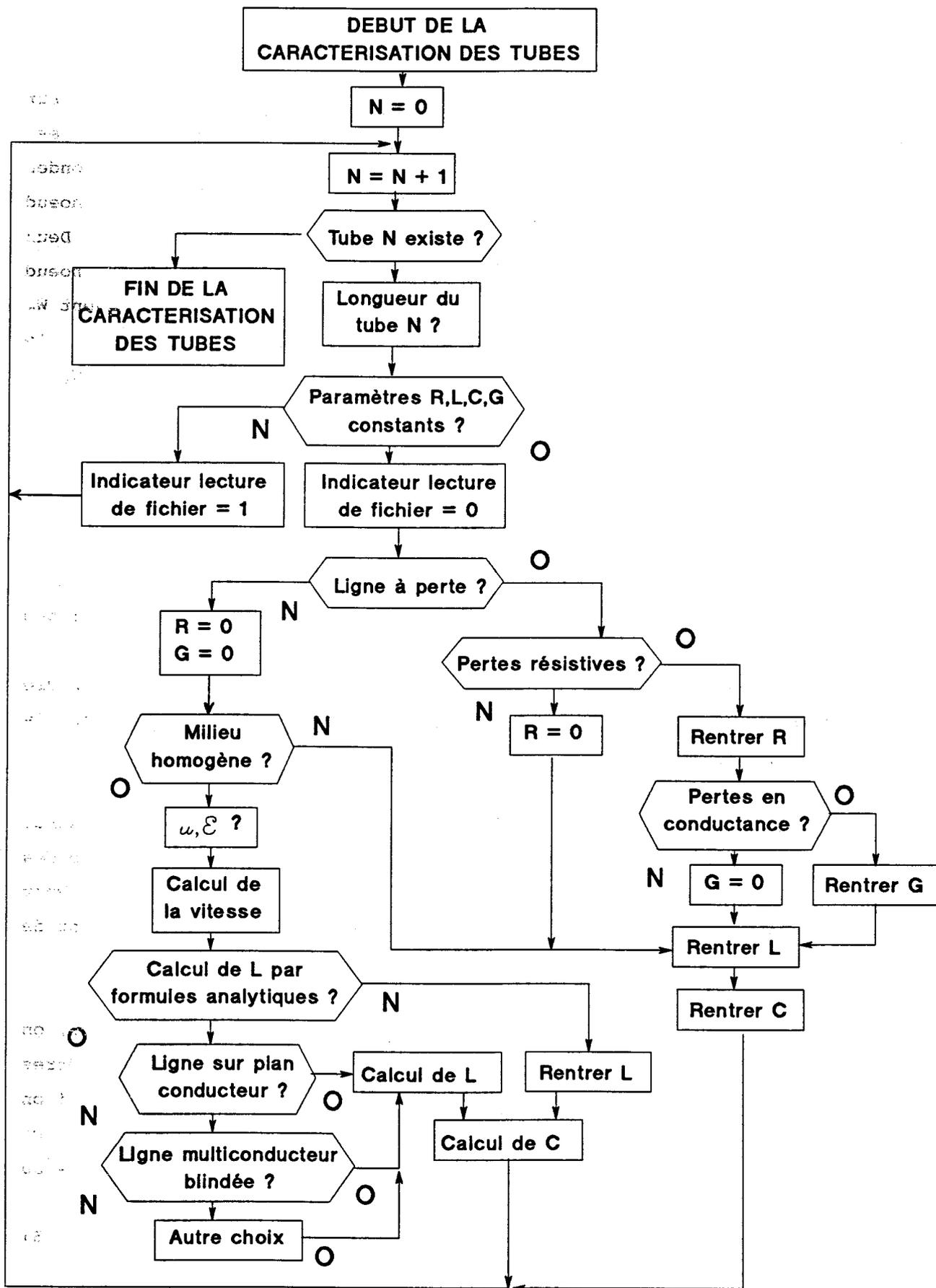


Figure A-III-12 : Organigramme de caractérisation des tubes.



valeurs à chaque fréquence. Ces valeurs pourront provenir du calcul de d'expressions analytiques ou directement de mesures.

Le type le plus fréquent de lignes multiconducteur reste cependant celui pour lequel les paramètres L, C, R et G sont constants avec la fréquence. Dans ce cas, nous allons distinguer plusieurs cas particuliers. Nous considérons dans un premier temps les lignes sans perte ($R = 0$ et $G = 0$). On se pose ensuite la question de l'homogénéité du milieu. En effet, certaines lignes en couplage lâche, (les conducteurs sont suffisamment espacés l'un de l'autre pour ne pas avoir à tenir compte des gaines isolantes éventuelles qui les entourent) pourront être traitées plus simplement. En effet, la ligne multiconducteur ne présente qu'une seule vitesse de propagation v , déterminée classiquement à partir de la perméabilité μ et la permittivité ϵ du milieu par :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (\text{A-III-67})$$

Le calcul de la matrice γ définie par la relation (III-23) au chapitre III s'en trouve alors simplifiée [1] :

$$\gamma = \frac{j\omega}{v} (-1) = j\omega(L.C)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A-III-68})$$

et la matrice capacité s'exprime alors directement par :

$$C = \frac{1}{v} L^{-1} \quad (\text{A-III-69})$$

D'autre part, dans ce même cadre des milieux homogènes, on peut généralement appliquer des formules analytiques. Le choix de ces formules sera effectué par un menu présentant plusieurs situations élémentaires. Une situation particulièrement utile est celle de ligne multiconducteur sur un plan conducteur de référence. Le calcul des différents termes inductifs donne [1] :

- pour les termes propres :

$$L_i = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{2h_i}{r_i} \right) \quad (\text{A-III-70})$$

- pour les termes mutuels :



$$M_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{D'_{ij}}{D_{ij}}$$

(A-III-71)

où h_i et r_i représentent respectivement la hauteur d'un conducteur élémentaire i et r_i , son rayon ; D_{ij} représente la distance entre les conducteurs i et j , et D'_{ij} , la distance entre le conducteur i et le conducteur image de j par rapport au plan conducteur (voir figure A-III-13).

Dans le cas où la ligne est à perte, on envisagera la possibilité de pertes résistives puis de pertes conductives. On demandera ensuite de rentrer les paramètres L et C . Cette dernière étape sera également répétée dans le cas de milieux non homogènes. La façon de rentrer les différents paramètres R, L, C, G pourra être interactive au programme ou bien par lecture d'un fichier.

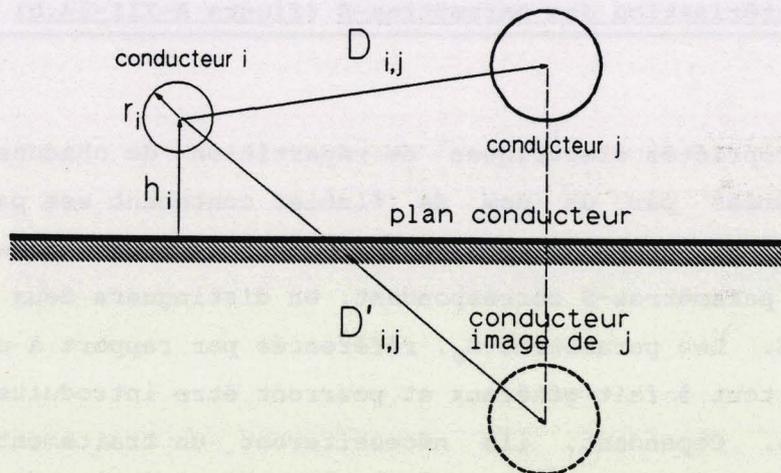


Figure A-III-13 : Principe de calcul des termes inductifs d'une ligne multiconducteur en couplage lâche.

3.4. Caractérisation des jonctions

La caractérisation des jonctions peut se décomposer en deux actions. La première consiste à caractériser les connexions entre les ports des jonctions et les fils des tubes connectés. La seconde consiste à caractériser les paramètres-S de chaque jonction.

3.4.1. Caractérisation des connexions (figure A-III-14.a)

La caractérisation des connexions consiste pour chaque connexion à faire l'inventaire des tubes connectés : la méthode est celle précédemment décrite au paragraphe 3.2. et dont l'organigramme est représenté figure A-III-11. Pour chacun des tubes connectés, on recense ensuite tous les fils constituant la ligne multiconducteur. Pour chacun d'eux, on demande à l'utilisateur de spécifier le port de la jonction correspondant (on suppose qu'à chaque port n'est connecté qu'un seul fil). L'architecture du réseau, auparavant décrite au niveau des tubes et jonctions, devient maintenant entièrement décrite au niveau des fils élémentaires constituant le réseau.

3.4.2. Caractérisation des paramètres-S (figure A-III-14.b)

Les propriétés électriques de répartition de chacune des jonctions seront résumées par un nom de fichier contenant ses paramètres-S. Ces fichiers seront à accès direct, de façon à accéder à chaque fréquence à la matrice de paramètres-S correspondant. On distinguera deux possibilités de paramètres-S. Les paramètres- S_0 , référencés par rapport à une impédance de 50Ω , sont tout à fait généraux et pourront être introduits dans n'importe quel réseau. Cependant, ils nécessiteront un traitement dans la boucle fréquentielle, de façon à les rendre compatibles avec l'impédance caractéristique locale du noeud auxquels ils correspondent. C'est pourquoi nous avons laissé aux fichiers paramètres de paramètres-S la possibilité de contenir des paramètres-S topologiques. Plus contraignants parce qu'associés à un réseau topologique donné, ils permettent cependant d'accélérer le calcul global puisque la phase de traitement des paramètres-S n'est plus nécessaire.

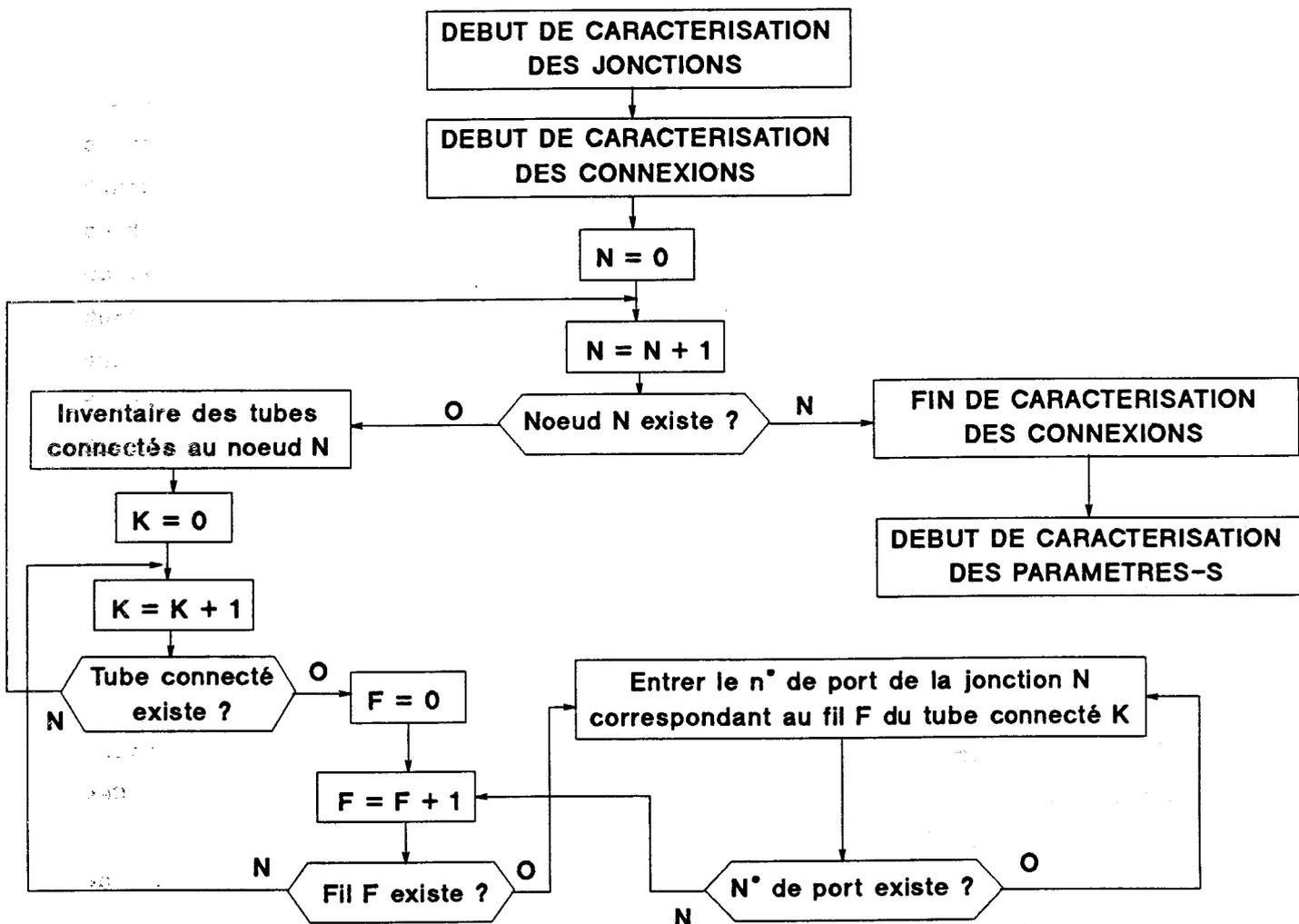


Figure A-III-14.a : Définition des connexions des jonctions.

Figure A-III-14 : Organigramme de caractérisation des jonctions.

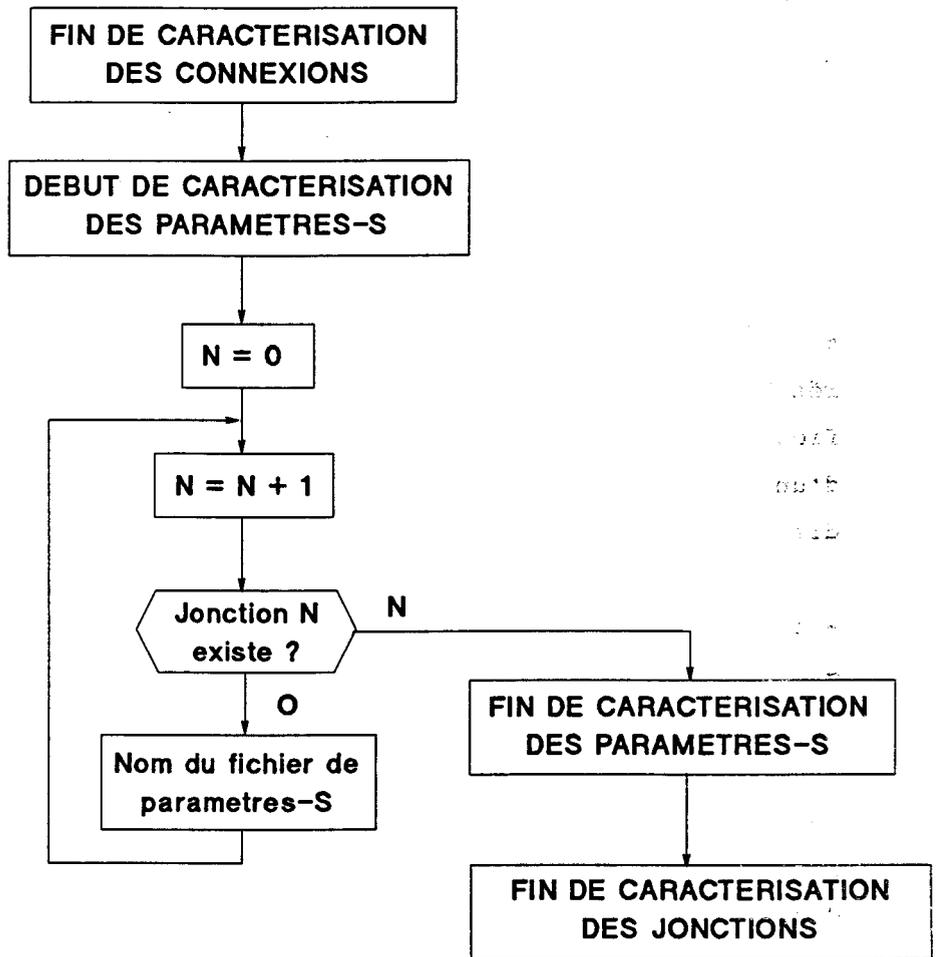


Figure A-III-14.b : Caractérisation des paramètres-S.

Figure A-III-14 : Organigramme de caractérisation des jonctions (suite).

3.5. Caractérisation du type de source

3.5.1. Caractéristiques générales

La phase de caractérisation du type de source à appliquer sur chaque tube a pour but de définir les paramètres nécessaires à la constitution d'un fichier d'onde source W_s dans la boucle fréquentielle. Ce fichier à accès direct pourra être réutilisé par la suite dans le cadre de la résolution de l'équation de type B.L.T. (voir organigramme de la figure A-III-8). Le choix du type de couplage se fait par l'intermédiaire d'un menu que l'on peut faire évoluer à volonté. Pour le moment, on distingue trois types de sources :

- les sources localisées,
- les sources provenant d'un couplage par onde plane,
- les sources provenant d'un couplage quelconque.

Le choix d'un type de source dans le menu est signalé par le positionnement d'un indicateur à 1. Cet indicateur permet ensuite d'appliquer les formules adéquates dans la boucle fréquentielle.

L'organigramme permettant de définir le type de source est représenté figure A-III-15. La première étape, commune à tous les tubes consiste à définir le sens d'application des générateurs équivalents par unité de longueur.

Le vecteur générateur de tension $V_{eq}(z_0)$ et le vecteur générateur de courant $I_{eq}(z_0)$ dépendent d'une abscisse absolue z_0 . On pourra ainsi définir les abscisses absolues L_1 et L_2 qui précisent la zone d'application de $V_{seq}(z_0)$ et $I_{seq}(z_0)$. La définition du sens de couplage consiste pour chaque tube à préciser sur laquelle des deux jonctions d'extrémité on prend l'origine de l'échelle absolue. Soient J_1 et J_2 , les deux jonctions d'extrémité d'un tube de longueur L (voir figure A-III-16) ; W_1 et W_2 représentent les deux ondes partant respectivement de J_1 et J_2 . Supposons z_0 maintenant que l'origine de l'abscisse z_0 soit prise sur J_1 . Relativement au sens de propagations de l'onde W_1 , on peut écrire que :

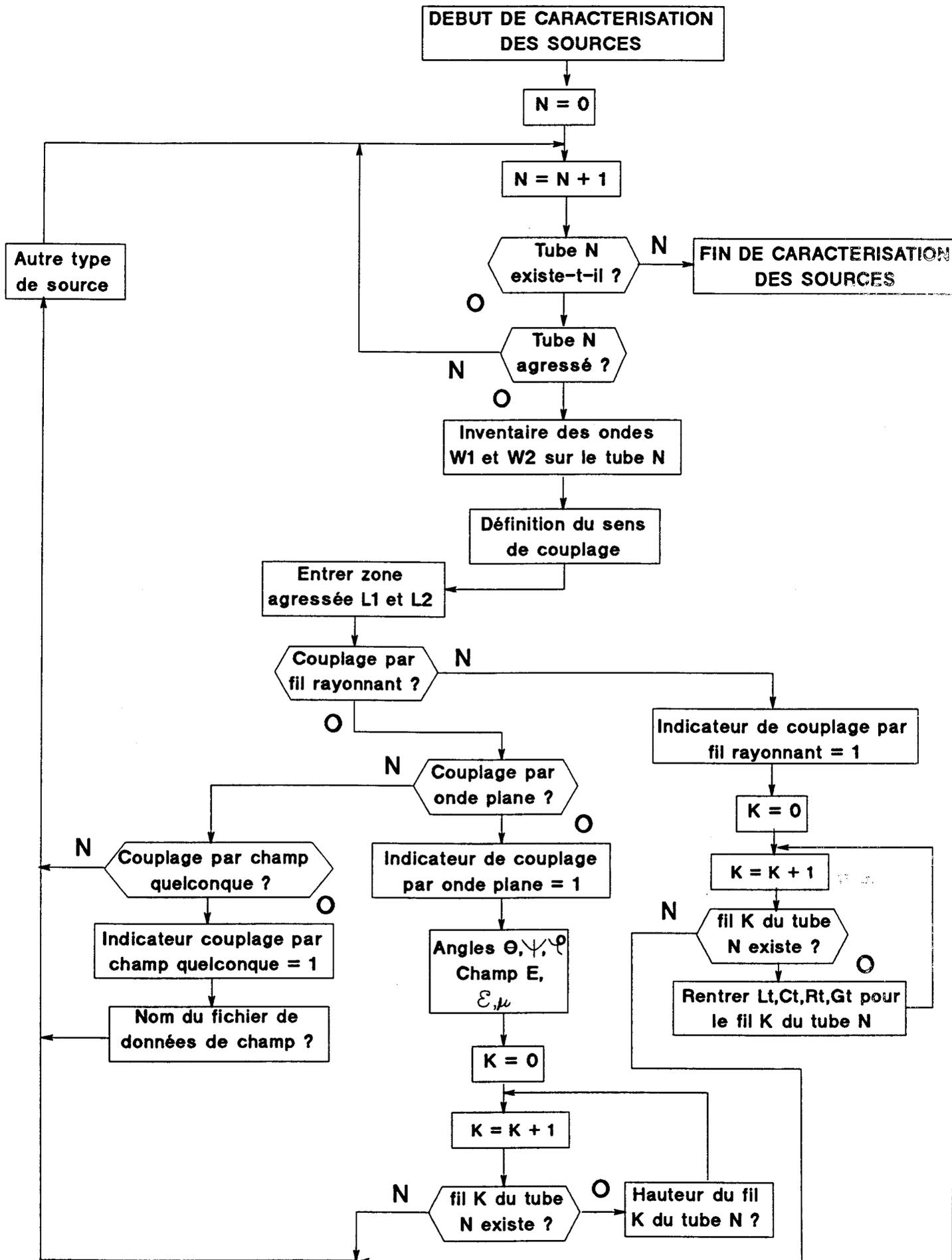


Figure A-III-15 : Organigramme permettant de caractériser le type de couplage sur chaque tube du réseau.

$$z = z_0 \quad (\text{A-III-72})$$

$$V_{S_1}(z) = V_{eq}(z_0) \quad (\text{A-III-73})$$

et

$$I_{S_1}(z) = V_{eq}(z_0) \quad (\text{A-III-74})$$

La relation (III-49) donnant l'expression du vecteur source W_{S_1} devient alors :

$$W_{S_1} = \int_{L_1}^{L_2} e^{-\gamma(L-z_0)} (V_{eq}(z_0) + Z_c I_{eq}(z_0)) dz_0 \quad (\text{A-III-75})$$

Il en découle que pour le sens de propagation de W_2 , on a :

$$z = L - z_0 \quad (\text{A-III-76})$$

$$V_{S_2}(z) = -V_{eq}(z_0) \quad (\text{A-III-77})$$

et

$$I_{S_2}(z) = I_S(z_0) \quad (\text{A-III-78})$$

Le vecteur onde vecteur W_{S_2} s'exprime alors par :

$$W_{S_2} = \int_{L_1}^{L_2} e^{+\gamma z_0} (-V_{eq}(z_0) + Z_c I_{eq}(z_0)) dz_0 \quad (\text{A-III-79})$$

L'utilisateur est alors en mesure de choisir dans le menu, le type de source à appliquer, et le programme calculera sans ambiguïté les termes W_{S_1} et W_{S_2} pour chacun des tubes dans la boucle fréquentielle.

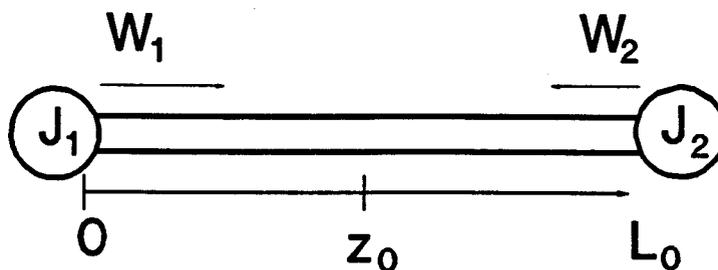


Figure A-III-16 : Définition d'une échelle absolue $0z_0$ sur un tube.

3.5.2. Détermination des générateurs à l'aide d'expressions simples

Une approximation fréquente du couplage sur les tubes consiste à répartir sur ceux-ci des générateurs constants ou dépendants linéairement de la fréquence. Les générateurs équivalents $V_{eq_i}(z_0)$ et $I_{eq_i}(z_0)$ (par unité de longueur) peuvent alors être définis pour chaque fil i d'un tube donné par une relation du type :

$$V_{eq_i}(z_0) = Z_{T_i} I \quad (\text{A-III-80})$$

et

$$I_{eq_i}(z_0) = Y_{T_i} V \quad (\text{A-III-81})$$

où chacun des coefficients Z_{T_i} et Y_{T_i} s'exprime à l'aide de termes R_{T_i} , G_{T_i} , L_{T_i} et C_{T_i} par :

$$Z_{T_i} = R_{T_i} + jL_{T_i} \omega \quad (\text{A-III-82})$$

$$Y_{T_i} = G_{T_i} + jC_{T_i} \omega \quad (\text{A-III-83})$$

I et V sont deux constantes permettant de moduler de façon globale l'amplitude de chacun des générateurs.

Remarquons que la définition des générateurs par cette méthode peut être matérialisée en considérant le schéma de la figure A-III-17. On peut, en effet, considérer que I et V sont respectivement les courants et tension constants appliqués sur un fil fictif. R_{T_i} , G_{T_i} , L_{T_i} , C_{T_i} représentant alors les termes mutuels de résistance, conductance, inductance et capacité de ce fil avec les différents conducteurs élémentaires du tube agressé.

Le calcul des vecteurs onde sources peut alors être effectué simplement. Par exemple, dans le cas d'un couplage en milieu homogène, les expressions (IV-11) et (IV-15) deviennent :

$$W_{S_1} = \frac{e^{-\gamma L}}{\gamma} (e^{\gamma L_2} - e^{\gamma g L_1}) [V * (Z_{T_i}) + Z_c * (Y_{T_i})] \quad (\text{A-III-84})$$

$$W_{S_2} = \frac{e^{\gamma L_2} - e^{\gamma L_1}}{\gamma} [-V * (Z_{T_i}) + I * Z_c (Y_{T_i})] \quad (\text{A-III-85})$$

où L est la longueur du tube considéré et, L_1 et L_2 , les abscisses définissant la zone de couplage sur le tube.

Nous allons montrer, par exemple, comment simuler l'application d'un générateur de tension localisé, d'amplitude 1 Volt, à l'extrémité du deuxième conducteur d'un tube à trois conducteurs. Les différents paramètres permettant de caractériser le couplage auront les valeurs suivantes :

$$R_{T_2} = 1 \Omega/m \text{ et } (R_{T_i})_{i \neq 2} = 0,$$

$$L_{T_i} = C_{T_i} = G_{T_i} = 0 \text{ Volt},$$

$$V = 0 \text{ Volt},$$

$$I = 10^6 \text{ Ampères},$$

$$L_1 = 0 \text{ et } L_2 = 10^{-6} m.$$

On remarquera que la zone d'irradiation est très petite de façon à rendre compte du générateur localisé. Les vecteurs W_{S_1} et W_{S_2} se calculent alors très simplement ; on obtient :

$$W_{S_1} \neq e^{\gamma L} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$W_{S_2} \neq \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

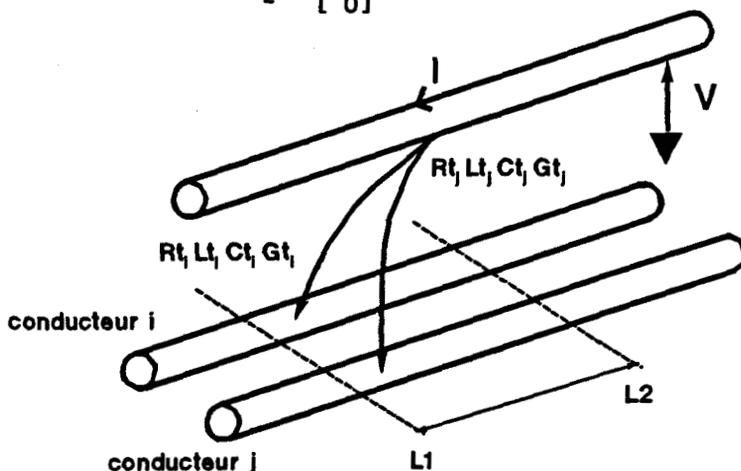


Figure A-III-17 : Modèle permettant de calculer simplement des générateurs constants ou dépendants linéairement de la fréquence.

3.5.3. Couplage par onde plane

La caractérisation du couplage par onde plane consiste à introduire tous les paramètres nécessaires au calcul des générateurs équivalents induits par ce phénomène (voir annexe A-III-3). En particulier, l'orientation de l'onde par rapport à chaque tube sera explicite sous forme des trois angles θ , φ et ψ caractérisant les polarisations horizontales et verticales dans un repère fixe. Le niveau du champ électrique ainsi que la perméabilité et la permittivité du milieu seront également précisés, et suffisent à décrire le niveau de l'agression.

Le couplage de l'onde sur les différents conducteurs nécessite seulement d'introduire la hauteur de chacun des conducteurs élémentaires. Les autres paramètres sont intrinsèques au tube et déjà calculés précédemment dans le programme.

Les vecteurs ondes source W_{S_1} et W_{S_2} peuvent alors être déterminés dans la boucle fréquentielle. En réutilisant les relations (A-III-41) et (A-III-42) de l'annexe A-III-3, on trouve les expressions analytiques de W_{S_1} et W_{S_2} :

$$W_{S_1} = [e^{-\gamma l}] \left[\int_{L_1}^{L_2} e^{[\gamma + jk \cos \varphi \cos \theta (1)] z_0} dz_0 \right] \left[j\omega H_y^i(1) + E_x^i(z_c)(Y) \right] (V_j) \quad (\text{A-III-86})$$

et

$$W_{S_2} = \left[\int_{L_1}^{L_2} e^{[\gamma + jk \cos \varphi \cos \theta (1)] z_0} dz_0 \right] \left[-j\omega H_y^i(1) + E_x^i(z_c)(Y) \right] (V_j) \quad (\text{A-III-87})$$

où L_1 et L_2 sont les abscisses définissant la zone d'agression sur le tube. D'une manière générale, on considérera que tout le tube est agressé et on prendra par conséquent $L_1 = 0$, et $L_2 = L$ (L : longueur du tube étudié).

3.5.4. Couplage par champ quelconque

Le couplage par champ quelconque a pour but de rendre compte du couplage d'un champ électromagnétique non homogène tel que celui présent

dans une cavité. Le principe consiste à récupérer les données de champ électrique tangentiel le long du parcours des câbles (voir annexe A-III-3). Ces données seront calculées en utilisant un code de calcul résolvant les équations de Maxwell sur un maillage de la structure, en l'absence des câbles.

A partir des données de champ tangentiel, il est possible de calculer les générateurs de tension $V_{eq}(z_0)$ et de courant $I_{eq}(z_0)$. Cependant, il ne faut pas perdre de vue que cette méthode est plus approximative que les précédentes puisque fortement conditionnée par la précision du maillage des structures. De manière générale, on se contentera donc du modèle représenté figure A-III-3.a où seuls sont considérés des générateurs de tension calculés à partir des données de champ tangentiel.

Les générateurs de tension $V_{eq}(z_0)$ pourront donc être calculés par des programmes annexes et rangés pour chaque fréquence dans un fichier à accès direct. Le nombre de générateurs nécessaires au calcul des vecteurs ondes sources W_{s_1} et W_{s_2} , dépendra de la fréquence considérée (plus la longueur d'onde correspondante λ sera courte et plus le nombre de générateurs sera grand). Typiquement, un pas de calcul minimum des générateurs sera de l'ordre de $\lambda/4$.

Les termes sources seront alors calculés par intégration numérique directe des relations (A-III-75) et (A-III-79), le nombre de points d'intégration variant avec la fréquence.

4. La boucle fréquentielle

4.1. Calcul des matrices Γ et Z_c

Le calcul des matrices de propagation Γ et impédance caractéristique Z_c pour chaque tube est une opération commune aux différentes applications du code de calcul. En effet, il ne faut pas perdre de vue que ce sont les tubes qui distinguent le réseau d'un simple circuit électrique. Notamment, c'est sur les tubes que l'effet de couplage des ondes électromagnétiques se fait sentir.

La première étape est le calcul des matrices Z et Y (voir relations (III-21) et (III-22) respectivement), à partir desquelles, on déduit la matrice γ par la relation (III-23). Ce dernier calcul conduit à une diagonalisation complexe de la matrice produit $Z.Y$ et une recherche de vecteurs propres : ceux-ci seront réutilisés par la suite dans plusieurs autres étapes de calcul du programme, plus particulièrement chaque fois qu'on aura à calculer une exponentielle de matrice (voir annexe A-III-2).

La matrice γ permet alors de calculer directement la matrice Γ à partir de la relation (III-48) et la matrice Z_c à partir de la relation (III-24).

4.2. Traitement des paramètres- S_0

Nous avons vu dans la caractérisation des paramètres- S que ceux-ci pouvaient être de deux types : topologiques ou bien référencés par rapport à une impédance scalaire unique Z_{c_0} , généralement 50Ω (et notés alors S_0). Cette phase est commune aux applications de résolution du type équation B.L.T. et au calcul des paramètres- S de sous-réseaux. Nous avons vu que les paramètres $-S_0$ sont les plus généraux, et peuvent être introduits dans n'importe quel type de réseaux : par contre, ils nécessitent un traitement, consistant à les transformer en paramètres topologiques, compatibles avec l'impédance caractéristique locale de l'endroit du réseau où ils sont introduits.

La transformation peut s'effectuer en deux étapes. La première est le calcul des paramètres Y de la jonction, définis par la relation matricielle :

$$I = YV \quad (\text{A-III-88})$$

La convention des vecteurs courant I et courant V est la même que celle utilisée au paragraphe III-2-4-3-3-d du chapitre III.

Les paramètres- S_0 peuvent alors s'exprimer dans ces conditions par :

$$V - Z_{c_0} I = S_0 (V + Z_{c_0} I) \quad (\text{A-III-89})$$

La combinaison des relations (A-III-88) et (A-III-89) permet d'écrire la matrice Y en fonction de la matrice S_0 . On trouve :

$$Y = \frac{1}{Z_{c_0}} (1 + S_0)^{-1} (1 - S_0) \quad (\text{A-III-90})$$

La deuxième étape du traitement est l'expression des paramètres- S topologiques en fonction des paramètres Y . Les paramètres- S sont définis par la relation suivante, où Z_c représente la matrice impédance caractéristique locale au niveau de la jonction :

$$V - Z_c I = S(V + Z_c I) \quad (\text{A-III-91})$$

La combinaison des relations (A-III-88) et (A-III-91) permet alors d'écrire la relation matricielle suivante :

$$S = (1 - Z_c Y)(1 + Z_c Y)^{-1} \quad (\text{A-III-92})$$

L'organigramme de traitement des paramètres- S représenté figure A-III-18 a pour but de calculer les expressions (IV-26) et (IV-28) pour toutes les jonctions caractérisées par un fichier de paramètres- S_0 . On constate que le seul point délicat de la démarche consiste à calculer la matrice impédance caractéristique locale Z_c au niveau de la jonction. Pour cela, on a recours à l'étape de recherche des tubes connectés sur une jonction étudiée précédemment (voir figure A-III-11). Sur chacun des tubes connectés k , on relève la matrice caractéristique Z_{c_k} . Chaque fil du tube étant connecté à un seul port de la jonction, on peut réorganiser la matrice Z_c en fonction des indices de port de la jonction. En répétant

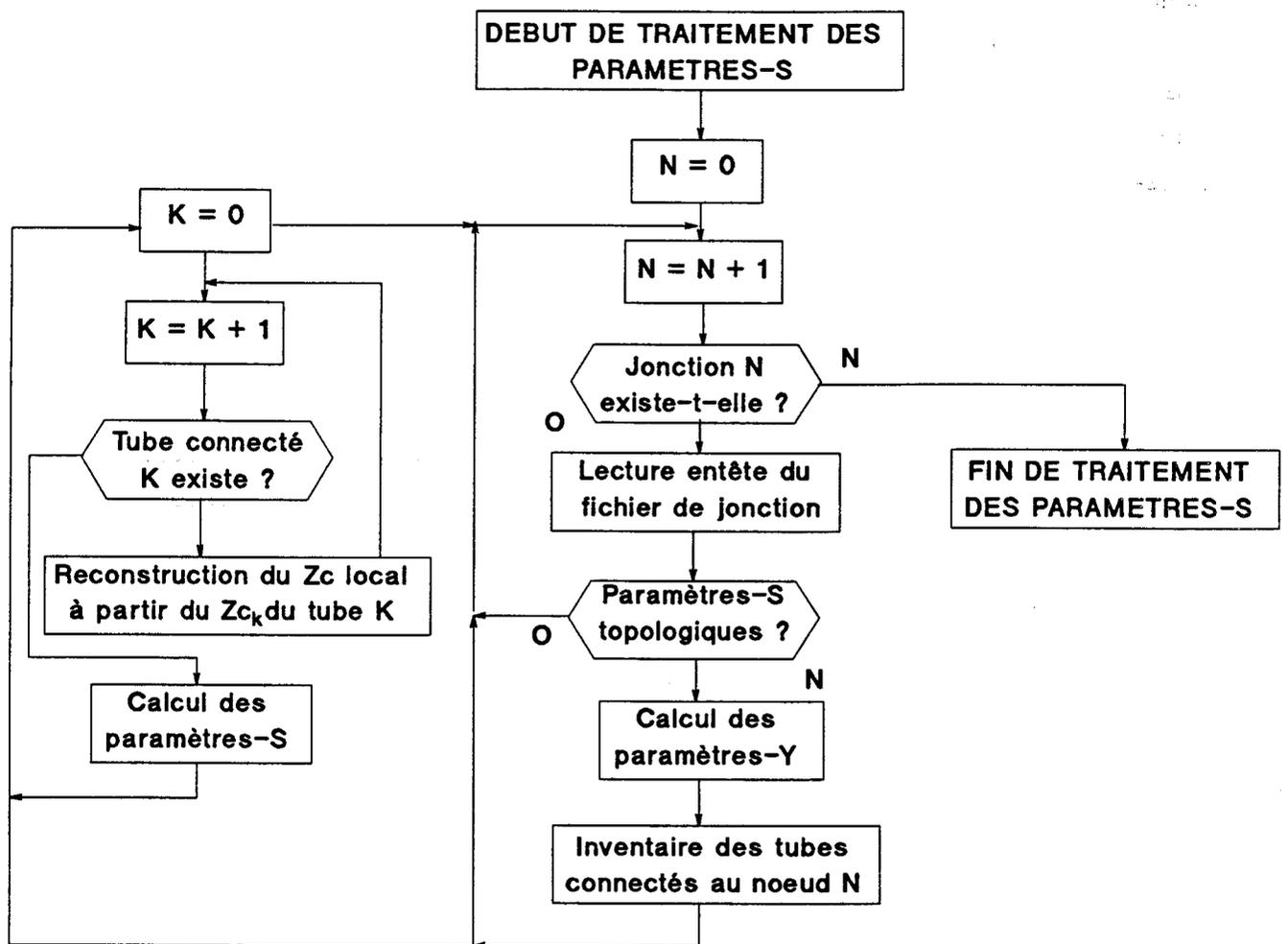


Figure A-III-18 : Organigramme permettant le traitement des paramètres-S à chaque fréquence.

cette étape pour tous les tubes connectés, on construit ainsi progressivement la matrice Z_c locale à la jonction.

Remarquons bien que le traitement suppose qu'on puisse appliquer les relations (A-III-88) et (A-III-91). Or, il existe des cas de jonctions pour lesquelles il est impossible de déterminer les paramètres Y . C'est le cas des jonctions fourche dans lesquelles un conducteur se sépare en plusieurs conducteurs, ou bien les jonctions consistant en la séparation d'un câble multiconducteur en plusieurs faisceaux (voir le calcul rigoureux des paramètres-S, annexe A-III-5). Dans la pratique, on peut cependant facilement contourner cet inconvénient en modélisant les jonctions de la manière suivante :

- les connexions parfaites entre conducteurs (résistance théoriquement nulle) sont représentées par une résistance série très faible ($1 \mu\Omega$ typiquement),
- l'absence de connexion entre conducteurs (résistance théoriquement infinie) est approchée par une impédance très importante ($10^9 \Omega$ typiquement).

4.3. Exposé des différents calculs

Les différentes équations régissant les calculs du programme ont été traitées en détail dans le chapitre III et la constitution des différentes matrices nécessaires aux calculs a été décrite dans les paragraphes précédents. Nous nous contenterons donc de rappeler succinctement les différentes étapes de ces applications.

4.3.1. Calcul d'un fichier source

Cette étape est conditionnée par les différents indicateurs positionnés lors de la phase de caractérisation du type de source appliquée sur chaque tube. Elle conduit à la création d'un fichier contenant tous les termes sources sur le réseau, qu'on peut utiliser pour plusieurs

traitements de type B.L.T. équation, lorsqu'on ne fait varier que les paramètres des jonctions.

4.3.2. Résolution de l'équation B.L.T.

Cette étape consiste à déterminer le couplage en tout point d'un réseau. La résolution de la B.L.T. équation (équation (III-64)), ne représente en fait qu'une des équations à traiter. En effet, nous avons vu que l'obtention des termes $W(0)$ et $W(L)$ supposait également la résolution d'une des deux équations de propagation (relation (III-51) ou de répartition (relation (III-63)). On peut alors accéder aux grandeurs de tension et courant au niveau de tous les ports des jonctions.

Remarquons également que cette étape suppose la constitution des supermatrices Γ , Z_c et S du réseau, construites à partir des matrices élémentaires de chaque tube et jonction. Cette opération est menée à bien en analysant toutes les matrices caractéristiques décrites au paragraphe III-2-4-3-2 et calculées lors de la phase de création du réseau.

4.3.3. Calcul des paramètres-S des sous-réseaux

Pour chacun des sous-réseaux, la phase de caractérisation a permis de définir les indices d'ondes élémentaires constituant les supervecteurs W_I , W_{II} et W_{III} . Les diverses matrices intervenant dans la relation (III-138) peuvent alors être aisément construites pour chaque fréquence, à partir des matrices Γ et Z_c des tubes externes, internes et des paramètres-S des jonctions internes.

Le calcul des paramètres-S (en fait, il s'agit de paramètres- S_0) conduit ensuite à leur sauvegarde dans un fichier à accès direct de structure identique aux fichiers de paramètre-S des jonctions. Il peut donc être réutilisé dans le cadre d'autres applications, comme un fichier de jonction.

5. Conclusion

Nous avons présenté ici l'organisation du programme permettant de calculer diverses applications sur un réseau global. Ce programme s'accompagne également de toute une série de programmes satellites permettant de mettre au point les différents paramètres caractéristiques des tubes et jonctions. On citera plus particulièrement le programme de calcul de circuits nommé TOUCHSTONE présentant l'avantage de simuler efficacement les paramètres- S_0 de jonctions complexes. Nous avons développé plusieurs programmes permettant de créer des fichiers de paramètres- S au format du programme topologique.

Dans le cas de jonctions simples (constituées d'éléments R, L, C , seulement) nous avons également développé des programmes de calcul de paramètres- S basés sur le calcul d'équations du type (III-81) et (III-82) présentées au chapitre III.

D'autres programmes annexes permettent d'affiner la détermination des matrices inductance et capacité de ligne multiconducteur en comparant plusieurs types de mesures (mesures directes, à l'analyseur de réseau, au réflectomètre). On se reportera au chapitre IV pour étudier comment le programme peut être utilisé pour caractériser individuellement chacun des tubes.

Le chapitre V, quant à lui, nous montre l'application du programme pour étudier les couplages électromagnétiques internes dans plusieurs types de structures complexes.

ANNEXE III-5

CALCUL DES PARAMETRES-S TOPOLOGIQUES
D'UNE JONCTION DE CONNEXION1. Cas général1.1. Présentation de la jonction

Nous appelons jonction de connexion, une jonction telle qu'un câble multiconducteur se sépare en plusieurs faisceaux de câbles, le nombre de câbles après la séparation restant conservé (voir figure A-III-19). C'est une configuration que l'on rencontre très fréquemment en aéronautique dans les techniques de constitution des pieuvres électriques.

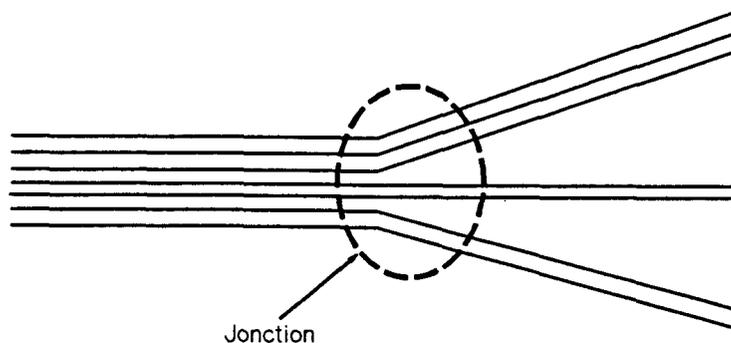


Figure A-III-19 : Représentation schématique d'une connexion.

D'une manière générale, on pourra considérer la jonction de connexion comme un système à $2n$ ports représenté figure A-III-20.

Figure A-III-20 : Principe de numérotation des ports de la jonction de connexion.

On peut distinguer deux côtés : sur le premier, les ports sont numérotés de 1 à n. Sur le deuxième, les ports sont numérotés de n+1 à 2n. D'autre part, nous supposons que tout port i est connecté au port n+i. On peut alors définir deux ensembles d'indices I et II définis de la manière suivante :

$$I = \{1, 2, \dots, n\} \quad (\text{A-III-92})$$

et

$$II = \{n+1, n+2, \dots, n\} \quad (\text{A-III-93})$$

Ce regroupement des indices permet de réécrire la relation définissant les paramètres-S topologiques :

$$\begin{pmatrix} V_I \\ V_{II} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} Z_{c_I} & 0 \\ 0 & Z_{c_{II}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_I \\ I_{II} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{I,I} & S_{I,II} \\ S_{II,I} & S_{II,II} \end{pmatrix} \left[\begin{pmatrix} V_I \\ V_{II} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Z_{c_I} & 0 \\ 0 & Z_{c_{II}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_I \\ I_{II} \end{pmatrix} \right] \quad (\text{A-III-94})$$

Les vecteurs de tension V_I et V_{II} représentent les tensions individuelles prises au niveau des ports des côtés gauche et droit respectivement. Les vecteurs I_I et I_{II} représentent les courants entrant au niveau de ces mêmes ports. Chacun de ces quatre vecteurs est de dimension n. Les blocs Z_{c_I} et $Z_{c_{II}}$ (de dimension $n \times n$) sont les impédances caractéristiques des lignes multiconducteur connectées de part et d'autre de la jonction. Finalement $S_{I,I}$, $S_{I,II}$, $S_{II,I}$ et $S_{II,II}$ sont les quatre blocs constituant la matrice des paramètres-S de la jonction.

Les propriétés électriques de cette jonction sont très simples. D'abord, les tensions sont identiques sur les deux côtés, ce qui se traduit par :

$$V_I = V_{II} \quad (\text{A-III-95})$$

Ensuite, les courants entrant de chaque côté sont de signes opposés, soit :

$$I_I = - I_{II} \quad (\text{A-III-96})$$

1.2. Calculs des différents blocs de paramètres-S

Bien que le calcul des paramètres-Y de cette jonction soit impossible, nous allons montrer que le calcul des paramètres-S peut être effectué directement. Pour cela, nous allons considérer deux conditions d'adaptation : tout d'abord, le côté droit est terminé sur l'impédance caractéristique $Z_{c_{II}}$; ensuite, le côté gauche est terminé sur l'impédance caractéristique Z_{c_I} .

1.2.1. Adaptation de côté droit

L'adaptation du côté droit revient à annuler les ondes réfléchies sur ce côté, c'est-à-dire que :

$$V_{II} = - Z_{c_{II}} I_{II} \quad (\text{A-III-97})$$

On peut alors calculer le bloc matriciel $S_{I,I}$ de façon classique. L'écriture de la première ligne de la relation (A-III-94) devient :

$$V_I - Z_{c_I} I_I = S_{I,I} (V_I + Z_{c_I} I_I) \quad (\text{A-III-98})$$

et en tenant compte des conditions électriques (A-III-95) et (A-III-96), on trouve aisément que :

$$S_{I,I} = (Z_{c_{II}} - Z_{c_I}) (Z_{c_{II}} + Z_{c_I})^{-1} \quad (\text{A-III-99})$$

Le calcul du bloc matriciel $S_{II,I}$ consiste à écrire la deuxième ligne de la relation (A-III-94). On a :

$$V_{II} - Z_{c_{II}} I_{II} = S_{II,I} (V_I + Z_{c_I} I_I) \quad (\text{A-III-100})$$

En tenant compte des relations (A-III-95) et (A-III-96), on obtient facilement que :

$$S_{II,I} = 2Z_{c_{II}} (Z_{c_{II}} + Z_{c_I})^{-1} \quad (\text{A-III-101})$$

On vérifie bien dans les relations (A-III-99) et (A-III-101) que lorsque $Z_{c_I} = Z_{c_{II}}$ (c'est-à-dire qu'il n'y a pas de connexion à proprement parler) $S_{I,I}$ devient nul, signalant l'absence de réflexion au niveau de la jonction, et $S_{II,I}$ devient unitaire, traduisant le caractère parfaitement passant de la jonction.

1.2.2. Adaptation de côté gauche

Cette configuration de charges est symétrique de la précédente. Elle consiste à charger le côté gauche de la jonction sur une impédance égale à Z_{c_I} . Les expressions de $S_{II,II}$ et $S_{I,II}$ se déduisent directement en intervertissant les indices I et II dans les expressions (A-III-99) et (A-III-101) respectivement. On trouve :

$$S_{II,II} = (Z_{c_I} - Z_{c_{II}}) (Z_{c_I} + Z_{c_{II}})^{-1} \quad (\text{A-III-102})$$

$$S_{I,II} = 2Z_{c_I} (Z_{c_I} + Z_{c_{II}})^{-1} \quad (\text{A-III-103})$$

Les quatre expressions des blocs matriciels $S_{I,I}$, $S_{I,II}$, $S_{II,II}$ et $S_{II,I}$ permettent d'exprimer n'importe quel type de connexion idéale. A titre d'illustration, nous allons présenter le calcul des paramètres-S dans deux situations simples. Dans le cas de connexions de lignes multiconducteur présentant un plus grand nombre de conducteurs, le calcul matriciel n'en sera pas pour autant plus complexe.

2. Quelques exemples

2.1. Connexion unitaire

Nous appelons connexion unitaire, la situation représentée figure A-III-21. Elle correspond en fait à la rupture d'impédance sur une ligne de transmission monoconducteur.

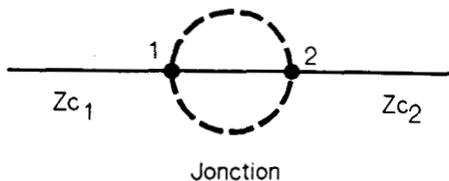


Figure A-III-21 : Connexion unitaire.

Les deux ensembles d'indices I et II sont donnés par :

$$I = \{1\} \text{ et } II = \{2\}$$

On en déduit alors l'expression classique des paramètres-S de cette jonction :

$$S_{11} = \frac{(z_{c2} - z_{c1})}{(z_{c1} + z_{c2})} \quad (\text{A-III-104})$$

$$S_{22} = \frac{(z_{c1} - z_{c2})}{(z_{c1} + z_{c2})} \quad (\text{A-III-105})$$

$$S_{21} = \frac{2z_{c2}}{(z_{c1} + z_{c2})} \quad (\text{A-III-106})$$

$$S_{12} = \frac{2z_{c1}}{(z_{c1} + z_{c2})} \quad (\text{A-III-107})$$

2.2. Connexion double

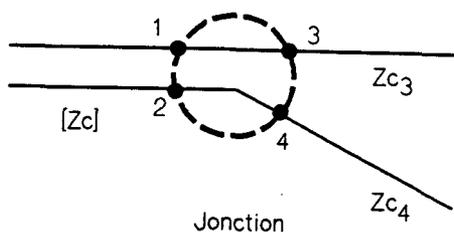


Figure A-III-22 : Exemple de connexion double.

L'exemple de connexion double que nous nous proposons de traiter est celui présenté figure A-III-22. Une ligne bifilaire d'impédance caractéristique matricielle Z_c se sépare en deux lignes monofilaires d'impédance caractéristique Z_{c_3} et Z_{c_4} .

Les ensembles d'indices I et II seront définis par :

$$I = \{1,2\} \quad \text{et} \quad II = \{3,4\}$$

Les matrices Z_{c_I} et $Z_{c_{II}}$ s'expriment donc par :

$$Z_{c_I} = Z_c = \begin{bmatrix} Z_{c_{11}} & Z_{c_{12}} \\ Z_{c_{21}} & Z_{c_{22}} \end{bmatrix} \quad (\text{A-III-108})$$

et

$$Z_{c_{II}} = \begin{bmatrix} Z_{c_3} & 0 \\ 0 & Z_{c_4} \end{bmatrix} \quad (\text{A-III-109})$$

L'application de la relation (A-III-99) permet ainsi de trouver les paramètres S_{11} et S_{22} . On trouve :

$$S_{11} = \frac{(Z_{c_3} - Z_{c_{11}})(Z_{c_{22}} - Z_{c_4}) + Z_{c_{12}}Z_{c_{21}}}{(Z_{c_3} + Z_{c_{11}})(Z_{c_{22}} + Z_{c_4}) + Z_{c_{12}}Z_{c_{21}}} \quad (\text{A-III-110})$$

et

$$S_{21} = \frac{-Z_{c_4}Z_{c_{21}}}{(Z_{c_3} + Z_{c_{11}})(Z_{c_{22}} + Z_{c_4}) + Z_{c_{12}}Z_{c_{21}}} \quad (\text{A-III-111})$$

On constate notamment que par le fait du couplage mutuel entre les deux conducteurs de la ligne bifilaire, le paramètre S_{21} n'est pas nul comme un raisonnement rapide aurait pu le laisser penser. S_{21} ne sera nul que lorsque $Z_{c_{21}}$ le sera aussi, c'est-à-dire lorsque les deux conducteurs seront parfaitement découplés.

L'expression des autres paramètres-S se déduira tout aussi rapidement en appliquant les équations de $S_{II,II}$, $S_{II,I}$ et $S_{I,II}$.

Remarquons que l'utilisation d'une telle jonction peut également être étendue à des configurations moins classiques. Considérons, par exemple, l'exemple de connexion présenté figure A-III-23.a.

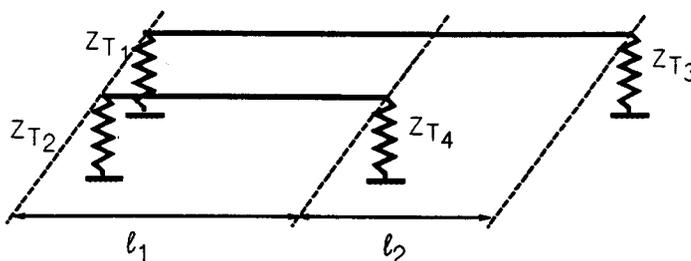


Figure A-III-23.a : Configuration de couplage.

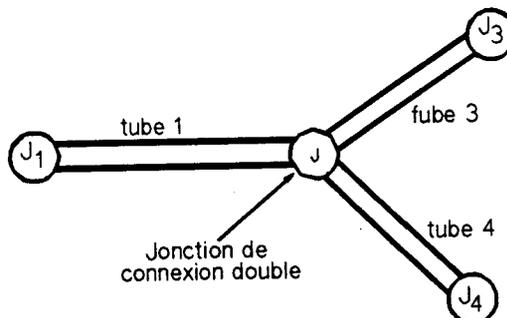


Figure A-III-23.b : Réseau topologique correspondant.

Figure A-III-23 : Application de la jonction "connexion double" dans le cas de couplage entre ligne de longueurs différentes.

Il s'agit du couplage mutuel de deux conducteurs, l'un de longueur l_1+l_2 et l'autre de longueur l_1 . Chacune des lignes est fermée sur des impédances Z_{T1} , Z_{T2} , Z_{T3} et Z_{T4} .

Une telle situation peut être facilement décrite par le réseau représenté figure A-III-23.b. Le tube 1 de longueur l_1 représente la ligne bifilaire constituée par le conducteur le plus court et la portion de conducteur le plus long. Le tube 3 de longueur l_2 représente l'autre partie

du conducteur le plus long. Le tube 4, quant à lui, sera choisi de longueur nulle. Chacun des tubes est terminé par des jonctions J_1 (pour Z_{T_1} et Z_{T_2}), J_3 (pour Z_{T_3}), J_4 (pour Z_{T_4}). La rupture d'impédance caractéristique entre le tube 1 et le tube 3 peut alors être simulée par une connexion double dont les paramètres-S seront identiques à celles calculées aux relations (A-III-110) et (A-III-111).

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE L'ANNEXE A-III-3

- [1] J.A. Stratton,
"Electromagnetic Theory".
Mc Graw-Hill, 1941.
- [2] K.S.H. Lee,
"A complete Concatenation of Technology for the EMP".
"Principles, Techniques and References data".
Interaction Notes, December 1980.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES DE L'ANNEXE A-III-4

- [1] K.S.H. Lee,
"A Complete Concatenation of Technology from the EMP".
"Principles, Techniques and Reference data".
Interaction Notes, December 1980.
- [2] J.P. Parmantier, G. Labaune, J.C. Alliot, P. Degauque,
"Topologie Electromagnétique : méthodes de caractérisation de
jonctions".
La Recherche Aérospatiale, Année 1990, n°5, pp. 57,70.

ANNEXES DU CHAPITRE IV

ANNEXE IV-1

CALCUL SIMPLIFIÉ DES PARAMÈTRES
DE LA JONCTION "COUPLAGE DE DEUX FILS
SITUÉS DE PART ET D'AUTRE
D'UNE OUVERTURE"

1. Calcul des paramètres S_0

Le modèle est représenté figure A-IV-1 : il est inspiré de la figure IV-4. Il ne tient pas compte de la rétroaction du fil inférieur sur le fil supérieur. Toutes les impédances sont prises égales à Z_c (typiquement, $Z_c = 50 \Omega$).

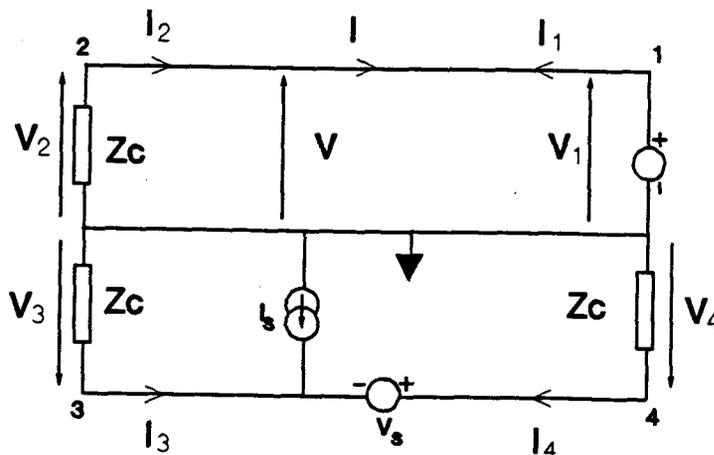


Figure A-IV-1 : Schéma simplifié du couplage de deux fils par une ouverture : calcul de S_{041} et S_{031} .

1.1. Calcul de S_{041} et S_{031} 1.1.1. Calcul de S_{041}

$$\begin{cases} V_S = j\omega\alpha I = G_{V_2} I \\ I_S = j\omega\beta V = G_{I_2} V \end{cases}$$

$$\begin{cases} G_{I_2} V_{11} + I_3 + I_4 = 0 & \text{(A-IV-1)} \\ -Z_c I_3 + G_{V_2} I + Z_c I_4 = 0 & \text{(A-IV-2)} \\ V_1 = Z_c I_1 & \text{(A-IV-3)} \end{cases}$$

où $V_{11} = V_1$ et $I_{11} = -I_1$

Soit :

$$I_3 = -I_4 - G_{I_2} V_1 \quad \text{d'après (A-IV-1)}$$

$$I_3 = -I_4 - R_c G_{I_2} I_1 \quad \text{d'après (A-IV-3)}$$

$$-Z_c I_3 - G_{V_2} I_1 + Z_c I_4 = 0 \quad \text{d'après (A-IV-2)}$$

$$\text{soit : } Z_c I_4 + Z_c^2 G_{I_2} I_1 - G_{V_2} I_1 + Z_c I_4 = 0$$

$$\text{soit : } 2Z_c I_4 + \left(R_c^2 G_{I_2} - G_{V_2} \right) I_1 = 0$$

$$\text{soit : } I_4 = -\frac{1}{2R_c} \left(Z_c^2 G_{I_2} - G_{V_2} \right)$$

$$\text{soit : } S_{041} = -\frac{2Z_c I_4}{V_1 + Z_c I_1}$$

$$\text{soit : } S_{041} = \frac{1}{2} \left(Z_c G_{I_2} - \frac{G_{V_2}}{Z_c} \right)$$

donc finalement :

$$S_{041} = \frac{j\omega}{2} \left(\beta Z_c - \frac{\alpha}{Z_c} \right) \quad \text{(A-IV-4)}$$

1.1.2. Calcul de $S_{0_{31}}$

$$\text{d'après (A-IV-3) : } I_3 = -I_4 - Z_c G_{I_2} I_1 = \left[\frac{1}{2Z_c} (Z_c^2 G_{I_2} - G_{V_2}) - Z_c G_{I_2} \right] I_1$$

$$\text{soit } S_{0_{31}} = - \frac{2Z_c I_3}{V_1 + Z_c I_1} = \frac{1}{2} \left(Z_c G_{I_2} + \frac{G_{V_2}}{Z_c} \right)$$

soit

$$S_{0_{31}} = \frac{j\omega}{2} \left(\beta Z_c + \frac{\alpha}{Z_c} \right) \quad (\text{A-IV-5})$$

1.2. Calcul de $S_{0_{42}}$ et $S_{0_{32}}$

On reprend le schéma de la figure IV-4 dans lequel on impose $Z_{c_1} = Z_{c_2} = Z_c$

1.2.1. Calcul de $S_{0_{42}}$

Les équations (A-IV-1) et (A-IV-2) restent valables :

mais $I = I_2$

$$V_{11} = V_2 = Z_c I_2 \quad (\text{A-IV-5})$$

Soit :

$$I_3 = -I_4 - G_{I_2} V \quad \text{d'après (A-IV-1)}$$

$$I_3 = -I_4 - G_{I_2} Z_c I_2 \quad \text{d'après (A-IV-5)}$$

$$-R_c I_3 + G_{V_2} I + Z_c I_4 = 0 \quad \text{d'après (A-IV-2)}$$

$$\text{soit : } Z_c^2 G_{I_2} I_2 + Z_c I_4 + G_{V_2} I_2 + Z_c I_4 = 0$$

$$\text{soit : } 2Z_c I_4 + I_2 (G_{V_2} + Z_c^2 G_{I_2}) = 0$$

$$\text{soit : } \frac{I_4}{I_2} = - \frac{1}{2} \left(\frac{G_{V_2}}{Z_c} + Z_c G_{I_2} \right)$$

$$\text{soit : } S_{042} = - \frac{2Z_c I_4}{V_2 + Z_c I_2} = \frac{1}{2} \left(\frac{G_{V2}}{Z_c} + Z_c G_{I2} \right)$$

soit :

$$S_{042} = \frac{j\omega}{2} \left(\beta Z_c + \frac{\alpha}{Z_c} \right) \quad (\text{A-IV-6})$$

1.2.2. Calcul de S_{032}

$$\text{d'après (A-IV-1) : } I_3 = -I_4 - G_{I2} V = -I_4 - G_{I2} Z_c I_2$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{G_{V2}}{Z_c} + Z_c G_{I2} \right) I_2 - G_{I2} Z_c I_2$$

$$= - \frac{1}{2} Z_c G_{I2} I_2 + \frac{1}{2} \frac{G_{V2}}{Z_c}$$

$$= - \frac{1}{2} \left(Z_c G_{I2} - \frac{G_{V2}}{Z_c} \right) I_2$$

$$\text{soit : } S_{32} = - \frac{2Z_c I_3}{V_2 + Z_c I_2} = \frac{1}{2} \left(Z_c G_{I2} - \frac{G_{V2}}{Z_c} \right)$$

soit finalement :

$$S_{32} = \frac{j\omega}{2} \left(\beta Z_c - \frac{\alpha}{Z_c} \right) \quad (\text{A-IV-7})$$

d'où la matrice des paramètres-S de l'ouverture, sans rétroaction :

$$[S] = \begin{bmatrix} \beta Z_c + \frac{\alpha}{Z_c} & \beta Z_c - \frac{\alpha}{Z_c} \\ \beta Z_c - \frac{\alpha}{Z_c} & \beta Z_c + \frac{\alpha}{Z_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{31} & S_{32} \\ S_{41} & S_{42} \end{bmatrix}$$

2. Calcul des paramètres-S topologiques

On reprend le même calcul qu'au 1. mais les charges de référence sur chaque port sont maintenant prises égales aux impédances caractéristiques de chaque ligne (respectivement Z_{c_1} et $Z_{c_{11}}$).

Calcul de S_{32}

En reprenant (A-IV-1), on a :

$$\begin{aligned} I_3 &= -I_4 - G_{12} V = -I_4 - G_{12} Z_{c_1} I_2 \\ &= \frac{1}{2} \left(Z_{c_1} G_{12} + \frac{G_{V2}}{Z_{c_{11}}} \right) - G_{12} Z_{c_1} I_2 \\ &= \frac{1}{2} Z_{c_1} G_{12} + \frac{1}{2} G_{V2} \frac{1}{Z_{c_{11}}} \end{aligned}$$

$$\text{et } S_{32} = - \frac{Z_{c_{11}} I_2}{Z_{c_1} I_1} = \frac{1}{2} \left(Z_{c_{11}} G_{12} - G_{V2} \frac{1}{Z_{c_1}} \right)$$

soit

$$S_{32} = \frac{j\omega}{2} \left(\beta Z_{c_{11}} - \frac{\alpha}{Z_{c_1}} \right) \quad (\text{A-IV-8})$$

De manière identique au 1°, on effectue ainsi le calcul des autres paramètres et on montre que le bloc matriciel $[S_{11,1}]$ des paramètres-S topologiques s'exprime par :

$$[S_{11,1}] = \begin{bmatrix} \beta Z_{c_{11}} + \frac{\alpha}{Z_{c_1}} & \beta Z_{c_{11}} - \frac{\alpha}{Z_{c_1}} \\ \beta Z_{c_{11}} - \frac{\alpha}{Z_{c_1}} & \beta Z_{c_{11}} + \frac{\alpha}{Z_{c_1}} \end{bmatrix} \quad (\text{A-IV-9})$$

On peut également écrire ce bloc sous la forme :

$$[S_{II,I}] = \frac{j\omega}{2} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\alpha & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{z_{cI}} & -\frac{1}{z_{cI}} \\ z_{cII} & z_{cII} \end{bmatrix} \quad (\text{A-IV-10})$$

De même, on montre que :

$$[S_{I,II}] = \begin{bmatrix} \beta z_{cI} + \frac{\alpha}{z_{cII}} & \beta z_{cI} - \frac{\alpha}{z_{cII}} \\ \beta z_{cI} - \frac{\alpha}{z_{cII}} & \beta z_{cI} + \frac{\alpha}{z_{cII}} \end{bmatrix} \quad (\text{A-IV-11})$$

Remarquons que la supermatrice $[S]$ du réseau n'est pas symétrique. Pour que les conditions de mesure conservent la réciprocité du système, il faut en effet, que les quatre impédances de référence soient identiques.

On peut également réécrire le bloc $[S_{I,II}]$ sous la forme :

$$[S_{I,II}] = \frac{j\omega}{2} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\alpha & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{z_{cII}} & -\frac{1}{z_{cII}} \\ z_{cI} & z_{cI} \end{bmatrix} \quad (\text{A-IV-12})$$

ANNEXE IV-2

CALCUL EXACT DES PARAMETRES
D'UNE LIGNE

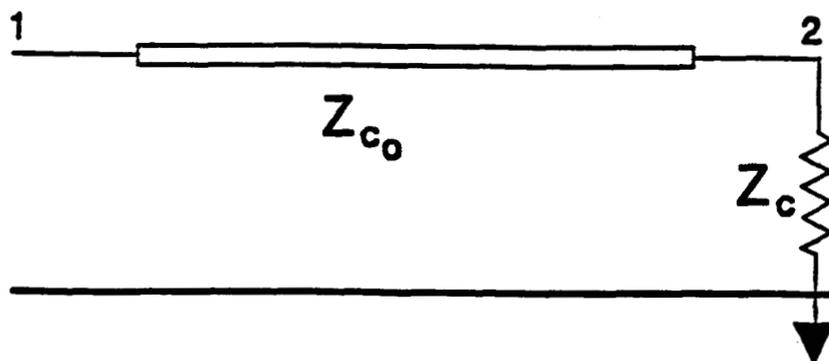
1. Calcul de S_{11} 

Figure A-IV-2 : Ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_{c_0} chargée par une impédance Z_c .

On considère une ligne d'impédance Z_{c_0} fermée sur une impédance de charge Z_c (voir figure A-IV-2). L'impédance ramenée dans le plan d'entrée est donnée par :

$$Z(L) = Z_{c_0} \left(\frac{z_R + j \operatorname{tg} \beta L}{j z_R \operatorname{tg} \beta L + 1} \right) \text{ avec } z_R = \frac{Z_c}{Z_{c_0}}$$

$$S_{11} = \frac{V(L) - Z_c I(L)}{V(L) + Z_c I(L)} = \frac{\frac{V(L)}{I(L)} - Z_c}{\frac{V(L)}{I(L)} + Z_c} = \frac{Z(L) - Z_c}{Z(L) + Z_c}$$

S_{11} est le T.O.S. (Taux d'Ondes Stationnaires) de la ligne par rapport à Z_c .

Soit :

$$S_{11} = \frac{Z_{c0} \left(\frac{z_R + j \operatorname{tg} \beta L}{j z_R \operatorname{tg} \beta L + 1} \right) - Z_c}{Z_{c0} \left(\frac{z_R + j \operatorname{tg} \beta L}{j z_R \operatorname{tg} \beta L + 1} \right) + Z_c}$$

et finalement :

$$S_{11} = \frac{j \operatorname{tg} \beta L (1 - z_R^2)}{2 z_R + j \operatorname{tg} \beta L (1 + z_R^2)} \quad (\text{A-IV-13})$$

$$\text{avec } \beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c} = 2\pi f \sqrt{L_0 \cdot C_0}.$$

L_0, C_0 : self inductance et capacité par unité de longueur.

c : vitesse de propagation sur la ligne.

soit $\beta L = 2\pi f \sqrt{L_0 \cdot C_0}$ avec L_0 et C_0 , self inductance et capacité totales de la ligne.

2°/ Calcul de S_{21}

$$S_{21} = \frac{V_2 - Z_c I_2}{V_1 + Z_c I_1} = \frac{-2Z_c I_2}{V_1 + Z_c I_1} \text{ or } I_1 = I(L) \text{ et } I_2 = -I(0)$$

Soit :

$$S_{21} = \frac{2Z_c I(0)}{\left(\frac{V(L)}{I(L)} + Z_c \right) I(L)} = \frac{2Z_c}{\left(\frac{V(L)}{I(L)} + Z_c \right)} \cdot \frac{I(0)}{I(L)} \text{ or } \frac{V(L)}{I(L)} = Z(L)$$

donc :

$$I(L) = \frac{V(0)}{Z_{c0}} j \sin \beta L + I(0) \cos \beta L$$

Soit :

$$\frac{I(L)}{I(0)} = j \frac{Z_c}{Z_{c0}} \sin \beta L + \cos \beta L = j z_R \sin \beta L + \cos \beta L$$

Soit :

$$S_{21} = \frac{2Z_c}{Z_{c0} \left(\frac{z_R + j \operatorname{tg} \beta L}{j z_R \operatorname{tg} \beta L + 1} \right) + Z_c} (\cos \beta L + j z_R \sin \beta L)^{-1}$$

ou

$$S_{21} = \frac{2}{\frac{1}{z_R} \left(\frac{z_R + j \operatorname{tg} \beta L}{j z_R \operatorname{tg} \beta L + 1} \right) + 1} (\cos \beta L + j z_R \sin \beta L)^{-1} \quad (\text{A-IV-14})$$

ANNEXE IV-3

CALCUL DES PARAMETRES D'UNE LIGNE
DANS L'APPROXIMATION QUASI-STATIQUE

On reprend le schéma représenté figure IV-10, et on pose :

$$z_1 = jL\omega \text{ et } z_1' = (jC\omega)^{-1}$$

avec $L = \frac{L_0}{2}$ et $C = \frac{C_0}{2}$ où L_0 et C_0 sont les self inductance et capacité totales de la ligne.

1. Calcul de S_{11} et S_{21}

On pose $z_p = (z_1 + z_c) // z_1'$.

$$S_{11} = \frac{V_1 - z_c I_1}{V_1 + z_c I_1} ; S_{21} = \frac{V_2 - z_c I_2}{V_1 + z_c I_1}$$

$$V_1 = z_1 I_1 + z_p I_1$$

$$I_2 = \frac{z_p}{z_1 + z_c} I_1$$

$$V_2 = -z_c I_2$$

$$a) S_{11}(p) = \frac{(z_1 + z_p) - z_c}{(z_1 + z_p) + z_c} = \frac{1 + \frac{z_1 - z_c}{z_p}}{1 + \frac{z_1 + z_c}{z_p}}$$

soit :

$$S_{11}(p) = \frac{p \left(p^2 + \frac{2L - R_c^2 C}{CL^2} \right)}{\left(p + \frac{R_c}{L} \right) \left(\frac{2}{LC} + \frac{R_c}{L} p + p^2 \right)} \quad (\text{A-IV-15})$$

Les fréquences importantes pour cette fonction de transfert sont :

Première fréquence : $f_1 = \frac{R_c}{2\pi L}$: fréquence de coupure.

Deuxième fréquence : $f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC} - \left(\frac{R_c}{L} \right)^2}$.

Troisième fréquence : $f_3 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC}}$, résonance circuit (différente de la résonance ligne).

$$b) S_{21}(p) = \frac{2R_c}{LC(R_c + L_p) \left(p^2 + \frac{R_c}{L} p + \frac{2}{LC} \right)} \quad (\text{A-IV-16})$$

Le dénominateur est le même que celui de $S_{11}(p)$. On a donc deux fréquences importantes :

$f_1 = \frac{R_c}{2\pi L}$, fréquence de coupure,

$f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC}}$, fréquence de résonance.

2. Comparaison du calcul exact au modèle quasi-statique

Détermination des fréquences caractéristiques de la ligne :

$$a/ \beta L = 0 \Rightarrow 2\pi f \sqrt{L_0 C_0} = k\pi \quad k \in \mathbb{N}$$

$$f = \frac{k}{2\sqrt{L_0 C_0}} \quad \text{1er pic pour } f_1 = \frac{1}{2\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$b/ \beta L = 0 \Rightarrow 2\pi f \sqrt{L_0 C_0} = (2k + 1) \frac{\pi}{2} \quad k \in \mathbb{N}$$

$$f = \frac{(2k + 1)}{4\sqrt{L_0 C_0}} \quad \text{1er creux pour } f'_1 = \frac{1}{4\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$\text{Or } L_0 = 2L \text{ et } C_0 = 2C \Rightarrow f_1 = \frac{1}{4\sqrt{LC}} = 0,25 \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

et du point de vue circuit :

$$f_{1_{\text{cir}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC}} = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{LC}} = 0,25 \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Le pic de résonance circuit est pratiquement situé au niveau du pic de résonance ligne.

Comparaison des fréquences de coupure

pour βL petit $\Rightarrow f \ll \frac{1}{2\sqrt{L_0 C_0}} = f_1$ alors $\text{tg}\beta L \approx \beta L$

$$\text{et } S_{11} = \frac{j\beta L (1 - z_R^2)}{2z_R + j\beta L (1 + z_R^2)} = \frac{j 2\pi f \sqrt{L_0 C_0} a}{b + j 2\pi f \sqrt{L_0 C_0} c}$$

avec :

$$\begin{cases} a = 1 - z_R^2 \\ b = 2z_R \\ c = 1 + z_R^2 \end{cases}$$

$$\text{d'où une fréquence de coupure } f_0 = \frac{b}{c} \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{2z_R}{1 + z_R^2} \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$

Dans le cas où $z_R = \frac{z_c}{z_{c0}}$ est petit devant 1,

$$f_0 \approx 2z_R \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{z_R}{\pi\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{R_c}{\pi L_0}$$

et dans la modélisation circuit :

$$f_{0 \text{ cir}} = \frac{R_c}{2\pi L} = \frac{R_c}{2\pi \frac{L_0}{2}} = \frac{R_c}{\pi L_0}$$

Les deux fréquences de coupure sont identiques.

On conclut donc que la modélisation circuit est d'autant plus valable que z_R est petit et que le pic de résonance est éloigné de la fréquence de coupure :

$$\frac{R_c}{\pi L_0} < \frac{1}{2\sqrt{L_0 C_0}} \Rightarrow R_c < \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Rightarrow R_c < \frac{\pi Z_{c0}}{2}$$

La modélisation circuit sera donc valable pour : $z_R \ll \frac{\pi}{2}$.

Remarque concernant le calcul de S_{11} :

$$\text{On a vu que } f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC} - \left(\frac{R_c}{L}\right)^2}.$$

Le facteur de qualité du pic de résonance est lié au fait que dans la modélisation circuit, la fréquence f_2 est légèrement inférieure à la fréquence f_3 ; soit d'après l'expression de f_3 :

$$\frac{2}{LC} \gg \frac{R_c^2}{L^2} \Rightarrow 2 \frac{L}{C} \gg R_c^2 \Rightarrow z_R \ll \sqrt{2}$$

Or, d'après la condition 1, $\frac{\pi}{2} = 1,75$ et $\sqrt{2} = 1,41$.

On prendra donc comme condition finale : $z_R \ll \sqrt{2}$

Application numérique

Pour un rayon $a = 5 \cdot 10^{-4} \text{ m}$,

une impédance de charge $z_c = 50 \Omega$,

une hauteur de fil pour que $z_R = \sqrt{2}$ donnée par :
$$\frac{50}{60 \ln \frac{2h_0}{a}} = \sqrt{2},$$

soit $h_0 = 1,36$ mm,

on constate qu'on peut utiliser ce modèle pour des travaux de fils h telles que $h \gg h_0$ et déduire ainsi aisément des expressions analytiques.

ANNEXE IV-4

CALCUL DES PARAMETRES S_0 DE LA JONCTION
 "COUPLAGE DE DEUX FILS SITUES DE PART
 ET D'AUTRE D'UNE OUVERTURE"
 DANS L'APPROXIMATION DIPOLAIRE

1. Calcul de S_{041} et S_{031}

On reprend le schéma représenté figure IV-11 dans lequel on pose :

$$Z_{c1} = Z_{c11} = Z_c$$

et

$$G_{12} = j\omega\alpha, \quad G_{V2} = j\omega\beta$$

On peut écrire :

$$-(Z_c + Z_2 + Z_{p2}) I_4 = G_{V2} I + Z_{p2} G_{12} V \quad (\text{A-IV-17})$$

et

$$I_4 = - \frac{Z_c + Z_2}{Z_{p2}} I_3 - G_{12} V \quad (\text{A-IV-18})$$

Si on remplace dans (A-IV-17), on trouve :

$$(Z_c + Z_2 + Z_{p2}) \left(\frac{Z_c + Z_2}{Z_{p2}} \right) I_3 = - (Z_c + Z_2) G_{12} V + G_{V2} I \quad (\text{A-IV-19})$$

On calcule alors S_{041} et S_{031} en remarquant que :

$$V_1 = (Z_1 + Z_{p1} + Z_c) I_1$$

et d'autre part

$$I = - I_1,$$

$$V = \frac{z_{p1}}{z_1 + z_{p1}} V_1 = z_{p1} I_1$$

En reprenant (A-IV-17), on a donc :

$$I_4 = \frac{1}{z_c + z_2 + z_{p2}} (G_{V2} - z_{p1} z_{p2} G_{I2}) I_1$$

$$S_{041} = - \frac{2jz_c \omega}{(z_1 + z_{p1} + z_c) (z_2 + z_{p2} + z_c)} (\alpha - z_{p1} z_{p2} \beta) \quad (\text{A-IV-20})$$

Remarque : sans effet de propagation,

$$z_1 = z_2 = 0 \quad \text{et} \quad z_{p1} = z_c$$

soit

$$S_{041} = \frac{1}{2} j \omega \left(z_c \beta - \frac{\alpha}{z_c} \right)$$

On retrouve bien l'expression de l'annexe A-IV-1.

D'autre part, en reprenant (A-IV-19), on a :

$$I_3 = - \left(\frac{z_{p1} z_{p2} G_{I2}}{z_c + z_2 + z_{p2}} + \frac{G_{V2} z_{p2}}{(z_c + z_2 + z_{p2}) (z_c + z_2)} \right) I_1$$

$$S_{031} = \frac{2j\omega z_c}{(z_1 + z_{p1} + z_c) (z_2 + z_{p2} + z_c)} \left(\alpha \frac{z_{p2}}{z_2 + z_c} + z_{p1} z_{p2} \beta \right) \quad (\text{A-IV-21})$$

2. Calcul de S_{042} et S_{032}

Les équations (A-IV-17) et (A-IV-19) restent inchangées. Par contre, I et V sont modifiés à cause des nouvelles conditions de charges.

On a :

$$V_2 + z_c I_2 = (z_1 + z_c + z_{p1}) I_2,$$

$$V = z_{p1} I_2,$$

$$\text{et } I = \frac{z_{p1}}{z_1 + z_c} I_2.$$

En reprenant la relation (A-IV-7), on a :

$$-(z_c + z_2 + z_{p2}) I_4 = \left(G_{V2} \frac{z_{p1}}{z_1 + z_c} + z_{p2} z_{p1} G_{I2} \right) I_2$$

donc :

$$S_{042} = \frac{2j\omega z_c}{(z_1 + z_c + z_{p1})(z_2 + z_c + z_{p2})} \left(z_{p1} z_{p2} \beta - \alpha \frac{z_{p1}}{(z_1 + z_c)} \right) \quad (\text{A-IV-22})$$

On remarquera que $S_{42} = S_{31}$.

En reprenant (A-IV-19), on a :

$$(z_c + z_2 + z_{p2}) \left(\frac{z_c + z_2}{z_{p2}} \right) I_3 = - (z_c + z_2) G_{I2} z_{p1} I_2 + G_{V2} \frac{z_{p1}}{z_1 + z_c} I_2$$

donc :

$$S_{32} = \frac{2j\omega z_c}{(z_1 + z_c + z_{p1})(z_2 + z_c + z_{p2})} \left(z_{p1} z_{p2} \beta - \alpha \frac{z_{p1} z_{p2}}{(z_1 + z_c)(z_2 + z_c)} \right) \quad (\text{A-IV-23})$$

La limite basses fréquences redonne bien l'expression de l'annexe A-IV-1, en effet :

$$S_{32} = \frac{2jz_c \omega}{(2z_c)^2} \left(z_c^2 \beta - \alpha \frac{z_c^2}{z_c^2} \right) = \frac{j\omega}{2} \left(z_c \beta - \frac{\alpha}{z_c} \right)$$

Remarque importante concernant la validité de ces formules :

- les expressions précédentes utilisent la modélisation circuit d'une ligne au-dessus d'un plan conducteur : elles sont valables pour des fréquences inférieures au premier pic de résonance ;
- on remarque également que la symétrie des quatre relations n'est assurée qu'aux basses fréquences. La dissymétrie provient de la dissymétrie des schémas. En fait, on utilisera toujours les formules du type S_{41} ou S_{31} dont on ajustera le signes + ou - ;
- expressions de ces formules à la coupure :

$$f_c = \frac{R_c}{\pi L} \Rightarrow \omega_c = 2\pi \frac{R_c}{\pi L} = \frac{2R_c}{L}$$

Chacune des lignes fait intervenir sa coupure : prenons le ω_c le plus petit de ω_{c1} et ω_{c2} correspondant aux deux lignes. On remarque que :

$$\frac{z + z_c}{z_p} = 1 + 2j \frac{R_c^2}{z_0^2} - \frac{4R_c^2}{z_0^2}$$

Par conséquent, si on prend $\frac{R_c}{z_0}$ suffisamment petit (ce qui est le cas pour qu'on puisse modéliser les lignes sous forme de circuit simplifié) alors $\frac{z + z_c}{z_p} \neq 1$ et les quatre formules deviennent symétriques. Ce sont les dénominateurs en $z + z_c + z_p$ qui entraînent la coupure de la courbe. On peut alors écrire les paramètres-S dans cette plage fréquentielle (c'est-à-dire pour des fréquences inférieures à la première fréquence de résonance) sous la forme :

$$[S] = \frac{2j\omega z_c}{(z_1 + z_c + z_{p1}) (z_2 + z_c + z_{p2})} \begin{bmatrix} z_{p1} z_{p2} \beta + \alpha & z_{p1} z_{p2} \beta - \alpha \\ z_{p1} z_{p2} \beta - \alpha & z_{p1} z_{p2} \beta + \alpha \end{bmatrix} \quad (\text{A-IV-24})$$

ANNEXE IV-5

PRISE EN COMPTE DES RETROACTIONS DANS
 LE CALCUL DES PARAMETRES S_0 DE LA
 JONCTION "COUPLAGE DE DEUX FILS SITUES
 DE PART ET D'AUTRE D'UNE OUVERTURE"

Le modèle électrique étudié est représenté figure A-IV-3. Dans un premier temps, les générateurs ont été choisis différents sur les deux fils.

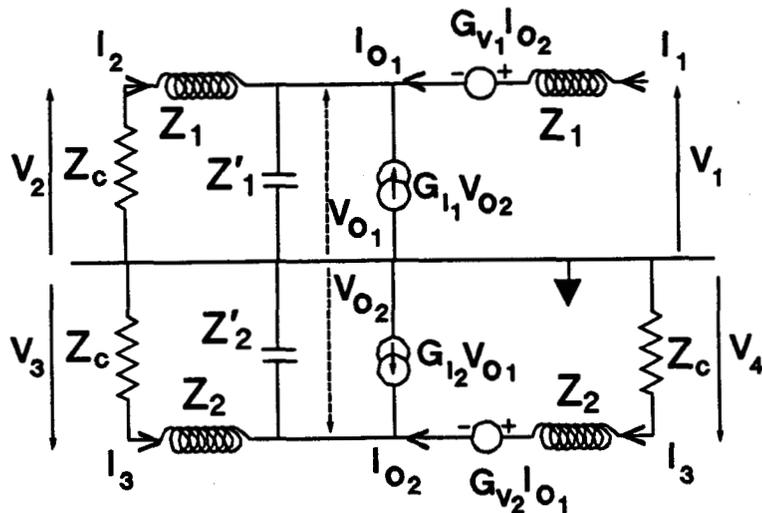


Figure A-IV-3 : Représentation du couplage de deux fils dans l'approximation quasi-statique et tenant compte de la rétroaction d'un fil sur l'autre.

1. Influence de rétroaction dans le calcul de $S_{0,41}$

Dans le volume 1, on a :

$$V_{0,1} = V_1 - Z_1 I_1 - G_{V_1} I_{0,2} \quad (\text{A-IV-25})$$

ou

$$V_{0,1} = Z_{P_1} (I_1 + G_{I_1} V_{0,2}) \quad (\text{A-IV-26})$$

et dans le volume 2 :

$$V_{0,2} = Z_{P_2} (I_4 + G_{I_2} V_{0,1}) \quad (\text{A-IV-27})$$

ou

$$V_{0,2} = -(Z_2 + Z_c) I_4 - G_{V_2} I_{0,1} \quad (\text{A-IV-28})$$

Les courants I_1, I_2, I_3, I_4 sont pris entrants au niveau des ports 1, 2, 3 et 4. V_1, V_2, V_3 et V_4 représentent les tensions au niveau de ces mêmes ports.

D'autre part, on peut écrire :

$$-(Z_c + Z_2 + Z_{P_2}) I_4 - G_{V_2} I_{0,1} - Z_{P_2} G_{I_2} V_{0,1} = 0 \quad (\text{A-IV-29})$$

et

$$I_{0,2} = I_4 \quad (\text{A-IV-30})$$

En combinant (A-IV-25) et (A-IV-29), on trouve :

$$V_1 - (Z_1 + Z_{P_1} - Z_{P_1} G_{I_1} G_{V_2}) I_1 = [G_{V_1} - Z_{P_1} G_{I_1} (Z_c + Z_2)] I_4 \quad (\text{A-IV-31})$$

et en combinant (A-IV-27) et (A-IV-29), on trouve :

$$Z_{P_2} G_{I_2} V_1 + (G_{V_2} - Z_{P_2} Z_1 G_{I_2}) I_1 = [G_{V_1} G_{I_2} Z_{P_2} - (Z_c + Z_2 + Z_{P_2})] I_4 \quad (\text{A-IV-32})$$

On multiplie (A-IV-31) par $Z_{P_2} G_{I_2}$ et on élimine V_1 en retranchant de part de d'autre de l'équation, les deux termes de l'équation (A-IV-32). On a alors :

$$\frac{I_4}{I_1} = \frac{G_{V_2} + Z_{P_1} Z_{P_2} G_{I_2} (1 - G_{I_2} G_{V_2})}{(Z_c + Z_2) (Z_{P_1} Z_{P_2} G_{I_1} G_{I_2} - 1) - Z_{P_2}} \quad (\text{A-IV-33})$$

En combinant (A-IV-32) et (A-IV-33), on trouve ainsi :

$$z_{p_2} G_{I_2} \frac{V_1}{I_1} = -G_{V_2} + z_{p_2} z_1 G_{I_2} +$$

$$\left[G_{V_1} G_{I_2} z_{p_2} - (z_c + z_2 + z_{p_2}) \right] \frac{\left[G_{V_2} + z_{p_1} z_{p_2} G_{I_2} (1 - G_{I_1} G_{V_2}) \right]}{z_{p_1} z_{p_2} G_{I_2} (z_2 + z_c) - (z_2 + z_c + z_{p_2})} \quad (\text{A-IV-34})$$

A partir de cette dernière équation, on trouve :

$$\frac{V_1 + z_c I_1}{I_1} = \frac{X}{z_{p_1} z_{p_2} G_{I_1} G_{I_2} (z_2 + z_c) - (z_2 + z_c + z_{p_2})} \quad (\text{A-IV-35})$$

avec

$$X = (1 - z_{p_1} z_{p_2} G_{I_2}) \left[G_{V_1} G_{V_2} - (z_1 + z_c) (z_2 + z_c) + \right.$$

$$\left. z_{p_1} z_{p_2} (-1 + G_{I_1} G_{V_2} + G_{I_2} G_{V_1}) \right] \quad (\text{A-IV-36})$$

Par conséquent :

$$S_{0_{41}} = - \frac{2z_c I_4}{V_1 + z_c I_1} = \frac{-2z_c}{V_1 + z_c I_1} \frac{I_4}{I_1} \quad (\text{A-IV-37})$$

En remplaçant dans cette dernière relation par (A-IV-33), (A-IV-35) et (A-IV-36), on trouve finalement :

$$S_{0_{41}} = \frac{d}{n} \quad (\text{A-IV-38})$$

avec

$$n = (1 - z_{p_1} z_{p_2} G_{I_1} G_{I_2}) \left[G_{V_1} G_{V_2} - (z_1 + z_c) (z_2 + z_c) \right] +$$

$$z_{p_1} z_{p_2} (-1 + G_{I_1} G_{V_2} + G_{V_1} G_{I_2}) - \left[z_{p_1} (z_2 + z_c) - z_{p_1} (z_1 + z_c) \right] \quad (\text{A-IV-39})$$

et

$$d = -2z_c \left[G_{V_2} (1 - G_{I_1} G_{I_2} z_{p_1} z_{p_2}) + z_{p_1} z_{p_2} G_{I_2} \right] \quad (\text{A-IV-40})$$

On vérifie que l'on a bien $S_{0_{41}} = S_{0_{14}}$.

D'autre part, si on éteint les sources liées dans le volume I, c'est-à-dire :

$$G_{12} = 0 \quad \text{et} \quad G_{V1} = 0,$$

le numérateur devient n' :

$$n' = -2Z_c \left[G_{V2} + Z_{p1} Z_{p2} G_{I2} \right] \quad (\text{A-IV-41})$$

et le dénominateur d devient d' :

$$d' = - \left(Z_{p1} + Z_c + Z_1 \right) \left(Z_2 + Z_c + Z_{p2} \right) \quad (\text{A-IV-42})$$

On retrouve alors le résultat de l'annexe A-IV-4, à savoir :

$$S_{041} = \frac{n'}{d'} = \frac{2Z_c \left(G_{I2} Z_{p1} Z_{p2} - G_{V2} \right)}{\left(Z_1 + Z_c + Z_{p1} \right) \left(Z_2 + Z_c + Z_{p2} \right)} \quad (\text{A-IV-43})$$

Maintenant, faisons intervenir la réciprocité du schéma électrique :
on pose pour cela :

$$G_{V1} = G_{V2} = -G_V,$$

$$G_{I1} = G_{I2} = G_I,$$

de façon à revenir aux notations de l'annexe A-IV-4, c'est-à-dire que :

$$I_{11} = -I_{01} \quad \text{et} \quad V_{11} = V_{01}$$

Aux basses fréquences, en considérant que $Z_p = Z_c$, les relations (A-IV-39) et (A-IV-40) deviennent :

$$n \neq 2Z_c \left(G_V - Z_{p1} Z_{p2} G_I \right)$$

et

soit finalement :

$$S_{041} \neq \frac{1}{2} \left(Z_c G_I - \frac{G_V}{Z_c} \right),$$

expression classique, en basses fréquences.

2. Influence de la rétroaction dans le calcul de $S_{0,11}$

$$\text{On a : } S_{0,11} = \frac{V_1 - Z_c I_1}{V_1 + Z_c I_1}$$

A partir de (A-IV-35), on peut montrer que :

$$S_{0,11} = \frac{Y}{X} \quad (\text{A-IV-44})$$

avec

$$\begin{aligned} Y = & G_{V_1} G_{V_2} (1 - G_{I_1} G_{I_2} Z_{P_1} Z_{P_2}) + Z_{P_1} Z_{P_2} (-1 + G_{I_2} G_{V_1} + G_{V_1} G_{I_2}) \\ & - (Z_1 - Z_c) (Z_c + Z_2) [1 - G_{I_1} G_{I_2} Z_{P_1} Z_{P_2}] \\ & - Z_{P_1} (Z_2 + Z_c) - Z_{P_2} (Z_1 - Z_c) \end{aligned} \quad (\text{A-IV-45})$$

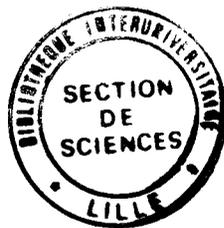
L'absence de rétroaction sur le fil supérieur, conduit à annuler les termes G_{I_1} et G_{V_2} . En basses fréquences, le numérateur Y devient Y' ,

$$Y' = -(Z_{P_1} + Z_1 - Z_c) (Z_{P_2} + Z_2 + Z_c),$$

et le dénominateur X , devient X' ,

$X' \neq d'$ de la relation (A-IV-42).

On retrouve ainsi l'expression du coefficient de réflexion d'une ligne dans l'approximation quasi-statique.



APPROCHE TOPOLOGIQUE POUR L'ETUDE DES COUPLAGES ELECTROMAGNETIQUES

, par Jean-Philippe PARMANTIER

RESUME On utilise une approche topologique pour étudier globalement l'ensemble des couplages électromagnétiques sur une structure complexe telle qu'un aéronef.

Les concepts de topologie "descriptive" énoncés par C.E. Baum dans sa théorie "La Topologie Electromagnétique" sont présentés. On montre ensuite comment reprendre ces principes fondamentaux pour structurer l'analyse quantitative des couplages. On étudie plus particulièrement la topologie des câblages qui se prête parfaitement à l'application du formalisme des réseaux de lignes de transmission de type multiconducteur. Ce dernier a fait l'objet de la programmation d'un code de calcul dont nous présentons l'architecture en annexe. On montre également comment généraliser ce formalisme à des structures autres que filaires, en calculant les paramètres-S relatifs à différentes configurations géométriques de couplage par ouverture. Les résultats sont validés globalement sur deux expérimentations réalisées sur structure complexe.

MOTS CLES (LEXIQUE CEDOCAR) : COUPLAGE - COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE - TOPOLOGIE ELECTROMAGNETIQUE - RESEAUX LIGNES MULTICONDUCTEUR.

TOPOLOGICAL APPROACH FOR THE STUDY OF ELECTROMAGNETIC COUPLING

ABSTRACT A topological approach is used to study electromagnetic coupling in global terms on a complex structure such as an aircraft.

Descriptive topology concepts given by C.E. Baum in his "Electromagnetic Topology" theory are presented. It is shown how this descriptive analysis can be used to structure the quantitative analysis of the coupling. Wiring topology in particular is studied because it lends itself perfectly to the applications in the multiconductor transmission line network formalism, for which a computer code has been developed (the architecture of the code is described in the annex). We show how to generalize the formalism to structures other than lines by calculating scattering parameters for several aperture coupling configurations. The results are validated on the whole with two experiments on complex structures.

KEYWORDS (NASA THESAURUS) : ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY - ELECTROMAGNETIC TOPOLOGY - MULTICONDUCTOR LINE NETWORKS.