



# Caractérisation des sources acoustiques sur le matériel ferroviaire par méthode d'antennerie

Florent Le Courtois

## ► To cite this version:

Florent Le Courtois. Caractérisation des sources acoustiques sur le matériel ferroviaire par méthode d'antennerie. Acoustique [physics.class-ph]. Université du Maine, 2012. Français. NNT: . tel-01091909

**HAL Id: tel-01091909**

**<https://theses.hal.science/tel-01091909>**

Submitted on 8 Dec 2014

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université du Maine  
École Doctorale SPIGA

# THÈSE

pour obtenir le titre de

**Docteur en Sciences**

**Mention : Acoustique**

Présentée par

Florent LE COURTOIS

## Caractérisation des sources acoustiques sur le matériel ferroviaire par méthode d'antennerie

préparée au Laboratoire d'Acoustique de l'Université du Maine et à la  
Direction Innovation et Recherche SNCF

Soutenue le 21 septembre 2012 devant le jury composé de :

|                         |                                                |                       |
|-------------------------|------------------------------------------------|-----------------------|
| Jérôme ANTONI           | Professeur, INSA Lyon                          | Rapporteur            |
| Jean-Christophe VALIÈRE | Professeur, Université de Poitiers             | Rapporteur            |
| Franck POISSON          | Docteur, SNCF                                  | Examineur             |
| Claude DEPOLLIÉ         | Professeur, Université du Maine                | Président             |
| Donatien LE HOUÉDEC     | Professeur émérite, École Centrale de Nantes   | Invité                |
| Jean-Claude PASCAL      | Professeur émérite, Université du Maine        | Directeur de thèse    |
| Jean-Hugh THOMAS        | Maître de Conférences HDR, Université du Maine | Co-directeur de thèse |



*“Wherever we are, what we hear is mostly noise. When we ignore it, it disturbs. When we listen to it, we find it fascinating.”*  
John Cage, The future of music : credo, 1937





# Résumé

La réduction de la pollution sonore des moyens de transport est un enjeu environnemental majeur. La SNCF a développé le logiciel VAMPPASS pour la simulation de bruit de trains au passage ; des solutions de réduction de bruit peuvent être étudiées et comparées. Les caractéristiques des sources présentes sur le matériel ferroviaire sont utilisées en entrée du logiciel. Les sources sont définies par leurs positions, leurs spectres et leurs niveaux acoustiques. Pour caractériser les sources, nous utilisons notamment l'antennerie acoustique. La formation de voie est un traitement d'antenne pour la localisation de sources. L'approche de dédopplerisation est utilisée par la SNCF pour réaliser des cartographies sur les trains en mouvement et identifier les principales sources de bruit. Cette méthode consiste à appliquer un filtrage spatial sur les mesures. Ce filtrage dépend de la position des capteurs de l'antenne (sa géométrie), de la position des sources et des hypothèses de propagation. Cette fonction est définie comme le diagramme de directivité de l'antenne. Un lobe principal pointe dans la direction d'écoute et présente le gain maximal. Des lobes secondaires du diagramme récupèrent de l'énergie dans les autres directions, l'analyse quantitative du niveau des sources est donc limitée. De plus, sur les cartographies, le rayonnement acoustique du rail n'est pas correctement détecté.

L'objectif de ce travail de thèse est de définir un traitement quantitatif pour la caractérisation de l'ensemble des sources de bruit sur le matériel ferroviaire.

Dans un premier temps, nous proposons d'améliorer les performances de l'antenne. Nous définissons des critères de qualité sur le diagramme de directivité. Ces critères sont obtenus par simulation et n'ont pas d'expression simple en fonction de la position des microphones. Nous proposons d'utiliser un algorithme génétique pour optimiser les géométries d'antennes suivant ces critères. L'analyse des résultats permet de confirmer des tendances entre les critères et la géométrie. Un support d'antenne est réalisé pour accueillir les solutions proposées par l'algorithme génétique. L'antenne optimisée est testée sur un TGV au passage, les sources sont mieux localisées et les cartographies présentent moins de sources fantômes.

Une étude du rayonnement du rail est réalisée. Le rail est excité par un pot vibrant à poste fixe. Les résultats de la formation de voie sont comparés à ceux d'un modèle de rayonnement du rail. Des différences apparaissent, ce qui ne nous permet pas d'exploiter les résultats pour appliquer le modèle en condition de roulement. Nous proposons une méthode plus simple pour séparer les contributions acoustiques du rail et de la roue. Cette méthode se base sur les spectres de ces éléments et aussi sur le temps de passage des roues devant l'antenne. Les résultats obtenus montrent une contribution acoustique du rail plus importante, ce qui est cohérent avec la théorie. Enfin, nous proposons une méthode de déconvolution adaptée aux sources en mouvement. La sortie de la formation de voie est corrigée de la contribution des autres sources vues par les lobes secondaires de l'antenne. La spécificité du traitement est de déconvoluer sur un plan temps-fréquence pour tenir compte de l'effet Doppler. La comparaison de cartographies de TGV au passage met en avant l'efficacité de la méthode pour supprimer les sources fantômes.

Mots clés : Antenne, formation de voie, effet Doppler, algorithmes génétiques, déconvolution, bruit de roulement, train, transport ferroviaire.



# Abstract

The reduction of the noise pollution due to transportation is a major environmental concern. VAMPPASS is a program for simulating the by-pass noise ; several reduction solutions are investigated and compared. Source characteristics are used as VAMPPASS inputs. They are defined by their positions, spectra and acoustic levels. Beamforming is an array processing used by the SNCF to localise main sources on noise maps. This method consists in applying a spatial filter on the measurements. The quality of the filtering depends on the sensor positions of the array (i.e. its geometry), on the source positions and on the propagation hypothesis. It is defined as the directivity pattern of the array. A main lobe indicates the listening direction. Secondary lobes receive energy from other directions, which limits the quantitative interpretation of the source levels. Moreover, on the noise maps of the train, the rail radiation is not correctly identified.

The goal of the study is to define a quantitative processing to characterise the whole acoustic sources on the railway stock.

In a first part, the array performances are quantified by criterion calculated on the directivity pattern. We propose the use of a genetic algorithm to optimize the microphone positions. An investigation of the results shows tendencies between criterion and array geometries. A support is designed to validate the solutions found by optimization on a TGV. The source locations are more accurate on the noise maps obtained.

The rail radiation is studied using a shaker and the array. Experiment results are compared to a simple rail model. Some differences appear, the model can not be exploited in rolling condition. A simpler method is proposed to extract acoustic contributions of the wheels and the rail. Using the radiation spectra of the elements, space-frequency domains are associated to the radiation of the wheels and the rail. The rail is then identified as a more important source, which correspond to theoretical results.

In the third part, we propose a new deconvolution method adapted for moving sources. The source contributions seen by the secondary lobes are corrected from the beamforming output. The main innovation of the method is to deconvolute on a time-frequency domain to take into account the frequency shift of the Doppler effect. Comparisons of TGV noise maps show the interest of the new approach to suppress ghost sources.

Key words : Array, beamforming, Doppler effect, genetic algorithms, deconvolution, rolling noise, train, rolling stock.



# Remerciements

Je remercie mes directeurs Jean-Hugh Thomas et Jean-Claude Pascal pour leur implication dans le sujet. Au cours de ces trois et quelques années, vous vous êtes toujours montrés disponibles pour m'écouter et me conseiller.

Je tiens à remercier Franck Poisson pour m'avoir fait confiance et aussi pour ses encouragements. Merci d'avoir partagé ton expertise et ta bonne humeur lors des longues séances d'analyse de cartographies.

Je suis reconnaissant à messieurs Jean-Christophe Valière de l'université de Poitiers et Jérôme Antoni de l'INSA Lyon pour leurs critiques sur le manuscrit et les discussions enrichissantes que nous avons eues.

Je remercie Claude Depollier du LAUM et Donatien Le Houédec d'avoir accepté de participer au jury de thèse.

Je remercie l'équipe acoustique de l'Agence d'Essai Ferroviaire pour la réalisation des mesures sur site et plus particulièrement Cyril Mellet et Arthur Pouzet pour les échanges sur le sujet. Je remercie aussi les sociétés Bruel et Kjaer et GFAI tech pour leur participation au benchmark.

J'ai intégré durant ma thèse dans l'équipe Physique Ferroviaire et Confort de la direction de la recherche SNCF. Je suis particulièrement reconnaissant envers les membres du groupe Acoustique et Vibrations : Florence, Estelle, Pierre-Emile et Baldrik pour la précieuse aide qu'ils m'ont fournie et leur jovialité; merci de m'avoir encouragé pour la construction du *mur de la thèse*.

Je salue mes compagnons thésards de la SNCF : Phuong et Sönke pour les week-ends et les sorties gastronomiques, Virginie qui m'a fait découvrir le traitement du signal appliqué à la jonglerie, Noureddine le blagueur stochastique, Andréa et les sons de crissement dans le bureau, et je souhaite la plus grande réussite à Juan-Carlos, Lounes, Benoît, Guillaume, Vinicius et Sabine pour la dernière ligne droite.

Merci à l'équipe PFC, avec qui j'ai partagé des conversations hautement scientifiques et d'autres beaucoup moins : Charles, Sofia, Christine, Gilles, Mac Lan, Corinne, Xavier, Jean-Pierre, Emmanuelle, Sandrine et Sylvain. Merci au duo Olivier et Robert, les fans de Phil Collins. Je remercie Josianne et l'équipe informatique. Je n'oublie pas Yves, Pauline, Vincent, Julie et Jérôme qui ont contribué à la bonne ambiance de travail. D'une manière générale, merci à toutes les personnes ayant investi dans le café!

Je remercie le LAUM pour m'avoir accueilli. Je suis reconnaissant à Laurent Simon et à François Gautier pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux. Je tiens à remercier Charles Pézerat pour son enthousiasme. Je remercie Joël Gilbert et Pierrick Lotton pour m'avoir aidé au niveau de l'école SPIGA. Merci à Thomas le New Kid Turbo Thomas et aussi à Jean-Baptiste et Caro pour toujours avoir un canapé à prêter! Bon courage à Damien-Dominique, Laurianne et les doctorants pour leur fin de thèse.

Je remercie aussi les gens que j'ai largement ennuyés avec mes histoires d'antennes et qui me parlaient du retard de leur train en retour! Évidemment, tous les anciens de l'université du

---

Nem que j'ai recroisés : ceux du Master et de la Licence. Merci à Sylvain qui m'a fait découvrir la puissance du Guile Theme et à Loïc pour trouver des spots de golf toujours plus improbables. Hommage aux idées musicales farfelues que nous avons développées avec Pierre et François et qui se concrétiseront un jour.

Enfin, merci à mes parents qui m'ont toujours soutenu et à mes frères avec qui je peux toujours avoir des débats animés.





# Table des matières

|                                                                                                                         |           |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Introduction</b>                                                                                                     | <b>3</b>  |
| <b>1 Caractérisation des sources ferroviaires</b>                                                                       | <b>7</b>  |
| 1.1 Sources de bruit sur le matériel ferroviaire . . . . .                                                              | 7         |
| 1.2 Caractérisation des sources en mouvement par traitement d'antenne . . . . .                                         | 8         |
| 1.2.1 La formation de voie . . . . .                                                                                    | 9         |
| 1.2.2 Antennerie à la SNCF . . . . .                                                                                    | 10        |
| 1.2.3 Comparaison de solutions commerciales pour la caractérisation de sources ferroviaires . . . . .                   | 11        |
| <b>2 Formation de voie pour la caractérisation de sources en mouvement</b>                                              | <b>13</b> |
| 2.1 Formation de voie . . . . .                                                                                         | 13        |
| 2.2 Qualification d'une antenne par son diagramme de directivité . . . . .                                              | 17        |
| 2.2.1 Pouvoir de résolution . . . . .                                                                                   | 18        |
| 2.2.2 Niveau des lobes secondaires . . . . .                                                                            | 19        |
| 2.2.3 Constance du diagramme en fonction du point de focalisation . . . . .                                             | 19        |
| 2.2.4 Bande de fréquences d'une antenne . . . . .                                                                       | 20        |
| 2.3 La formation de voie pour les sources en mouvement . . . . .                                                        | 21        |
| 2.3.1 Propagation acoustique des sources en mouvement . . . . .                                                         | 21        |
| 2.3.2 Mouvement figé : le filtrage linéaire . . . . .                                                                   | 23        |
| 2.3.3 Mouvement filé : la dédopplerisation . . . . .                                                                    | 25        |
| 2.3.4 Comparaison des méthodes pour des signaux simulés et des signaux réels . . . . .                                  | 27        |
| 2.4 Conclusion . . . . .                                                                                                | 29        |
| <b>3 Optimisation de géométries d'antenne</b>                                                                           | <b>31</b> |
| 3.1 Géométries d'antenne . . . . .                                                                                      | 31        |
| 3.1.1 Antenne linéaire . . . . .                                                                                        | 31        |
| 3.1.2 Antenne 2D . . . . .                                                                                              | 31        |
| 3.2 Outil d'optimisation de l'antenne . . . . .                                                                         | 33        |
| 3.2.1 Maillage pour la position des microphones . . . . .                                                               | 34        |
| 3.2.2 Algorithme génétique pour le positionnement des microphones . . . . .                                             | 34        |
| 3.2.3 Fonction coût . . . . .                                                                                           | 36        |
| 3.2.4 Convergence de l'algorithme . . . . .                                                                             | 37        |
| 3.2.5 Performances . . . . .                                                                                            | 39        |
| 3.2.6 Conclusion . . . . .                                                                                              | 39        |
| 3.3 Nouvelle antenne pour le ferroviaire . . . . .                                                                      | 42        |
| 3.3.1 Réalisation du support d'antenne . . . . .                                                                        | 42        |
| 3.3.2 Nouvelles géométries proposées . . . . .                                                                          | 43        |
| 3.3.3 Matériel d'acquisition . . . . .                                                                                  | 43        |
| 3.3.4 Comparaison des résultats en dédopplerisation de l'antenne optimisée en $c_{iso}$ avec l'antenne étoile . . . . . | 43        |
| 3.4 Conclusion . . . . .                                                                                                | 45        |

|          |                                                                                                                                   |            |
|----------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>4</b> | <b>Détection du rayonnement du rail</b>                                                                                           | <b>47</b>  |
| 4.1      | Modélisation vibroacoustique du rail . . . . .                                                                                    | 48         |
| 4.1.1    | Modélisation vibratoire de la voie . . . . .                                                                                      | 48         |
| 4.1.2    | Modélisation acoustique du rail . . . . .                                                                                         | 50         |
| 4.1.3    | Détection de l'angle de rayonnement du modèle par formation de voie . . .                                                         | 53         |
| 4.1.4    | Conclusion sur la modélisation du rayonnement du rail . . . . .                                                                   | 55         |
| 4.2      | Expérimentation pour la détection du rayonnement du rail excité par un pot vibrant                                                | 55         |
| 4.2.1    | Protocole . . . . .                                                                                                               | 55         |
| 4.2.2    | Propriétés de la voie sur le site . . . . .                                                                                       | 56         |
| 4.2.3    | Mesures accélérométriques et acoustiques . . . . .                                                                                | 56         |
| 4.2.4    | Caractérisation du rayonnement du rail excité par un pot vibrant par méthode de formation de voie . . . . .                       | 59         |
| 4.2.5    | Bilan sur le rayonnement du rail . . . . .                                                                                        | 60         |
| 4.3      | Détection du rayonnement du rail au passage d'un train : séparation des contributions acoustiques de la roue et du rail . . . . . | 62         |
| 4.3.1    | Signaux accélérométriques et acoustiques au passage d'un train . . . . .                                                          | 62         |
| 4.3.2    | Méthode de filtrage linéaire appliquée entre les traverses . . . . .                                                              | 62         |
| 4.4      | Conclusion . . . . .                                                                                                              | 65         |
| <b>5</b> | <b>Déconvolution pour les sources en mouvement</b>                                                                                | <b>67</b>  |
| 5.1      | Les traitements d'antenne pour les résultats quantitatifs . . . . .                                                               | 67         |
| 5.2      | Déconvolution itérative . . . . .                                                                                                 | 68         |
| 5.2.1    | Principe de l'algorithme de Gauss-Seidel . . . . .                                                                                | 68         |
| 5.2.2    | Convergence de l'algorithme . . . . .                                                                                             | 70         |
| 5.2.3    | Conclusion . . . . .                                                                                                              | 70         |
| 5.3      | La déconvolution pour des sources en mouvement . . . . .                                                                          | 71         |
| 5.3.1    | Problème direct du filtrage linéaire . . . . .                                                                                    | 71         |
| 5.4      | Application aux mesures . . . . .                                                                                                 | 77         |
| 5.4.1    | Source embarquée sur un TGV . . . . .                                                                                             | 77         |
| 5.4.2    | Comparaison qualitative de cartographies . . . . .                                                                                | 77         |
| 5.5      | Conclusion . . . . .                                                                                                              | 81         |
|          | <b>Conclusions et perspectives</b>                                                                                                | <b>83</b>  |
|          | <b>Bibliographie</b>                                                                                                              | <b>85</b>  |
| <b>A</b> | <b>Coordonnées des géométries d'antenne</b>                                                                                       | <b>91</b>  |
| A.1      | Antenne en étoile . . . . .                                                                                                       | 91         |
| A.2      | Antenne optimisée pour la dédopplerisation . . . . .                                                                              | 94         |
| A.3      | Antenne optimisée en ouverture . . . . .                                                                                          | 97         |
| <b>B</b> | <b>Influence des paramètres de la formation de voie sur les cartographies des sources en mouvement</b>                            | <b>101</b> |
| B.1      | Filtrage linéaire . . . . .                                                                                                       | 101        |
| B.2      | Dédopplerisation . . . . .                                                                                                        | 106        |
| B.2.1    | Influence de l'angle de suivi et de la largeur de la fenêtre . . . . .                                                            | 106        |
| B.2.2    | Profondeur de focalisation . . . . .                                                                                              | 111        |
| B.2.3    | Conclusion . . . . .                                                                                                              | 112        |
| <b>C</b> | <b>Calcul des paramètres de voie RODEL</b>                                                                                        | <b>113</b> |

# Table des symboles

| Paramètres du problème               |                |                                                                           |
|--------------------------------------|----------------|---------------------------------------------------------------------------|
| $s_i(t)$                             | Pa             | $i^{\text{ième}}$ source                                                  |
| $[x_i y_i z_i]$                      | m              | Coordonnées de la $i^{\text{ième}}$ source                                |
| $p_m(t)$                             | Pa             | Pression acoustique en $m$                                                |
| $[x_i y_i z_i]$                      | m              | Coordonnées de $m$                                                        |
| $[\theta_i \phi_i]$                  | °              | Azimut et élévation de $i$                                                |
| $\hat{s}_n(t)$                       | Pa             | Formation de voie focalisée en $n$                                        |
| $[x_n y_n z_n]$                      | m              | Coordonnées de $n$                                                        |
| $[\theta_n \phi_n]$                  | °              | Azimut et élévation de $n$                                                |
| $r_{im}$                             | m              | Distance entre $i$ et $m$                                                 |
| $r_{mn}$                             | m              | Distance entre $m$ et $n$                                                 |
| $\Delta_{im}$                        | s              | Retard de propagation entre les points $i$ et $m$                         |
| $\Delta_{mn}$                        | s              | Retard de propagation entre les points $m$ et $n$                         |
| $R_0$                                | m              | Distance entre l'antenne et la voie                                       |
| $h_{im}$                             |                | Réponse impulsionnelle du milieu entre la source $i$ et le microphone $m$ |
| $H_{im}$                             |                | Fonction de transfert entre la source $i$ et le microphone $m$            |
| $\mathbf{h}_i$                       |                | Vecteur des fonctions de transfert entre la source $i$ et l'antenne       |
| $N_s$                                |                | Nombre de sources                                                         |
| $M$                                  |                | Nombres de microphones sur l'antenne                                      |
| $w_{mn}$                             |                | Fonction de pointage entre le microphone $m$ et un point $n$              |
| $W_{mn}$                             |                | Fonction de pointage entre le microphone $m$ et un point $n$              |
| $\mathbf{w}_n$                       |                | Vecteur de pointage entre $n$ et l'antenne                                |
| $\Xi$                                |                | Constante de normalisation de la formation de voie                        |
| $D_{ni}$                             |                | Réponse de l'antenne focalisée en $n$ pour la source $i$                  |
| $\mathbf{D}$                         |                | Réponses de l'antenne focalisée                                           |
| $\tilde{D}_{ni}$                     |                | Réponse de l'antenne focalisée en $n$ pour la source en mouvement $i$     |
| $v$                                  | m/s            | Vitesse de déplacement des sources                                        |
| $c$                                  | m/s            | Célérité des ondes                                                        |
| $M$                                  |                | Nombre de Mach                                                            |
| $\beta_i$                            | °              | Angle de Mach                                                             |
| Paramètres de l'antenne              |                |                                                                           |
| $c_{ouv}$                            | m <sup>2</sup> | Ouverture de l'antenne                                                    |
| $c_{msl}$                            |                | Niveau du lobe secondaire le plus important                               |
| $c_{opt}$                            |                | Critère compromis                                                         |
| $c_{iso}$                            |                | Critère d'isotropie de l'antenne                                          |
| $L$                                  | m              | Envergure de l'antenne                                                    |
| $d$                                  | m              | Pas intercepteur                                                          |
| $f_{min}$                            | Hz             | Fréquence minimale d'utilisation de l'antenne                             |
| $f_{max}$                            | Hz             | Fréquence maximale d'utilisation de l'antenne                             |
| Paramètres de l'algorithme génétique |                |                                                                           |
| $E_i$                                |                | Évaluation de l'individu $i$                                              |
| $\mathbf{E}$                         |                | Vecteur des évaluations d'une même génération                             |
| $\alpha^m$                           |                | Nombre tiré aléatoirement entre 0 et 1 pour le croisement des gènes       |
| $a$                                  |                | Critère de croisement                                                     |
| $c_{i,j,m}$                          |                | Croisement du gène $m$ de l'antenne $i$ vers l'antenne $j$                |
| $\beta^m$                            |                | Nombre tiré aléatoirement entre 0 et 1 pour la mutation du gène           |
| $b$                                  |                | Critère de mutation                                                       |

| Paramètres mécaniques de la voie |                    |                                                                         |
|----------------------------------|--------------------|-------------------------------------------------------------------------|
| $E$                              | MN.m <sup>2</sup>  | Module d'Young du rail                                                  |
| $I$                              | Pa                 | Moment d'inertie du rail                                                |
| $\nu$                            |                    | Coefficient de Poisson du rail                                          |
| $\kappa$                         |                    | Coefficient de cisaillement du rail                                     |
| $\rho$                           | kg.m <sup>-3</sup> | Densité du rail                                                         |
| $A$                              | m <sup>2</sup>     | Aire de la section transversale du rail                                 |
| $\eta_r$                         |                    | Facteur d'amortissement du rail                                         |
| $K_s$                            | MN.m <sup>-2</sup> | Raideur de la semelle par unité de surface                              |
| $\eta_s$                         |                    | Facteur d'amortissement de la semelle                                   |
| $m_t'$                           | kg.m <sup>-1</sup> | Masse linéique de la traverse                                           |
| $m_r'$                           | kg.m <sup>-1</sup> | Masse linéique du rail                                                  |
| $m_b'$                           | kg.m <sup>-1</sup> | Masse linéique du ballast                                               |
| $K_b$                            | MN.m <sup>-2</sup> | Raideur du ballast par unité de surface                                 |
| $\eta_b$                         |                    | Facteur d'amortissement du ballast                                      |
| $k_x$                            | m <sup>-1</sup>    | Nombre d'onde de flexion dans le rail                                   |
| $V_0$                            | m/s                | Vitesse d'excitation du rail                                            |
| $v(x)$                           | m/s                | Vitesse particulaire du rail en $x$                                     |
| $\alpha$                         |                    | Coefficient d'atténuation de l'onde de flexion propagative dans le rail |
| $\theta_0$                       | °                  | Angle de rayonnement du rail                                            |
| Paramètres de la déconvolution   |                    |                                                                         |
| $L_\tau$                         |                    | Largeur de la fenêtre de Hann                                           |
| $\tau$                           |                    | Échantillon au droit de l'antenne                                       |
| $\Delta_f$                       | Hz                 | Résolution fréquentielle                                                |
| $\Delta_t$                       | s                  | Résolution temporelle                                                   |
| $\Delta_\tau$                    | s                  | Résolution temporelle dans le plan temps-fréquence                      |
| $\Delta_x$                       | m                  | Résolution spatiale selon $\vec{x}$                                     |
| $\Delta_z$                       | m                  | Résolution spatiale selon $\vec{z}$                                     |
| $f_0$                            | Hz                 | Fréquence centrale                                                      |
| $f_i$                            | Hz                 | Fréquence modulée par l'effet Doppler                                   |
| $k$                              |                    | Itération dans l'algorithme de Gauss-Seidel                             |
| $E^k$                            |                    | Erreur de reconstruction à l'itération $k$                              |

# Introduction

La multiplication des modes de transport individuels et en commun qui a accompagné le développement urbain du XX siècle, a révélé de nouvelles formes de gênes perçues par les riverains. En particulier, la pollution sonore est pour deux tiers des français une nuisance importante pouvant causer de l'irritation et jusqu'à des troubles du sommeil.

Le bruit généré par le trafic ferroviaire est régi par deux réglementations. La loi bruit de 1992 régit le niveau reçu chez le riverain moyenné sur 24 h. Le gestionnaire d'infrastructure doit alors garantir que le niveau sonore passe un certain gabarit. La directive 49/CE/2002 impose, quant à elle, aux agglomérations la réalisation de cartographies de bruit. Ces cartographies, comme celle présentée sur la Figure 1 pour la ville du Mans, sont calculées par des algorithmes de propagation sur de longues distances. La nuisance est calculée en indicateur  $L_{den}$  qui pondère les niveaux acoustiques selon le moment de la journée. La cartographie dépend alors :

- des constructions limitant la propagation acoustique (murs antibruit, haies, remblais, *etc.*) ;
- du bruit des véhicules à l'émission ;
- du trafic ;
- des heures de passage des véhicules.

L'origine du bruit peut être lié au matériel roulant (le train) ou à l'infrastructure (le rail et la voie). La réglementation s'applique au gestionnaire d'infrastructure qui est RFF. Il s'adresse donc aux opérateurs, comme la SNCF, qui roulent sur son réseau. Il est important de pouvoir différencier l'origine des sources et aussi de quantifier la part du bruit d'infrastructure et celle du bruit du matériel.

VAMPPASS est un logiciel développé par la SNCF [Bongini 2008] pour la simulation du bruit de passage de trains. À partir des caractéristiques des sources, un signal temporel du bruit de passage d'un train est modélisé, pour une vitesse de passage et un point d'écoute. Différentes solutions peuvent être testées pour optimiser la réduction globale du bruit de passage. La mesure acoustique est alors complémentaire pour valider les résultats obtenus. En effet, ces mesures sont coûteuses et tester toutes les possibilités est impossible.

VAMPPASS nécessite les caractéristiques des sources de bruit du train :

- leurs positions sur le train ;
- leurs niveaux ;
- leurs spectres (en tiers d'octave et fréquences émergentes) ;
- leurs directivités.

Le fonctionnement de VAMPPASS a été validé en comparant des niveaux, des spectres et des signatures. Des tests d'écoute ont aussi validé la qualité des signaux temporels simulés par VAMPPASS. L'objectif du travail de thèse est de pouvoir fournir une estimation juste des caractéristiques des sources de bruit sur le matériel ferroviaire en mouvement, à partir de mesures d'antenne. Les résultats devront être suffisamment précis pour pouvoir être utilisés en données d'entrée de VAMPPASS ; le traitement devra fournir :

- la position des sources ;
- les spectres des sources ;
- le niveau des sources ;
- les contributions acoustiques de la roue et du rail au bruit de roulement.

Un seul passage de train devant l'antenne devra être nécessaire avec cette méthode. Bien qu'il ne s'agisse pas d'une condition limitante, l'algorithme de dépouillement devra fournir des résultats en un temps de calcul de moins d'une journée pour le dépouillement d'un train complet. Enfin, la réalisation de ces objectifs passe par la création d'une nouvelle géométrie d'antenne. Le support de

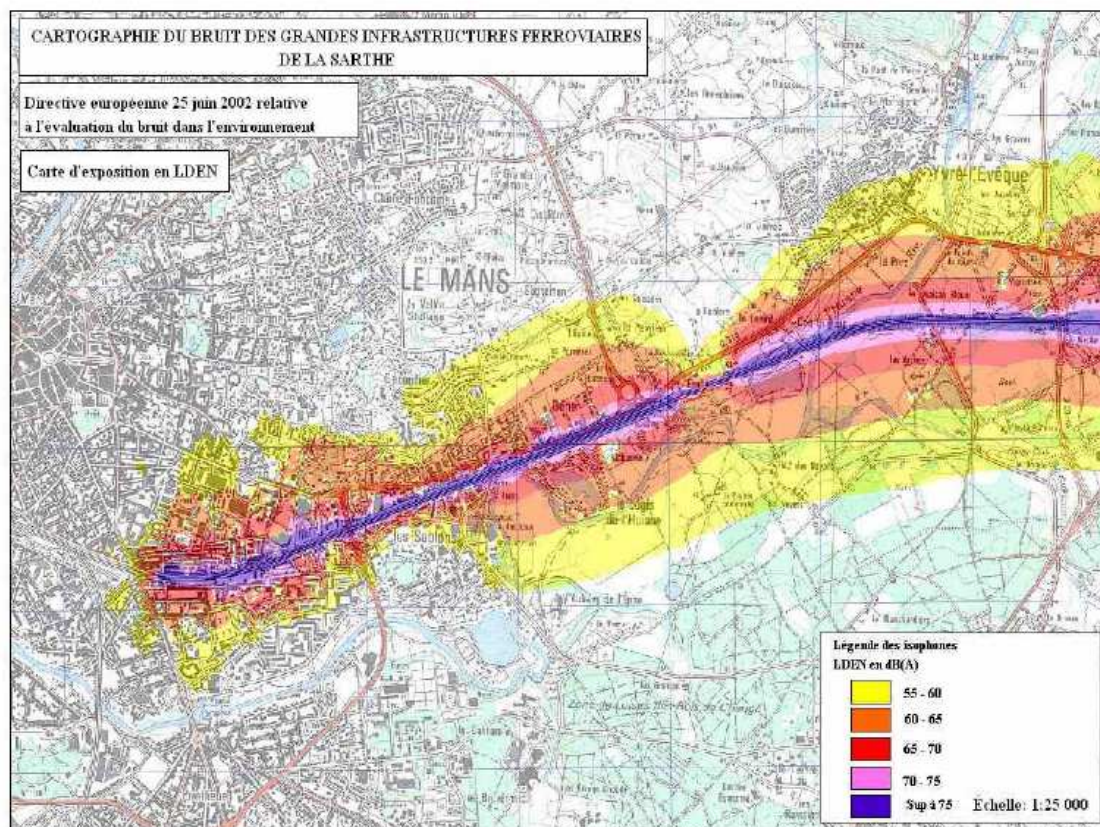


FIGURE 1 – Cartographie de la ville de Le Mans en  $L_{den}$  pour le bruit ferroviaire.

celle-ci devra être plus simple à transporter et à monter que celle utilisée par la SNCF actuellement. Le document est organisé selon le plan suivant. Dans une première partie, le contexte des sources de bruit ferroviaire est introduit. Les méthodes actuelles de caractérisation sont présentées. Un état de l'art du traitement d'antenne acoustique appliqué aux sources en mouvement est réalisé. Ce chapitre se conclut sur une comparaison des solutions commerciales d'antennes et d'algorithmes appliquées au passage d'un TGV.

Le deuxième chapitre présente la formation de voie. Les limites liées à son utilisation sont introduites par des critères de qualité sur l'estimation. On s'intéresse alors à la précision de localisation et à la justesse du niveau. Les deux principales variantes pour traiter les sources en mouvement sont présentées. Le filtrage linéaire limite l'effet Doppler par formation de voies en utilisant un filtrage spatio-temporel centré sur la zone où le décalage fréquentiel est faible. La méthode de dé-dopplérisation par suivi corrige l'effet Doppler en ajustant en continue la formation de voies pour suivre un point sur la source mobile. Les méthodes sont comparées sur des cartographies obtenues par simulation et par mesure.

Dans une troisième partie, l'importance de la position des microphones est discutée. Une revue non exhaustive des différentes géométries ainsi que des méthodes de placement des microphones met en évidence un besoin de géométrie appropriée au contexte ferroviaire. Nous présentons un algorithme d'optimisation de la géométrie d'antenne. Un nouveau support d'antenne permettant de réaliser les géométries optimisées est conçu et testé lors d'une campagne de mesures en bord de voie.

Le rayonnement du rail est détaillé dans le quatrième chapitre. Des pistes d'explication sur la non détection du rail par la formation de voie sont discutées en présentant un modèle de rayonnement

---

simple. Les prédictions du modèle sont comparées avec les résultats du rayonnement du rail excité par un pot vibrant. Les résultats théoriques ne sont pas retrouvés. Plusieurs hypothèses sont avancées pour expliquer les différences. Malgré cela, à partir des connaissances obtenues en mesures et de la littérature, une méthode de séparation des rayonnements de la roue et du rail en situation de roulement est proposée. Des résultats cohérents avec les logiciels de prédiction de bruit du rail sont retrouvés.

Dans le cinquième chapitre, une nouvelle méthode de traitement d'antenne basée sur la déconvolution est présentée. Cette méthode est une adaptation de la déconvolution pour les sources en mouvement. Elle est appliquée sur des simulations et des passages de TGV et les résultats sont comparées avec ceux de la dédopplérisation.

Ce document se termine sur des conclusions et des pistes d'amélioration des méthodes développées durant la thèse.





# Caractérisation des sources ferroviaires

---

Le contexte des sources ferroviaires implique des sources de bruit de natures différentes et se déplaçant à des vitesses pouvant atteindre 320 km/h.

Dans ce chapitre, les différentes sources sont présentées, ainsi que les moyens de caractérisation liés à leur nature, avant de présenter plus en détail l'antennerie acoustique pour les sources en mouvement et plus spécifiquement dans le domaine ferroviaire.

## 1.1 Sources de bruit sur le matériel ferroviaire

Les sources sont classées selon trois catégories : le bruit des équipements, le bruit de roulement et le bruit d'origine aérodynamique. Un modèle de l'évolution du niveau de bruit au passage, en fonction de la vitesse de passage, a été développé à partir des travaux de caractérisation des sources [DeuFraKo 1994]. L'évolution du  $L_{A_{eq},T_p}$ <sup>1</sup> est tracée en fonction du logarithme de la vitesse de passage en Figure 1.1, pour un point d'écoute à 25 m de la voie et à 3,5 m au dessus du rail [Cléon 2010]. Globalement, le bruit augmente avec la vitesse de passage. Ensuite, trois zones sont distinguées, durant lesquelles l'évolution de  $L_{A_{eq},T_p}$  est linéaire avec le logarithme de la vitesse. Sur chacune de ces zones, une catégorie de sources est prédominante.

Jusqu'à 40 km/h les sources de bruit liées aux équipements sont dominantes et le niveau est indépendant de la vitesse. Cette catégorie regroupe le bruit dû aux appareils motorisés comme les ventilateurs. Pour les TGV, la plupart de ces appareils sont situés sur la motrice (véhicule tractant le train). La connaissance des propriétés de ces sources peut être acquise à l'arrêt, d'autant que la position de ces sources sur le train est connue. En situation de roulement, ces sources ne sont détectables qu'à faible vitesse car elles sont rapidement masquées par le bruit de roulement.

Le bruit de roulement est la source majoritaire sur la plus large bande de vitesses allant de 40 à 300 km/h. Ses mécanismes de génération ont été introduits par [Remington 1976]. Les rugosités sur les surfaces de la roue et du rail génèrent un déplacement relatif de ces éléments. Ces vibrations se propagent dans la roue, le rail et les traverses qui rayonnent acoustiquement, c'est le bruit de roulement. Des modèles de voie et de contact roue-rail sont utilisés pour prédire le bruit de roulement à partir des spectre de rugosité. La difficulté actuelle consiste à séparer les contributions acoustiques de la roue et du rail en situation de roulement. Un enjeu important serait une surveillance en temps réel de l'état de surface des roues. Cette problématique est évoqué plus précisément au chapitre 4. À grande vitesse, les sources aérodynamiques (ou aéroacoustiques) sont générées par les turbulences de l'écoulement le long de la surface du TGV. Le bruit aérodynamique est prépondérant à partir de 300 km/h. Ces sources sont de type large bande. Pour le TGV, les localisation connues de ces sources sont le revers d'eau, les bogies, les pantographes et leurs baignoires, les intercirculations, localisées sur la Figure 1.2. Les caractéristiques de ces sources sont obtenues la plupart du temps par traitement d'antenne, formation de voie ou méthode des sources équivalentes, en situation de roulement [Mellet 2006] ou en soufflerie sur maquettes [Paradot 2008]. La simulation numérique

---

1. niveau acoustique en dB pondéré A intégré sur le temps de passage

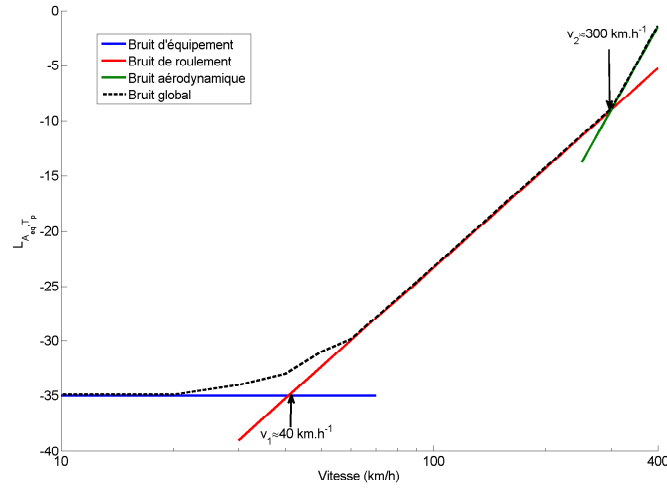


FIGURE 1.1 –  $L_{Aeq,Tp}$  au passage d'un train en fonction de la vitesse. Suivant la vitesse de circulation, différentes sources sont prépondérantes.

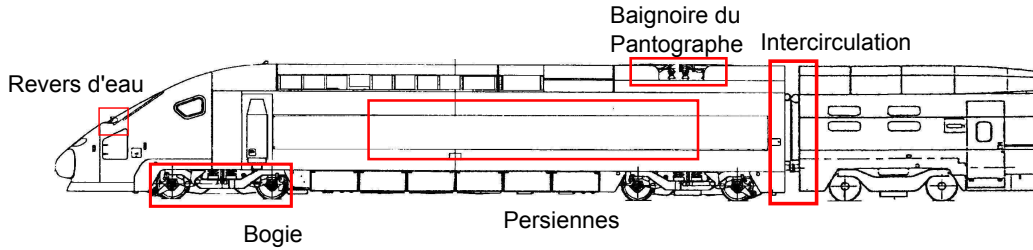


FIGURE 1.2 – Localisation des principales sources de bruit sur la motrice d'un TGV.

est aussi utilisée pour la modélisation de ces sources [Paradot 2010], mais est coûteuse en temps de calcul.

## 1.2 Caractérisation des sources en mouvement par traitement d'antenne

Une antenne est un capteur que l'on peut orienter en privilégiant ainsi une direction d'écoute. L'orientation peut se faire mécaniquement, comme pour les antennes paraboliques ou par post-traitement. Dans ce cas, l'antenne est composée d'un grand nombre de capteurs.

La caractérisation de sources est un problème d'imagerie : définir un traitement d'antenne idéal pour pouvoir identifier et caractériser les sources dont les paramètres sont inconnus [Mermoz 1976]. Les traitements d'antenne peuvent se classer en deux catégories :

- les méthodes haute résolution ;
- la formation de voie et les méthodes adaptatives, basées sur la construction d'un modèle de sources.

Les algorithmes haute résolution comme MUSIC [Schmidt 1986] sont basés sur la décomposition en valeurs propres de la matrice interspectrale des signaux d'antenne. Le suivi des sources en mouvement est réalisé par un algorithme itératif. Cependant, ces méthodes sont sensibles au modèle de source et ne sont pas assez robustes pour être appliquées au passage d'un train [Poisson 1995]. La méthode de [Capon 1969] est dite adaptative. Le vecteur de pointage est exprimé à partir de l'inverse de la matrice interspectrale. Cette méthode a été appliquée sur des sources en mouvement dans les travaux de [Bernard 2008]. Le temps d'acquisition, égal au temps de passage de la source devant l'antenne, est alors trop court et ne permet pas une bonne estimation de la matrice interspectrale. Les résultats obtenus par la méthode sont alors proches de ceux de la formation de voie. L'holographie est un traitement d'antenne consistant à rétropropager les mesures vers un plan de reconstruction. Cette méthode présente des résolutions bien supérieures à celles de la formation de voie en basse fréquence à condition d'utiliser les ondes évanescentes, donc à réaliser des mesures en champ proche (en fonction du rapport signal sur bruit [Williams 1999]). Elle peut quantifier plus précisément et fournir des niveaux de sources. Les travaux de [Park 2001] présentent aussi une technique d'holographie image par image où la source mobile se déplace devant une antenne verticale, permettant d'atteindre des images de bonnes résolutions, notamment aux basses fréquences. Ce traitement est appliqué au passage d'une voiture. L'effet Doppler est négligé pour l'application de l'holographie image par image, ce qui pose une limite de vitesse d'utilisation de 120 km/h. Par la suite, [Yang 2011] repoussent la limite d'utilisation de cette méthode jusqu'à 240 km/h en ajoutant une antenne dans la dimension horizontale mais cette vitesse reste faible comparée aux 320 km/h de passage du TGV. De plus l'antenne doit être dans le champ proche des sources, alors qu'en bord de voie il y a une distance de sécurité minimale à respecter de 4 m.

### 1.2.1 La formation de voie

La formation de voie est un traitement d'antenne qui repose sur l'hypothèse d'un modèle de source [Johnson 1993]. L'antenne est focalisée dans une direction d'écoute en déphasant les mesures. La focalisation est réalisée à l'aide d'un vecteur de pointage obtenu par la solution d'un problème d'optimisation. La formation de voie est performante pour la localisation des sources. En ce qui concerne la restitution des vrais niveaux sonores, la méthode présente des difficultés.

Le travail de thèse présente dans le chapitre 2 l'algorithme somme et délai ou algorithme de Bartlett dont deux variantes ont été développées pour prendre en compte l'effet du mouvement des sources.

Le filtrage linéaire est la première de ces méthodes. Elle ne prend pas en compte l'effet Doppler et considère les sources fixes. Cette méthode reste limitée mais est basée sur peu d'hypothèses. Elle est principalement utilisée pour la localisation de sources sur les avions dont la position et la trajectoire sont difficilement estimables [Cariou 2010, Sijtsma 2004].

La dédopplerisation repose sur des hypothèses plus lourdes. Sa mise en œuvre nécessite la connaissance de la trajectoire, la vitesse et la position initiale du véhicule pour corriger l'effet Doppler. Les temps de calculs sont largement augmentés. Cette approche est utilisée dans le domaine ferroviaire [Barsikow 1988, Poisson 1995, Mellet 2006, Takano 2003], où la trajectoire du train est connue. Sa position et sa vitesse sont obtenues par des capteurs sur la voie. Le train est discrétisé finement en 2D et la dédopplerisation est réalisée sur chaque tranche du maillage. [Kook 2000] s'intéresse à la localisation de sources de bruit sur une voiture ; la correction de l'effet Doppler est réalisée avant la formation de voie, en considérant un plan de focalisation suivant le véhicule. Le bruit de mesure est réduit mais la longueur du train ne permet pas d'appliquer cette méthode au domaine ferroviaire.

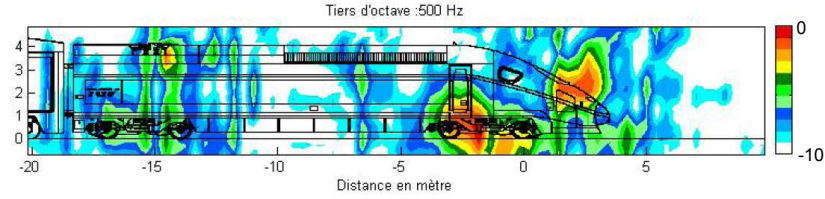


FIGURE 1.3 – Cartographie en dB d'une motrice de TGV pour le tiers d'octave centré sur 500 Hz.



FIGURE 1.4 – Antenne en étoile utilisée par la SNCF.

## 1.2.2 Antennerie à la SNCF

Depuis 1995, la SNCF a développé sa propre antenne ainsi que ses traitements [Poisson 1995]. La méthode de dédopplerisation est utilisée pour la réalisation de cartographies : par bandes de tiers d'octaves, le plan de focalisation de la formation de voie est recalé sur une image de train et les niveaux sont représentés en dB, comme en Figure 1.3. Le recalage est réalisé grâce à la connaissance de la position des roues par rapport à l'antenne. Sur cet exemple, les principales sources aéroacoustiques sont identifiées : les bogies, la baignoire du pantographe et le revers d'eau. Une fois les sources acoustiques localisées, des études approfondies sont réalisées pour définir des solutions de réduction du bruit. La formation de voie est une aide au diagnostic et ne permet pas la caractérisation de ces sources : des sources fantômes apparaissent et n'ont pas de réalité physique (comme celles à l'avant du train, Figure 1.3) et le niveau de sortie est relatif. La problématique de l'identification du rayonnement du rail par traitement d'antenne sera plus largement discutée au chapitre 4 ; on peut cependant noter sur la cartographie de la Figure 1.3 que le rail n'est pas clairement identifié comme une source acoustique.

Les caractéristiques des sources sont obtenues en définissant des zones centrées sur les sources identifiées. Le niveau de la source est estimé en moyennant le niveau sur la zone [Pouzet 2009].

L'antenne utilisée par la SNCF est présentée en Figure 1.4. Elle présente deux sous antennes de 40 microphones répartis sur 8 branches d'une étoile. Cette antenne sera plus détaillée dans le chapitre 3.

### 1.2.3 Comparaison de solutions commerciales pour la caractérisation de sources ferroviaires

En septembre 2010, une étude comparative entre les solutions commerciales de Bruel & Kjaer et GFAI tech et celle développée par la SNCF a été organisée. Les différents objectifs étaient de pouvoir comparer les solutions en termes de facilité d'installation, de temps de traitement des données et de performance. Les spécifications communes pour la comparaison des résultats étaient [Le Courtois 2010b] :

- une cartographie complète d'un TGV au passage ;
- le spectre et le niveau d'un avertisseur sonore de TGV.

L'avertisseur constitue une source dont les incertitudes sur le niveau et le spectre sont les plus faibles ; il s'agit donc d'une source fiable pour établir des comparaisons entre les différents systèmes.

Bruel & Kjaer a utilisé une antenne en étoile 5 branches de 30 microphones. L'espacement entre les microphones est optimisé pour réduire les lobes secondaires et les branches sont inclinées vers l'avant pour améliorer la focalisation.

GFAI tech a présenté une antenne spirale de 120 microphones à 12 branches. Les capteurs sont répartis de manière logarithmique. Au centre de l'antenne se trouve une caméra rapide.

L'antenne utilisée par la SNCF est celle présentée en Figure 1.4.

Les cartographies et les spectres ont été réalisés par chaque participant avec leurs propres logiciels de dépouillement. L'approche utilisée est la dédopplerisation pour tous les participants.

Les cartographies réalisées par les trois participants permettent la localisation des principales sources, pour des gammes de fréquences plus ou moins larges, suivant le domaine d'utilisation de l'antenne. Les précisions de localisation des sources diffèrent grandement d'une cartographie à l'autre et les sources fantômes sont plus ou moins importantes.

Dans [Pouzet 2011b], les mesures des trois antennes sont traitées avec l'algorithme de dédopplerisation développé à la SNCF. La caractérisation du spectre de l'avertisseur de ce rapport est présentée en Figure 1.5 pour les trois participants. La fréquence fondamentale et la première harmonique sont bien retrouvées pour chacun des participants. Cependant des différences de niveaux sont constatées, d'abord sur le niveau global, puis sur l'estimation du niveau des harmoniques.

Cette étude met en avant l'hétérogénéité des solutions proposées (en terme de géométries et de post-traitements) et, principalement, en termes de résultats. Le besoin d'une méthode quantitative est fort pour obtenir des caractéristiques de ces sources, quelle que soit leur nature.

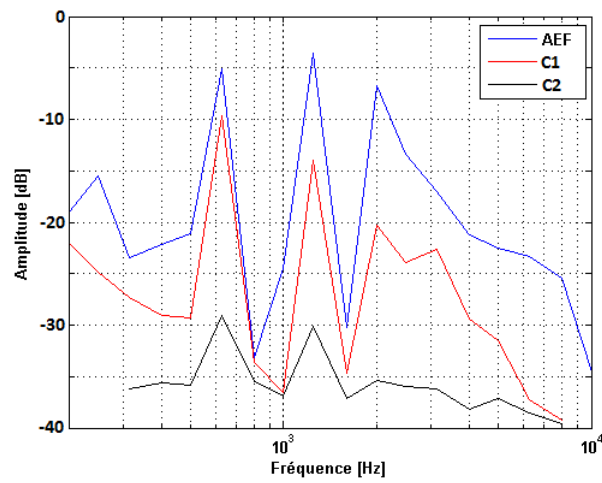


FIGURE 1.5 – Spectre d'un avertisseur de TGV estimé par la formation de voie pour trois géométries d'antenne différentes [Pouzet 2011b].

# Formation de voie pour la caractérisation de sources en mouvement

La formation de voie est un traitement appliqué à des mesures d'antennes. Ce chapitre présente le problème de l'imagerie des sources et comment la formation de voie y répond. L'importance du choix de la géométrie d'antenne pour l'application de la formation y est détaillée en introduisant différents critères de qualité.

Deux adaptations de la formation de voie sont proposées pour les sources en mouvement.

## 2.1 Formation de voie

Pour un ensemble de  $N_s$  sources ponctuelles émettant le signal temporel  $s_i(t)$  et une antenne de  $M$  microphones, comme présenté sur la Figure 2.2, le milieu de propagation peut s'écrire comme un filtre linéaire, la pression mesurée au capteur  $m$  s'exprime comme la convolution du signal des sources par la réponse du milieu :

$$p_m(t) = \sum_{i=1}^{N_s} s_i(t) * h_{im}(r_{im}, t). \quad (2.1)$$

$h_{im}(r_{im}, t)$  est la réponse impulsionnelle associée à la propagation des ondes dans le milieu et

$$r_{im} = \sqrt{(x_i - x_m)^2 + (y_i - y_m)^2 + (z_i - z_m)^2} \quad (2.2)$$

est la distance entre la  $i^{\text{ème}}$  source et le  $m^{\text{ème}}$  capteur où  $[x_i \ y_i \ z_i]$  et  $[x_m \ y_m \ z_m]$  sont leurs coordonnées respectives. L'antenne est plane et les sources sont considérées dans le plan parallèle à celui de l'antenne, la distance entre les deux plans est

$$R_0 = \sqrt{(y_i - y_m)^2}. \quad (2.3)$$

**Remarque 2.1.** *L'antenne en étoile de la Figure 2.2 est utilisée comme antenne de référence dans le mémoire de thèse. Les images des diagrammes et des plans de focalisation sont établies, sauf mention contraire, pour cette antenne située à  $R_0 = 4$  m du plan des sources à une fréquence donnée. Les coordonnées des capteurs de cette antenne sont indiquées dans la table A.1 de l'annexe A.*

$h_{im}(r_{im}, t)$  décrit les propriétés de la propagation et est modélisé selon différentes hypothèses, par exemple une propagation en ondes planes ou sphériques, en tenant compte des réflexions sur les parois ou encore de la convection aérodynamique, etc.

La distance de Fresnel est un indicateur de la propagation de l'onde en fonction, de la fréquence de la source, de l'envergure de l'antenne et de la distance entre les deux. Au delà de la distance de Fresnel, les fronts d'onde sont considérés comme plans par rapport aux dimensions de l'antenne. [Elias 1983]

$$D_f = \frac{L^2}{\lambda_0} \quad (2.4)$$

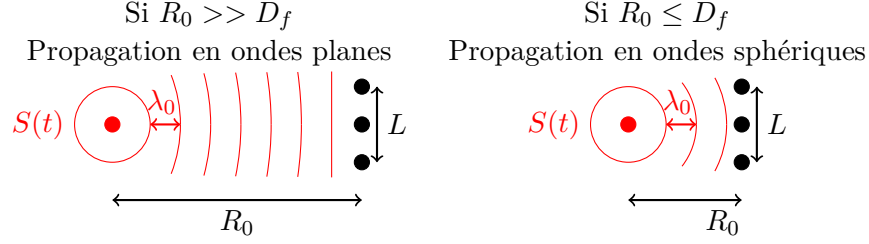


FIGURE 2.1 – Représentation du front d'onde reçu sur l'antenne par rapport à la distance de Fresnel.

pour une antenne d'envergure  $L$  et une onde de longueur d'onde  $\lambda_0$  associée à la fréquence  $f_0$ . En fonction de la distance  $R_0$  entre le plan source et l'antenne et de la fréquence de la source  $f_0$ ,  $h_{im}(t)$  décrit une propagation en ondes planes ou en ondes sphériques, comme présenté sur la Figure 2.1.

Pour  $R_0 \gg D_f$ , la distance source-capteur  $r_{im}$  est considérée comme infinie et la source est localisée par ses coordonnées angulaires  $\theta_i$  et  $\phi_i$ . L'azimut et l'élévation sont définis sur la Figure 2.3 par rapport au centre de l'antenne. Le front d'onde est assimilé à un plan par rapport à l'antenne. La réponse impulsionnelle du milieu s'écrit

$$h_{im,op}(r_{im}, t) = \delta(t - \Delta_{im}), \quad (2.5)$$

avec

$$\Delta_{im} = \frac{-x_m \sin \theta_i \cos \phi_i - z_m \sin \phi_i}{c} \quad (2.6)$$

le terme de déphasage de propagation entre chaque capteur,  $c$  la célérité du son dans le milieu et  $\delta$  la distribution de Dirac. L'équation 2.1 devient

$$p_{m,op}(t) = \sum_{i=1}^{N_s} s_i(t - \Delta_{im}) ; \quad (2.7)$$

la pression mesurée est la somme des signaux sources déphasés du temps de vol de l'onde.

Pour  $R_0 < D_f$ , l'antenne est suffisamment proche des sources pour que l'on ne puisse plus considérer une propagation en ondes planes. La réponse impulsionnelle est alors décrite par une loi sphérique

$$h_{im,os}(r_{im}, t) = \frac{\delta(t - r_{im}/c)}{4\pi r_{im}}. \quad (2.8)$$

Le déphasage est réalisé pour un point de l'espace et non plus une direction et  $A = 1/(4\pi r_{im})$  est un terme d'atténuation géométrique. L'équation 2.1 devient

$$p_{m,os}(t) = \sum_{i=1}^{N_s} \frac{1}{4\pi r_{im}} s_i(t - \frac{r_{im}}{c}). \quad (2.9)$$

La formation de voie est une méthode de localisation des sources en focalisant l'antenne sur un point  $n$  [Johnson 1993]. Sa formulation temporelle est

$$\hat{s}_n(t) = \sum_{m=1}^M p_m(t) * w_{nm}(r_{nm}, t), \quad (2.10)$$

$w_{nm}(r_{nm}, t)$  est le pointage du  $m^{\text{ième}}$  capteur de l'antenne (*steering vector*) sur  $n$ , défini comme

$$w_{nm}(r_{nm}, t) = \frac{1}{\Xi} h_{nm}(-r_{nm}, t) \quad (2.11)$$



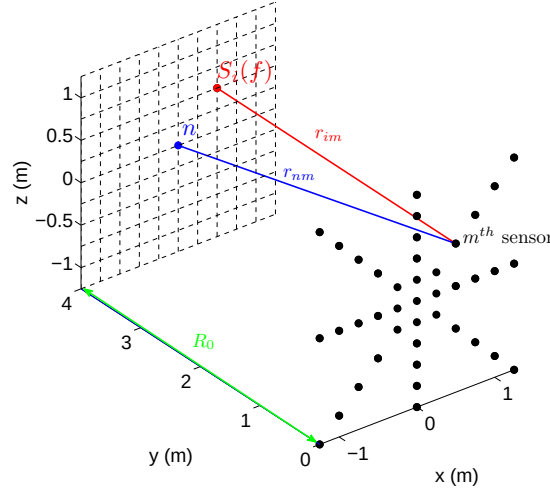


FIGURE 2.2 – Représentation spatiale d’une source  $s$ , du plan de reconstruction et du point de focalisation  $n$  pour une antenne en étoile située à une distance  $R_0 = 4$  m du plan des sources.

avec  $\Xi$  une constante de normalisation permettant d’estimer correctement la source. Dans l’hypothèse d’une propagation en ondes planes, le pointage en  $n$  prend la forme

$$w_{nm,op}(t) = \frac{1}{\Xi_{op}} \delta(t + \Delta_{nm}) \quad (2.12)$$

et

$$\Xi_{op} = M. \quad (2.13)$$

Dans l’hypothèse d’une propagation en ondes sphériques, le pointage en  $n$  est

$$w_{nm,os}(t) = \frac{1}{\Xi_{os}} \frac{\delta(t + \frac{r_{nm}}{c})}{4\pi r_{nm}} = \frac{1}{\Xi_{os}} h_{nm,os}(-r_{nm}, t) \quad (2.14)$$

et

$$\Xi_{os} = \sum_{m=1}^M \frac{1}{(4\pi r_{nm})^2}. \quad (2.15)$$

La formation de voie définit un modèle de source de débit pour compenser les effets de propagation.  $n$  balaye un plan de focalisation pour construire une estimation du rayonnement en chaque point.

**Remarque 2.2.** Dans le travail de thèse, l’antenne est située à 4 m de la source, soit bien en dessous de la distance de Fresnel. Sauf mention contraire, dans la suite du manuscrit, les hypothèses de propagation sont celles d’une propagation sphérique pour des sources monopolaires ( $D_f = 5, 6$  m pour l’antenne en étoile à 300 Hz).

En considérant une source  $s_i(t)$  de bande étroite centrée sur  $f$  et sa transformée de Fourier  $S_i(f)$ , le produit de convolution dans le domaine temporel de l’équation 2.1 s’écrit dans le domaine fréquentiel comme le produit :

$$P_m(f) = \sum_{i=1}^{N_s} S_i(f) H_{im}(f), \quad (2.16)$$

avec

$$H_{im}(f) = \frac{1}{4\pi r_{im}} \exp(-2j\pi f \frac{r_{im}}{c}). \quad (2.17)$$

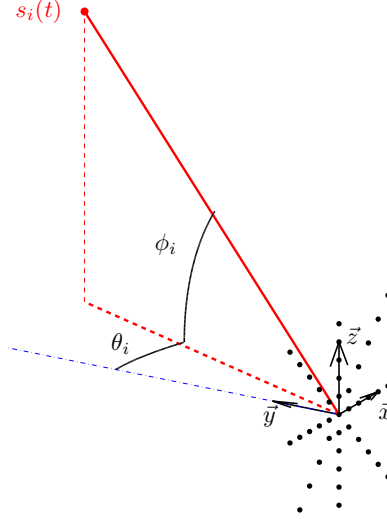


FIGURE 2.3 – Définition des angles  $\theta$  et  $\phi$ , l'azimut et l'élévation, en coordonnées sphériques.

Pour une seule source  $i$ ,  $\mathbf{p}_i(f)$  le vecteur colonne des transformées de Fourier des pressions reçues sur l'antenne s'écrit

$$\mathbf{p}_i(f) = s_i(f)\mathbf{h}_i(f) \quad (2.18)$$

avec

$$\mathbf{h}_i(f) = \left[ \frac{\exp(-2\pi f j r_{i1}/c)}{4\pi r_{i1}} \dots \frac{\exp(-2\pi f j r_{im}/c)}{4\pi r_{im}} \dots \frac{\exp(-2\pi f j r_{iM}/c)}{4\pi r_{iM}} \right]^T \quad (2.19)$$

le vecteur de propagation.  $\mathbf{h}_i(f)$  contient  $M$  éléments. Pour un nombre  $N_s$  de sources, l'équation 2.18 se généralise en

$$\mathbf{p}(f) = \mathbf{H}(f)\mathbf{s}(f) \quad (2.20)$$

où  $\mathbf{s}(f)$  est le vecteur colonne de dimension  $N_s$  des amplitudes des sources à la fréquence  $f$  et  $\mathbf{H}$  est la matrice de propagation de taille  $M \times N_s$ , telle que

$$\mathbf{H}(f) = [\mathbf{h}_1(f) \dots \mathbf{h}_i(f) \dots \mathbf{h}_{N_s}(f)]. \quad (2.21)$$

La formation de voie, équation 2.10, s'écrit alors dans le domaine fréquentiel comme le produit matriciel

$$\hat{s}_n(f) = \mathbf{w}_n^T(f)\mathbf{p}(f) \quad (2.22)$$

où le vecteur de pointage vaut

$$\mathbf{w}_n(f) = \frac{1}{\Xi} \begin{bmatrix} \frac{\exp(2\pi f j r_{n1}/c)}{4\pi r_{n1}} \\ \vdots \\ \frac{\exp(2\pi f j r_{nm}/c)}{4\pi r_{nm}} \\ \vdots \\ \frac{\exp(2\pi f j r_{nM}/c)}{4\pi r_{nM}} \end{bmatrix} = \mathbf{h}_n^*(f) \quad (2.23)$$

et  $^T$  désigne le transposé et  $^*$  le conjugué.

L'ensemble des sources  $\mathbf{s}_i(f)$  sont supposées dans le plan de focalisation de  $N_x \times N_z = N_s$  éléments. L'antenne est focalisée en chaque point du plan, de manière à ce que  $n$  balaye l'ensemble des positions ; le rayonnement en chaque point à la fréquence  $f$  est alors estimé. En guise d'illustration,

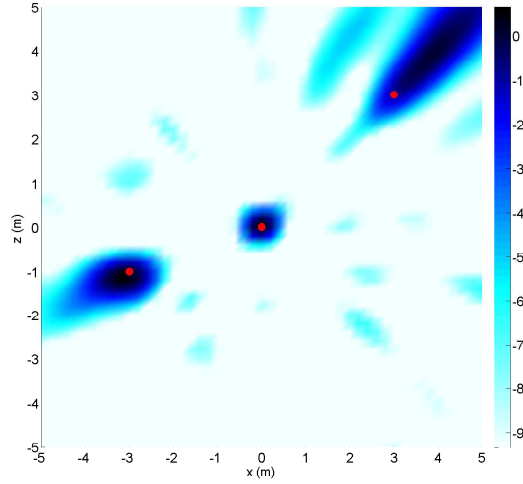


FIGURE 2.4 – Localisation de 3 sources harmoniques à 800 Hz, repérées par les points rouges. L'échelle est normalisée par rapport aux valeurs réelles des sources.

une cartographie des niveaux de pression est tracée en Figure 2.4, avec trois sources harmoniques repérées par les points rouges, simulées à 800 Hz et de niveau identique. L'échelle est en dB, normalisée par le niveau réel d'une source à 800 Hz. Les maxima de la cartographie correspondent aux positions des sources, moins de 1 dB d'erreur est commis sur l'estimation du niveau par la formation de voie. La précision spatiale de la localisation des sources varie selon la position de la focalisation. La localisation de la source en  $[0 \ 0]$  m est plus précise que pour les sources en  $[-3 \ -1]$  m et en  $[3 \ 3]$  m qui sont localisées à  $\pm 1$  m par les maxima locaux de la cartographie et sont spatialement déformées (en particulier la source en  $[3 \ 3]$ ). Enfin des sources fantômes, de niveau inférieur (environ -8 à -9 dB) apparaissent en divers endroits de la cartographie, ces sources n'ont pas de réalité physique et peuvent fausser l'interprétation.

La formation de voie opère un filtrage spatial de l'information, visant à séparer spatialement et fréquentiellement les contributions des différentes sources. Ce filtrage est imparfait comme le montre cet exemple.

**Remarque 2.3.** Par cohérence, les cartographies de ce manuscrit sont présentées avec une dynamique de 10 dB et normalisées par rapport aux valeurs réelles des sources pour des simulations et par rapport au maximum de la cartographie pour les mesures.

## 2.2 Qualification d'une antenne par son diagramme de directivité

En combinant les équations 2.20 et 2.22, il vient

$$\hat{s}_n(f) = \mathbf{w}_n^T(f) \mathbf{H}(f) \mathbf{S}(f). \quad (2.24)$$

Alors la contribution en énergie de la source  $i$  à l'estimation en  $n$  est définie par

$$D_{ni} = |\mathbf{w}_n^T(f) \mathbf{h}_i(f)|^2. \quad (2.25)$$

On définit le diagramme de directivité comme la réponse de l'antenne pour une direction donnée ; par exemple, la réponse de l'antenne en étoile pour la direction  $[0 \ 0]$  à 800 Hz est tracée en Figure 2.5. Le diagramme de directivité est un sinus cardinal 2D avec un lobe principal pointant sur  $n$ . Le filtrage de la formation de voie n'est pas parfait dans la mesure où ce lobe principal

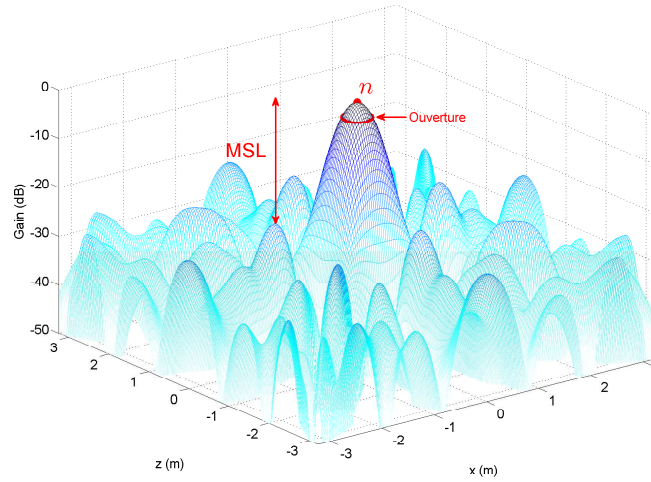


FIGURE 2.5 – Le diagramme de directivité d’une antenne en étoile à 800 Hz présente un gain maximal dans la direction de focalisation  $n$  en  $[0\ 0]$ . Le diagramme peut être qualifié par l’ouverture de son lobe principal et le niveau maximum des lobes secondaires (MSL).

présente une largeur qui peut être supérieure à la taille des sources et où des lobes secondaires récupèrent de l’information dans les directions dans lesquelles l’antenne n’est pas focalisée.

Ce diagramme dépend du modèle de propagation utilisé, de la position des capteurs par rapport au point de focalisation et de la fréquence d’observation. La position des capteurs est le seul paramètre d’action indépendant des sources. Les performances de l’antenne sont évaluées par la qualité du filtrage effectuée par le diagramme de directivité. Différents critères de qualité du diagramme issus de la littérature sont développés dans la section suivante.

### 2.2.1 Pouvoir de résolution

Le pouvoir de résolution est la capacité de l’antenne à pouvoir séparer deux sources proches. Par exemple sur les Figures 2.6a et 2.6b, les sources ponctuelles et omnidirectionnelles sont distantes de 2 m et de 1 m. Pour 1 m de distance, les sources sont confondues.

Cette propriété est liée à l’ouverture du lobe principal de son diagramme de directivité  $D_0$ . L’ouverture correspond à la surface de l’intersection du plan à -3 dB avec le lobe principal de l’antenne, comme présenté sur le diagramme de la Figure 2.5. Elle est mesurée par

$$c_{ouv} = \sum_{i=1}^{N_x} \sum_{j=1}^{N_z} \begin{cases} 1 & \text{si } D_0(i, j) \geq -3 \text{ dB} \\ 0 & \text{si } D_0(i, j) < -3 \text{ dB} \end{cases} \quad (2.26)$$

$c_{ouv}$  s’exprime en mailles d’espace<sup>1</sup>. Le maillage doit être suffisamment fin pour obtenir la précision nécessaire.

Par exemple,  $c_{ouv} = 0,45 \text{ m}^2$  pour l’antenne en étoile focalisée en face, en approximant l’ouverture à un cercle, le diamètre est égal à 0,75 m. L’antenne en étoile ne distingue pas deux sources séparées de 0,75 m, comme en Figure 2.6b où les deux sources distantes d’1 m sont confondues.

$c_{ouv}$  est piloté essentiellement par l’envergure de l’antenne  $L$  [Elias 1983], plus l’antenne est grande, plus elle sera résolvente.

1.  $c_{ouv}$  peut être exprimé en  $\text{m}^2$  ou en sr suivant le modèle de propagation.

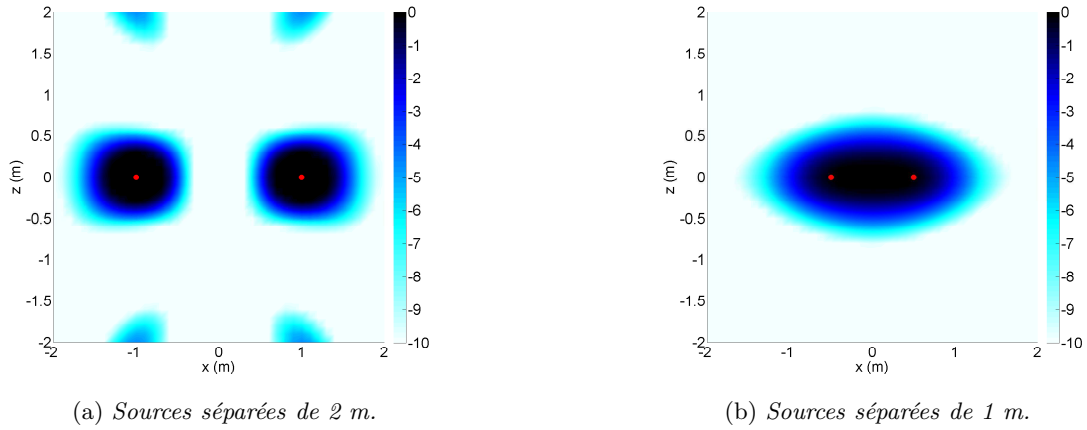


FIGURE 2.6 – Détection de deux sources à 700 Hz par l'antenne en étoile en fonction de la distance de séparation. Les sources sont repérées par les points rouges et sont distantes (a) de 2 m et (b) de 1 m.

### 2.2.2 Niveau des lobes secondaires

Le fitrage spatial de la formation de voie implique que la source se situe dans la direction du lobe principal. Cependant, le diagramme de directivité fait apparaître des lobes secondaires, d'importance moindre, mais qui récupèrent de l'énergie dans les directions dans lesquelles l'antenne n'est pas focalisée. Le niveau de la source dans la direction de focalisation est surestimé.

Le niveau du lobe secondaire le plus haut  $L_2$  exprimé par rapport à celui du lobe principal  $L_0$  (*maximum sidelobe level* ou MSL) [Christensen 2004] est utilisé pour quantifier l'influence des lobes secondaires sur l'estimation du niveau. Le MSL exprime la dynamique (en dB) entre le niveau du lobe principal et le niveau du lobe secondaire le plus important, Figure 2.5. Le critère employé dans la suite de l'étude (ou dans les algorithmes d'optimisation des antennes) est le rapport des amplitudes

$$c_{msl} = \frac{A_0}{A_2} = 10^{MSL/20} \quad (2.27)$$

$A_2$  est l'amplitude du plus important lobe secondaire et  $A_0$  l'amplitude du lobe principal.

$c_{msl}$  ne considère que le niveau du plus haut lobe. Le *leakage* peut aussi être utilisé pour quantifier l'influence de tous les lobes secondaires [Le Courtois 2010a] et tient compte de l'énergie totale récupérée par les lobes secondaires.

### 2.2.3 Constance du diagramme en fonction du point de focalisation

Le diagramme de directivité change en fonction du point de focalisation  $n$  ; le niveau des lobes secondaires et l'ouverture du lobe principal diffèrent. Les performances de la localisation des sources par la méthode de formation de voie ne sont pas les mêmes dans toutes les directions. Par exemple, la coupe du diagramme de directivité pour une focalisation tous les mètres dans le plan azimutal est tracée sur la Figure 2.7. Cette propriété est encore plus limitante pour l'application de la méthode de dédopplerisation, expliquée en section 2.3.3.

L'écart type est un indicateur de la variation d'une population par rapport à la moyenne ; la variation d'un critère  $c$  (par exemple  $c_{ouv}$  ou  $c_{msl}$ ) en fonction du point de focalisation sur le plan de taille  $N_s$  est évaluée par

$$\sigma_c = \sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} (\bar{c} - c_n)^2} \quad (2.28)$$

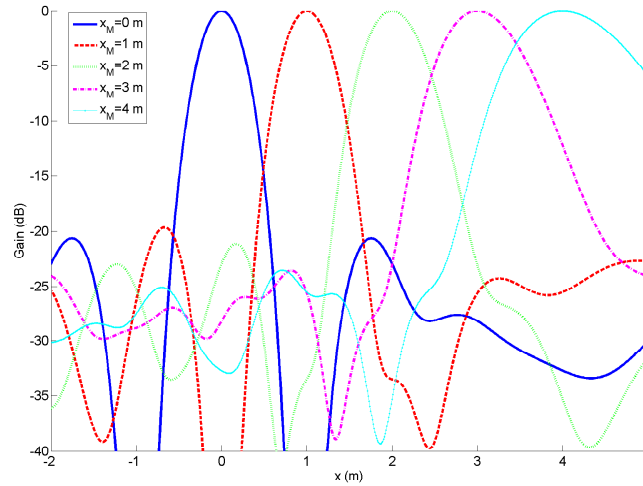


FIGURE 2.7 – Représentation du diagramme de directivité dans le plan azimutal ( $z_n = 0$ ) pour une antenne focalisée sur les abscisses 0, 1, 2, 3 et 4 m.  $c_{ouv}$  et  $c_{msl}$  varient en fonction de la position du point  $n$ .

avec  $\bar{c}$  la moyenne du critère pour l'ensemble des directions ou des points de focalisation.

La minimisation conjointe des variances des critères  $c_{ouv}$  et  $c_{msl}$  conduit à des antennes dont le diagramme varie peu en fonction de la focalisation. On parle d'antenne isotrope.

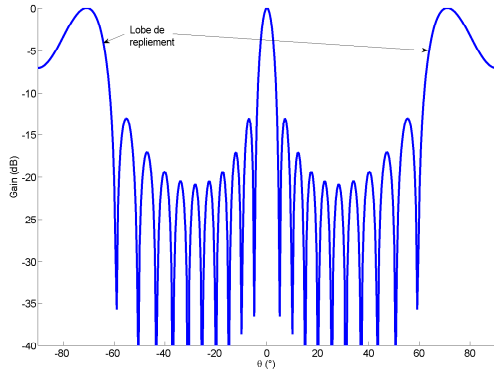
#### 2.2.4 Bande de fréquences d'une antenne

Le diagramme de directivité est fonction de la fréquence considérée. Les antennes sont définies pour une bande de fréquences  $[f_{min} f_{max}]$ . Selon le critère d'échantillonnage de Shannon-Nyquist, pour une antenne à maillage linéaire ou rectangulaire dont les capteurs sont régulièrement espacés avec la distance inter-capteurs  $d$ , la fréquence maximale pour laquelle l'antenne est valide s'exprime

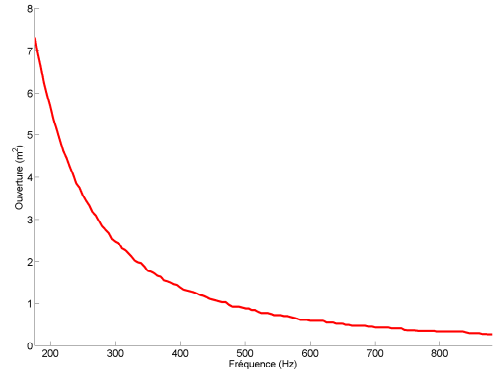
$$f_{max} = \frac{c}{2d}. \quad (2.29)$$

Au delà de cette fréquence, des lobes de repliement apparaissent et créent des sources fantômes de niveaux proches de ceux des sources réelles. Pour une antenne linéique de 21 capteurs espacés de 0.2 m focalisée en  $\theta = 0^\circ$ , le diagramme de directivité pour un modèle en ondes planes est tracé selon l'angle d'incidence à la fréquence de 1900 Hz en Figure 2.8a. Pour cette antenne,  $f_{max} = 850$  Hz, des lobes de repliement apparaissent aux angles de  $\pm 80^\circ$ .

Pour sa bande de fréquences d'utilisation, les propriétés du diagramme varient.  $c_{ouv}$  pour l'antenne en étoile d'envergure  $L = 3$  m focalisée à une distance de 4 m est tracé en fonction de la fréquence sur la Figure 2.8b.  $c_{ouv}$  augmente quand la fréquence diminue, la limite basse fréquence de l'antenne est définie quand  $c_{ouv}$  atteint une valeur que l'on s'est fixée. La résolution de l'antenne est le paramètre qui limite l'utilisation basse fréquence de l'antenne. Par exemple, en deçà de 400 Hz, la résolution est inférieure à 1 m, on choisit  $f_{min} = 400$  Hz.



(a) Lobes de repliement.



(b)  $c_{ouv}$  en fonction de la fréquence.

FIGURE 2.8 – (a) La limite fréquentielle haute d’une antenne aux microphones régulièrement espacés est définie par la fréquence d’apparition des lobes de repliements. Ils sont représentés ici pour une antenne linéique de 21 capteurs espacés de 0.2 m pour la fréquence de 1900 Hz. Aux basses fréquences la résolution diminue et devient un critère limitant. (b)  $c_{ouv}$  de l’antenne en étoile est tracé en fonction de la fréquence.

## 2.3 La formation de voie pour les sources en mouvement

Dans le contexte des modes de transport, le véhicule sur lequel sont les sources de bruit est en mouvement par rapport à un point d’écoute. Les TGV circulent jusqu’à 320 km/h en utilisation commerciale, les effets du mouvement sur la propagation de l’onde acoustique sont à prendre en compte.

Cette section s’intéresse à la modélisation des sources en mouvement et à l’adaptation de la formation de voie pour estimer au mieux les caractéristiques des sources. Deux méthodes de traitement sont développées en relation avec les critères de qualité d’antenne présentés au paragraphe précédent.

### 2.3.1 Propagation acoustique des sources en mouvement

Pour une source stationnaire en déplacement rectiligne non accéléré à la vitesse  $\vec{v} = v\vec{x}$ , comme en Figure 2.9, les coordonnées de la source  $i$  à l’instant  $t$  sont  $[vt + x_{i0} \ y_i \ z_i]$ , avec  $x_{i0}$  la position de la source quand  $t = 0$ . La distance  $r_{im}$  entre la source  $i$  et le capteur  $m$  devient fonction du temps [Morse 1986]

$$r_{im}(t) = \frac{M(x_m - (vt + x_{i0})) + \sqrt{(x_m - (vt + x_{i0}))^2 + (1 - M^2)[(z_m - z_s)^2 + R_0^2]}}{1 - M^2}, \quad (2.30)$$

$M = v/c$  est le nombre de Mach. Pour les sources en mouvement subsonique  $M < 1$ , l’équation 2.1 devient

$$p_m(t) = \sum_{i=1}^{N_s} \frac{1}{4\pi r_{im}(t)(1 - M \cos(\beta_{im}(t)))^2} s_i(t - \frac{r_{im}(t)}{c}), \quad (2.31)$$

avec  $\beta_{im} = \widehat{\vec{v}, \vec{c}}$ , l’angle de Mach.

Deux effets liés au mouvement apparaissent dans l’équation :

**Une modulation en amplitude** [Rienstra 2008], la distance source-capteur évolue en fonction

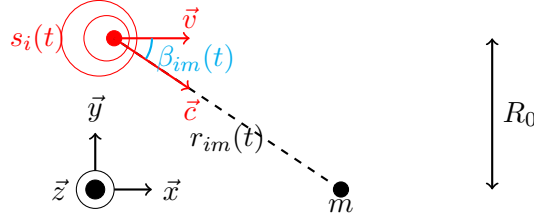


FIGURE 2.9 – Déplacement uniforme d'une source selon l'axe  $\vec{x}$ . La distance  $r_{im}$  entre la source  $i$  et le capteur  $m$ ,  $\beta_i(t)$  est l'angle entre la direction de déplacement et la direction d'incidence de l'onde acoustique.

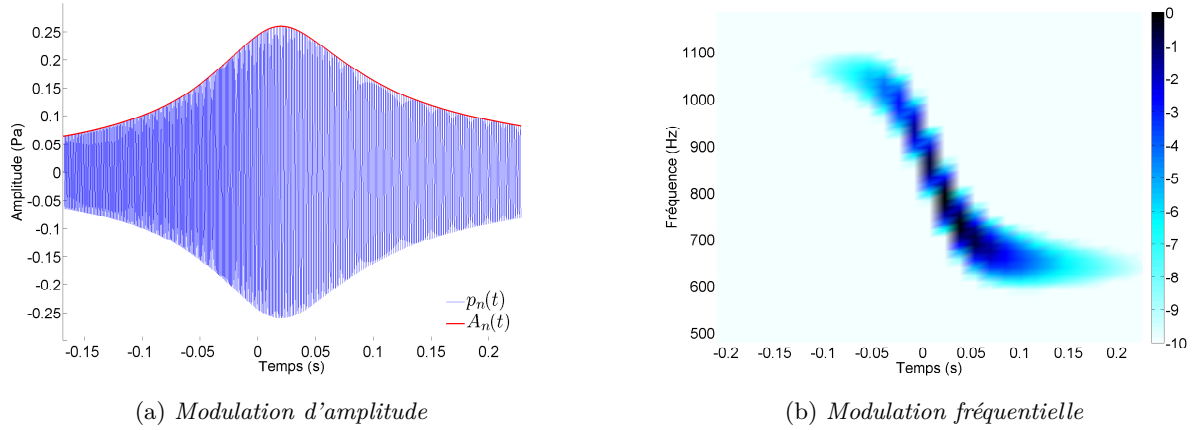


FIGURE 2.10 – Le mouvement des sources acoustiques introduit (a) une modulation en amplitude, et (b) une modulation en fréquence par exemple pour une source harmonique à 800 Hz se déplaçant à 80 m/s.

du temps, l'atténuation géométrique module le signal émis

$$A_{im}(t) = \frac{1}{4\pi r_{im}(t)(1 - M\cos(\beta_{im}(t)))^2}; \quad (2.32)$$

**Une modulation en fréquence ou effet Doppler**, le retard  $r_{im}(t)/c$  est fonction du temps, les fronts d'onde arrivent sur le capteur avec un retard non constant. La fréquence émise est augmentée quand la source se rapproche et diminuée quand la source s'éloigne

$$f_m(t) = \frac{f_0}{1 - M\cos(\beta_{im}(t))}. \quad (2.33)$$

La modulation en amplitude est visible sur le signal temporel d'un sinus à 800 Hz passant à 300 km/h sur la Figure 2.10a et l'effet Doppler sur le diagramme temps-fréquence de la Figure 2.10b.

La modélisation de la propagation acoustique des sources en mouvement permet d'adapter la formation de voie et de pouvoir traiter les sources en mouvement. Deux principales approches sont développées dans la suite et reposent sur des hypothèses de traitement différentes.

**Remarque 2.4.** En pratique, d'autres effets peuvent être considérés. La convection aérodynamique induite par l'écoulement du flux d'air autour du train en mouvement décale la localisation des sources par traitement d'antenne [Padois 2011]. Des adaptations de la formation de voie permettent de corriger cette erreur de localisation. Cependant, pour les TGV, ce décalage est estimé à 0.2



## 2.3 La formation de voie pour les sources en mouvement

$m$  [Haddad 1996], soit inférieur à la dimension des sources de bruit sur le train ( $\approx 1$  m) et aussi à la taille des mailles du plan de reconstruction ( $= 0.5$  m), l'effet de convection aérodynamique est négligé.

De plus, des effets de réflexion acoustique sur le sol et le ballast sont difficiles à modéliser et ne sont pas pris en compte explicitement pour le calcul de la propagation.

### 2.3.2 Mouvement figé : le filtrage linéaire

Le filtrage linéaire consiste à focaliser l'antenne en face ( $x_i = 0$ ) et pour différentes hauteurs.  $n$  décrit alors une ligne comme sur la Figure 2.11a.

La source  $i$  passe devant l'antenne à l'instant  $t_{i0} = -x_{i0}/v$ , on dit qu'elle se situe au droit de l'antenne :  $x_i(t_{i0}) = 0$ . En ce point,  $\beta_i = 90^\circ$ , l'atténuation est donc

$$A(t_{i0}) = \frac{1}{4\pi r_{in}(t_{i0})} \quad (2.34)$$

avec

$$r_{in}(t_{i0}) = \sqrt{(x_n)^2 + R_0^2 + (z_n - z_i)^2} \quad (2.35)$$

et l'effet Doppler est nul,  $f_m(t_0) = f_{i0}$ .

Les positions des sources sont obtenues par  $x_{i0} = -vt_{i0}$  et sont identifiées par les maxima de la formation de voie. Le filtrage n'est pas parfait, comme introduit en section 2.2 :

- **la largeur du lobe principal** empêche une localisation précise de la source et l'effet Doppler est toujours présent ;
- **les lobes secondaires**, selon leur position à droite ou à gauche du lobe principal, récupèrent le signal source modulé par l'effet Doppler vers le haut ou vers le bas.

Sur la Figure 2.11b est tracée la sortie du filtrage linéaire pour un sinus à 800 Hz en mouvement à 300 km/h, en fonction du temps. L'information principale est présentée quand la source passe dans le lobe principal, en  $x = 0$  m, Figure 2.11b. Sur la Figure 2.11c, la transformée de Fourier du signal temporel présente un maximum local à 800 Hz qui correspond au passage de la source dans le lobe principal. Des sources fantômes sont créées par les lobes secondaires à 700, 900 et 1000 Hz par les lobes secondaires de l'antenne.

#### 2.3.2.1 Représentation temps-fréquence

De la même manière que les notes d'un morceau de musique, les sources sont présentes un court instant en sortie de la formation de voie par filtrage linéaire. L'identification de leur contenu spectral nécessite une représentation tenant compte à la fois des variations temporelles et fréquentielles [Ville 1948]. Les transformations temps-fréquence sont adaptées à ce type de représentation. La transformée de Fourier à court terme (TFCT) [Allen 1977] consiste à réaliser une transformée de Fourier glissante dans le temps, pour associer un instant  $\tau$  à un spectre. La TFCT de  $x(t)$  est définie comme :

$$TFCT\{x(t)\} \equiv X(\tau, f)_h = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)h(t - \tau)\exp(-j2\pi ft)dt. \quad (2.36)$$

$h(t - \tau)$  est une fenêtre centrée sur  $\tau$  et de largeur  $\Delta\tau$ . Le signal est supposé stationnaire sur cette durée  $\Delta\tau$ .

Le pas temporel du plan temps-fréquence est égal à  $\Delta\tau$  et le pas fréquentiel  $1/(\Delta\tau)$ . Le pas spatial de la cartographie est proportionnel au pas temporel  $\Delta x = v\Delta\tau$ . Cette dépendance inverse impose

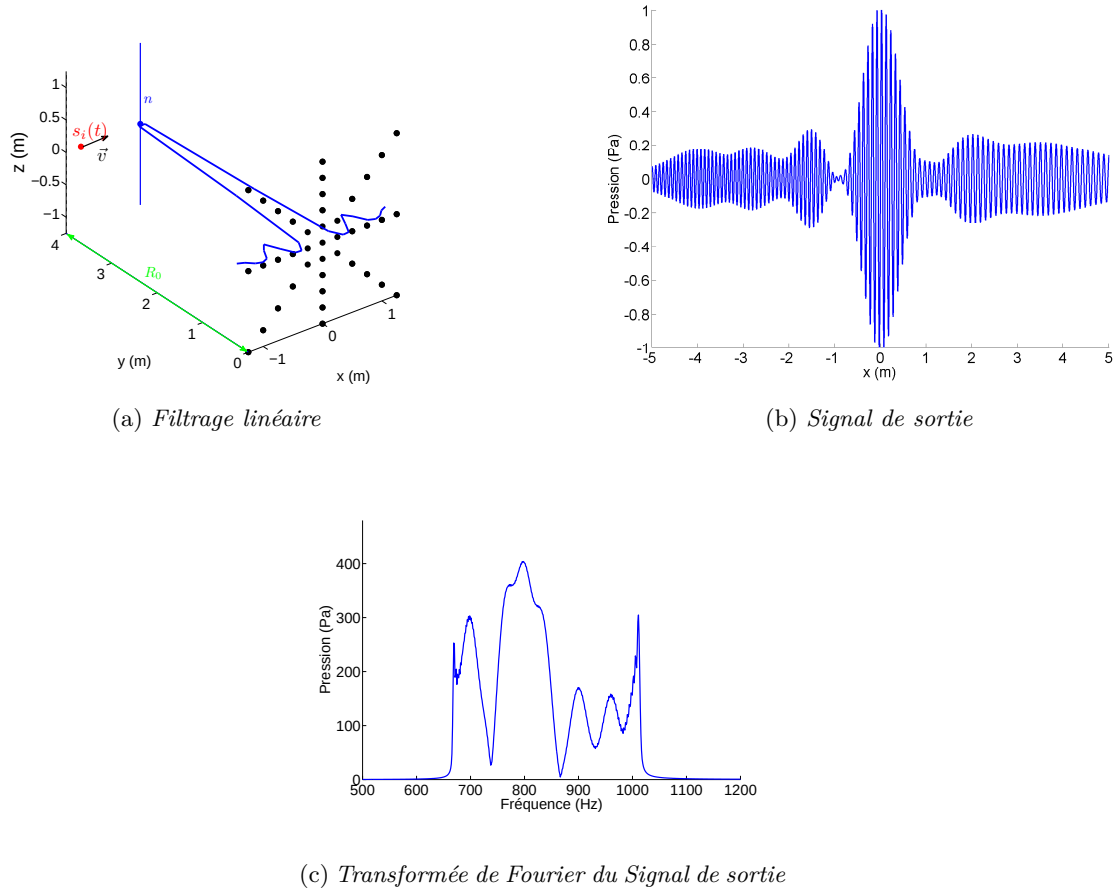


FIGURE 2.11 – (a) Principe d'application du filtrage linéaire pour une source en mouvement, (b) le signal temporel de sortie et (c) sa transformée de Fourier pour une source harmonique ponctuelle se déplaçant à 300 km/h.

un compromis entre la résolution fréquentielle et la résolution spatiale de la cartographie ; la méthode ne peut fournir une estimation précise à la fois en fréquence et en espace [Cohen 1994].

La TFCT du filtrage linéaire du passage de la source décrite en section précédente est réalisée en Figure 2.12. La dynamique a été étendue à -15 dB pour observer le passage de la source dans les lobes secondaires. Bien que la fréquence réelle de la source soit observée à son passage devant l'antenne, le signal source est étendu d'un point de vue fréquentiel à cause de l'effet Doppler non corrigé, comme présenté sur la Figure 2.11c.

D'autres transformations ont été développées, en particulier pour améliorer la résolution des espaces temps-fréquence. La transformation de Wigner-Ville est une transformation bilinéaire permettant d'atteindre une résolution fréquentielle optimale [Ville 1948] par rapport à la TFCT dans le cas de signaux présentant une modulation linéaire de la fréquence. Cependant cette méthode produit des interférences qui perturbent grandement la lisibilité des cartographies issues de mesures [Poisson 1995]. Son implémentation pseudo lissée permet de réduire ces interférences mais la résolution est dégradée au point d'atteindre des résolutions en temps et en fréquence équivalentes à la celles de la TFCT. Dans [Valière 1999] et dans [Poisson 1995], une base d'ondelettes adaptée au mouvement (les chirplets) est proposée pour prendre en compte l'effet Doppler.

L'annexe B présente une étude paramétrique de l'influence de la largeur de la fenêtre  $\Delta\tau$  sur la qualité des cartographies pour une motrice de TGV. Nous préconisons une largeur de fenêtre  $\Delta\tau$

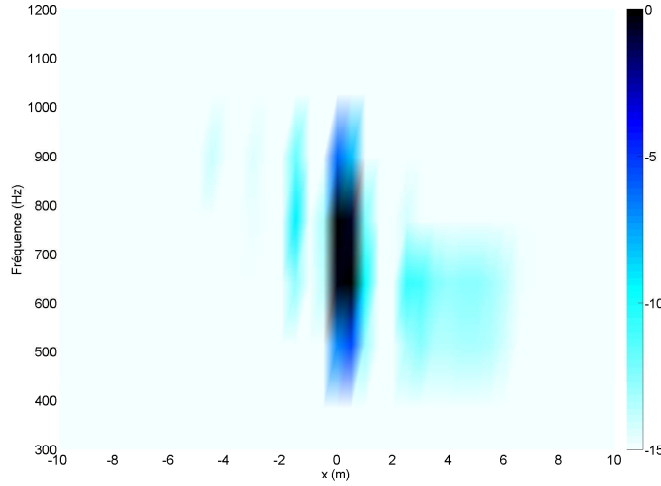


FIGURE 2.12 – La modulation fréquentielle de l’effet Doppler est filtrée. La gamme de la cartographie est étendue à -15 dB pour observer l’effet Doppler à travers les lobes secondaires de l’antenne.

correspondant à l’ordre de grandeur du diamètre  $D$  de l’ouverture du lobe principal ( $D \approx \Delta\tau$ ).

### 2.3.3 Mouvement filé : la dédopplerisation

Contrairement au filtrage linéaire, la dédopplerisation est une méthode qui propose de suivre le passage des sources.

La modélisation de la propagation acoustique des sources en mouvement repose sur la connaissance de la position des sources en  $t = 0$  s, de leur vitesse de déplacement et de leur trajectoire. Avec ces trois informations, la position du véhicule en chaque instant est calculable. La méthode de dédopplerisation consiste à compenser les effets de la propagation acoustique des sources en mouvement (*i.e.* la modulation d’amplitude et l’effet Doppler) [Ernoul 1979], en réalisant la focalisation sur la position du véhicule à chaque instant. Les coordonnées du point  $n$  sont  $[x_{n0} + vt \ R_0 \ z_n]$  et le vecteur de pointage est fonction du temps :

$$w_{nm}(r_{nm}(t), t) = \frac{1}{4\pi r_{nm}(t)(1 - M \cos(\beta_{nm}(t)))^2} \delta(t + r_{nm}(t)/c) \quad (2.37)$$

et à partir de l’équation 2.30 :

$$r_{nm}(t) = \frac{M(x_m - (x_{n0} + vt)) + \sqrt{(x_m - (x_{n0} + vt))^2 + (1 - M^2)[(z_m - z_n)^2 + R_0^2]}}{1 - M^2}. \quad (2.38)$$

L’équation 2.10 pour les sources en mouvement devient :

$$\hat{s}_n(t) = \frac{1}{\Xi(t)} \sum_{m=1}^M \frac{1}{(4\pi r_{nm}(t)(1 - M \cos(\beta_{nm}(t)))^2} p_n(t + r_{nm}(t)/c), \quad (2.39)$$

et

$$\Xi(t) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{(4\pi r_{nm}(t)(1 - M \cos(\beta_{nm}(t)))^2}. \quad (2.40)$$

La correction du déphasage est fonction du temps ce qui contraint la réalisation de la dédopplerisation dans le domaine temporel. Les modulations d’amplitude et de fréquence sont corrigées.

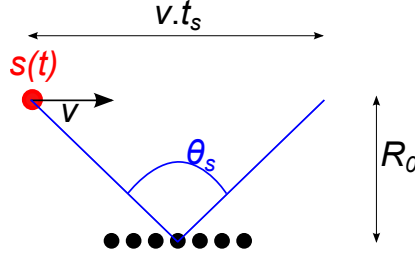


FIGURE 2.13 – L’antenne est focalisée sur la source à son passage devant l’antenne.

Le diagramme de directivité varie en fonction de la direction de focalisation (cf section 2.2.3). La dédopplerisation reconstruit le signal temporel en suivant le passage des sources avec le lobe principal, l’estimation varie alors en fonction du temps (*i.e.* de la position de la source dans le temps). Cette variation est minimisée autant que possible en utilisant un temps de suivi court, en général exprimé en angle de suivi  $\theta_s$  dans le plan azimutal. L’angle de suivi,  $\theta_s$ , doit être suffisamment petit pour que le diagramme de directivité ne varie par trop mais aussi pour que la durée de l’échantillon,  $t_s$ , soit suffisamment grande. Le signal source est reconstruit pour une durée

$$t_s = \frac{1}{v} 2R_0 \tan\left(\frac{\theta_s}{2}\right), \quad (2.41)$$

Comme présentée sur le schéma de la Figure 2.13. Le spectre des sources est obtenu par un estimateur de densité spectrale de puissance (périodogramme de Welch) [Max 1995] pour réduire l’influence du bruit ; la résolution dans le domaine de Fourier est dégradée,

$$\Delta f \geq \frac{1}{t_s}. \quad (2.42)$$

L’utilisation d’un estimateur de densité spectrale minimise l’influence des variations du diagramme de directivité au cours du suivi de la source, du fait du calcul d’une moyenne de périodogrammes sur plusieurs tronçons. Une étude paramétrique est effectuée en annexe C pour déterminer les valeurs optimales de  $t_s$  et du nombre de moyennes du périodogramme, l’objectif étant de réduire les sources secondaires mais aussi d’avoir la meilleure résolution fréquentielle. En pratique, pour une antenne située à 4 m de la voie, un bon compromis consiste à choisir un angle de  $90^\circ$ .

Alors que pour le filtrage linéaire, les précisions spatiale et spectrale dépendent des paramètres de la TFCT, la précision spectrale dépend ici du temps de suivi et du nombre de moyennes réalisées pour le calcul de la densité spectrale. La précision spatiale selon  $\vec{x}$  est dépendante du maillage du train et donc de la résolution de l’antenne.

Plusieurs hypothèses sont donc nécessaires pour la réalisation de la dédopplerisation :

- la connaissance de la vitesse de déplacement du véhicule, de sa position initiale et de sa trajectoire ;
- une faible variation des propriétés de l’antenne au cours du suivi de la source.

De plus, si des sources se déplacent à une autre vitesse que celle de la correction (comme par exemple les ondes vibratoires dans le rail), l’image dédopplerisée du véhicule ne les prend pas en compte.

Cette méthode a été appliquée pour la première fois dans le domaine ferroviaire par Barsikow [Barsikow 1988] et est la méthode majoritairement utilisée pour la localisation des sources sur les véhicules en mouvement [Tanako 1998, Poisson 1995, Mellet 2006].

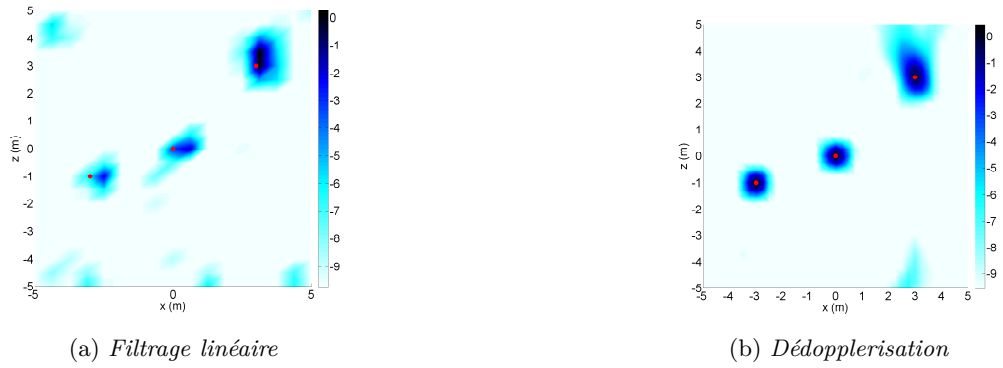


FIGURE 2.14 – Détection de trois sources en mouvement à 320 km/h par traitement d’antenne : les sources sont localisées (a) par filtrage linéaire et (b) par dédopplerisation. Le filtrage linéaire est réalisé en utilisant une fenêtre de Hann de  $\Delta_x = 0,6$  m et  $\Delta_z = 0,5$  m. Pour la dédopplerisation, les sources sont suivies sur un angle de  $\theta_s = 90^\circ$ , et la densité spectrale est estimée par 15 moyennes de 256 échantillons avec une fenêtre de Hann et un recouvrement de 50%. La précision du maillage est de  $\Delta_x = 0,5$  m et  $\Delta_z = 0,5$  m.

### 2.3.4 Comparaison des méthodes pour des signaux simulés et des signaux réels

Ces deux méthodes présentées pour la caractérisation de sources en mouvement sont comparées entre elles, pour des cas simulés et mesurés. Dans un premier temps, 3 sources de bruit large bande situées comme sur la Figure 2.4 sont mises en mouvement à la vitesse de 320 km/h et à passent à une distance  $R_0 = 4$  m de l’antenne. Les cartographies présentées sur les Figures 2.14a et 2.14b sont obtenues en utilisant respectivement les méthodes de filtrage linéaire et de dédopplerisation pour l’antenne en étoile. Elles sont représentées en niveau énergétique par rapport à l’énergie d’une source réelle. Les sources sont localisées avec la même précision sur les deux cartographies mais le filtrage linéaire génère des sources fantômes de niveaux importants ( $\approx -5$  dB) à côté des sources principales. Les cartographies présentent une différence de moins de 1 dB par rapport au niveau d’une source simulée.

En conditions expérimentales, une source harmonique à 2000 Hz a été placée sur une baie d’un TGV Duplex circulant à 360 km/h [Pouzet 2009], Figure 2.15. L’antenne utilisée est la version haute fréquence de l’antenne en étoile dont les coordonnées sont données dans le tableau A.2 de l’annexe A. La cartographie autour de la source est réalisée pour le tiers d’octave centré sur 2005 Hz, par filtrage linéaire et dédopplerisation, respectivement Figures 2.16a et 2.16b. Les deux méthodes localisent la source sur sa position réelle mais avec des précisions différentes ; le filtrage linéaire discrimine la source à 0,25 m près tandis que la dédopplerisation est beaucoup moins résolvante et l’incertitude de localisation est de l’ordre de 1 m. Malgré sa précision plus importante, la cartographie obtenue par filtrage linéaire présente un bruit de fond qui perturbe et gêne l’analyse.

Enfin, la comparaison des deux méthodes pour un même passage de train (même mesures et même antenne) est réalisée dans [Le Courtois 2011]. L’antenne utilisée est présentée dans la section 3.3 et les coordonnées des microphones se trouvent dans le tableau A.4 de l’annexe A. Cette antenne est optimisée pour améliorer les résultats de la dédopplerisation. Les cartographies pour le tiers d’octave centré sur 1272 Hz sont présentées sur les Figures 2.17a et 2.17b pour les méthodes de filtrage linéaire et de dédopplerisation. Les deux méthodes identifient les sources principales sur les roues, les bogies, la baignoire du pantographe et les persiennes (sources aérodynamiques). Comme pour la source harmonique, le filtrage linéaire présente une cartographie avec de nombreuses sources fantômes, de niveaux importants.



FIGURE 2.15 – Haut-parleur embarqué sur le TGV, placé sur une baie vitrée [Pouzet 2009].

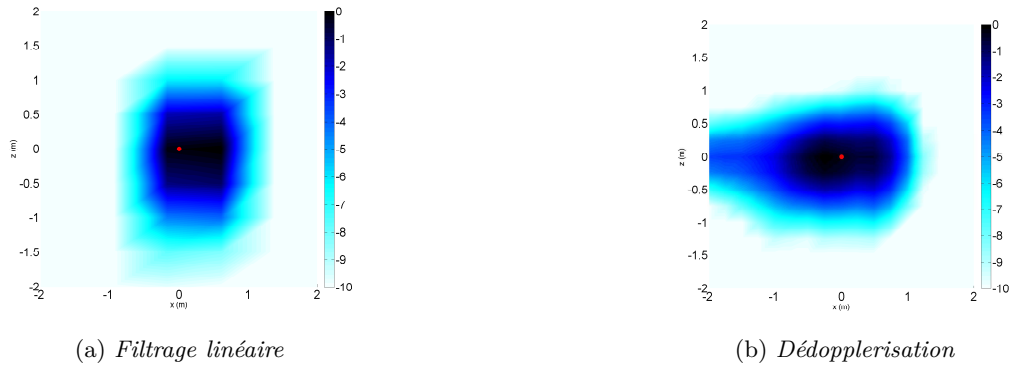


FIGURE 2.16 – Cartographie pour le tiers d’octave centré sur 2005 Hz de détection d’une source à 2000 Hz à la vitesse de 360 km/h placée sur un TGV par (a) filtrage linéaire et (b) par dédopplerisation. La source est localisée par le point rouge. Le filtrage linéaire est réalisé en utilisant une fenêtre de Hann de  $\Delta\tau = 0,6$  m de  $\Delta_x = 0,6$  m et  $\Delta_z = 0,5$  m. Pour la dédopplerisation, les sources sont suivies sur un angle de  $\theta_s = 90^\circ$ , et la densité spectrale est estimée par 15 moyennes de 256 échantillons avec une fenêtre de Hann et un recouvrement de 50%. La précision du maillage est de  $\Delta_x = 0,5$  m et  $\Delta_z = 0,5$  m.

Des différences apparaissent entre les résultats des deux traitements :

- les **sources fantômes** sont plus nombreuses sur les cartographies obtenues par filtrage linéaire ;
- en simulation, les **niveaux** des sources identifiées sont proches pour les deux méthodes.

Cependant, il est impossible de savoir quelle méthode donne l’estimation la plus juste.

Les différences entre les deux cartographies peuvent trouver une explication dans le traitement des données : la dédopplerisation donne des cartographies moins bruitées par l’utilisation de l’estimateur de densité spectrale de puissance, qui minimise le biais introduit par le diagramme de directivité.

## 2.4 Conclusion

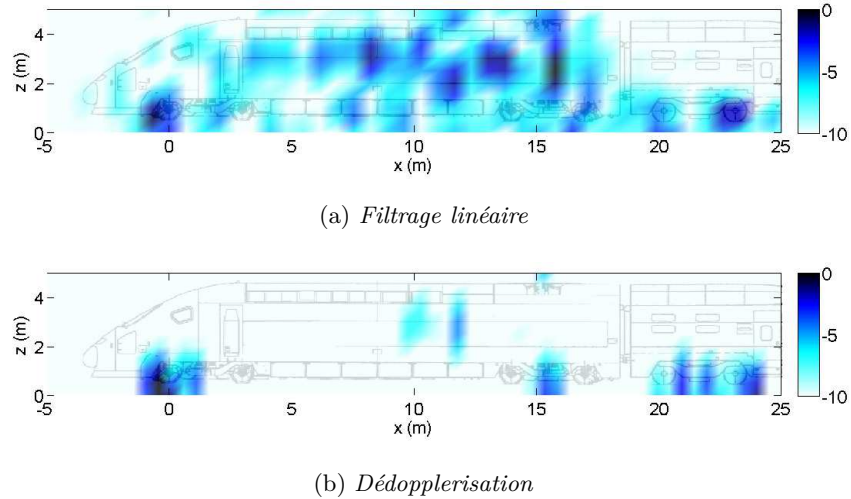


FIGURE 2.17 – Cartographie d’une motrice de TGV à 360 km/h pour le tiers d’octave centré sur 1272 Hz obtenue par (a) filtrage linéaire et par (b) dédopplerisation. Le filtrage linéaire est réalisé en utilisant une fenêtre de Hann de  $\Delta_x = 0,6$  m et  $\Delta_z = 0,5$  m. Pour la dédopplerisation, les sources sont suivies sur un angle de  $\theta_s = 90^\circ$ , et la densité spectrale est estimée par 15 moyennes de 256 échantillons avec une fenêtre de Hann et un recouvrement de 50%. La précision du maillage est de  $\Delta_x = 0,5$  m et  $\Delta_z = 0,5$  m.

## 2.4 Conclusion

La formation de voie est un traitement d’antenne robuste qui pose l’hypothèse de sources de débit pour pouvoir identifier les sources de bruit. Cependant ses performances dépendent de son diagramme de directivité. Ce dernier peut être caractérisé par :

- **son ouverture**, permettant de localiser les sources précisément ;
- **son niveau maximum des lobes secondaires (MSL)**, pour une estimation juste du niveau des sources ;
- **son invariance** du diagramme en fonction de la focalisation.

Ces critères révèlent la qualité de l’antenne et seront utilisés dans le chapitre 3 pour l’optimisation de l’antenne, en particulier pour la problématique des sources en mouvement.

La problématique des sources en mouvement peut être traitée sous deux adaptations de la formation de voie. La première, le filtrage linéaire, cherche à minimiser autant que possible l’effet du mouvement en le filtrant sur une courte durée. Cette méthode simple à appliquer est néanmoins limitée par ses résolutions dans les domaines spectral et temporel. La dédopplerisation repose sur des hypothèses plus lourdes : invariance du diagramme de l’antenne et vitesse identique de toutes les sources, pour construire un modèle de source en mouvement. De plus, la dédopplerisation nécessite un temps de calcul plus important ; pour une motrice avec un maillage présentant les mêmes résolutions spatiales, le traitement des mesures prend 200 s par filtrage linéaire et 1200 s par filtrage linéaire sous matlab et un ordinateur de bureau.

La comparaison des résultats des deux méthodes fait apparaître des différences importantes sur les cartographies.





# Optimisation de géométries d'antenne

---

Le chapitre précédent a présenté la notion de diagramme de directivité. Un des enjeux de la conception d'antennes est de pouvoir remonter à une géométrie à partir des propriétés désirées du diagramme de directivité. Ce problème complexe a fait l'objet de plusieurs études.

Nous nous intéressons ici à développer un outil d'optimisation de géométrie, pour trouver une disposition de microphones adaptée aux besoins. La particularité de cet outil réside dans l'approche d'optimisation stochastique pour faciliter l'implémentation de plusieurs critères. Les géométries obtenues ont été testées dans le cadre de campagnes de mesure. Pour cela un support permettant de configurer plusieurs dispositions de microphones a été réalisé et testé en bord de voies.

## 3.1 Géométries d'antenne

Plusieurs considérations sont à prendre en compte pour définir une géométrie d'antenne ; le matériel d'acquisition est le premier facteur dimensionnant, en effet le nombre de voies disponibles est limité, ce qui contraint le nombre de capteurs et donc la géométrie de l'antenne. Le deuxième aspect concerne les normes de fabrications liées à des contraintes d'environnement (sécurité du site, déploiement limité, *etc.*). Enfin, avec le progrès technologique, les limites imposées par le matériel d'acquisition sont devenues moins importantes pour pouvoir concevoir des antennes avec de nombreux microphones.

### 3.1.1 Antenne linéaire

L'antenne la plus simple est constituée d'un ensemble de microphones équirépartis sur une ligne, il s'agit aussi de la première antenne utilisée pour la caractérisation des sources de bruit sur le moteur de Concorde [Billingsley 1976]. Ces antennes sont définies par une envergure  $L$  et un pas inter-capteur  $d$  sur une bande de fréquences en respectant les critères de la section 2.2.4.

La périodicité du placement des microphones apporte une redondance d'information mesurée par l'antenne. Un espacement inter-capteur irrégulier permet de minimiser cette redondance [Moffet 1968]. L'antenne MY13 du Railway Technical Research Institute est composée de 3 antennes linéiques dont les capteurs sont espacés selon une loi logarithmique [Kitagawa 2007] pour couvrir une large gamme de fréquences. On peut aussi citer les travaux de Barsikow où une antenne à espacement irrégulier est utilisée dans le sens horizontal pour la réalisation de la dédopplerisation au passage d'un train [Barsikow 1988].

### 3.1.2 Antenne 2D

Dans le cas d'identification de sources sur un plan, l'antenne linéaire ne suffit plus, les antennes 2D sont alors utilisées. L'équivalent 2D de l'antenne linéaire aux microphones équirépartis est l'antenne matricielle pleine. Le nombre de microphones est alors  $M = (L/d)^2$ , ce qui conduit à un nombre irréaliste de capteurs pour couvrir une large gamme de fréquence. La solution proposée par [Moffet 1968] pour minimiser le nombre pas inter-capteur identiques pour l'antenne 1D n'est pas généralisable aux antennes 2D. Différentes approches ont alors été proposées pour optimiser la

réponse de l'antenne.

La répartition aléatoire des microphones sur l'antenne est alors une solution permettant de réduire le nombre de capteurs [Kook 2002]. Différentes solutions de répartition aléatoires des microphones sont possibles pour obtenir différentes propriétés concernant l'ouverture du lobe principal et le niveau des lobes secondaires.

Les travaux de [Dougherty 1998] et de [Underbrink 2002] s'intéressent aux répartitions de microphones en spirales. Différents types de spirales sont envisageables :

- à une ou plusieurs branches ;
- répartition régulière ou irrégulière des capteurs (espacement linéaire, espacement logarithmique, *etc.*).

La construction en spirale est une fractale représentant une homothétie interne. La configuration des microphones est sensiblement la même selon l'échelle, le diagramme de directivité varie alors peu selon la fréquence d'utilisation. La construction en spirale a l'avantage de couvrir une large envergure tout en ayant une forte concentration de capteurs en son centre ; les géométries en spirales présentent un compromis entre le MSL et l'ouverture.

L'antenne en spirale est utilisée dans le milieu ferroviaire pour réaliser des cartographies dans [Takano 2003].

Trouver une géométrie adaptée au contexte est aussi un problème inverse qui peut être résolu par différents algorithmes. Les propriétés du filtrage de la formation de voie introduites au chapitre 2, n'ont pas d'expression simple permettant de faire le lien avec les positions des microphones. Dans les cas où les lois de comportement des critères sont mal connues ou inconnues (comme les critères  $c_{ouv}$  et  $c_{msl}$  définis précédemment), les méthodes d'optimisation stochastique offrent une alternative intéressante pour la recherche de résultats [Holm 2001].

Le recuit simulé est une méthode d'optimisation inspirée par les techniques métallurgiques consistant à alterner des phases de réchauffement et de refroidissement d'un métal pour obtenir la configuration atomique la plus solide. Les configurations atomiques représentent l'ensemble des solutions. En partant d'une solution et d'une température  $T$ , l'algorithme accepte une solution voisine selon deux possibilités :

- cette solution est meilleure car la configuration atomique est plus solide, elle remplace la solution précédente ;
- cette solution est moins bonne, elle dégrade la configuration. Cette solution est acceptée si  $T$  est assez élevée. Dans ce cas on abaisse  $T$ .

Accepter une solution moins bonne permet d'explorer l'espace des solutions. Le choix de la température initiale et de la loi de décroissance de la température influe la manière dont l'algorithme converge. Ces paramètres doivent être choisis avec soin car l'algorithme tend vers une optimisation linéaire quand la température ne peut plus être baissée. L'optimisation des géométries d'antenne par recuit simulé a été proposée dans [Bai 2010].

Un autre approche d'optimisation est fondée sur la métaphore de l'évolution. Nous nous intéressons aux algorithmes génétiques dont la mise en œuvre est décrite en section 3.2.2. Plusieurs études ont été consacrées à l'optimisation de la géométrie d'antenne par algorithme génétique [Holm 2001]. [Debert 2005] s'intéresse à l'optimisation des positions des microphones d'une antenne ainsi qu'à une pondération à appliquer par algorithme génétique pour minimiser l'influence des lobes secondaires. Plutôt que de placer les microphones, [Haupt 1994] propose d'éteindre ou d'allumer les différents microphones d'une antenne matricielle. Cette variante permet aussi d'optimiser le nombre de capteurs à utiliser mais n'est applicable que pour un ensemble de solutions discrètes et de taille suffisamment petite.

D'une manière générale, les algorithmes génétiques sont plus lents (en temps de calcul) que les méthodes de recuit simulé pour fournir des solutions de performances équivalentes. Cependant, le choix de la loi de la décroissance de la température du recuit simulé doit être effectué avec

## 3.2 Outil d'optimisation de l'antenne

---

attention. De plus, l'algorithme génétique peut être parallélisé pour réduire le temps de calcul, ce qui n'est pas une limitation dans notre cas.

### 3.1.2.1 Antennes utilisées à la SNCF

Jusqu'à présent, les géométries des antennes utilisées par la SNCF ont été définies par méthode empirique en tenant compte aussi du coût de fabrication, de la facilité de montage et des contraintes opérationnelles liées à la présence de la voie ferrée. En avril 1994, Le département des essais et des laboratoires SNCF [Charles 1994] propose de comparer trois géométries d'antenne 2D basées sur l'assemblage d'une antenne linéique. Ce rapport conclut sur l'utilisation d'une antenne en étoile de 29 microphones (quatre branches de sept microphones, le microphone central est commun à toutes les branches) sur une envergure de 6 m. Cette antenne a été utilisée dans [Poisson 1995].

Pour couvrir une plus large gamme de fréquences, en particulier dans les hautes fréquences, et aussi grâce aux progrès techniques sur les systèmes d'acquisition, une seconde étoile est imbriquée dans la première comme illustrée en Figure 1.4 ; 9 microphones sont en commun, dont le microphone central. La petite antenne est une homothétie de la grande antenne avec un rapport 5. La bande de fréquences d'utilisation est de [315 800] Hz pour la grande antenne et de [1000 4000] Hz pour la petite.

L'antenne est montée sur un mat pneumatique. Le temps de montage total de l'antenne est de l'ordre de 4 h.

## 3.2 Outil d'optimisation de l'antenne

Cette introduction met en avant une hétérogénéité tant dans les approches du problème que dans les résultats obtenus. L'antenne capable de répondre à tous les besoins n'existe pas. La tendance va vers des antennes plus performantes mais aussi à la mise en œuvre plus simple. Une antenne adaptée au domaine ferroviaire, en tenant compte de la spécificité des approches présentées au chapitre 2 et des normes de sécurité, est nécessaire pour répondre au mieux au besoin de caractérisation des sources.

Les solutions d'optimisation ont démontré des résultats intéressants avec des performances des antennes obtenues supérieures aux géométries classiques [Padois 2011, Christensen 2004]. Nous choisissons de développer un outil d'optimisation de géométrie d'antenne tout en tenant compte des contraintes liées à la facilité d'installation.

Nous proposons de définir un outil d'optimisation de la géométrie d'antenne, qui à partir de critères d'optimisation définira la position optimale des microphones. Cet outil devra être évolutif et permettre de définir des géométries selon :

- le critère d'optimisation ;
- le nombre de microphones à disposer ;
- la gamme de fréquences d'utilisation.

Les critères d'optimisation définis au chapitre 2 sont obtenus par la simulation du diagramme de directivité de l'antenne. Les relations entre les critères et les paramètres sont obtenues de manière indirecte.

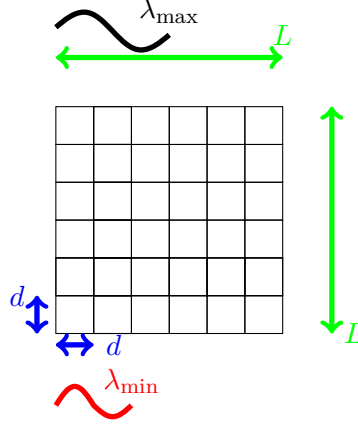


FIGURE 3.1 – Définition du maillage d'antenne grâce à la bande de longueurs d'ondes d'utilisation  $[\lambda_{min} \lambda_{max}]$ .

### 3.2.1 Maillage pour la position des microphones

Afin de faciliter le positionnement des capteurs et de passer d'une configuration d'antenne à une autre, un maillage carré sert de base. Ses dimensions, l'envergure  $L$  et le pas  $d$ , sont définis pour une bande de fréquences  $[f_{min} f_{max}]$  :

- la fréquence d'utilisation maximale donne la précision du maillage, pour satisfaire le théorème de Shannon-Nyquist  $d \leq c/(2f_{max}) = \lambda_{min}/2$  où  $c$  est la célérité du son et  $\lambda_{min}$  la longueur d'onde minimale ;
- la fréquence d'utilisation minimale donne l'envergure de l'antenne, on veut  $L \approx 2c/f_{min} = 2\lambda_{max}$  avec  $\lambda_{max}$  la longueur d'onde maximale ;
- en pratique  $L/d \in \mathbb{N}$ , on choisit  $L$  proportionnel à  $d = \lambda_{min}/2$ ,  $L$  est le premier multiple de  $d$  le plus proche de  $2\lambda_{max}$ .

La définition du maillage est présentée en Figure 3.1.

Chaque antenne représente  $(L/d + 1)^2$  positions de microphone possibles, soient

$$C_{(\frac{L}{d}+1)^2}^M = \frac{(\frac{L}{d} + 1)^2!}{((\frac{L}{d} + 1)^2 - M)!M!} \quad (3.1)$$

configurations d'antenne possibles avec un nombre  $M$  de microphones à placer. Par exemple, pour une antenne de 29 capteurs utilisée sur la bande de fréquence  $[200 \text{ } 700]$  Hz, il y a  $3,82 \times 10^{34}$  combinaisons.

### 3.2.2 Algorithme génétique pour le positionnement des microphones

Les algorithmes génétiques (AG) désignent un ensemble de méthodes d'optimisation appartenant à la famille des algorithmes évolutionnistes. L'optimisation est fondée sur l'analogie avec la théorie de l'évolution de Darwin, qui peut être résumée en trois points :

- les individus diffèrent les uns des autres au sein d'une population originelle ;
- les individus les plus adaptés ont plus de chance de survivre ;
- les aptitudes des parents sont transmises aux enfants.

Les individus s'adaptent aux conditions de vie et deviennent de plus en plus performants. Les aptitudes des individus sont codées dans leurs gènes, d'où le nom de la méthode. Les gènes sont transmis de parents à enfants pour assurer une convergence de la population. Cette méthode de résolution est qualifiée de pseudo-aléatoire car les individus de la première génération et

### 3.2 Outil d'optimisation de l'antenne

les opérations de transmission des gènes sont tirés au hasard. La méthode d'optimisation par algorithme génétique a été définie pour la première fois par [Holland 1992]. Les individus sont alors des solutions d'un problème d'optimisation complexe à résoudre et les gènes, les degrés de liberté du problème.

Le déroulement de l'algorithme est présenté sur le synoptique de la Figure 3.2. La première étape

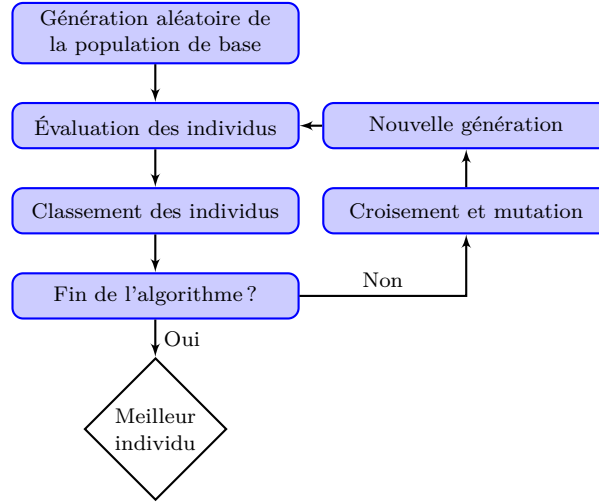


FIGURE 3.2 – Déroulement d'un algorithme génétique.

consiste à créer  $I$  individus  $i$ , chacun défini par  $M$  gènes (un génome par individu), ils forment la population initiale. Les individus sont créés en tirant aléatoirement  $M$  positions de microphones ( $M$  gènes) sur la grille de la Figure 3.1 en suivant une loi de distribution uniforme dans  $[1 (\frac{L}{d} + 1)^2]$  (cf les positions de la Figure 3.1). Chaque individu est évalué selon une fonction coût (*fitness function*) basée sur les critères introduits au chapitre 2. Les évaluations sont classées dans un vecteur d'évaluation  $\mathbf{e}$  normalisé entre  $[0 \ 1]$ , tel que le meilleur individu,  $i_{fort}$ , ait une évaluation de 1 et le plus mauvais,  $i_{faible}$ , de 0.

**Remarque 3.1.** Généralement, les gènes sont transformés en nombres binaires pour coller à la réalité et faciliter les opérations de renouvellement de la population. Ici, l'utilisation de positions de microphones (discrètes) impose de travailler avec des gènes à valeurs réelles.

Deux opérateurs de renouvellement de population permettent l'exploration des solutions. Le croisement est inspiré de la reproduction sexuée et la transmission du patrimoine génétique des parents à un enfant. Pour un couple d'individus  $i$  et  $j$  choisis au hasard uniformément, d'évaluations normalisées respectives  $e_i$  et  $e_j$ , la probabilité que le gène  $m$  de l'individu enfant  $k$  soit égal au gène  $m$  de l'individu  $i$  est

$$P(c_{i,j,m}) = \text{Prob}(\alpha(m) < e_i \times (1 - e_j)), \quad (3.2)$$

avec  $\alpha(m)$  un nombre tiré aléatoirement selon une loi uniforme entre  $[0 \ 1]$ . Cet opérateur favorise la transmission du patrimoine génétique de l'individu le plus adapté, on parle d'élitisme. De plus, si  $i = i_{fort}$ , on choisit  $j = i_{faible}$  pour que la totalité du patrimoine génétique du meilleur individu soit transmis à l'enfant. Le processus de croisement fait converger la population vers un individu unique.

Le deuxième opérateur est la mutation. Le gène  $m$  de l'enfant  $k$  est tiré aléatoirement si

$$P(\text{mut}_{i,j,m}) = \text{Prob}(\beta(m) < b), \quad (3.3)$$

où  $\beta(m)$  est un nombre tiré au hasard uniformément dans  $[0\ 1]$  et  $b$  un critère de mutation inférieur à 1. La mutation assure un renouvellement aléatoire de la population. Dans la nature, la mutation peut être causée par plusieurs agents extérieurs mais elle reste un phénomène très rare. Pour respecter la métaphore,  $b$  est généralement choisi petit. La population reste de taille constante durant toutes les générations :  $I$  parents produisent  $I$  enfants.

Ces deux opérateurs sont illustrés sur les schémas de la Figure 3.3. Pour le croisement, les antennes échangent leurs gènes au prorata de leurs résultats et d'une fonction aléatoire. Pour la mutation, un gène d'une antenne enfant est tiré aléatoirement. Les individus de cette nouvelle population sont évalués à leur tour et triés selon leurs performances. En théorie, la moyenne des composantes du vecteur d'évaluation est supérieure à celle de la génération précédente. Le processus est recommencé jusqu'à la fin de l'algorithme.

La difficulté est de choisir quand doit s'arrêter l'algorithme. En effet, la génération aléatoire

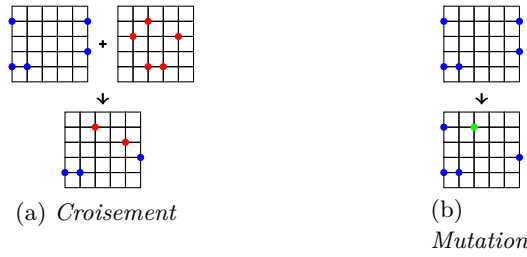


FIGURE 3.3 – (a) Détail d'un croisement, deux antennes échangent leurs positions de microphones pour en générer une troisième, et (b) d'une mutation, une position de microphone est remplacée par une autre tirée au hasard.

de la population de base et aussi celle des opérations de reproduction rend imprévisible la convergence de l'algorithme vers la solution du problème [Michalewicz 1996, Poli 2008]. La rapidité de l'algorithme à converger est contrôlée par la taille de la population, le nombre de gènes et principalement les fonctions coûts.

### 3.2.3 Fonction coût

La fonction coût à minimiser est calculée à partir des critères de qualité introduits dans le chapitre 2 :  $c_{ouv}$  et  $c_{msl}$ . La fonction coût est moyennée sur la bande de fréquences d'utilisation de l'antenne. Des nouveaux critères peuvent être définis par simple agrégation ; par exemple une antenne polyvalente devra avoir de faibles lobes secondaires et une ouverture résolvante, le critère de polyvalence est défini comme :

$$c_{poly} = \frac{c_{ouv}}{c_{msl}} \quad (3.4)$$

et devra être minimisé. L'agrégation simple de critères autorise une optimisation multicritère [Konak 2006], en posant le moins d'a priori possible sur les sources. L'agrégation des critères a l'avantage de donner plus de polyvalence à l'algorithme.

De la même manière, on peut définir une antenne optimale, en minimisant le lobe principal et en maximisant le MSL, pour toutes les directions de focalisation. Cette antenne est obtenue en minimisant le critère d'isotropie

$$c_{iso} = \varepsilon_{ouv} \varepsilon_{msl}, \quad (3.5)$$

où

$$\varepsilon_{ouv} = \frac{\sigma_{ouv}}{c_{ouv}} \text{ et } \varepsilon_{msl} = \frac{\sigma_{msl}}{c_{msl}} \quad (3.6)$$

### 3.2 Outil d'optimisation de l'antenne

| Paramètre | Valeur |
|-----------|--------|
| $f_{min}$ | 300 Hz |
| $f_{max}$ | 700 Hz |
| $L$       | 3,16 m |
| $d$       | 0,24 m |
| $M$       | 29     |
| $I$       | 100    |
| $G$       | 100    |
| $b$       | 0,01%  |

TABLE 3.1 – Réglages des paramètres pour l'algorithme génétique.

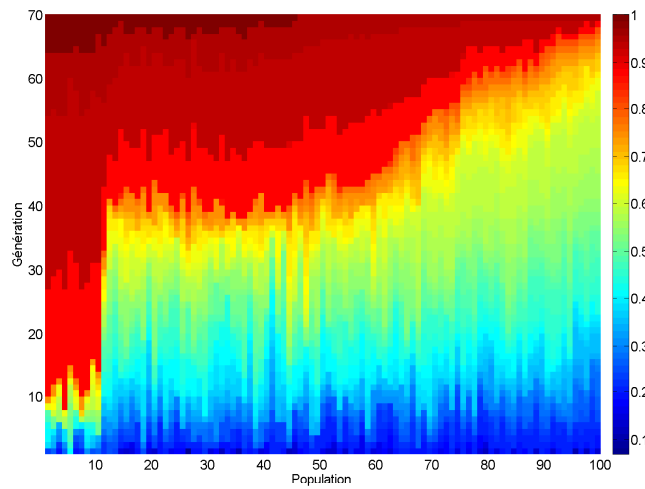


FIGURE 3.4 – Exemple de l'évolution de l'évaluation d'une population au fil des générations.

sont les variances relatives des critères  $c_{msl}$  et  $c_{msl}$  sur le domaine d'exploration. Le nombre des critères d'optimisation est alors de quatre :  $c_{ouv}$ ,  $c_{msl}$ ,  $c_{poly}$  et  $c_{iso}$ .

#### 3.2.4 Convergence de l'algorithme

Les opérations aléatoires des algorithmes génétiques n'assurent pas le même résultat pour deux optimisations successives. Le seul moyen de prouver la répétabilité de l'algorithme, et de s'assurer de sa bonne convergence, est d'analyser les résultats d'un grand nombre d'optimisations [Michalewicz 1996, Weise 2009]. Les paramètres de l'algorithme génétique pour ces calculs sont notés dans le tableau 3.1. 100 antennes sont optimisées pour chacun des critères, pour fournir un échantillon sur lequel la convergence de l'algorithme est vérifiée. L'évolution des évaluations d'une population de 100 individus sur 70 générations est représentée en Figure 3.4. L'axe des abscisses représente les individus et l'axe des ordonnées les générations de l'algorithme. L'échelle de couleurs indique l'évaluation de l'individu, 1 étant la meilleure solution. Les individus sont triés au sein de chaque génération du meilleur au moins bon, de la gauche vers la droite. Au fil des générations, des individus de plus en plus performants sont trouvés. De plus, l'ensemble de la population s'améliore par l'effet du croisement.

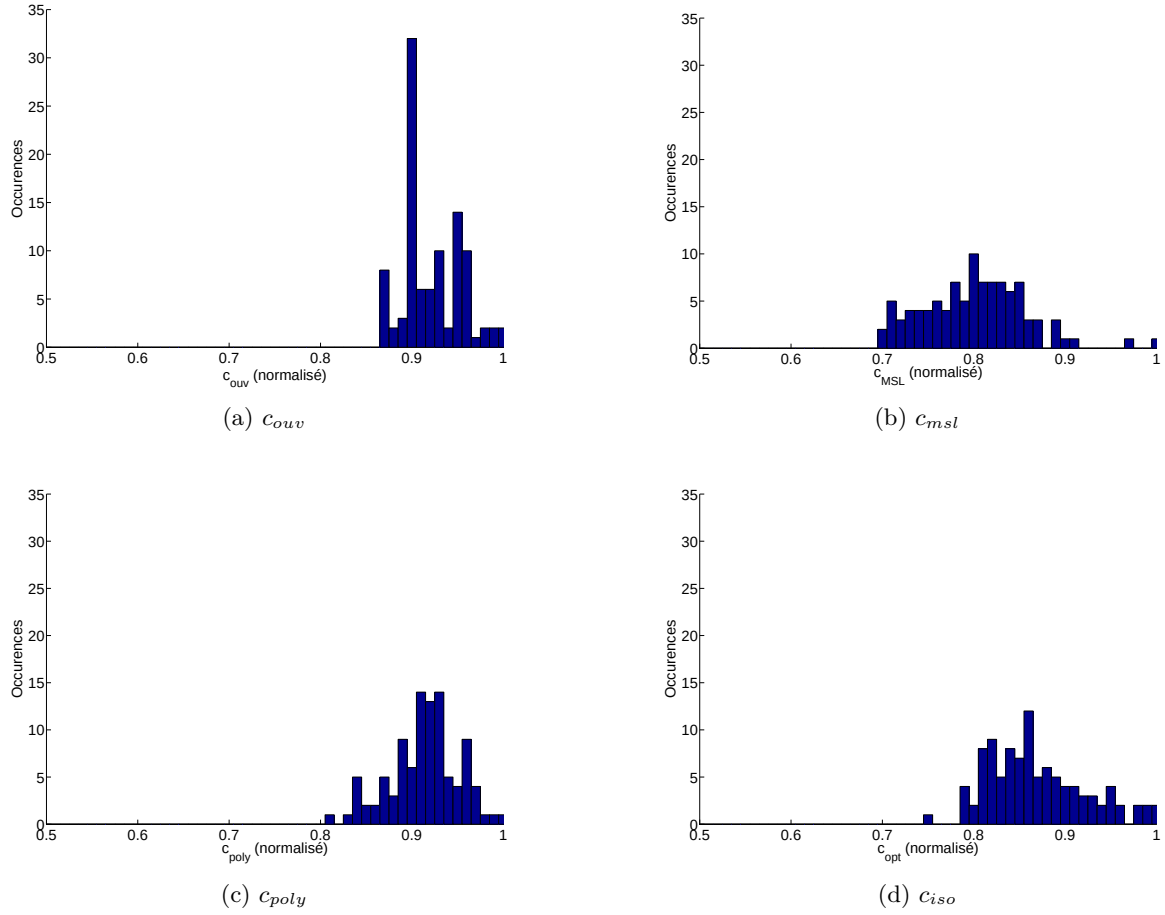


FIGURE 3.5 – Nombre d’occurrences pour chaque position de microphone sur 100 géométries optimisées ( $M = 29$ ,  $L = 3.16$  m,  $d = 0.24$  m). Les critères d’optimisation sont (a)  $c_{ouv}$ , (b)  $c_{msl}$ , (c)  $c_{poly}$  et (d)  $c_{iso}$ .

### 3.2.4.1 Répétabilité des performances des antennes optimisées

La distribution des performances des 100 antennes optimisées renseigne sur la capacité de l’algorithme à fournir des solutions de performances équivalentes d’une exécution à l’autre. Sur la Figure 3.5, sont tracées les distributions des évaluations de 100 antennes optimisées. La valeur de 1 correspond à la performance maximale des 100 antennes.

Les 100 antennes optimisées en  $c_{ouv}$  présentent des performances groupées autour de 0,9, Figure 3.5a. Les performances sont répétables. Les antennes optimisées en  $c_{msl}$  ont une étendue des performances plus importante, les performances sont groupées autour de 0,8, Figure 3.5b. L’algorithme converge moins bien pour ce critère.

La distribution des performances des antennes optimisées en  $c_{poly}$  sur la Figure 3.5c s’apparente à une loi normale centrée sur 0,93. Les solutions de géométries d’antenne montrent une bonne répétabilité.

Enfin, les performances des antennes optimisées en  $c_{iso}$  s’étendent de 0,75 à 1, Figure 3.5d. Le critère est complexe dans son expression, l’algorithme a du mal à reproduire la même solution d’une exécution à l’autre mais les performances restent proches de 1.



### 3.2.4.2 Analyse des résultats de géométries des antennes optimisées

Sur les 100 antennes optimisées par critère, les occurrences des microphones par position du maillage sont comptées. Cette étude a pour objectif de valider la répétabilité de l'algorithme et aussi d'analyser a posteriori les liens entre les positions de microphones et les critères. Pour chaque critère, la meilleure antenne parmi les 100 est représentée par les points rouges.

Les antennes optimisées en  $c_{ouv}$  ont leurs microphones concentrés dans les coins, l'envergure de l'antenne est augmentée, Figure 3.6a. Au contraire, l'optimisation en  $c_{msl}$  tend à concentrer les capteurs au centre, Figure 3.6b. Ces résultats concordent avec les observations faites sur le design d'antenne [Nordborg 2000] :

- plus les microphones sont rapprochés, plus bas sont les lobes secondaires ;
- plus l'envergure est grande, meilleur est le pouvoir de résolution.

Pour le critère  $c_{poly}$ , les géométries proposées semblent être une moyenne des géométries optimisées par les deux précédents critères.

Enfin, les géométries obtenues par optimisation du critère  $c_{iso}$  sont caractérisées par peu de microphones dans la zone centrale.

Les Figures 3.6a, 3.6b et 3.6c présentent des occurrences élevées. Certaines positions sont communes aux 100 antennes. Ces résultats confirment que l'algorithme converge bien pour les critères  $c_{ouv}$ ,  $c_{msl}$  et  $c_{poly}$  mais a plus de mal pour le critère  $c_{iso}$ , avec des occurrences au maximum de 35.

### 3.2.5 Performances

Pour chaque critère, la meilleure géométrie d'antenne des 100 trouvées par optimisation est utilisée en simulation. Deux sources harmoniques à 800 Hz et immobiles sont placées aléatoirement sur un plan de 4 par 4 m situé à 4m de l'antenne. La cartographie obtenue par l'antenne optimisée en  $c_{ouv}$  est représentée en Figure 3.7a, les sources sont localisées avec une précision inférieure à 0,1 m. Cependant la tâche de localisation est déformée et aussi de nombreuses sources fantômes sont créées. La géométrie optimisée en  $c_{msl}$  produit la cartographie de la Figure 3.7b ; les sources fantômes sont moins présentes mais l'incertitude de localisation des sources est de l'ordre de 0,5 m.

L'antenne optimisée en  $c_{poly}$ , présentée en Figure 3.7c, est un compromis des deux antennes précédentes : les sources sont mieux localisées qu'avec l'antenne optimisée suivant le critère  $c_{msl}$  et les sources fantômes moins présentes que l'antenne optimisée en utilisant le critère  $c_{ouv}$ .

L'antenne optimisée selon le critère  $c_{iso}$  permet de réaliser la cartographies de la Figure 3.7d. Les sources sont localisées avec une précision inférieure à 0,5 m sans source fantôme. De plus, la tâche de localisation représente un disque centrée sur la source.

À titre de comparaison, la même simulation est réalisée avec l'antenne en étoile, Figure 3.8. Chaque des antennes optimisées apporte des différences en terme de localisation des sources mais les antennes optimisées en  $c_{poly}$  et  $c_{iso}$  présentent de meilleures performances. L'optimisation selon chaque critère influence la qualité des cartographies.

### 3.2.6 Conclusion

La géométrie d'antenne est souvent liée à des besoins particuliers. Différentes solutions existent mais aucune ne répond réellement aux besoins du ferroviaire. Le travail présenté ici s'intéresse à l'utilisation d'un outil basé sur les algorithmes génétiques pour la résolution du problème inverse : obtenir une géométrie correspondant à un critère désiré.

L'outil d'optimisation permet de proposer des géométries adaptées en fonction des besoins sur la base d'un maillage discret. Différents critères d'optimisation sont proposés : la résolution de

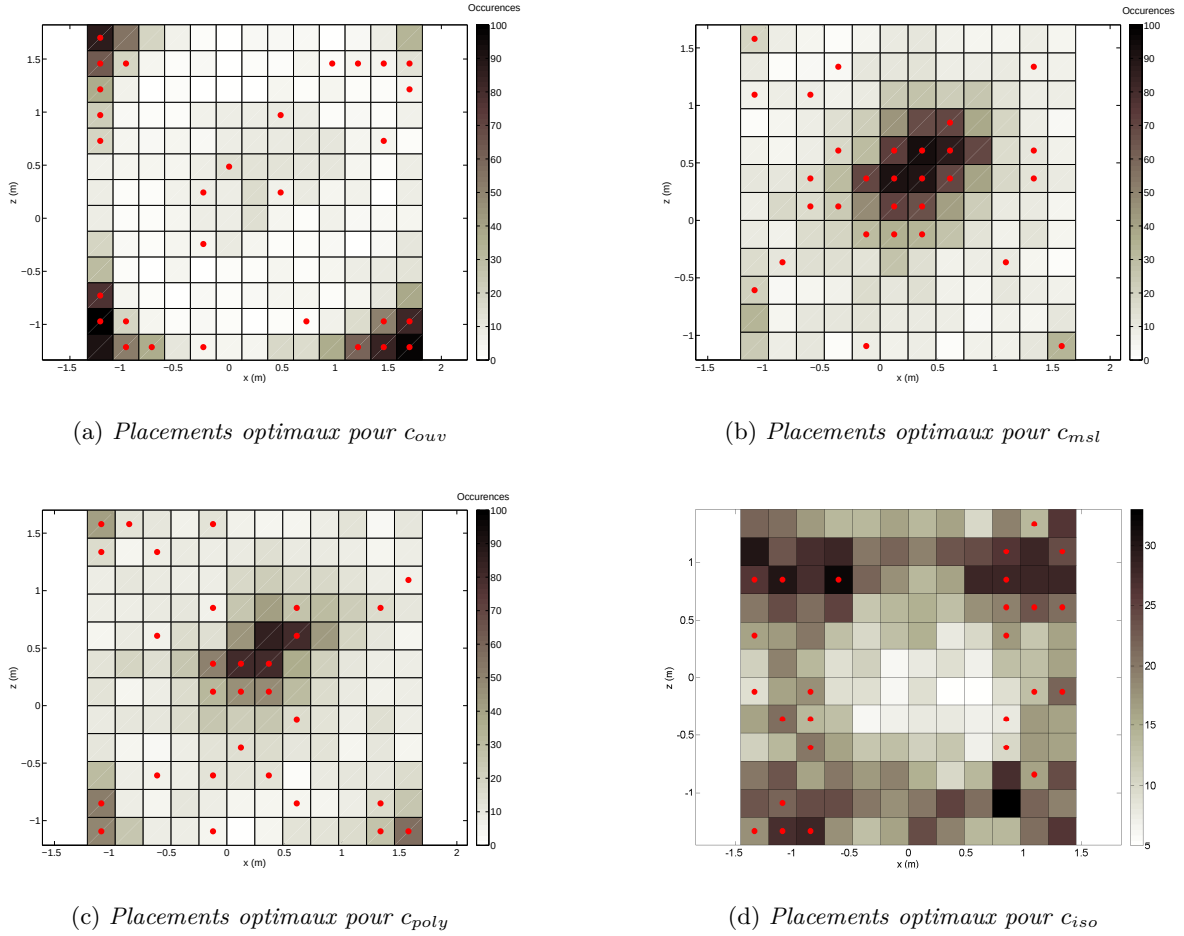


FIGURE 3.6 – Nombre d'occurrences pour chaque position de microphone sur 100 géométries optimisées ( $M = 29$ ,  $L = 3.16$  m,  $d = 0.24$  m). En rouge sont représentées les positions des microphones de la meilleure géométrie parmi 100. Les critères d'optimisation sont (a)  $c_{ouv}$ , (b)  $c_{msl}$ , (c)  $c_{poly}$  et (d)  $c_{iso}$ .

l'antenne ( $c_{ouv}$ ), le niveau du lobe secondaire le plus important ( $c_{msl}$ ), un critère compromis ( $c_{poly}$ ) et la constance d'un diagramme optimal ( $c_{iso}$ ). Sur 100 optimisations, les résultats de l'algorithme sont répétables.

Des tendances de géométries sont alors observées :

- l'optimisation de l'ouverture tend à augmenter l'envergure ;
- l'optimisation du msl tend à rapprocher les microphones au centre ;
- l'optimisation multicritère réalise un compromis : la géométrie tend vers la concaténation des deux antenne optimisées pour l'ouverture et le MSL ;
- l'optimisation de l'invariance tend vers une antenne à répartition circulaire des microphones.

Les propriétés optimisées se reflètent sur les performances de localisation des sources. L'antenne optimisée en  $c_{ouv}$  permet une bonne localisation et l'antenne optimisée en  $c_{msl}$  supprime les sources fantômes. Cependant, l'antenne optimisée en  $c_{poly}$  nécessite une dégradation des critères pour obtenir un compromis. Enfin, l'antenne optimisée en  $c_{iso}$  présente des résultats supérieurs à l'antenne en étoile.

La méthode d'optimisation basée sur les algorithmes génétiques a l'avantage de permettre une grande liberté et de nombreuses améliorations peuvent être apportées par la suite. En particulier, la forme du maillage peut être changée, tant qu'elle se base sur un ensemble discret de positions

### 3.2 Outil d'optimisation de l'antenne

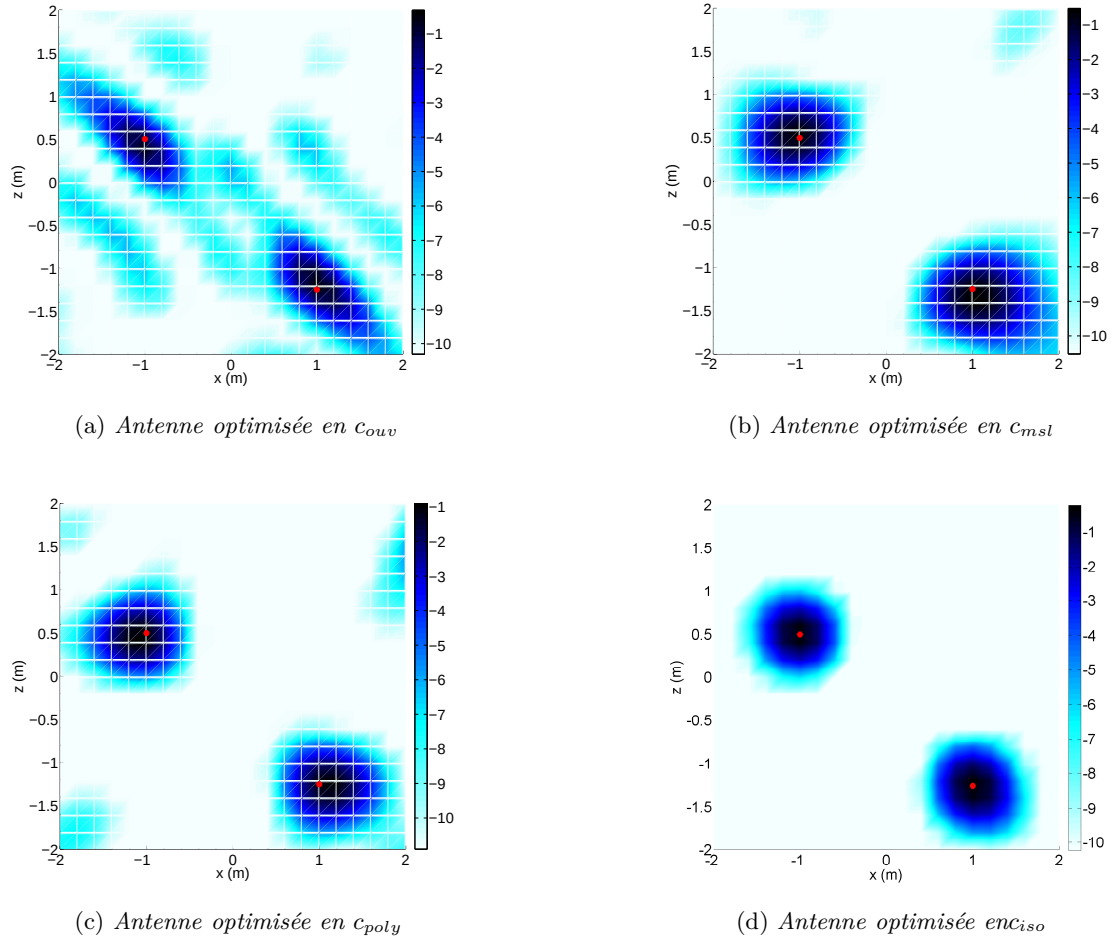


FIGURE 3.7 – Cartographies pour deux sources harmoniques à 800 Hz et immobiles avec les antennes optimisées en (a)  $c_{ouv}$ , (b)  $c_{msl}$ , (c)  $c_{poly}$  et (d)  $c_{iso}$

(on pourra s'intéresser à l'optimisation de paramètres de spirales). Un nouveau gène pourra aussi être introduit pour représenter une pondération à appliquer sur les capteurs.

La répétabilité des performances de l'algorithme pourra aussi être améliorée en ajoutant une optimisation par descente de gradient à la fin du cycle des générations.

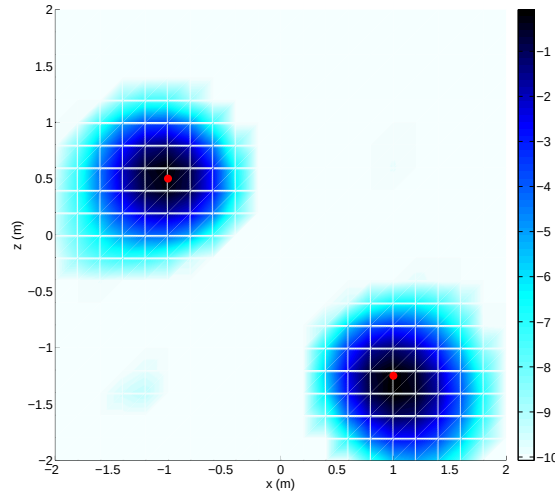


FIGURE 3.8 – Cartographie pour deux sources harmoniques à 800 Hz avec l'antenne en étoile de l'AEF

### 3.3 Nouvelle antenne pour le ferroviaire

L'outil d'optimisation est défini dans un cadre général de la formation de voie, nous l'avons utilisé pour définir deux géométries d'antenne adaptées au domaine ferroviaire. Le cadre support d'antenne est réalisé dans un premier temps, en tenant compte des consignes de sécurité en bord de voie (hauteur maximale et distance au rail minimale).

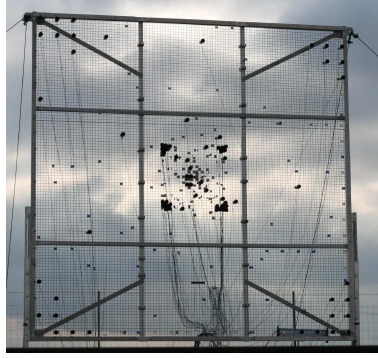
#### 3.3.1 Réalisation du support d'antenne

Le support d'antenne est réalisé par l'Agence d'Essai Ferroviaire (AEF). Il est composé d'un grillage dans lequel les microphones sont placés, d'un cadre en aluminium et de pieds de maintien. Le grillage est un carré de 3 m de côté, découpé en trois parties pour simplifier son montage et son transport. La maille de 0,025 m constitue l'espace inter-capteur minimal. Le grillage a une épaisseur de 3 mm et est suffisamment rigide pour ne pas se déformer face aux perturbations aérodynamiques générées par le passage du train. Les microphones sont placés dans des plots qui sont vissés dans les mailles, Figure 3.9.

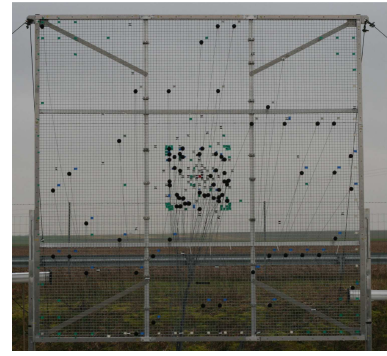
Le grillage est pincé sur ses bords au cadre pour assurer sa tension. Des renforts sont situés derrière le cadre pour maintenir au mieux le grillage en cas de perturbation aérodynamique au passage.



FIGURE 3.9 – Plot en plastique permettant de fixer les microphones au grillage.



(a) Antenne optimisée en  $c_{ouv}$



(b) Antenne optimisée en  $c_{iso}$

FIGURE 3.10 – Disposition des microphones pour (a) l'antenne optimisée en  $c_{iso}$  et (b) pour l'antenne optimisée en  $c_{ouv}$ .

Les pieds permettent de stabiliser le cadre et de régler sa hauteur grâce à un faisceau. Des lestes sont posés et le cadre est retenu par des haubans. Le montage est réalisé en 2 heures et peut être réalisé par une seule personne, ce qui constitue une amélioration par rapport à la précédente antenne en étoile.

#### 3.3.2 Nouvelles géométries proposées

Deux géométries sont montées en bord de voie. La première est une géométrie d'antenne optimisée en  $c_{iso}$ , Figure 3.10a. L'objectif est de minimiser les variations du diagramme suivant la direction de focalisation et ainsi améliorer les résultats de la dédopplerisation.

La seconde antenne est optimisée en  $c_{ouv}$ , Figure 3.10b. La minimisation de l'ouverture de l'antenne, au détriment du niveau des lobes secondaires, permet une meilleure application de l'algorithme de déconvolution présenté au chapitre 5 [Brooks 2006].

Les deux antennes sont composées de 80 microphones. Ces antennes sont composées de deux sous-antennes de 40 microphones pour les bandes de fréquences [200 1200] Hz et [1200 8000] Hz. Cette configuration est utilisée pour comparer les résultats avec l'antenne en étoile.

#### 3.3.3 Matériel d'acquisition

Les signaux de trains sont acquis sur un frontal LAN-XI. La fréquence d'échantillonnage des signaux est 65536 Hz. Les mesures sont traitées par un PC utilisant le logiciel PULSE LABSHOP de Brüel & Kjær.

Les microphones de l'antenne sont de type 4951 fabriqués par Brüel & Kjær. Ce sont des microphones 1/4 de pouce montés avec un préamplificateur. Leur gamme d'utilisation est de [10 20000] Hz et leur sensibilité est de 12,5 mV/Pa. Les microphones sont couverts d'une boule anti-vent. Les microphones sont étalonnés en début et en fin de journée, avant et après les séries d'acquisition.

#### 3.3.4 Comparaison des résultats en dédopplerisation de l'antenne optimisée en $c_{iso}$ avec l'antenne étoile

Les résultats de cartographie obtenue par la méthode de dédopplerisation sont présentées pour l'antenne en étoile et l'antenne optimisée en  $c_{iso}$ , Figure 3.10b, pour des passages de train circulant

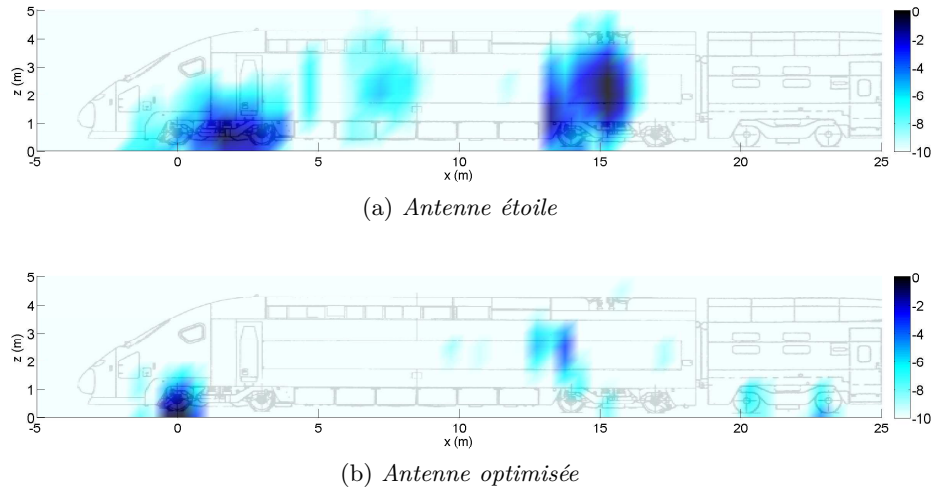


FIGURE 3.11 – Comparaison de cartographies à 1080 Hz de motrice de TGV circulant à 320 km/h obtenues par dédopplerisation avec (a) l'antenne en étoile et (b) l'antenne optimisée en  $c_{iso}$ .

à 300 km/h.

Pour la fréquence centrée sur 1080 Hz, sur la cartographie obtenue par l'antenne optimisée, Figure 3.11b, les sources sont localisées avec une meilleure précision que sur la cartographie obtenue par l'antenne en étoile, Figure 3.11a ; toutes les roues sont localisées comme des sources de bruit. Sur la Figure 3.12a, pour la fréquence 1280 Hz, la cartographie réalisée avec l'antenne en étoile localise une source sur le toit du TGV qui n'apparaît pas sur la cartographie de l'antenne optimisée, Figure 3.12b. De plus, l'antenne optimisée localise les sources de bruit plus précisément. L'optimisation apporte une meilleure résolution et supprime aussi des sources fantômes.

### 3.4 Conclusion

---

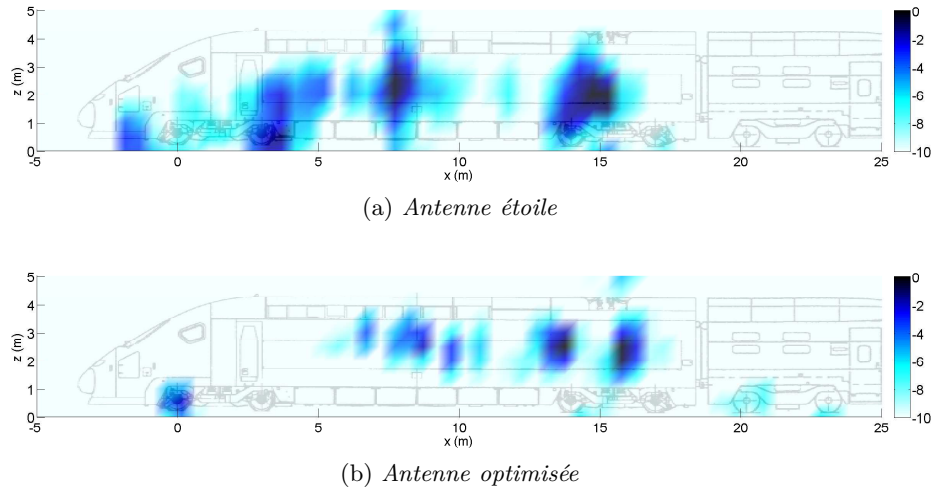


FIGURE 3.12 – Comparaison de cartographies à 1289 Hz de motrice de TGV circulant à 320 km/h obtenues par dédopplerisation avec (a) l'antenne en étoile et (b) l'antenne optimisée en  $c_{iso}$ .

### 3.4 Conclusion

La recherche d'une géométrie optimale est un problème complexe. Un algorithme d'optimisation du placement des microphones est présenté dans ce chapitre. Cet algorithme est basé sur la méthode des algorithmes génétiques pour pouvoir étudier plusieurs critères d'optimisation. Des tendances de géométries sont associées à ces critères.

Un support d'antenne est réalisé dans le cadre de la thèse pour pouvoir accueillir les solutions proposées par l'algorithme. Ce nouveau support permet un gain de temps important dans son montage ; son transport est aussi plus simple que celui du précédent support.

Une géométrie d'antenne minimisant la variation du diagramme au cours du suivi des sources (durant la dédopplerisation) est monté en bord de voie. Les cartographies présentées sur différents tiers d'octave révèlent une meilleure séparation des sources.

D'autres critères d'optimisation utilisant l'algorithme et le support d'antenne sont présentés dans [Pouzet 2011a].





# Détection du rayonnement du rail

Le bruit de roulement est la principale contribution au bruit de passage sur une large gamme de vitesses. Un des enjeux majeurs, pour agir le plus efficacement pour sa réduction, est de pouvoir séparer le rayonnement de la roue et le rayonnement du rail dans le bruit de passage.

En situation de roulement, des défauts d'amplitude de l'ordre du micron et de longueur d'onde de l'ordre du cm présents sur les surfaces de la roue et du rail, *i.e.* les rugosités, conduisent à l'excitation vibratoire de la voie (ballast, traverses et rail) et des roues. Une modélisation du problème est proposée dans [Remington 1976]. Ces vibrations engendrent le rayonnement acoustique du rail, des traverses et de la roue ; le rayonnement de ces éléments est appelé bruit de roulement (BDR). Thompson propose un modèle fréquentiel du bruit de roulement en 1993 et un logiciel de prédiction : Track Wheels Interaction Noise Software (TWINS) [Thompson 1990]. TWINS calcule un niveau de BDR en fonction des caractéristiques de voie et de roue. Les contributions de la roue, du rail et des traverses sont calculées comme sur la Figure 4.1 en  $L_{Aeq,Tp}$ , niveau équivalent temps de passage pondéré A, introduit au chapitre 1. Le rayonnement des traverses est prépondérant en dessous de 500 Hz alors que le rail rayonne principalement de 500 à 1500 Hz. Au delà, la roue devient la principale source et rayonne sur ses modes. Des solutions de réduction du BDR sont développées en optimisant les paramètres mécaniques de la voie et de la roue dans TWINS.

Aujourd'hui, la surveillance de l'état de surface du rail du réseau ferré, et la détection de défauts de roues (plats, impacts, *etc.*) est une problématique importante. La modélisation temporelle de l'interaction roue rail est plus adaptée pour la détection et la modélisation de ces défauts [Delavaud 2011]. Des méthodes pour séparer les contributions acoustiques du rail et de la roue au passage ont été développées à partir de mesures accélérométriques et microphoniques. Sur un passage de train, la méthode MISO [Létourneaux 2003] estime la fonction de transfert entre les microphones placés au niveau du rail et des accéléromètres sur le rail, entre les passages de bogies. À partir de cette fonction de transfert, la pression acoustique émise par la voie est calculée pour le passage du train. L'intérêt principal de MISO est la détection de défauts de roue.

Les traitements d'antenne sont adaptés pour la séparation spatiale et fréquentielle des sources et peuvent constituer une alternative pour la séparation des contributions acoustiques de la roue et

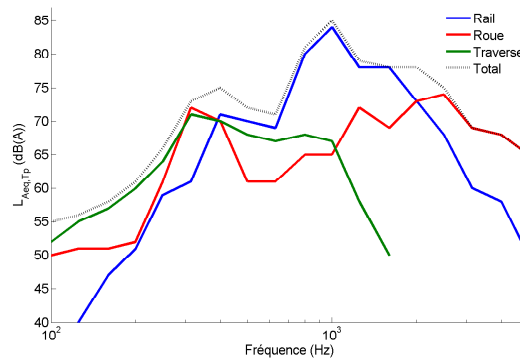


FIGURE 4.1 – Contributions acoustiques du rail (bleu), de la roue (rouge) et de la traverse (vert) et totale (tirets noir) calculées par TWINS.

du rail. Cependant, comme remarqué au chapitre 2, la méthode de dédopplerisation n'identifie pas le rayonnement du rail et, au mieux, localise le bruit de roulement au point de contact. Kitagawa et Thompson [Kitagawa 2007, Kitagawa 2010] ont suggéré qu'à cause d'une directivité de rayonnement privilégiée du rail [Thompson 2003] dans la direction horizontale, le traitement par formation de voie ne permet pas de détecter le rail.

Nous proposons dans ce chapitre de définir une méthode pour la séparation des contributions acoustiques de la roue et du rail en condition de roulement, en utilisant l'antenne optimisée pour la détection des sources au passage.

## 4.1 Modélisation vibroacoustique du rail

Pour mettre en avant cette direction de rayonnement et aussi pour mieux comprendre les résultats de l'expérimentation de rayonnement du rail présentés section 4.2 de ce chapitre, le modèle vibroacoustique du rail, proposé dans les travaux de [Kitagawa 2007] et de [Faure 2011] est considéré.

### 4.1.1 Modélisation vibratoire de la voie

La voie est composée d'une couche de ballast, de traverses liées au rail par un système d'attache, comme celui présenté sur la Figure 4.12. Une semelle en caoutchouc est posée entre le rail et la traverse. L'accélération verticale de la voie (*i.e.* le rapport entre l'accélération du rail et une force unitaire), tracée en Figure 4.2, tirée de [Delavaud 2011], met en évidence les différents comportements de ce système en fonction de la fréquence. En dessous de 100 Hz (point 1), la voie se comporte comme une raideur statique. L'effet de périodicité des traverses fait apparaître deux fréquences de résonances principales aux alentours de 500 et 1100 Hz. La première fréquence correspond à la *lateral pinned-pinned frequency*, un mode de flexion du rail avec un nœud de déplacement au niveau de son point d'attache sur la traverse (point 3). À partir de cette fréquence le comportement du rail est découplé de celui de la traverse. Aux alentours de 1100 Hz, la célérité des ondes dans le rail est de 1300 m/s, la longueur d'onde est de 1,2 m, soit deux fois l'espacement intertraverse. Les sections de rail entre chaque traverse sont alors des ventres de vibration, il s'agit de l'accélération verticale maximale de la voie. Cette fréquence est appelée la *pinned-pinned frequency*.

En acoustique, TWINS propose différents niveaux de complexité de modélisation vibratoire de la voie [Thompson 1999] :

- une poutre de Timoshenko sur appui continu sur un système ressort-masse-ressort (modèle nommé RODEL) ;
- une poutre de Timoshenko sur appuis périodiques sur un système ressort-masse-ressort (modèle nommé TINF) ;
- une section de rail réelle maillée en éléments finis sur appuis périodiques sur un système ressort-masse-ressort (modèle nommé PERM).

La modélisation RODEL est la plus simple. Les traverses sont supposées suffisamment proches entre elles pour que l'effet de périodicité soit approximé par un appui continu sur support ressort-masse-ressort (pour attache-traverse-ballast). Le rail est assimilé à une poutre de Timoshenko infinie dans les deux directions. TINF tient compte de cette périodicité et reproduit le comportement du rail à la fréquence *pinned-pinned*, en considérant un appui périodique. Enfin PERM est une incrémentation de TINF ; la section du rail est modélisée par éléments finis pour tenir compte des modes de déformation de section qui apparaissent aux alentours de 2000 Hz.

Notre étude s'intéresse au modèle RODEL qui est le plus simple et dont les résultats ont été validés expérimentalement [Thompson 1996]. Pour une force harmonique ponctuelle  $F = F_0 \exp(j\omega t)$  en  $x = 0$  m, les équations du mouvement pour un déplacement vertical du rail  $u$  et de la traverse  $w$

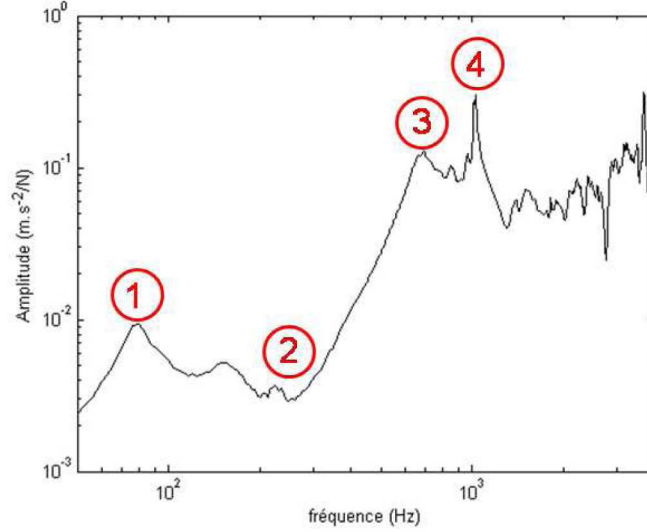


FIGURE 4.2 – *Mesure d'accélération verticale d'une voie.*

sont :

$$GA\kappa \frac{\partial}{\partial x} \left( \phi - \frac{\partial u}{\partial x} \right) + \tilde{K}_s(u - w) + m'_r \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = F\delta(x), \quad (4.1)$$

$$GA\kappa \left( \phi - \frac{\partial u}{\partial x} \right) + \rho I \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} - EI \frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} = 0, \quad (4.2)$$

et

$$m'_t \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = \tilde{K}_s(u - w) - \tilde{K}_b w. \quad (4.3)$$

$E$  est le module de Young,  $I$  le moment d'inertie,  $\phi$  le moment de rotation,  $\kappa$  le module de cisaillement et  $m'_r$  la masse linéique du rail.  $G$  est le module de cisaillement de l'acier

$$G = \frac{E}{2 + 2\nu}, \quad (4.4)$$

où  $\nu$  est le coefficient de Poisson de l'acier.  $\tilde{K}$  est la raideur équivalente de la double sous-couche semelle-ballast

$$\tilde{K}(\omega) = \frac{\tilde{K}_s(\tilde{K}_b - \omega^2 m'_t)}{\tilde{K}_s + \tilde{K}_b - \omega^2 m'_t}, \quad (4.5)$$

avec  $\tilde{K}_s$  et  $\tilde{K}_b$  les raideurs de la semelle et du ballast et  $m'_t$  la masse linéique de la traverse.  $\tilde{K}_s$  et  $\tilde{K}_b$  sont complexes

$$\tilde{K}_s = K_s(1 + j\eta_s) \text{ et } \tilde{K}_b = K_b(1 + j\eta_b) \quad (4.6)$$

pour tenir compte de l'amortissement hystérétique.

Les valeurs de ces paramètres, pour une ligne à grande vitesse (LGV), sont présentées dans le tableau 4.1. La résolution de l'équation du mouvement, présentée en annexe C, donne une valeur du nombre d'onde complexe dans le rail :

$$\tilde{k}_x = k_x + j\alpha, \quad (4.7)$$

avec  $k_x$ , le nombre d'onde structural et  $\alpha$  le coefficient d'atténuation de l'onde, tracés sur la Figure 4.3. Le modèle a aussi pour solution une onde évanescence mais elle n'est pas considérée dans cette étude du fait de son influence très localisée. Entre 200 et 600 Hz, l'atténuation du rail est importante, l'onde mécanique se propage peu.

Cette modélisation permet de calculer l'accélération verticale du rail,  $H_{accélération, rail}$ , et des

| Paramètre                                  | Symbole  | Valeur                 | Unité                 |
|--------------------------------------------|----------|------------------------|-----------------------|
| Module d'Young du rail                     | $E$      | $2,1 \times 10^{11}$   | [MN.m <sup>2</sup> ]  |
| Moment d'inertie du rail                   | $I$      | $20,18 \times 10^{-6}$ | [Pa]                  |
| Coefficient de Poisson du rail             | $\nu$    | 0,3                    | [-]                   |
| Coefficient de cisaillement du rail        | $\kappa$ | 0,4                    | [-]                   |
| Densité du rail                            | $\rho$   | 7850                   | [kg.m <sup>-3</sup> ] |
| Aire de la section transversale du rail    | $A$      | $6,48 \times 10^{-3}$  | [m <sup>2</sup> ]     |
| Facteur d'amortissement du rail            | $\eta_r$ | 0,02                   | [-]                   |
| Raideur de la semelle par unité de surface | $K_s$    | 300                    | [MN.m <sup>-2</sup> ] |
| Facteur d'amortissement de la semelle      | $\eta_s$ | 0,2                    | [-]                   |
| Masse linéique de la traverse              | $m'_t$   | 250                    | [kg.m <sup>-1</sup> ] |
| Raideur du ballast par unité de surface    | $K_b$    | 100                    | [MN.m <sup>-2</sup> ] |
| Facteur d'amortissement du ballast         | $\eta_b$ | 1,0                    | [-]                   |

TABLE 4.1 – Paramètres de voie utilisés pour le modèle de poutre de Timoshenko en appui sur deux couches élastiques dans la direction verticale, pour une ligne à grande vitesse (LGV).

traverses tracées en Figure 4.4. En deçà de 500 Hz, l'accélération du rail est négligeable. La résonance *pinned-pinned* n'est évidemment pas prise en compte par ce modèle.

Pour une excitation vibratoire harmonique en  $x = 0$ , la vitesse de l'onde de flexion en  $x$  est donnée par

$$v(r) = V_0 \begin{cases} \exp(-jk_x x) \exp(-\alpha x) & \text{si } x > 0 \\ \exp(jk_x x) \exp(\alpha x) & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

pour une excitation en  $x = 0$  avec  $k_x$  le nombre d'onde de flexion dans le rail.  $V_0$  est la vitesse de déplacement du rail au point d'excitation. L'accélération du rail, présentée en Figure 4.4, est transformée en mobilité :

$$H_{\text{mobilité,rail}} = \frac{H_{\text{accélération,rail}}}{j2\pi f}. \quad (4.9)$$

La vitesse de l'onde de flexion au point d'excitation est donnée par

$$V_0 = H_{\text{mobilité,rail}} F_0, \quad (4.10)$$

avec  $F_0 = 1$  Pa, la force de l'excitation vibratoire que l'on choisit unitaire.

#### 4.1.2 Modélisation acoustique du rail

Pour les basses fréquences, les dimensions transversales de la structure deviennent petites devant la longueur d'onde, la pression acoustique en un point  $m$  est [Lesueur 1988] :

$$p_m(k_0) = j\rho_0 c k \int_{-\infty}^{+\infty} v(x) P_{eq} \frac{\exp(-jk_0 R)}{4\pi R} dx, \quad (4.11)$$

où  $P_{eq}$  est le périmètre équivalent de la section de rail.  $R$  est la distance entre la source et le point de réception. Le rayonnement du rail est alors supposé quasi-cylindrique [Bruneau 1998].

L'intégrale de l'équation 4.11 est discrétisée en assimilant le rail à une ligne de monopôles :

$$p_m(k_0) = j\rho_0 c k_0 \sum_i \frac{Q_i}{4\pi r_{mi}} \exp(-jk_0 r_{mi}). \quad (4.12)$$

$r_{mi}$  est la distance entre le  $i^{\text{ième}}$  monopole et le point d'écoute,  $\rho_0$  la masse volumique de l'air et  $c$  la célérité du son dans l'air.

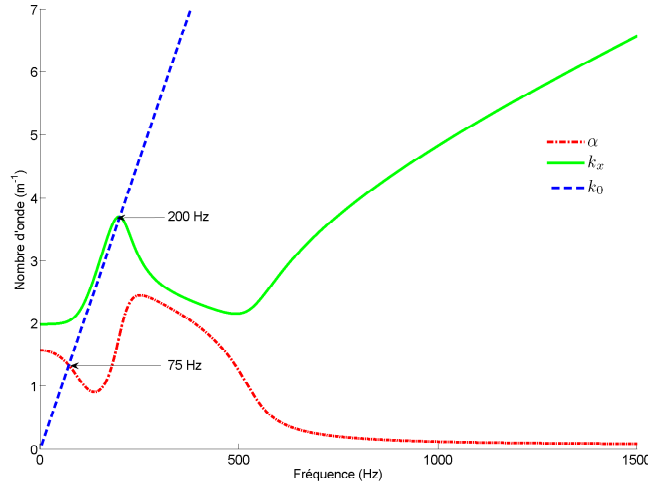


FIGURE 4.3 – Nombre d'onde structural (en vert) et atténuation (en rouge) du nombre d'onde vertical  $k_x$  dans le rail, calculés pour une LGV en fonction de la fréquence. Le nombre d'onde acoustique dans l'air est tracé en bleu.

$Q_i$  est l'amplitude du  $i^{\text{ième}}$  monopôle,

$$Q_i = v(x_i)P_{eq}\Delta_x = v(x_i)Q_0, \quad (4.13)$$

avec  $x_i$  l'abscisse de la  $i^{\text{ième}}$  source et  $Q_0$  un facteur de normalisation, fonction de la surface de rail représentée par un monopôle. Le rail est discrétisé finement : 100 sources par longueur d'onde acoustique  $\lambda_0$ , la distance entre les sources est

$$\Delta_x = \frac{\lambda_0}{100} = \frac{2\pi}{k_0} \frac{1}{100}, \quad (4.14)$$

avec  $k_0$  le nombre d'onde acoustique. Les monopôles sont répartis le long du rail sur une longueur suffisante pour que l'atténuation soit de 60 dB entre le point d'excitation et la dernière source. Pour satisfaire l'équation 4.12, le nombre d'onde acoustique propagatif  $\vec{k}_0$  est donné par

$$k_0 = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}. \quad (4.15)$$

Pour une onde de flexion se propageant librement dans les  $x$  positifs, l'équation 4.15 conduit à un rayonnement dans la direction  $\theta_0$  de  $\vec{k}_0$

$$\theta_0 = \arcsin\left(\frac{k_x}{k_0}\right). \quad (4.16)$$

Il faut que  $k_0 > k_x$  pour que le rayonnement soit propagatif. On peut voir sur la Figure 4.3 que cela est vrai pour  $f > 200$  Hz.  $\theta_0$  est tracé en Figure 4.5 en fonction de la fréquence et représenté sur la Figure 4.6. Dans le cas du modèle présenté, l'onde se propage dans les deux directions, le rayonnement se fait dans deux directions  $\theta_0$  et  $-\theta_0$ .

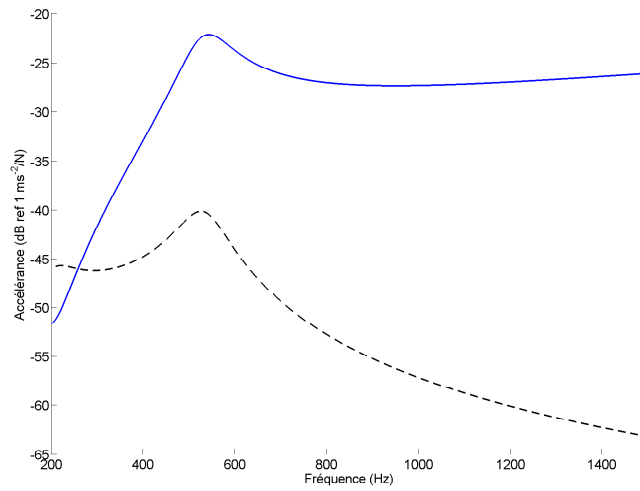


FIGURE 4.4 – Accélération verticale calculée pour le modèle de voie RODEL, pour le rail (en bleu) et la traverse (en noir).

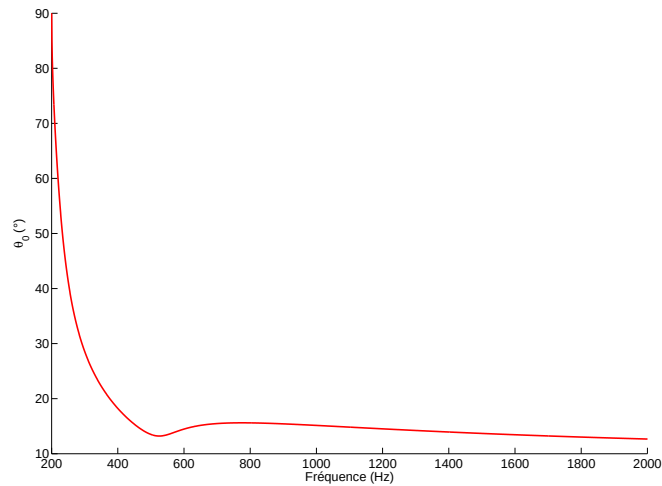


FIGURE 4.5 – Angle de rayonnement  $\theta_0$  du modèle de rail en fonction de la fréquence.

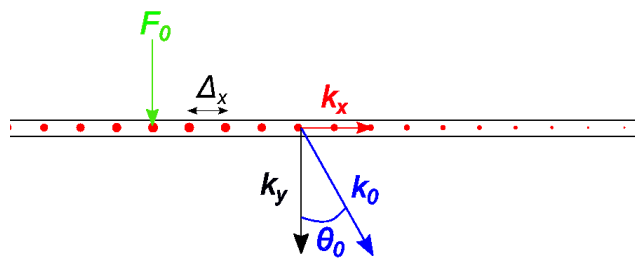


FIGURE 4.6 – Représentation de la ligne de monopôles excitée en  $F_0$  et de l'angle de rayonnement  $\theta_0$ .

### 4.1.3 Détection de l'angle de rayonnement du modèle par formation de voie

La formation de voie en modèle de propagation d'ondes planes, introduite au chapitre 2, localise des directions d'arrivée de l'onde. Ce traitement est *a priori* adapté pour retrouver l'angle  $\theta_0$ . La formation de voie est réalisée le long du rail pour retrouver l'angle d'incidence de l'onde rayonnée. Les conditions de simulation respectent les conditions de mesure de bruit au passage par antennerie pour pouvoir comparer avec les résultats expérimentaux. Le rail est situé à 4 m du plan de l'antenne et -2 m de hauteur par rapport au centre de l'antenne, comme en Figure 4.7. Un bruit blanc uniforme sur la gamme de fréquences [200 1200] Hz excite le modèle de rail verticalement. Deux positions d'excitation sont testées : 0 et -2 m (environ -30 °) le long du rail. Dans un premier temps, une antenne linéique de 81 microphones et d'envergure  $L = 2c/f_{min}$  est utilisée. Les résultats sont présentés sur les Figures 4.8a, pour l'excitation en face, et 4.8b, pour l'excitation à -30 °.

Quand l'excitation est en face de l'antenne, le rayonnement est détecté à 0 °, indépendamment de la fréquence. Quand l'excitation est décalée, le rayonnement est détecté sur l'angle théorique. On peut noter aussi que l'angle n'est pas parfaitement localisé aux alentours de 500 Hz ; en effet le coefficient d'amortissement de l'onde, calculé en Figure 4.3, est trop élevé pour que l'hypothèse de source linéique soit vérifiée. La formation de voie ne discrimine pas aussi bien l'angle qu'aux hautes fréquences et la localisation est faite entre le point d'excitation et l'angle. Le champ acoustique en dessous de 500 Hz est négligeable à cause de la faible amplitude des ondes vibratoires.

L'antenne optimisée pour la dédopplerisation de la section 3.3 du chapitre 3 est utilisée en simulation dans des conditions identiques. Le microphone le plus bas de l'antenne est au niveau du rail, ce qui correspond au placement de l'antenne en condition de passage de train. Les résultats sont présentés sur les Figures 4.9a, pour l'excitation en face, et 4.9b, pour l'excitation à -30 °. Comme pour l'antenne linéaire, l'angle théorique est détecté quand l'excitation est réalisée en -30 °. Autrement, l'angle est détecté à l'excitation. La géométrie optimisée permet une localisation plus précise de l'angle que la géométrie linéaire, cependant les sources fantômes sont plus nombreuses.

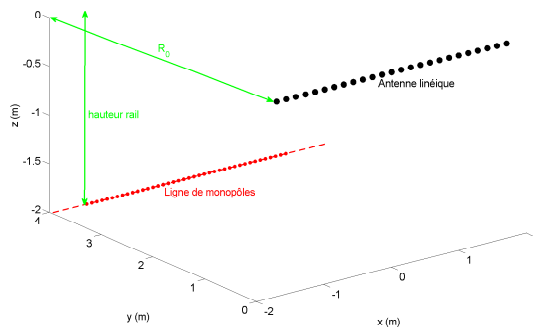


FIGURE 4.7 – Disposition de l'antenne par rapport au modèle de rail pour les simulations. Cette disposition est celle utilisée au passage d'un train.

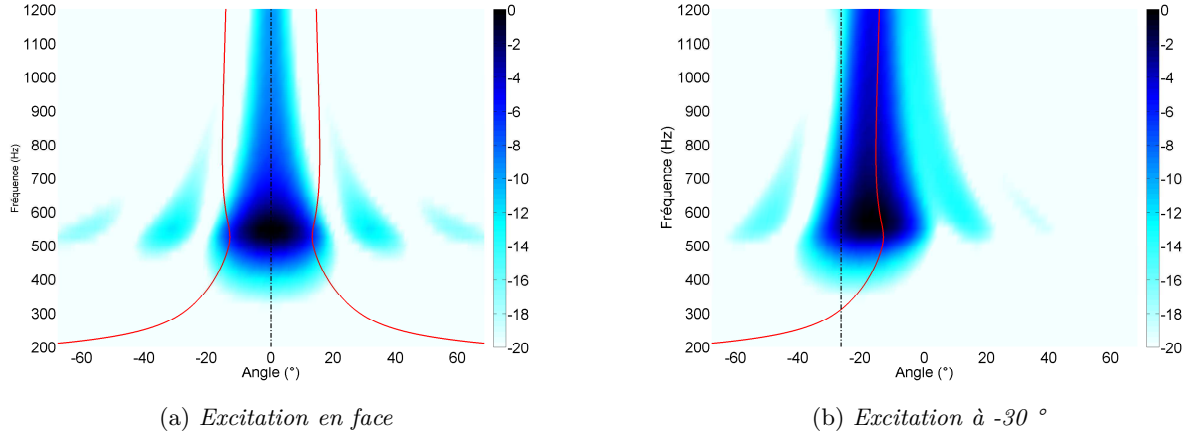


FIGURE 4.8 – Détection de l'angle de rayonnement théorique du rail par l'antenne linéique. L'excitation est (a) en face de l'antenne et (b) décalée à -30 °. Le trait rouge représente l'angle de rayonnement théorique du modèle et les tirets noirs la position de l'excitation.

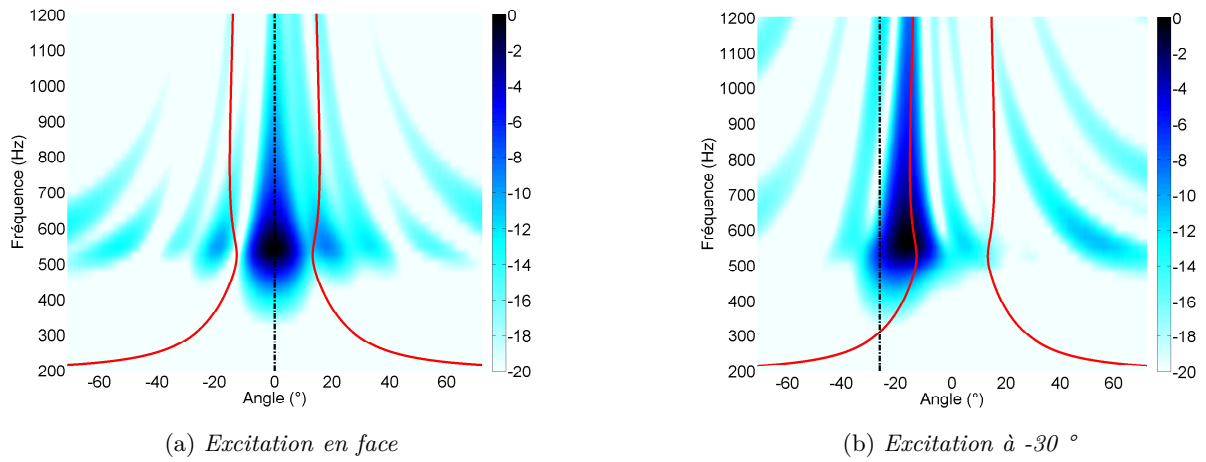


FIGURE 4.9 – Détection de l'angle de rayonnement théorique du rail par l'antenne optimisée. L'excitation est (a) en face de l'antenne et (b) décalée à -30 °. Le trait rouge représente l'angle de rayonnement théorique du modèle et les tirets noirs la position de l'excitation.



### 4.1.4 Conclusion sur la modélisation du rayonnement du rail

Un modèle de rayonnement acoustique issu de la littérature [Kitagawa 2007] a été introduit et appliqué. Ce modèle considère le rail comme une ligne de monopôles acoustiques, pilotés par les paramètres dynamiques d'une poutre de Timoshenko simplement posée sur une double couche masse-ressort amortie. Ce modèle fait apparaître un angle de rayonnement, apparenté à l'angle de Mach d'une structure rayonnante.

Nous proposons d'utiliser la formation de voie pour la détection de cet angle. La simulation révèle différentes conditions pour la localisation de l'angle :

- l'excitation doit être décalée du droit de l'antenne, avec un angle de position de l'antenne supérieur à l'angle de rayonnement théorique ;
- l'amortissement des ondes dans le rail doit être suffisamment faible.

Ce modèle simple repose sur des hypothèses physiques vérifiées. L'angle obtenu sur les cartographies pourrait être détecté expérimentalement.

Cependant, plusieurs limitations importantes du modèle doivent être prises en compte.

- Dans un premier temps, **le rayonnement présente une symétrie de rotation par rapport à l'axe du rail**, alors que la géométrie du rail ne présente pas cette symétrie. Par exemple, dans TWINS, le rail est modélisé par plusieurs lignes de monopôles et dipôles, pour chaque élément du rail : âme, champignon, pied [Thompson 1999]. De plus, [Gravić 1994] a montré par la méthode des éléments-finis une directivité complexe de rayonnement du rail libre dans la dimension verticale. Cette directivité pourrait se retrouver sur le rail en appui périodique sur les traverses. Cette limitation pose la question du comportement d'une antenne 2D et de la hauteur de placement de cette antenne pour la détection des directions d'arrivées de l'onde rayonnée par le rail.
- **La périodicité des traverses n'est pas prise en compte**. Le comportement vibratoire et acoustique du rail à la fréquence *pinned-pinned* n'est pas modélisé alors que les mesures révèlent l'accélération maximale du rail à cette fréquence, comme celles présentées en section 4.2.
- Enfin, **une seule onde de flexion verticale est modélisée**. En augmentant le nombre des ondes modélisées, d'autres angles de rayonnement vont apparaître.

## 4.2 Expérimentation pour la détection du rayonnement du rail excité par un pot vibrant

Une expérience de caractérisation du rail excité par un pot vibrant est menée pour identifier l'angle de rayonnement avec l'antenne optimisée [Le Courtois 2012].

### 4.2.1 Protocole

Une étude préliminaire sur l'accélération qu'un rail subit au passage du train permet de dimensionner le pot vibrant [Le Courtois 2010b]. Le pot vibrant est vissé via une tige sur une plaquette collée sur le champignon du rail dans la direction verticale. Le pot vibrant est encapsulé comme sur la Figure 4.10, dans un cache rempli de mousse de mélamine ; le bruit du pot est atténué de 17 dB RMS. L'excitation est réalisée systématiquement en milieu de travée pour deux positions : en face de l'antenne et à  $-30^\circ$  de celle-ci (2 m), la disposition du montage est présentée en Figure 4.11. Le rail est excité par un signal bruit blanc de 200 à 5000 Hz. Deux signaux d'excitation seront utilisés pour chaque position : un bruit blanc sur la bande [100 2000] Hz et un signal sinusoïdal à 1100 Hz.

Six accéléromètres sont disposés sur le rail en milieu de travée, au-dessus de la traverse et sur



FIGURE 4.10 – Pot vibrant dans son caisson isolant. La tige est collée au rail au niveau du milieu de travée.

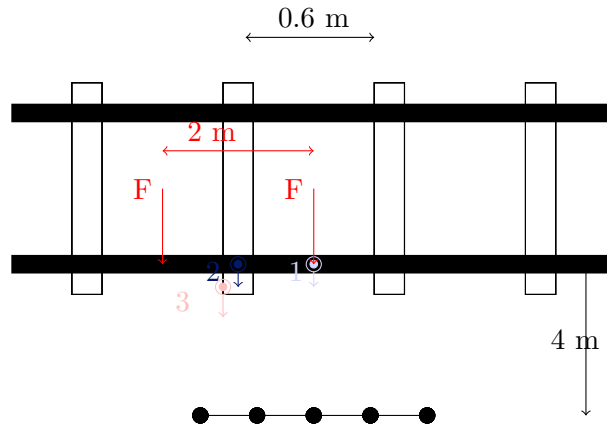


FIGURE 4.11 – Disposition des accéléromètres, de l'antenne et du pot vibrant (à  $0^\circ$  et  $-30^\circ$ ) par rapport aux rails et aux traverses. Le pot vibrant injecte une force verticale.

la traverse comme en Figure 4.12. Les accélérations sont mesurées dans les directions latérales et verticales.

#### 4.2.2 Propriétés de la voie sur le site

Le rail est de type UIC60, sa masse linéique est de  $60 \text{ kg/m}$  et est posé sur des traverses mono-blocs SATEBA espacées de  $0,6 \text{ m}$ . Les attaches rail traverse sont des PANDROL fastclip type 8494/10TPPA66.

La voie du site a été caractérisée en 2008 par l'AEF [Tiphonnet 2008]. Le taux de décroissance de l'énergie vibratoire du rail pour une excitation dans la direction verticale est présenté sur la Figure 4.13a. L'accélération de la voie dans la direction verticale est tracée en Figure 4.13b, elle est proche de celle calculée par le modèle, Figure 4.4 à l'exception du pic à  $1100 \text{ Hz}$  dû à la fréquence *pinned-pinned*.

#### 4.2.3 Mesures accélérométriques et acoustiques

Les signaux accélérométriques sont tracés en dB par rapport à une référence de  $1 \text{ m.s}^{-2}$  sur la Figure 4.14a, dans la direction verticale et Figure 4.14b, dans la direction latérale. Les courbes, représentant des densités spectrales de puissance, sont calculées par périodogramme moyenné sur 20 fenêtres de Hann, avec un recouvrement de  $50 \%$ .

Les signaux accélérométriques dans la direction latérale sont  $20 \text{ dB}$  en dessous de ceux dans la direction verticale pour toute la gamme de fréquences. L'accélération du rail dans la direction

## 4.2 Expérimentation pour la détection du rayonnement du rail excité par un pot vibrant



FIGURE 4.12 – Disposition des accéléromètres verticaux et horizontaux sur le rail, en milieu de travée et au dessus de la traverse, et sur la traverse.

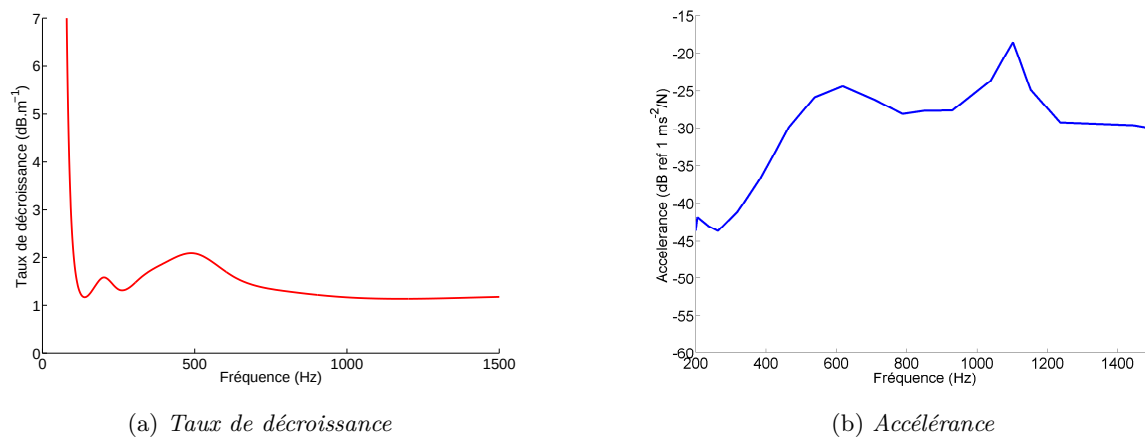


FIGURE 4.13 – (a) Taux de décroissance verticale des ondes dans le rail et (b) Accélération de la voie. Ces résultats sont issus de mesures sur le site [Tiphonnet 2008].

latérale est négligée par la suite.

Sur la Figure 4.14a, la fréquence de résonance *pinned-pinned* apparaît à 1100 Hz sur l'accélération mesurée en milieu de travée (qui correspond à un ventre de déplacement). L'accélération du rail au-dessus de la traverse est bien inférieure à cette fréquence (15 dB d'écart), il s'agit d'un nœud de vibration. Cette émergence se retrouve sur les mesures des trois microphones.

Les niveaux acoustiques sont calculés par rapport à la référence  $2 \times 10^{-5}$  Pa sur la Figure 4.14c pour trois microphones situés approximativement en face et décalés de 1 m à gauche et à droite de l'excitation. La hauteur de ces microphones est proche de celle du rail. En dessous de 1000 Hz, bien que les accélérations du rail diminuent, les microphones enregistrent un niveau acoustique important. La sous-structure de la voie (ballast) et les traverses contribuent alors au rayonnement. Bien que les modes de section du rail apparaissent aux alentours de 2000 Hz, la fréquence émergente à 2500 Hz ne correspond pas à un mode et ne trouve pas d'explication. Nous supposons qu'il s'agit d'un problème lié au montage du pot vibrant.

Des fonctions de cohérence sont calculées entre les signaux accélérométriques verticaux mesurés sur le rail en milieu de travée et trois microphones de l'antenne choisis arbitrairement, pour l'excitation

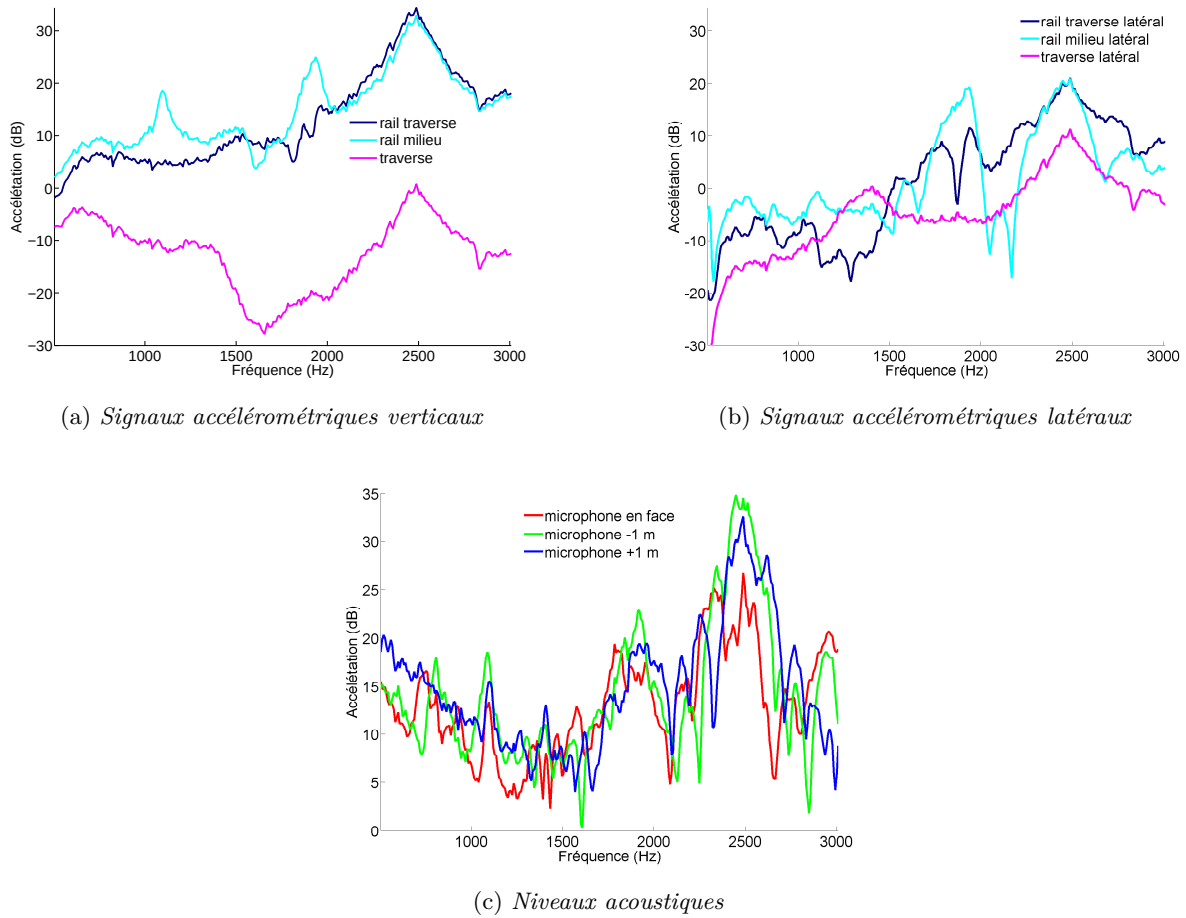


FIGURE 4.14 – Représentations fréquentielles des signaux accélérométriques en dB (référence :  $1 \text{ m.s}^{-2}$ ) pour les accéléromètres sur le rail, au dessus de la traverse et en milieu de traverse, et sur la traverse selon (a) les directions verticale, (b) latérale, et (c) des niveaux acoustiques (référence :  $2 \times 10^5 \text{ Pa}$ ). Le rail est excité par un pot vibrant en bruit blanc situé en milieu de travée.

en bruit blanc. Les accélérations mesurées dans le sens latéral sont négligées.

Les fonctions de cohérence sont tracées en Figure 4.15. Pour les trois microphones, la cohérence estimée est inférieure à 0,5 en dessous de 1000 Hz. Cette cohérence est faible. On peut supposer que d'autres sources acoustiques interfèrent.

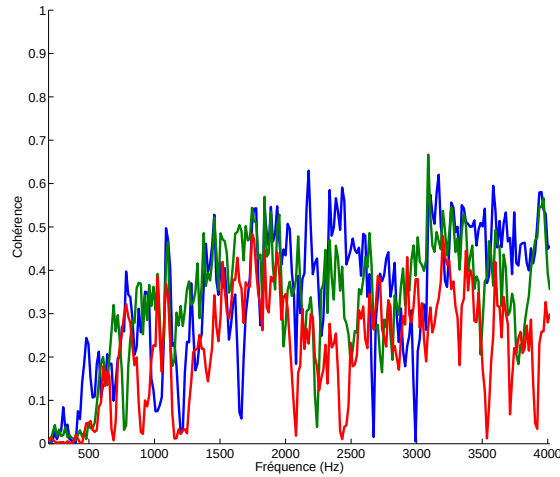


FIGURE 4.15 – Cohérence entre l'accélération mesurée en milieu de travée dans la direction verticale et trois microphones de l'antenne.

### 4.2.4 Caractérisation du rayonnement du rail excité par un pot vibrant par méthode de formation de voie

La formation de voie propose de construire un modèle de source. Comme présenté au chapitre 2, les deux modèles principaux sont la propagation en ondes planes et en ondes sphériques. La formation de voie en ondes planes identifie des angles d'arrivée et est donc adaptée pour la détection de l'angle de rayonnement du rail. L'antenne utilisée est celle dont la géométrie est optimisée. Les deux positions d'excitation sont testées. La formation de voie en ondes planes est d'abord appliquée pour la localisation de l'angle de rayonnement. La formation de voie en ondes sphériques sera utilisée pour la recherche d'éventuelles sources localisées sur le rail.

#### 4.2.4.1 Identification des directions d'arrivée : recherche de l'angle de rayonnement du rail

Sur la Figure 4.16a, le rail est excité en  $x = 0$  m, soit au droit de l'antenne. Sur la Figure 4.16b le rail est excité en  $x = -2$  m, soit à  $30^\circ$  de l'antenne. Selon les simulations (cf Figures 4.9a et 4.9b), l'angle de rayonnement théorique est observable par formation de voie à partir de 400 Hz. Pour réduire l'erreur statistique, 20 moyennes sont réalisées par bande de fréquences. Les cartographies présentent peu d'information sur le rayonnement du rail. L'angle de rayonnement théorique quand le pot est positionné à  $30^\circ$ , Figure 4.16b n'est pas retrouvé. De même, lorsque l'excitation est en face, elle n'est pas localisée sur les cartographies parfaitement à  $0^\circ$ , Figure 4.16a, comme prédit par la simulation.

Les cartographies sont très bruitées aux basses fréquences (200 à 500 Hz). Différentes représentations ont été utilisées (normalisation du niveau pour chaque fréquence, extension de la dynamique des cartographies, etc.) sans apporter d'informations supplémentaires sur la localisation de l'angle théorique ou de l'excitation.

Pour l'excitation harmonique à 1100 Hz, l'estimation de la formation de voie est présentée en Figure 4.17, en trait bleu plein pour l'excitation à  $0^\circ$  et en pointillés rouges pour l'excitation à  $-30^\circ$ . Dans les deux cas, le maximum d'amplitude est localisé aux environs de l'angle de radiation théorique,  $-15^\circ$ , repéré par les tirets noirs.

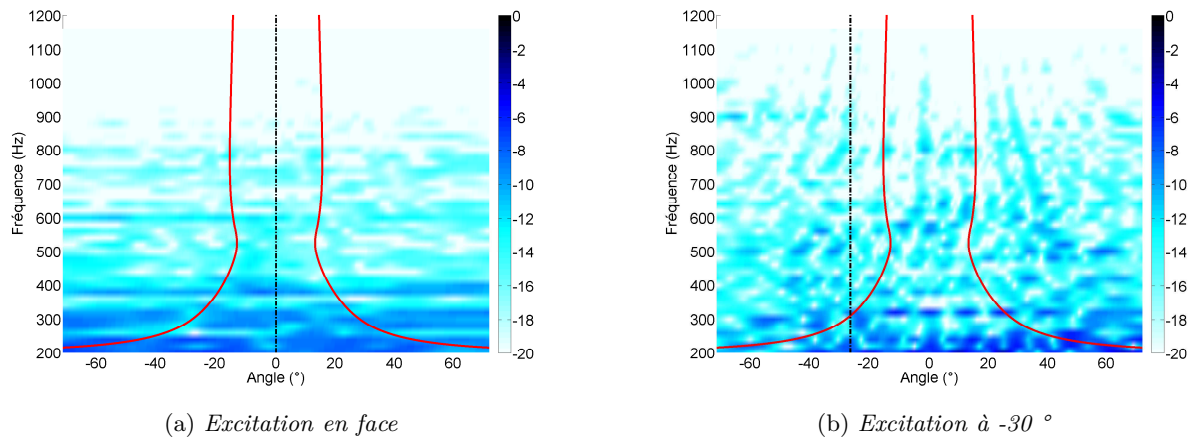


FIGURE 4.16 – Formation de voie pour une propagation en ondes planes, pour une excitation du rail (a) en face et (b) à  $-30^\circ$ . Le trait rouge représente l'angle de rayonnement théorique du modèle et les tirets noirs, la position de l'excitation.

#### 4.2.4.2 Identification des sources monopolaires sur le rail

L'hypothèse de propagation en ondes sphériques est utilisée pour l'identification de sources monopolaires. Cette méthode présentée au chapitre 2 pose l'hypothèse de sources ponctuelles. Les propriétés de l'antenne sont optimisées pour ce modèle de source.

La Figure 4.18 trace le résultat de la formation de voie le long du rail, excité en  $x = 0\text{m}$  en abscisse, en fonction de la fréquence en ordonnée. Les traits verts représentent les emplacements des traverses.

Comme précédemment, des niveaux importants sont présents aux basses fréquences. Le pouvoir de résolution étant dégradé en basses fréquences, des contributions acoustiques du ballast et des traverses sont prises en compte dans la formation de voie le long du rail.

Plusieurs sources sont localisées entre les traverses au niveau de la fréquence *pinned-pinned* (1100 Hz), autour du point d'excitation.

#### 4.2.5 Bilan sur le rayonnement du rail

Cette section présente un modèle de rayonnement du rail. Le modèle fait apparaître un angle de rayonnement privilégié. En simulation, la formation de voie détecte cet angle aux fréquences pour lesquelles le taux d'atténuation des ondes dans le rail n'est pas trop élevé si l'antenne voit l'excitation sous un angle plus grand que l'angle de rayonnement.

Une expérimentation sur voie réelle est conduite avec une antenne 2D optimisée pour la localisation de sources sur les trains au passage. Des performances moindres de cette antenne ainsi qu'un comportement du rayonnement 3D du rail complexe font que l'angle de rayonnement n'est pas retrouvé pour l'excitation par bruit blanc. Pour l'excitation harmonique, l'angle est retrouvé, même quand l'excitation est en face de l'antenne.

Une autre approche devra être mise en place pour fournir des données quantitatives du rayonnement du rail. Deux axes d'études sont à explorer :

- l'antenne 2D optimisée utilisée n'est pas adaptée pour la détection de l'angle de rayonnement. Les antennes linéaires, comme celles proposées par [Kitagawa 2007, Faure 2011] sont plus adaptées ;

## 4.2 Expérimentation pour la détection du rayonnement du rail excité par un pot vibrant

---

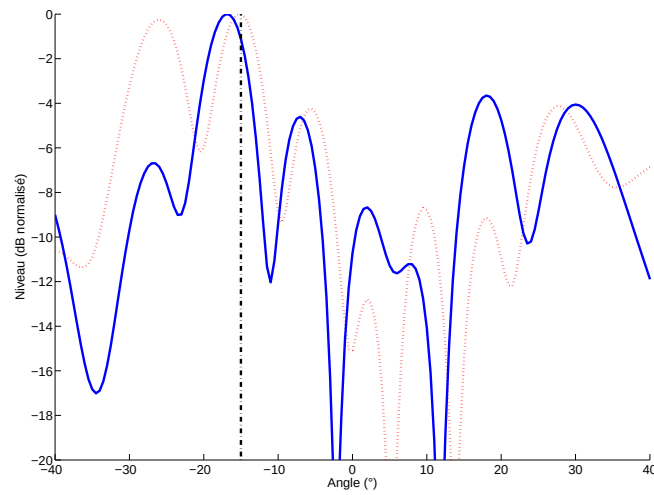


FIGURE 4.17 – Détection de l'angle de rayonnement pour le rail excité en face (trait continu bleu) et à  $-30^\circ$  (pointillés rouges). L'angle de rayonnement théorique est localisé par les tirets noirs.

- le traitement par formation de voie n'est pas optimal. [Faure 2011] propose un traitement pour estimer les paramètres mécaniques du rail.



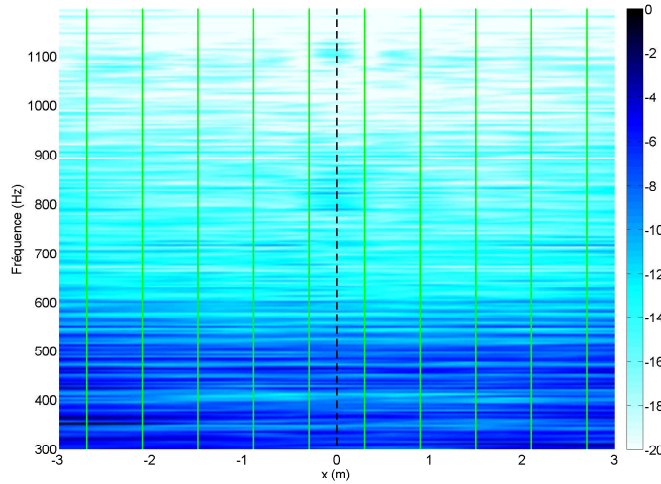


FIGURE 4.18 – Formation de voie en ondes sphériques le long du rail. Le rail est excité en  $x = 0$  m par un bruit blanc et les traverses sont repérées par les traits verts verticaux.

### 4.3 Détection du rayonnement du rail au passage d'un train : séparation des contributions acoustiques de la roue et du rail

La finalité de l'utilisation de la formation de voie pour l'identification du rayonnement du rail est de pouvoir séparer les contributions du rayonnement de la roue et du rail de manière quantitative au passage d'un train.

#### 4.3.1 Signaux accélérométriques et acoustiques au passage d'un train

Les signaux accélérométriques du rail sont mesurés au passage d'un TGV à  $300 \text{ km.h}^{-1}$  par les capteurs présentés dans la section 4.2.1. Les signaux sont transformés dans le domaine fréquentiel par un estimateur de densité spectrale de puissance<sup>1</sup>. Les résultats pour les accéléromètres en milieu de travée, sur la traverse et au dessus de la traverse dans la direction verticale sont tracés en Figure 4.19a. Ces accélérations présentent de nombreuses différences avec celles mesurées au pot vibrant. La fréquence *pinned-pinned* est identifiée comme la principale accélération mesurée, en milieu de travée dans la direction verticale, Figure 4.19a. Les fréquences émergentes à 1800 et 2000 Hz sur l'accéléromètre dans la direction verticale sur le rail n'étaient pas présentes sur les excitations par pot vibrant, on peut supposer qu'elles sont dues au couplage avec la roue [Cigada 2008]. L'accélération de la traverse est considérée comme négligeable. Les accélérations dans la direction latérale, Figure 4.19b, sont 10 dB en dessous de celles mesurées dans la direction verticale. L'accélération dans cette direction sera négligée.

Les signaux acoustiques au passage sont indiqués en Figure 4.19c. Le bruit dû au rail est noyé dans le bruit de passage.

#### 4.3.2 Méthode de filtrage linéaire appliquée entre les traverses

La littérature et les résultats de TWINS, Figure 4.1, identifient la contribution principale du rail aux alentours de 1000 Hz et la contribution principale de la roue à 2000 Hz [Cigada 2008]. À partir de ce constat et des mesures accélérométriques, une méthode de séparation simple peut être

1. Les signaux au passage ne sont pas stationnaires et les résultats ici sont présentés de manière qualitative.



### 4.3 Détection du rayonnement du rail au passage d'un train : séparation des contributions acoustiques de la roue et du rail

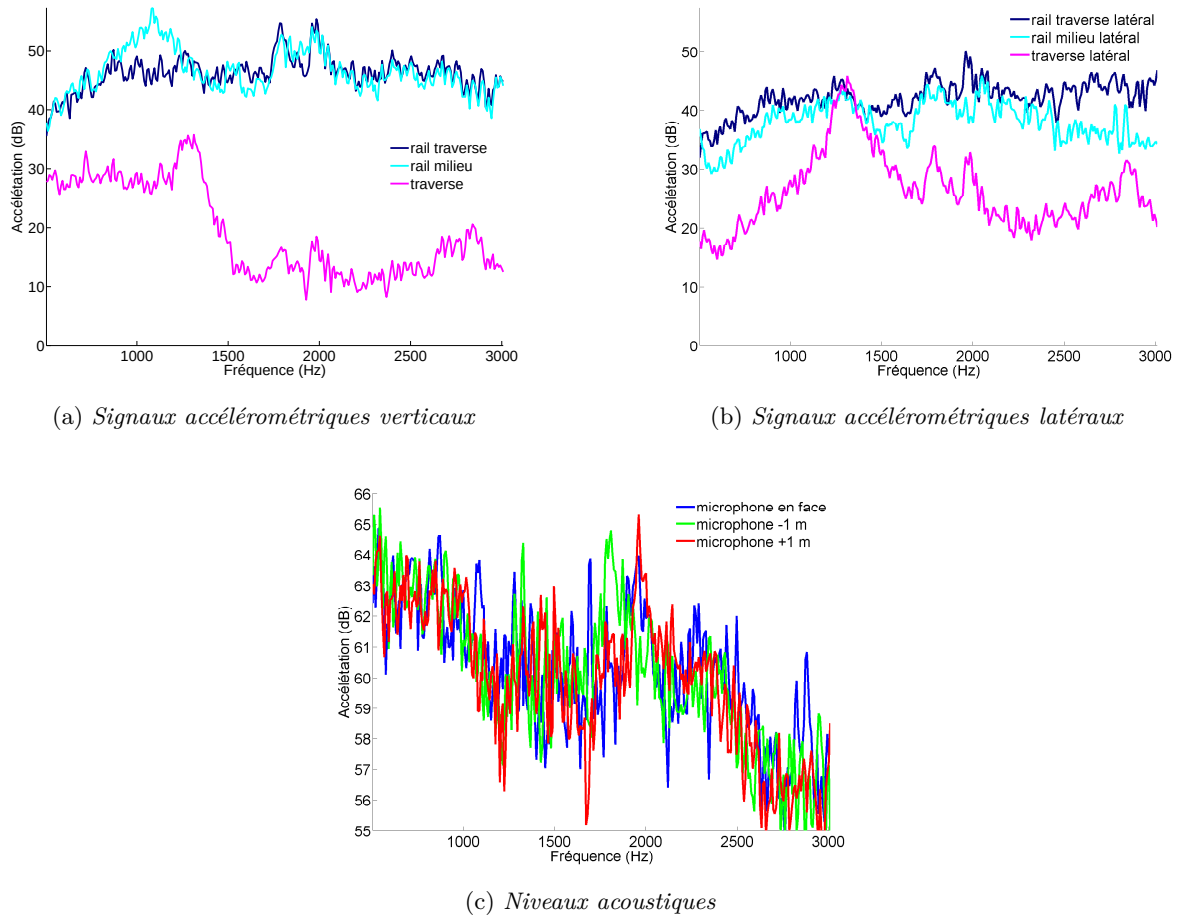


FIGURE 4.19 – Représentations fréquentielles (Densités Spectrales de Puissance) des signaux accélérométriques en dB (référence :  $1\text{ms}^{-2}$ ) des signaux accélérométriques acquis sur le rail au dessus et en milieu de traverse, sur la traverse selon les directions (a) verticale, (b) latérale et (c) des signaux microphoniques (référence :  $2 \times 10^{-5} \text{ Pa}$ ). Les signaux sont obtenus au passage d'un TGV à  $300 \text{ km.h}^{-1}$ .

mise en place.

Nous proposons d'appliquer le traitement par filtrage linéaire en focalisant l'antenne entre les traverses. Théoriquement, le rail devrait rayonner continuellement sur le temps de passage du train et les roues principalement au moment de leur passage devant le lobe principal. En effet, la directivité des roues est très marquée [Thompson 2009]. Ce résultat attendu est présenté sur le schéma de la Figure 4.20. Cette approche simple pose des hypothèses fortes et ignorent les contributions des sources aéroacoustiques au niveau des bogies, présentes principalement entre 500 et 1000 Hz [Mellet 2006].

Les résultats de ce traitement sont présentés sur les Figures 4.21a et 4.21b pour les basses et hautes fréquences. Les passages des roues sur le point de focalisation sont tracés en rouge. Entre 1000 et 1400 Hz, les maxima sont détectés au passage des roues devant l'antenne. Entre chaque roue, une source d'importance moindre est détectée. Par rapport aux hypothèses émises, ceci s'approche du rayonnement du rail théorique présenté sur le schéma de la Figure 4.20. Le rail n'apparaît pas tout à fait comme une source linéique mais rayonne durant le passage du train.

Aux plus hautes fréquences, Figure 4.21b, les sources prépondérantes sont localisées spatialement

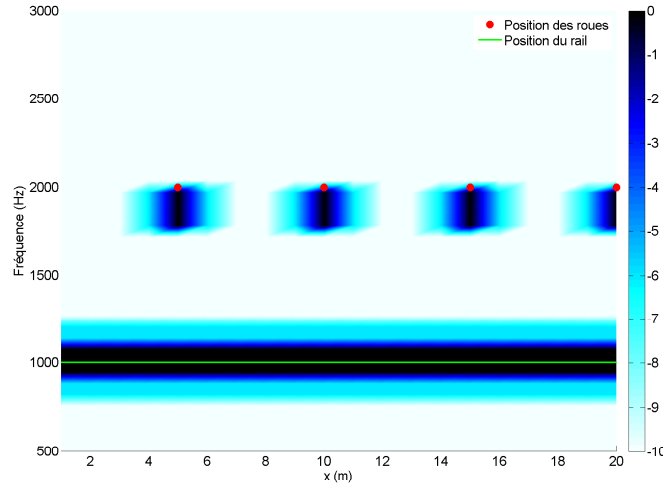


FIGURE 4.20 – Schéma théorique obtenu en sortie de filtrage linéaire appliqué sur l'intertravée au passage d'un train. Les contributions des roues sont localisées par les points rouges et la contribution du rail par le trait vert.

au passage des roues, et nettement séparées, aux alentours de 2000 Hz. Cette gamme de fréquences correspond aux modes rayonnants des roues.

Cette approche simple différencie les contributions des roues et du rail. En sommant les zones de rayonnement identifiées à chaque élément, les niveaux émis par le rail et la roue peuvent être estimés. Pour le rail, on définit

$$E_{rail} = \int_{L_{train}} \int_{800}^{1400} \hat{S}_{rail}(x, f) dx df, \quad (4.17)$$

l'intégrale sur la longueur du train  $L_{train}$  et sur la bande de fréquences [800 1400] Hz comme sa contribution énergétique, et pour la roue

$$E_{roue} = \sum_{N_{roues}} \int_{1800}^{2000} \hat{S}_{rail}(x_{roues}, f) df, \quad (4.18)$$

la somme discrète sur le nombre de roues,  $N_{roues}$ , de l'intégrale sur [1800 2000] Hz, pour chaque passage de roues.  $\hat{S}_{rail}$  est la densité spectrale de puissance (PSD) du signal en sortie de formation de voies focalisée sur le rail. Sur le passage de train présenté ici, le niveau acoustique rayonné par le rail est estimé supérieur de 8 dB par rapport au niveau rayonné par les roues.

Cette méthode reste limitée. En effet les sources aéroacoustiques des bogies et des roues sont prises en compte dans le calcul. Leur rayonnement acoustique s'étend sur une gamme de 500 à 800 Hz et contribue à l'estimation de  $E_{rail}$  surtout à grande vitesse (au delà de 250 km/h).

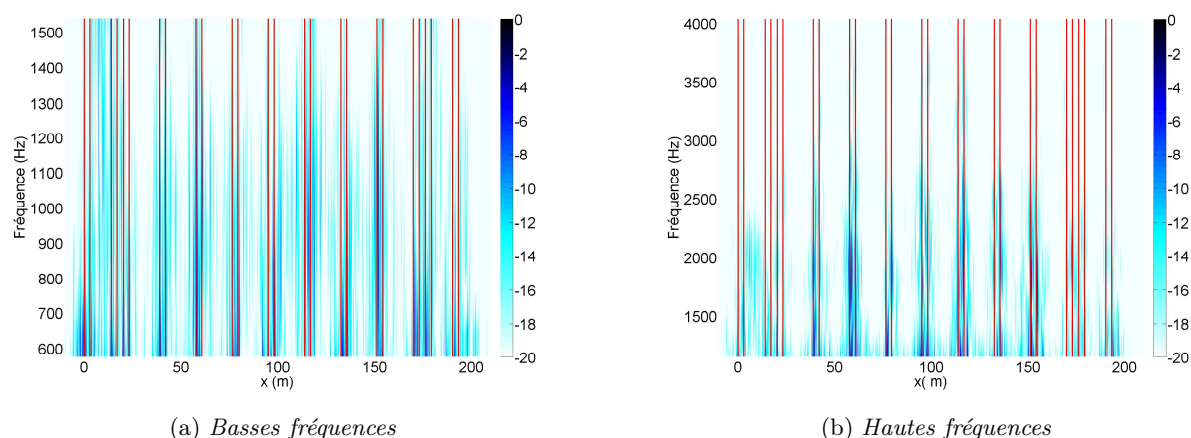


FIGURE 4.21 – Filtrage linéaire focalisé en milieu de travée appliqué au passage d’un train, pour les basses, Figure (a), et hautes fréquences, Figure (b). Les traits rouges verticaux représentent le passage d’une roue devant l’antenne.

## 4.4 Conclusion

Ce chapitre présente un modèle simple de rayonnement de rail, indiquant un angle de rayonnement privilégié. Suite à une campagne de mesure sur voie LGV, nous montrons que les résultats de la simulation diffèrent de ceux de la mesure. Les différences peuvent être dues à un rapport signal/bruit trop faible, comme le montrent les fonctions de cohérence. Nous proposons une méthode simple de séparation des contributions acoustiques de la roue et du rail en situation de roulement en utilisant cette antenne.

Des zones spatio-fréquentielles des contributions de la roue et du rail, au passage d’un train sont définies suite aux observations des mesures, de résultats de modèles plus complets (TWINS) et de la littérature. Le traitement par filtrage linéaire permet de retrouver ces contributions dans les zones théoriques et des indicateurs de niveau sont mis en place.

Cette méthode reste limitée par le pouvoir de résolution de l’antenne, plus faible aux basses fréquences. Nous proposons une adaptation pour les sources en mouvement de la déconvolution au chapitre suivant pour palier cette limite. Cette méthode améliore les résultats du filtrage linéaire et est donc cohérente avec les hypothèses de séparation de la roue et du rail présentées dans ce chapitre.



# Déconvolution pour les sources en mouvement

---

L'utilisation de la formation de voie est limitée par deux aspects :

- les lobes secondaires récupèrent de l'énergie dans les directions pour laquelle l'antenne n'est pas focalisée ;
- la résolution dépend de la fréquence.

Ce chapitre présente plusieurs approches développées pour réduire ou supprimer ces limitations. La méthode de déconvolution consiste à supprimer les effets du diagramme de directivité de l'estimation obtenue par formation de voie. Un algorithme de déconvolution, DAMAS, est présenté en particulier puis adapté pour prendre en compte l'effet Doppler. Cet algorithme est testé pour des cas simulés et pour des passages de trains mesurés.

## 5.1 Les traitements d'antenne pour les résultats quantitatifs

Les méthodes adaptatives, comme [Capon 1969], ont été développées pour fournir des résultats de traitement d'antenne quantitatifs avec une meilleure résolution que la formation de voie classique. Ces méthodes sont sensibles au bruit de mesure et peu robustes pour être appliquées au cas des sources en mouvement [Poisson 1995].

La focalisation bayésienne, proposée dans [Antoni 2010], décrit le problème d'imagerie sous la forme probabiliste. Le vecteur de propagation est optimisé ; dans le cas d'une source en champ lointain, la focalisation bayésienne a pour solution la formation de voie.

D'autres méthodes s'intéressent à déconvoluer l'effet de l'antenne pour remonter aux valeurs réelles des sources. CLEAN [Högbom 1974] est un algorithme de nettoyage des cartographies, visant à supprimer l'influence des lobes secondaires. CLEAN se base sur l'hypothèse que le maximum de la formation de voie sur un plan de focalisation correspond à la position d'une source. La contribution de cette source est nettoyée de la cartographie. Par un système d'itérations, cette opération est réalisée pour chaque maximum local, du plus important au moins important. L'approche reste limitée à des sources ponctuelles. L'implémentation CLEANSC prend en compte la cohérence spatiale et permet de retrouver des sources étendues [Sijtsma 2007]. Dans [Wang 2004], l'algorithme CLEANWB (pour clean wide band) est présenté pour la localisation de sources large bande.

Brooks et Humphreys [Brooks 2006] ont proposé la méthode de déconvolution pour améliorer à la fois la résolution de l'antenne et supprimer l'influence des lobes secondaires, sans poser d'hypothèse sur le placement des sources. Le traitement par déconvolution généralise la méthode CLEAN à chaque point de focalisation du maillage et non plus aux maxima. Cette méthode, DAMAS (*deconvolution approach for the mapping of acoustic sources*), est basée sur l'algorithme itératif de Gauss-Seidel et est coûteuse en temps de calcul. En effet, la déconvolution doit être effectuée pour chaque maille du plan de reconstruction. Les algorithmes DAMAS2 et DAMAS3 [Dougherty 2005] ont été développés respectivement, pour améliorer le temps de calcul et pour réduire le nombre d'itérations. La déconvolution peut se réaliser en utilisant d'autres méthodes d'inversion matricielle comme l'algorithme de Lucy-Richardson [Pascal 2007].

[Suzuki 2011] présente une étude comparative entre les formations de voie dipolaire et monopolaire,

CLEAN, DAMAS2, et une nouvelle méthode appelée la formation de voie inverse appliquées à cinq cas tests : un monopôle, une source linéique, un dipôle, un dipôle et un monopôle incohérents et, enfin, un dipôle et un monopôle cohérents. Les résultats des traitements d'antennes sont comparés entre eux. La formation de voie inverse fournit les meilleurs résultats, notamment en séparant les contributions dipôlares des contributions monopôlares. Les cartographies obtenues à partir de la méthode DAMAS2 sont très proches de celles obtenues par formation de voie inverse, mais sont obtenues en un temps de calcul plus long.

Dans le cas des sources en mouvement, [Guérin 2006] et [Guérin 2008] s'intéressent à l'application de la déconvolution pour des sources au passage. Un algorithme est proposé en considérant un plan de focalisation dans lequel les sources passent, l'application visant les sources de bruit d'un avion. L'algorithme est testé et validé en simulation pour une source harmonique au passage. Dans [Fleury 2011], les méthodes DAMAS, DAMAS2, CLEAN et CLEANSC sont généralisés pour la prise en compte des sources en mouvement, toujours pour l'application sur des passages d'avions. Les résultats obtenus par DAMAS, DAMAS2 et CLEANSC présentent une nette amélioration des cartographies : les sources sont localisées au pixel près et les niveaux sont mieux estimés. Cependant, ces méthodes ont été développées dans le contexte de passage d'avions où les conditions de mesures sont différentes : la distance entre le passage de l'avion et l'antenne est suffisamment grande pour avoir une image entière de l'avion. Dans le cas du ferroviaire, seule la portion de train en face de l'antenne peut être cartographiée. Nous proposons d'adapter la méthode DAMAS à ces conditions.

## 5.2 Déconvolution itérative

La déconvolution désigne l'opération inverse au produit de convolution. Dans le cas de la formation de voie, la matrice de convolution est connue *a priori*. L'opération inverse est réalisée par des méthodes numériques et dans DAMAS en utilisant l'algorithme de Gauss-Seidel.

### 5.2.1 Principe de l'algorithme de Gauss-Seidel

Pour une fréquence  $f$ , la formation de voie focalisée en  $n$  s'écrit dans le domaine de Fourier comme

$$\hat{S}_n = \sum_{i=1}^{N_s} D_{ni} S_i, \quad (5.1)$$

avec  $D_{ni}$  la réponse de l'antenne focalisée en  $n$  pour une source  $s$  située en  $i$ . Pour un ensemble de sources  $N_s = N_x \times N_z$  dans le plan de focalisation, le problème s'écrit sous la forme matricielle

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{D}\mathbf{s}, \quad (5.2)$$

où  $\hat{\mathbf{s}}$  et  $\mathbf{s}$  sont de dimension  $[N_s \times 1]$  et  $\mathbf{D}$  est une matrice de dimension  $[N_s \times N_s]$  et contient la réponse de l'antenne pour chaque point de focalisation  $n$  dans le cas d'une source ponctuelle unitaire se trouvant au point  $i$ . Si  $\mathbf{h}_i$  est la pression de la source unitaire au point  $i$  sur les microphones de l'antenne, et  $\mathbf{w}_n$  le vecteur de pointage correspondant à une focalisation de l'antenne sur le point  $n$ ,

$$D_{ni} = |\mathbf{w}_n^T(f) \mathbf{h}_i(f)|^2 \quad (5.3)$$

est la réponse en puissance de la formation de voie dans cette situation. Ainsi, chaque élément de  $\hat{\mathbf{s}}$  correspond à la sortie de la formation de voies pour un point de focalisation, soit la contribution de chaque source  $S_i$  convoluée par la réponse de l'antenne.

Les caractéristiques des sources sont accessibles en inversant la matrice  $\mathbf{D}$  :

$$\mathbf{s} = \mathbf{D}^{-1} \hat{\mathbf{s}}. \quad (5.4)$$

## 5.2 Déconvolution itérative

---

Cependant,  $\mathbf{D}$  est de taille trop importante pour être inversée directement. Plusieurs méthodes d'inversion numériques existent ; nous utilisons un algorithme de Gauss-Seidel pour remonter à la puissance des sources  $\mathbf{s}$ . L'équation 5.1 permet d'écrire

$$S_n = \frac{1}{D_{nn}}(\hat{S}_n - \sum_{i=1}^{n-1} D_{ni}S_i - \sum_{i=n+1}^{N_s} D_{ni}S_i). \quad (5.5)$$

$S_i$  est inconnu. En implémentant un système d'itération, l'estimation de  $\mathbf{s}$  s'améliore [Golub 1996]. Ainsi à l'itération  $k$ , la solution vaut

$$S_n^k = \frac{1}{D_{nn}}(\hat{S}_n - \sum_{i=1}^{n-1} D_{ni}S_i^k - \sum_{i=n+1}^{N_s} D_{ni}S_i^{k-1}) ; \quad (5.6)$$

posons arbitrairement  $\mathbf{s}^0 = \hat{\mathbf{s}}$ , l'algorithme converge grâce à l'injection de la valeur de la solution calculée lors de la boucle en cours dans la correction à apporter.  $S_n^k$  est calculé avec les éléments déconvolués au cours de l'itération  $k$  pour  $i < n$  et d'éléments de l'itération précédente pour  $i > n$ . Tous les points du plan  $n$  sont balayés.

Dans la méthode DAMAS, la déconvolution est réalisée par l'algorithme d'inversion matricielle de Gauss-Seidel. La convergence de l'algorithme de Gauss-Seidel n'est assurée que pour des matrices définies positives ou à diagonale dominante, ce qui n'est pas toujours vérifié dans notre cas. Pour forcer la convergence, la déconvolution est réalisée en énergie et toutes les valeurs négatives trouvées sont mises à zéro, car non physiques.

La programmation de la déconvolution est décrite dans l'algorithme 1. L'algorithme tourne tant que la condition de fin, ici un nombre  $K$  d'itérations, n'est pas atteinte.  $\sigma$  est la correction d'amplitude à appliquer. Pour satisfaire les conditions de convergence, l'algorithme travaille sur des grandeurs énergétiques, c'est-à-dire qu'il suppose que les sources en chaque point du maillage sont indépendantes et que leur contribution est proportionnelle à la somme de leur puissance. Cette hypothèse est en partie vérifiée dans des situations industrielles pour des sources distinctes, mais ce n'est pas le cas pour des sources étendues et pour les points dans la zone du lobe principal. L'opération de déconvolution permet d'améliorer dans ce cas la résolution de la formation de voies mais avec une mauvaise estimation des niveaux.

La Figure 5.1b présente les résultats déconvolués après 50 itérations de la Figure 5.1a pour quatre

---

### Algorithme 1 Algorithme de déconvolution des signaux issus de formation de voie.

---

```
%initialisation de l'algorithme
Calcul de  $\mathbf{D}$ 
 $\mathbf{s}^0 = \hat{\mathbf{s}}$ 
 $k = 1$ 
tant que  $k < K$  faire
  pour  $n = 1$  à  $N_s$  faire
     $\sigma = 0$ 
    pour  $i = 1$  à  $n - 1$  faire
       $\sigma = D_{ni} \times S_i^k + \sigma$ 
    pour  $i = n + 1$  à  $N_s$  faire
       $\sigma = D_{ni} \times S_i^{k-1} + \sigma$ 
     $S_n^k = \frac{1}{D_{nn}}(\hat{S}_n - \sigma)$ 
    si  $S_n^k < 0$  alors
       $S_n^k = 0$ 
   $k = k + 1$ 
```

---

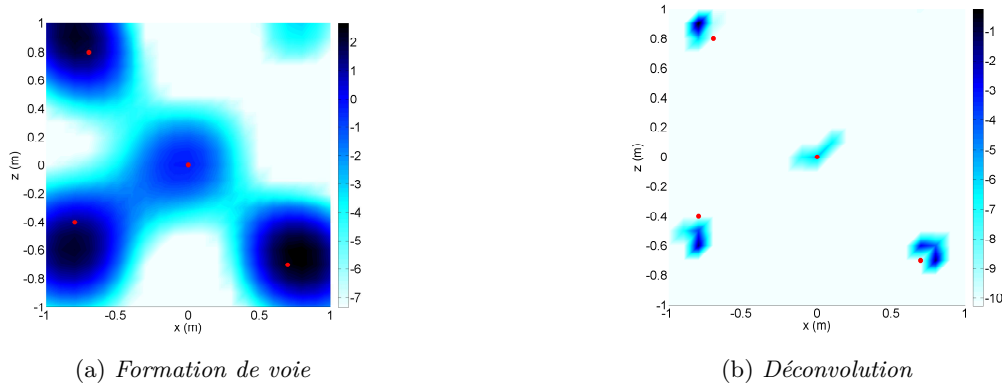


FIGURE 5.1 – Comparaison entre les résultats de (a) la formation de voie et (b) sa déconvolution, pour trois sources harmoniques à 800 Hz, repérées par les points rouges, pour l’antenne en étoile.

sources harmoniques ponctuelles à 800 Hz avec l’antenne en étoile. L’erreur d’estimation de niveau est aussi légèrement corrigée, l’erreur est alors inférieure au dB. Cependant les sources semblent être décalées d’une maille.

### 5.2.2 Convergence de l’algorithme

L’algorithme nécessite plusieurs itérations. Pour valider la convergence au fil des itérations, l’erreur relative est définie comme la valeur absolue de la différence entre le vecteur de la formation de voie et le vecteur des sources déconvoluées à nouveau convolué par le diagramme de directivité de l’antenne, divisée par le vecteur de la formation de voie. Pour l’itération  $k$ , l’erreur relative est

$$E^k = \frac{|\hat{\mathbf{s}} - \mathbf{D}\mathbf{s}^k|}{|\hat{\mathbf{s}}|}. \quad (5.7)$$

Il s’agit d’un indicateur de la qualité du nettoyage effectué par la déconvolution. S’il tend vers 0, la différence entre l’estimation de la formation de voie réelle et l’estimation de la formation de voies sur les sources déconvoluées est nulle.

Dans le cas présenté ci-dessus, après quelques itérations l’erreur est négligeable (de l’ordre de  $10^{-14}$ ). L’algorithme converge rapidement vers une solution. Sur la Figure 5.2, la cartographie de  $\mathbf{D}\mathbf{s}^k$ , pour  $k = 50$ , est tracée. Il n’y a pas de différence visible avec la cartographie issue de la formation de voie, Figure 5.1a.

### 5.2.3 Conclusion

La déconvolution est une méthode pour remonter aux valeurs quantitatives des sources. Cette méthode est dite aveugle, elle ne pose pas d’*a priori* sur l’existence des sources, contrairement à la méthode CLEAN.

La déconvolution permet de remonter à une estimation quantitative des sources :

- le pouvoir de résolution du traitement est de l’ordre de la maille ;
- les effets de lobes secondaires sont supprimés.

Cependant, des limitations importantes, liées à l’approche numérique, sont à prendre en compte dans l’application du traitement. Dans un premier temps, les conditions d’applications de l’algorithme de Gauss-Seidel ne sont pas forcément optimales et imposent de travailler avec des



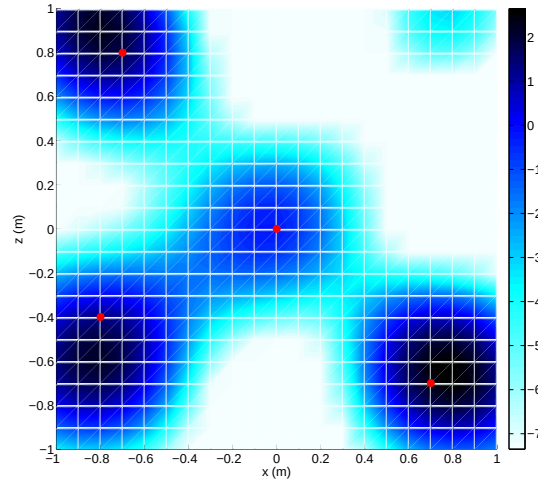


FIGURE 5.2 – Cartographie de  $\mathbf{D}\mathbf{s}^k$  pour  $k = 50$ .

vecteurs d'énergie de sources. Cette contrainte entraîne une mauvaise restitution des sources étendues spatialement.

L'application dépend aussi de la géométrie de l'antenne et du conditionnement de la matrice  $\mathbf{D}$ . Des critères de qualité sur la géométrie d'antenne pourront être introduits et faire l'objet d'optimisation en appliquant l'algorithme du chapitre 3.

## 5.3 La déconvolution pour des sources en mouvement

La méthode de déconvolution a montré son efficacité pour la caractérisation de sources en améliorant la résolution et en diminuant le biais d'estimation du niveau des sources. Nous proposons de l'adapter pour les sources en mouvement.

Nous proposons de déconvoluer les traitements réalisés par le filtrage linéaire.

### 5.3.1 Problème direct du filtrage linéaire

En sortie de filtrage linéaire,  $\hat{\mathbf{S}}$  est un assemblage de matrices de dimension  $[N_x \times N_z \times N_f]$  où  $N_x$  représente le nombre d'échantillons suivant  $\vec{x}$ , lié à la longueur du train,  $N_z$  le nombre d'échantillons dans la dimension  $\vec{z}$  et  $N_f$  le nombre de fréquences d'observation. Pour chaque fréquence, le nombre de sources est  $N_s = N_x \times N_z$ .

La source en mouvement passe dans le diagramme de directivité de l'antenne focalisée en face à l'instant  $\tau$ , comme présenté en Figure 5.3. Le signal temporel de la formation de voie est représenté dans un plan temps fréquence. L'image de la source est alors modulée par l'effet Doppler et filtrée par le diagramme de directivité, comme présenté sur la Figure 5.4 ; le produit de convolution s'écrit

$$\hat{\mathbf{s}}_\tau = \tilde{\mathbf{D}}_n \mathbf{s} \quad (5.8)$$

où  $\tilde{\mathbf{D}}_n$  est la matrice de passage soumise à l'effet Doppler.

Deux différences sont introduites par rapport à la convolution des sources fixes. D'abord, le filtrage linéaire ne s'intéresse qu'à une partie des sources au droit de l'antenne à l'instant  $\tau$  :  $\mathbf{s}_\tau$ . En fait, le passage du train devant cette ligne de focalisation permet d'estimer l'ensemble des sources à chaque échantillon. Ensuite, les sources sont en mouvement, cela signifie que leurs

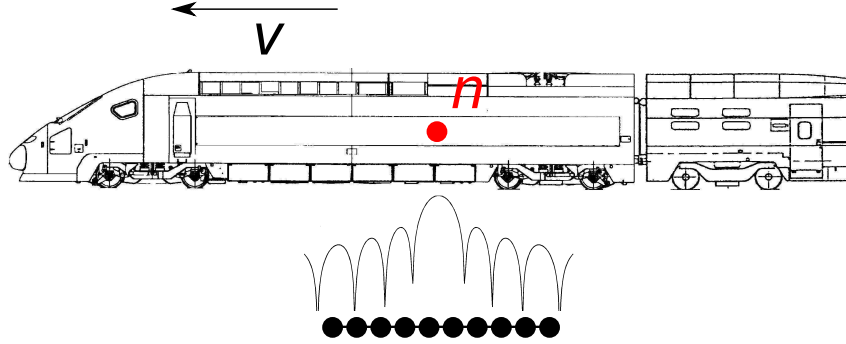


FIGURE 5.3 – Schéma d'application du filtrage linéaire.

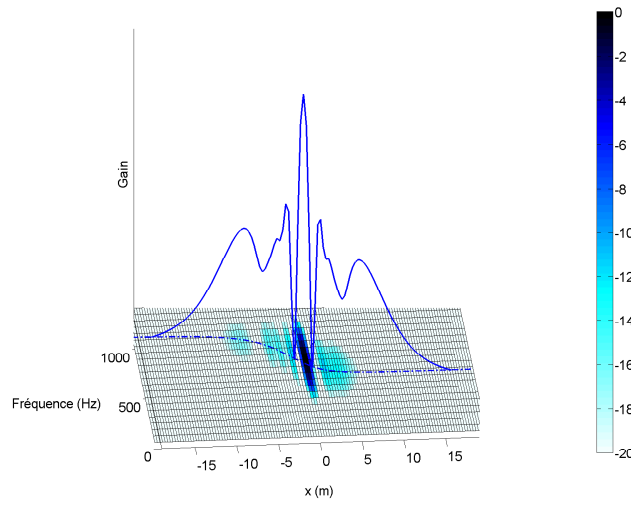


FIGURE 5.4 – Influence du diagramme de directivité sur la caractérisation d'une source harmonique au passage.

fréquences et leurs amplitudes sont modulées selon la loi Doppler.

### 5.3.1.1 Calcul de $\tilde{\mathbf{D}}$

La matrice de convolution  $\tilde{\mathbf{D}}$  pour une source  $i$  et une antenne focalisée en  $n$  est soumise à l'effet Doppler. Son terme général  $\tilde{D}_{ni}$  s'écrit alors :

$$\tilde{D}_{ni} = |TFCT\{\mathbf{w}_n^T(t) * \mathbf{h}_i(f_r, t)\}|^2 \quad (5.9)$$

avec  $TFCT\{\}$  la transformée de Fourier à court terme avec une fenêtre de Hann,  $\mathbf{h}_i(f_r, t)$  le vecteur des pressions sur les microphones pour une source mobile unitaire située en un point  $i$  et de fréquence d'émission  $f_r$ . Dans l'équation 5.9,  $*$  représente le produit de deux vecteurs dans lequel le produit (simple) des éléments est remplacé par leur produit de convolution.  $\mathbf{w}_n(t)$  est le vecteur de pointage sur le point  $n$  introduit au chapitre 2 dont les composantes s'écrivent :

$$w_{nm}(r_{nm}(t), t) = \frac{1}{4\pi r_{nm}(t)(1 - M \cos(\beta_{nm}(t)))^2} \delta(t + r_{nm}(t)/c). \quad (5.10)$$

### 5.3 La déconvolution pour des sources en mouvement

Ici,  $\beta_i = 0^\circ$ , car l'antenne est focalisée au droit. La réponse de l'antenne focalisée en  $n$  pour la source  $i$  s'écrit alors :

$$\tilde{D}_{ni} = \left| \sum_{m=1}^M \frac{\exp(j2\pi f_i \frac{r_{nm}-r_{im}}{c})}{\Xi_n} \right|^2 \quad (5.11)$$

avec

$$f_i = \frac{f_r}{1 - M \frac{x_i}{\sqrt{x_i^2 + R^2}}} \quad (5.12)$$

où  $x_i$  est l'abscisse relative de  $S_i$  par rapport au droit de l'antenne, et  $\Xi_n$  une variable de normalisation.

Au delà d'une certaine limite, et pour une dynamique donnée, les sources n'ont plus d'influence sur le diagramme espace-fréquence de la Figure 5.4. On définit la ligne d'horizon  $L_h$ , propre à chaque antenne et pour chaque fréquence centrale d'analyse. Pour simplifier les expressions,  $L_h$  est exprimé en nombre d'échantillons. Pour l'estimation de la source en  $\tau$ , les contributions des sources situées au delà de  $\tau + L_h$  et en deçà de  $\tau - L_h$  sont négligées car affaiblies par l'éloignement (dispersion géométrique) et captées par les lobes secondaires de faibles amplitudes.

#### 5.3.1.2 Déconvolution des sources au passage

Pour une fréquence d'observation  $f_0$ , une fenêtre d'observation spatiale est définie ; cette fenêtre est alors centrée sur l'échantillon  $\tau$  et a une largeur de  $2 \times L_h + 1$  échantillons et une hauteur de  $N_z$  échantillons. Cette fenêtre est appliquée à  $\hat{\mathbf{S}}$  pour extraire les valeurs d'étude. Cependant, suivant la position des sources à gauche et à droite de l'échantillon central, les éléments aux fréquences  $f_i$ , équation 5.12, sont sélectionnés pour tenir compte de la modulation Doppler. Un ensemble de  $N_s$  sources  $S_i$  soumises à l'effet Doppler est alors obtenu et réorganisé en un vecteur  $\hat{\mathbf{S}}_T$  de dimension  $[1 \times N_s]$  avec  $N_s = N_z \times (2 \times L_h + 1)$ . Les sources de ce vecteur situées à l'échantillon  $\tau$  sont désignées par le vecteur  $\hat{\mathbf{s}}_n$ , qui extrait les éléments de  $\hat{\mathbf{S}}_T$  d'indices  $n \in [L_h \times N_z; (L_h + 1) \times N_z]$  et  $\hat{\mathbf{s}}_n$  est de dimension  $[1 \times N_z]$ . Ce principe d'indexation des éléments sources est illustré en Figure 5.5. Les éléments encadrés en rouge dans  $\hat{\mathbf{S}}$  sont récupérés pour construire  $\hat{\mathbf{S}}_i$ . En effet, dans notre étude, le plan espace-fréquence est discret avec une résolution faible. Les fréquences  $f_i$  sont approximées aux fréquences les plus proches du plan. Cette approximation présente une limitation, sur la Figure 5.5, l'énergie de la fréquence centrale d'émission peut être répartie sur plusieurs raies fréquentielles.

En posant  $\mathbf{s}_i^0 = \hat{\mathbf{s}}_i$ , une itération de l'algorithme de Gauss-Seidel ( $k = 1$ ) est réalisée pour toutes les valeurs de  $n$  :

$$S_n^k = \frac{1}{D_{nn}} (\hat{S}_\tau - \sum_{i=n+1}^{N_s} \tilde{D}_{ni} S_i^{k-1} - \sum_{i=n+1}^{N_s} \tilde{D}_{ni} S_i^k). \quad (5.13)$$

À chaque incrémentation de  $n$ ,  $S_n^k$  est indexé dans  $\mathbf{S}_i^k$ , ainsi comme dans la déconvolution l'estimation s'améliore. Une fois la ligne déconvoluée, La fenêtre spatiale est alors décalée  $\tau = \tau + 1$  et le processus est recommencé : les sources précédemment localisées en face (soit  $\tau - 1$ ) sont injectées dans  $\mathbf{S}_i^k$ . Tout le train est balayé de cette manière puis l'indice de Gauss Seidel est incrémenté.

Le déroulement de l'algorithme est alors présenté sur la Figure 5.6. La première étape consiste à réaliser le fenêtrage spatial et fréquentiel et à créer le vecteur des sources soumises à l'effet Doppler. Une itération est réalisée sur la ligne centrale. La fenêtre est décalée sur l'échantillon suivant et le vecteur source est à nouveau construit. Tout le train est balayé par cette fenêtre, puis la fréquence est incrémentée. L'indice de Gauss-Seidel est incrémenté en dernier pour que l'image soit toujours à la même itération pour une fréquence donnée

L'algorithme est appliqué sur un exemple de trois sources harmoniques à 750 Hz se déplaçant à la vitesse de 320 km/h. Le traitement par filtrage linéaire produit la cartographie de la Figure 5.7a. Le

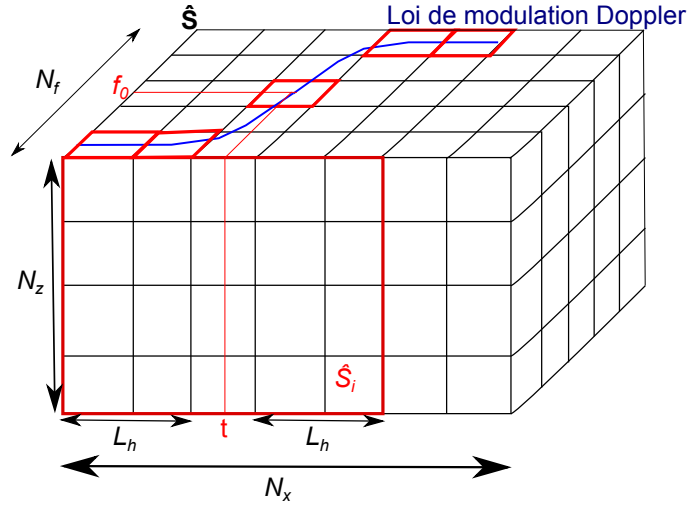


FIGURE 5.5 – Les éléments  $\hat{S}_i$  sont sélectionnés dans  $\hat{S}$  dans la fenêtre spatiale et à la fréquence la plus proche de la loi de modulation de l'effet Doppler. Par exemple, les éléments encadrés en rouge sont sélectionnés et organisés dans le vecteur  $\hat{S}_T$ .

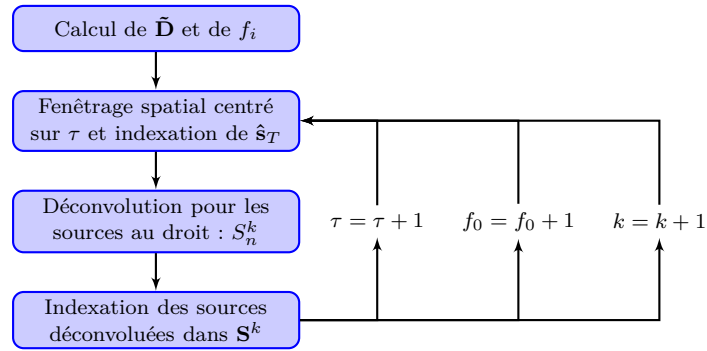


FIGURE 5.6 – Déroulement de l'algorithme de déconvolution pour une source au passage.

traitement par déconvolution des sources en mouvement fournit la cartographie de la Figure 5.7b, avec 10 itérations. Les sources fantômes sont supprimées grâce à la méthode de déconvolution. L'erreur commise sur l'estimation de l'amplitude par rapport à la source de référence est de 2 dB.

En traçant le diagramme spatio-fréquentiel sur la hauteur de passage de la source à 0 m pour le filtrage linéaire, Figure 5.8a, et pour la déconvolution au passage, Figure 5.8b, la modulation Doppler est supprimée.

La simulation est réalisée pour une source de bruit centré sur 800 Hz et de largeur de bande de 200 Hz se déplaçant à 320 km/h. Le spectre émis par la source est tracé en pointillés rouges sur la Figure 5.9. Le spectre estimé par la déconvolution au passage est tracé en trait bleu continu, normalisé par rapport au niveau de la source. Le niveau estimé est proche du niveau de la source. La bande passante de l'estimation est sensiblement plus importante que celle de la source réelle. Ce problème pourrait s'expliquer par la discrétisation du plan espace-fréquence qui impose d'approximer la modulation Doppler à la fréquence la plus proche.

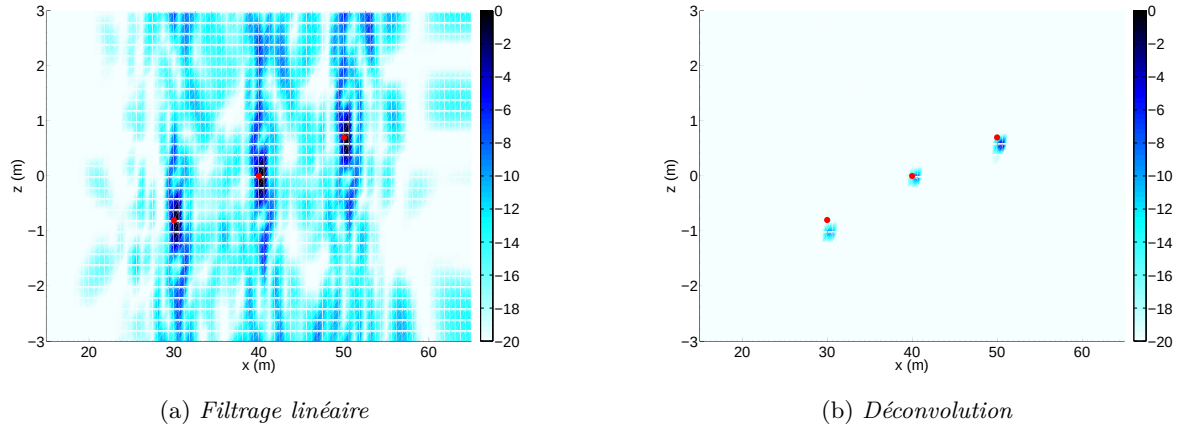


FIGURE 5.7 – Comparaison entre les cartographies obtenues par (a) filtrage linéaire et par (b) déconvolution pour trois sources harmoniques à 600 Hz se déplaçant à 300 km/h. L'antenne optimisée en  $c_{iso}$  est utilisée.

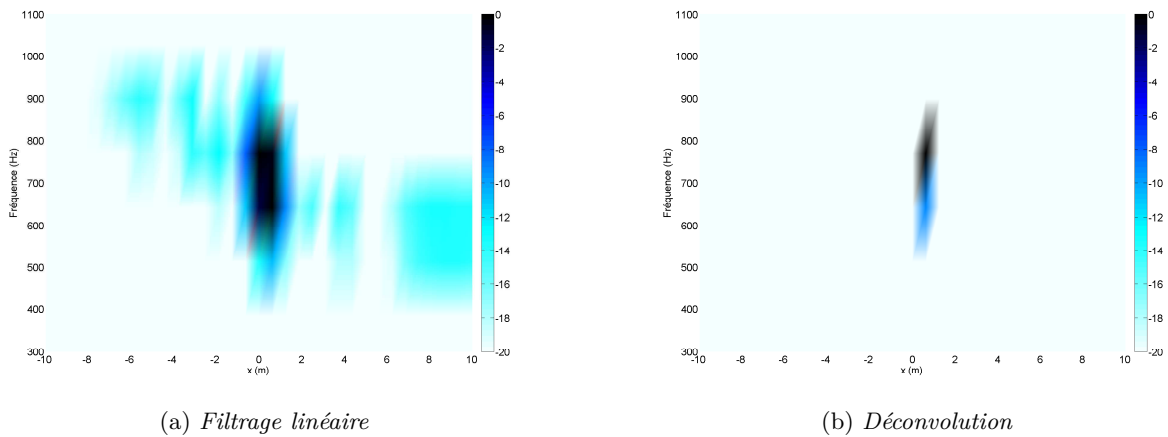


FIGURE 5.8 – Comparaison entre les résultats de (a) la formation de voie et (b) sa déconvolution sur le diagramme temps-fréquence d'une source harmonique à 750 Hz à la vitesse de 310 km/h.

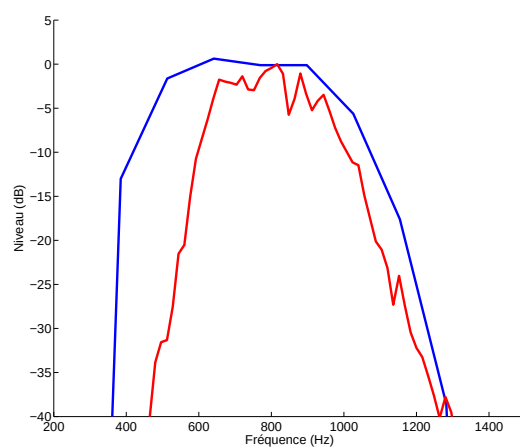


FIGURE 5.9 – Le spectre émis par une source large bande est tracé en pointillés rouges et le spectre estimé par la déconvolution au passage est tracé en trait bleu continu.

### 5.4 Application aux mesures

La méthode de déconvolution des sources en mouvement, précédemment introduite, est appliquée à des mesures de train au passage. D'abord pour la source de bruit embarquée, présentée au chapitre 2, la déconvolution au passage est appliquée avec l'antenne en étoile.

La méthode est appliquée sur une motrice et un bogie de TGV avec l'antenne optimisée pour la dédopplerisation. Les résultats sont comparés avec ceux obtenus par les méthodes de filtrage linéaire et de dédopplerisation.

#### 5.4.1 Source embarquée sur un TGV

Les mesures sur la source embarquée sur un TGV, introduite au chapitre 2, sont traitées avec la déconvolution au passage. Les Figures 5.10a, 5.10b présentent les résultats obtenus par les méthodes de filtrage linéaire et dédopplerisation. La source est repérée par le point rouge. La source est localisée à  $\pm 1$  m selon  $\vec{x}$  et 2 m selon  $\vec{z}$ . La cartographie obtenue par déconvolution au passage est tracée en Figure 5.10c. La résolution est très significativement améliorée. La localisation de la source est alors de l'ordre de la maille.

#### 5.4.2 Comparaison qualitative de cartographies

La déconvolution au passage est appliquée au passage d'un TGV. Les cartographies et un bogie sont comparées avec celles obtenues par filtrage linéaire et dédopplerisation pour les fréquences de 1289 Hz et de 2052 Hz pour la motrice de TGV. Pour la méthode de dédopplerisation, les pas d'analyse  $\Delta_x$  et  $\Delta_z$  sont identiques : de 0,5 m pour les cartographies de motrice et 0,1 m pour la cartographie du bogie. Pour le filtrage linéaire et la déconvolution au passage,  $\Delta_x$  vaut 0,6 m à 1289 Hz et 0,3 m à 2052 Hz et  $\Delta_z = 0,5$  m.

À la fréquence 1289 Hz, la dédopplerisation identifie, sur la cartographie de la Figure 5.11a, les persiennes comme la principale source de bruit. La première roue est encore une source importante. Sur les Figures 5.11b et 5.11c le pas spatial est de 0,6 m. La plupart des sources créées par le filtrage linéaire sont supprimées par la déconvolution au passage. Les principales sources de bruit sont localisées au niveau des roues. Il semblerait que l'influence des persiennes soit sous-estimée par la méthode de la déconvolution au passage.

Sur les Figures 5.12a, 5.12b et 5.12c sont tracées les cartographies de la motrice de TGV à la fréquence de 2052 Hz, obtenues respectivement par les méthodes de dédopplerisation, filtrage linéaire et déconvolution. Les résolutions spatiales sont de  $\Delta_z = 0,5$  m et  $\Delta_x = 0,5$  m pour la Figure 5.12a et de  $\Delta_z = 0,3$  m et  $\Delta_x = 0,5$  m pour les Figures 5.12b et 5.12c. Sur ces Figures, la principale source est identifiée sur la sixième roue du train. Les trois méthodes fournissent la même cartographie.

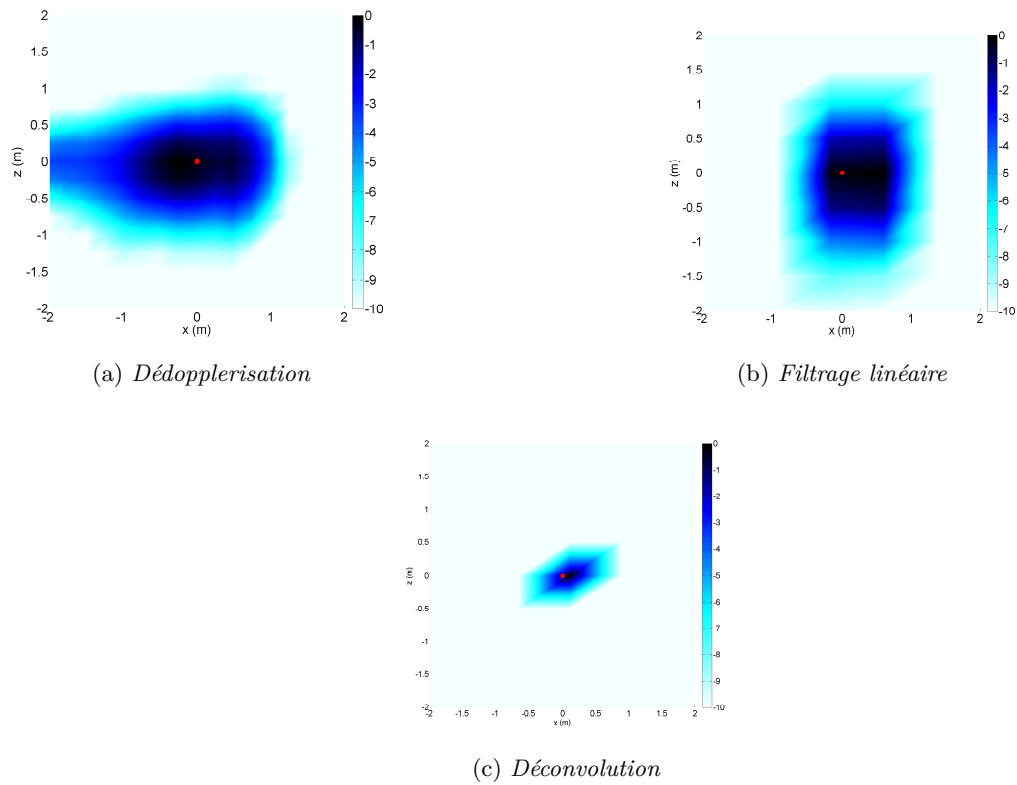
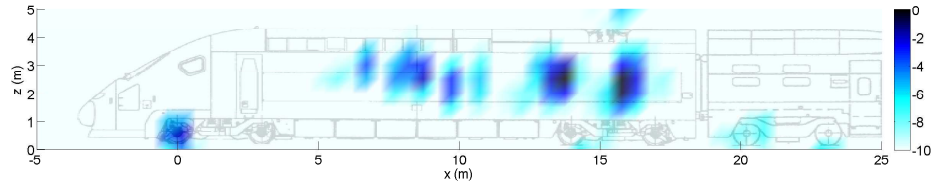
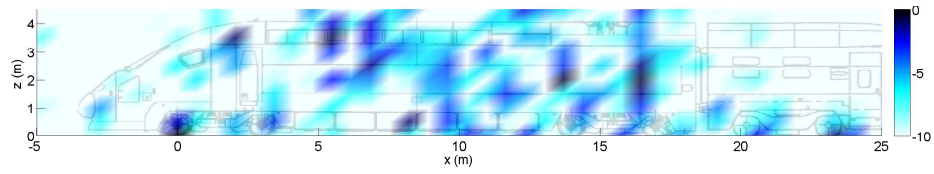


FIGURE 5.10 – Comparaison entre les cartographies obtenues par (a) dédopplerisation,  $\Delta_x = 0,5$  m, (b) filtrage linéaire et par (c) déconvolution pour la source rapportée à 2000 Hz se déplaçant à 360 km/h. L'antenne en étoile est utilisée.

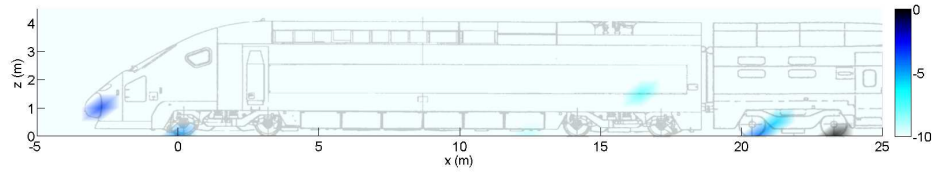




(a) *Démodulation*

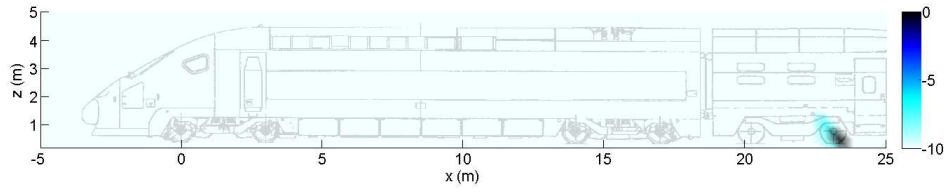


(b) *Filtrage linéaire*

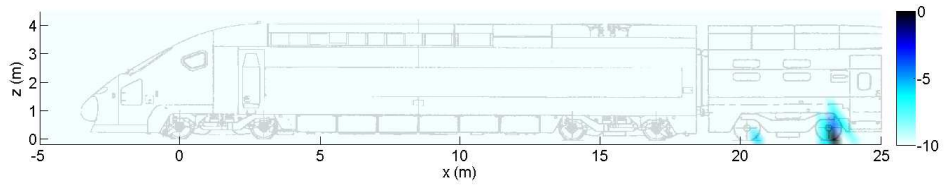


(c) *Déconvolution*

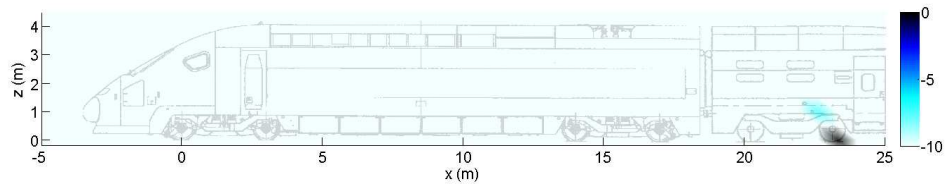
FIGURE 5.11 – Comparaison de cartographies de matrice de TGV circulant à 320 km/h obtenues par (a) démodulation, (b) filtrage linéaire et (c) déconvolution au passage pour la fréquence de 1289 Hz pour l'antenne optimisée en  $c_{iso}$ .  $\Delta_z = 0,5$ ,  $\Delta_x = 0,5$  pour la cartographie obtenue par démodulation et  $\Delta_x = 0,6$  m pour les cartographies obtenues par filtrage linéaire et déconvolution au passage.



(a) Dédopplerisation



(b) Filtrage linéaire



(c) Déconvolution

FIGURE 5.12 – Comparaison de cartographies de motrice de TGV circulant à 320 km/h obtenues par (a) dédopplerisation, (b) filtrage linéaire et (c) déconvolution au passage pour la fréquence de 1289 Hz pour l'antenne optimisée en  $c_{iso}$ .  $\Delta_z = 0,5$ ,  $\Delta_x = 0,5$  pour la cartographie obtenue par dédopplerisation et  $\Delta_x = 0,3$  m pour les cartographies obtenues par filtrage linéaire et déconvolution au passage.

### 5.5 Conclusion

Ce chapitre présente une méthode de déconvolution pour caractériser les sources. Cette méthode basée sur l'algorithme d'inversion de matrice de Gauss-Seidel, permet d'obtenir des cartographies plus précises et avec des niveaux de sources réelles. Cette méthode est dite quantitative car les niveaux, spectres et positions des sources sont obtenus.

L'algorithme est adapté pour être utilisé en complément d'une formation de voie filtrage linéaire ; la déconvolution est réalisée au droit de l'antenne. La particularité de la déconvolution au passage tient compte des deux spécificités du filtrage linéaire dans son application :

- le passage du train devant l'antenne est utilisé à la place de la focalisation de l'antenne dans toutes les directions ;
- l'effet Doppler est pris en compte dans le calcul des contributions (à travers le diagramme de directivité soumis à l'effet Doppler et dans la recherche des sources à la bonne fréquence).

La méthode est testée sur un cas de simulation pour trois sources harmoniques en mouvement : les sources fantômes sont supprimées, l'effet Doppler est corrigé, la résolution des cartographies est améliorée. L'erreur commise sur l'amplitude est de l'ordre de 2 dB.

Cette méthode est appliquée à des mesures au passage. D'abord sur la source embarquée, la localisation est grandement améliorée et les sources fantômes sont supprimées.

Sur les motrices de TGV, les résultats du filtrage linéaire sont complètement nettoyés des sources fantômes. Les cartographies sont proches de celles obtenues par dédopplerisation. Cependant des différences subsistent.

Cette méthode est limitée principalement à cause du traitement par filtrage linéaire réalisé au préalable. Les résolutions spatiale et fréquentielle sont inversement proportionnelles, ce qui impose un compromis à réaliser. Ensuite, l'effet Doppler est discrétisé suivant la résolution du plan temps-fréquence résultant. Cette discrétisation conduit à une approximation de la modulation en fréquence à la maille la plus proche du diagramme.



# Conclusions et perspectives

Un nouveau besoin de caractérisation des sources de bruit se développe avec les logiciels de simulation de bruit de passage pour l'optimisation des solutions de réduction. La caractérisation des sources de bruit sur le matériel ferroviaire présente deux difficultés principales :

- les sources acoustiques sont de natures différentes ;
- le véhicule se déplace à une vitesse importante et l'effet Doppler ne peut être négligé.

La formation de voie est un traitement d'antenne robuste pour localiser ces sources de bruit et les hiérarchiser. Cette méthode consiste à filtrer spatialement les signaux des sources selon un modèle de propagation. Le travail de thèse présente deux approches pour les sources en mouvement. Dans le filtrage linéaire, la formation de voie est réalisée au droit de l'antenne, l'effet Doppler est négligé. Le spectre des sources est obtenu par transformation dans un plan temps-fréquence. Notre étude utilise la transformée de Fourier à court terme. La dédopplerisation fait l'hypothèse de sources monopolaires en mouvement. L'antenne suit le passage du train.

Dans un premier temps, nous montrons que les propriétés du filtrage réalisé par la formation de voie dépendent de la géométrie de l'antenne. Les critères de qualité d'une antenne sont introduits : la performance de localisation et de séparation des sources, la justesse du niveau estimé et l'isotropie de la réponse de l'antenne. Ces critères sont liés à des valeurs numériques mesurées sur la réponse de l'antenne. Nous proposons une méthode d'optimisation de la géométrie d'antenne basée sur les algorithmes génétiques. Quatre critères d'optimisation sont proposés à partir des propriétés de l'antenne. La convergence de l'algorithme est validée à partir de tests statistiques. Différentes simulations sont réalisées pour vérifier l'intérêt et la supériorité des antennes optimisées. En parallèle, un support d'antenne est fabriqué pour pouvoir accueillir les microphones aux positions optimisées. Une géométrie réalisée pour la dédopplerisation est testée sur un TGV et les résultats des cartographies révèlent une amélioration sur la localisation des sources et la réduction des sources fantômes.

Une des principales problématiques du bruit ferroviaire est de pouvoir séparer dans le bruit de roulement les contributions de la roue et du rail. Les paramètres du modèle vibroacoustique de rail proposé par Kitagawa et Thompson sont adaptés pour une ligne à grande vitesse. Ce modèle représente le rail comme une ligne de monopôles acoustiques soumis à une excitation harmonique ponctuelle. Une direction de rayonnement privilégiée est calculée en fonction de la fréquence. L'application de la formation de voie avec un modèle de propagation en ondes planes montre des conditions de réalisation pour la détection de cet angle. L'angle de position du centre de l'antenne par rapport au point d'excitation du rail doit être supérieur à l'angle de rayonnement et l'atténuation des ondes vibratoires dans le rail ne doit pas être trop grande pour que l'hypothèse de ligne de monopôles soit valide.

Nous avons proposé de vérifier ce modèle en excitant le rail avec un pot vibrant, pour valider la base d'une méthode de séparation des rayonnements de la roue et du rail. Cependant les résultats ne sont pas concluants, les observations sur les simulations ne sont pas entièrement retrouvées ; l'angle de rayonnement est observé uniquement à la fréquence de résonance du rail sur ses traverses. Nous supposons des phénomènes complexes liés à la géométrie du rail conduisant à un rayonnement particulier en 3 dimensions non pris en compte par le modèle de cylindre pulsant.

Nous construisons alors une méthode de séparation, plus simple, reposant sur des études du rayonnement des roues publiées dans la littérature et les observations vibratoires sur le rail. Le traitement d'antenne repose sur une séparation spatio-fréquentielle des rayonnements de la roue et du rail : le rail rayonne sur tout le passage du train aux alentours des fréquences de résonances (à peu près 1100 Hz) et les roues aux alentours de 2000 Hz. Des zones du plan espace-fréquence obtenues par

filtrage linéaire sont alors définies pour estimer les niveaux acoustiques des roues et du rail. Les observations sont concordantes avec les résultats du logiciel de prédiction du bruit de roulement TWINS.

Enfin, nous proposons une amélioration de la méthode de déconvolution pour la prise en compte de l'effet Doppler. La déconvolution est une inversion itérative du diagramme de directivité de l'antenne pour la formation de voie. Les niveaux estimés tendent vers les valeurs réelles et les sources fantômes disparaissent des cartographies. En implémentant la modulation Doppler dans ce traitement, la déconvolution appliquée au filtrage linéaire permet de nettoyer les cartographies des sources en mouvement et d'obtenir les valeurs réelles des niveaux sources. Les cartographies obtenues présentent alors les niveaux quantitatifs des sources de bruit sur le TGV sans source fantôme. Cependant, une limitation importante est liée à l'utilisation de la méthode du filtrage linéaire. Les résolutions spatiales et fréquentielles sont inversement dépendantes.

Cette spécificité devra être prise en compte pour la construction de la base de données des sources obtenues par déconvolution au passage.

Des travaux futurs pourront s'intéresser à la recherche d'une géométrie d'antenne optimisée pour l'application de la déconvolution au passage. En effet, la réponse de l'antenne influe sur la qualité de la déconvolution. Dans un premier temps, des critères liant la réponse de l'antenne et la déconvolution seront définis. L'outil d'optimisation par algorithme génétique pourra être utilisé. Enfin, un nouveau gène de pondération des microphones pourra être intégré à l'optimisation génétique. Les performances de l'antenne pourraient être ainsi améliorées.

À plus long terme, la caractérisation du rayonnement du rail devra être résolue. Cette étude a montré la difficulté de l'antenne 2D pour identifier l'angle de rayonnement. Une compréhension du rayonnement 3D du rail seul, puis avec un chargement en mouvement, pourra permettre de définir une meilleure utilisation de l'antenne 2D.

# Bibliographie

- [Allen 1977] J. B. Allen et L. R. Rabiner. *A unified approach to short-time Fourier analysis, synthesis*. Proceedings of the IEEE, vol. 65, no. 11, pages 1558–1564, Novembre 1977.
- [Antoni 2010] J. Antoni. *Focalisation bayésienne : une approche unifiée du problème inverse en acoustique*. Dans les actes du 10<sup>ième</sup> Congrès Français d’Acoustique, Avril 2010. Lyon.
- [Bai 2010] M. R. Bai, J.-H. Lin et K.-L. Liu. *Optimized microphone deployment for near-field acoustic holography : To be, or not to be random, that is the question*. Journal of Sound and Vibration, vol. 329, no. 14, pages 2809–2824, Juillet 2010.
- [Barsikow 1988] B. Barsikow. *On removing the Doppler frequency shift from array measurements of railway noise*. Journal of Sound and Vibration, vol. 120 (1), pages 190–196, 1988.
- [Bernard 2008] J. Bernard. *Antennerie appliquée aux sources en mouvement : propositions de solutions*. Rapport de stage postdoctoral, Laboratoire d’Acoustique de l’Université du Maine, 2008.
- [Billingsley 1976] J. Billingsley et R. Kinns. *The Acoustic Telescope*. Journal of Sound and Vibration., vol. 48, pages 485–510, Juin 1976.
- [Bongini 2008] E. Bongini. *Modèle acoustique global et synthèse sonore du bruit d’un véhicule : application aux véhicules ferroviaires*. Thèse de doctorat, Université de Provence, 2008.
- [Brooks 2006] T. F. Brooks et W. M. Humphreys. *A deconvolution approach for the mapping of acoustic sources (DAMAS) determined from phased microphone arrays*. Journal of Sound and Vibration, vol. 294, no. 4-5, pages 856–879, Juillet 2006.
- [Bruneau 1998] M. Bruneau. Manuel d’acoustique fondamentale. Études en mécanique des matériaux et des structures. Hermès, 1998.
- [Capon 1969] J. Capon. *High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis*. Proceedings of IEEE, vol. 57, pages 1408–1418, Août 1969.
- [Cariou 2010] C. Cariou et D. Delverdier. *Localizing aircraft noise sources with large scale acoustic antenna*. In proceedings of the 27<sup>th</sup> International Congress of Aeronautical Science, Septembre 2010. Nice.
- [Charles 1994] N. Charles, O. Coste et P. Fodiman. *Études de trois géométries d’antenne 2 D*. Rapport technique, Département des essais et des laboratoires, SNCF, Avril 1994.
- [Chartain 2011] P.-E. Chartain. *Étude bibliographique : modélisation analytique du comportement dynamique de la voie*. Rapport première année de thèse, SNCF, Mars 2011.
- [Christensen 2004] J. J. Christensen et J. Hald. *Beamforming*. Technical Review No. 1 - 2004, 2004. Brüel and Kjær Sound and Vibration Measurements A/S.
- [Cigada 2008] A. Cigada, S. Manzoni et M. Vanali. *Vibro-acoustic characterization of railway wheels*. Applied Acoustics, vol. 69, pages 530–545, Mars 2008.
- [Cléon 2010] L.-M. Cléon et F. Poisson. *Acoustique des transports ferroviaires*. Techniques de l’ingénieur, Octobre 2010.
- [Cohen 1994] L. Cohen. *The uncertainty principle in signal analysis*. Proceedings of the IEEE-SP International Symposium on, pages 182–185, Octobre 1994.
- [Debert 2005] S. Debert. *Étude numérique et expérimentale d’antennes microphoniques destinées à l’imagerie acoustique passive large bande*, Juin 2005.

- 
- [Delavaud 2011] V. Delavaud. *Modélisation temporelle de l'interaction roue/rail, pour une application au bruit de roulement ferroviaire*. Thèse de doctorat, ENSTA ParisTech, 2011. p. 17.
- [DeuFraKo 1994] DeuFraKo. *DeuFraKo Annexe K, Sources de bruit des transports guidés à grande vitesse*. Rapport technique, Coopération franco-allemande en recherche sur les transports, 1994.
- [Dougherty 1998] R. P. Dougherty. *Spiral-shaped array for broadband imaging*. brevet USA, Novembre 1998. 5 838 284.
- [Dougherty 2005] R. P. Dougherty. *Extensions of DAMAS and benefits and limitations of deconvolution in beamforming*. American Institute of Aeronautics and Astronautics Paper, vol. 2005-2961, 2005.
- [Elias 1983] G. Elias et C. Malmey. *Utilisation d'antennes focalisées pour la localisation des sources acoustiques*. In proceedings of the 11<sup>th</sup> International Conference on Acoustics, pages 163–166, Juillet 1983. Paris (France).
- [Ernoul 1979] M. Ernoul. *La dédopplerisation : un moyen d'améliorer l'imagerie des sources acoustiques animées d'un mouvement connu*. Dans les actes du Septième Colloque sur le Traitement du Signal et ses Applications. Onera, Juin 1979. Nice (France).
- [Faure 2011] B. Faure. *Caractérisation du rayonnement acoustique d'un rail à l'aide d'un réseau de microphones*. Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2011.
- [Fleury 2011] V. Fleury et J. Bulté. *Extension of deconvolution algorithms for the mapping of moving acoustic sources*. Journal of the Acoustical Society of America, vol. 129, no. 3, pages 1417–1428, March 2011.
- [Golub 1996] G. H. Golub et C. F. Van Loan. Matrix computations. Johns Hopkins University Press, Baltimore, 3<sup>ième</sup> édition, 1996. p.510.
- [Gravić 1994] L. Gravić. *Calcul de propagation des vibrations dans un rail libre*. Journal de physique III, vol. 4, page 73, Mai 1994.
- [Guérin 2006] S. Guérin, C. Weckmüller et U Michel. *Beamforming and deconvolution for aerodynamic sound sources in motion*. In proceedings of the Berlin Beamforming Conference, Novembre 2006. Berlin.
- [Guérin 2008] S. Guérin et C. Weckmüller. *Frequency-domain reconstruction of the point-spread function for moving sources*. In proceedings of the Berlin Beamforming Conference, Février 2008. Berlin.
- [Haddad 1996] K. Haddad. *Contributions expérimentales et théoriques à l'étude des perturbations apportées aux images acoustiques obtenues par voies préformées en présence d'écoulement*. Thèse de doctorat, Université Paris 6, 1996.
- [Haupt 1994] R. L. Haupt. *Thinned arrays using genetic algorithms*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 42, pages 993–999, Juillet 1994.
- [Holland 1992] J.H. Holland. Adaptation in natural and artificial systems. MIT press, 2<sup>ième</sup> édition, 1992.
- [Holm 2001] S. Holm, A. Austeng, K. Iranpour et J.F. Hopperstad. Sparse sampling in array processing. Sampling Theory and Practice. F. Marvasti Ed., Plenum, 2001.
- [Högbom 1974] J. A. Högbom. *Aperture synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines*. Astronomy and astrophysics supplement, vol. 15, pages 417–426, 1974.
- [Johnson 1993] D.H. Johnson et D.E. Dudgeon. Array signal processing : concepts and techniques. Prentice-Hall signal processing. P T R Prentice Hall, 1993.



- [Kitagawa 2007] T. Kitagawa. *An investigation into inconsistencies between theoretical predictions and microphone array measurements of railway rolling noise*. Thèse de doctorat, University of Southampton, Août 2007.
- [Kitagawa 2010] T. Kitagawa et D.J. Thompson. *The horizontal directivity of noise radiated by a rail and implications for the use of microphone arrays*. Journal of Sound and Vibration, vol. 329, pages 202–220, Avril 2010.
- [Konak 2006] A. Konak, D. W. Coit et A. E. Smith. *Multi-objective optimization using genetic algorithms : a tutorial*. Reliability Engineering & System Safety, vol. 91, pages 992–1007, Janvier 2006.
- [Kook 2000] H. Kook, G. B. Moebs, P. Davies et P. S. Bolton. *An efficient procedure for visualizing the sound field radiated by vehicles during standardized passby tests*. Journal of Sound and vibration, vol. 233, no. 1, pages 137–156, 2000.
- [Kook 2002] H. Kook, P. Davies et J. S. Bolton. *Statistical properties of random sparse arrays*. Journal of Sound and Vibration, vol. 255, no. 5, pages 819–848, 2002.
- [Le Courtois 2010a] F. Le Courtois, J.-C. Pascal, F. Poisson et J.-H. Thomas. *Optimisation par algorithme génétique de la géométrie d'antenne pour la localisation de sources*. Dans les actes du 10<sup>ième</sup> Congrès Français d'Acoustique, Avril 2010. Lyon (France).
- [Le Courtois 2010b] F. Le Courtois et F. Poisson. *Cahier des charges pour une prestation de mesure par antennerie*. Cahier des charges, SNCF, 2010.
- [Le Courtois 2011] F. Le Courtois, F. Poisson, J.-H. Thomas et J.-C. Pascal. *Sound sources characterization on a high speed train from microphone array measurements*. In proceedings of Inter-Noise 2011, Septembre 2011. Osaka (Japan).
- [Le Courtois 2012] F. Le Courtois, J.-H. Thomas, F. Poisson et J.-C. Pascal. *Identification of the rail radiation using beamforming and a 2D array*. In the proceedings of Acoustics 2012, Avril 2012. Nantes.
- [Lesueur 1988] C. Lesueur. Rayonnement acoustique des structures. Eyrolles, 1988. p. 117.
- [Létourneaux 2003] P.-É. Gautier F. Létourneaux. *Analyse des stratégies de réduction de bruit : la séparation des contributions sonores voie/matériel roulant (projet STAIRRS)*. Revue générale des chemins de fer, Novembre 2003.
- [Max 1995] J. Max et J.-L. Lacoume. Méthodes et techniques de traitement du signal et application aux mesures physiques : principes généraux et méthodes classiques, volume 1. Masson, 5<sup>ième</sup> édition, 1995. p. 236.
- [Mellet 2006] C. Mellet, F. Létourneaux, F. Poisson et C. Talotte. *High speed train noise emission : latest investigation of the aerodynamic/rolling noise contribution*. Journal of Sound and Vibration, vol. 293, no. 3-5, pages 535–546, June 2006.
- [Mermoz 1976] H. Mermoz. *Imagerie, corrélation et modèles*. Ann. des télécommunications, vol. 31, pages 17–36, 1976.
- [Michalewicz 1996] Z. Michalewicz. Genetic algorithms + data structures = evolution programs. Artificial Intelligence. Springer, 3<sup>rd</sup> édition, 1996.
- [Moffet 1968] A. Moffet. *Minimum-redundancy linear arrays*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 16, no. 2, pages 172–175, 1968.
- [Morse 1986] J.P. Morse et K. Ingard. Theoretical acoustics. Princeton University Press, 1<sup>ère</sup> édition, 1986. p. 718.
- [Nordborg 2000] A. Nordborg, J. Wedemann et L. Willenbrink. *Optimum array microphone configuration*. Inter-Noise 2000, Août 2000. Nice (France).

- [Padois 2011] T. Padois. *Localisation de source acoustique en soufflerie anechoïque par deux techniques d'antennerie : formation de voie et retournement temporel numérique*. Thèse de doctorat, Université de Poitiers, 2011.
- [Paradot 2008] N. Paradot, E. Masson, F. Poisson, R. Grégoire, E. Guilloteau, H. Touiland et P. Sagaut. *Aero-acoustic methods for high-speed train noise prediction*. In proceedings of the 8<sup>th</sup> World Congress of Railway Research, Mai 2008. Seoul.
- [Paradot 2010] N. Paradot, E. Masson, F. Poisson, R. Grégoire, E. Guilloteau, H. Touiland et P. Sagaut. *The Numerical Prediction of the Aerodynamic Noise of the TGV POS High-Speed Train Power Car*. In proceedings of the 10<sup>th</sup> International Workshop on Railway Noise, Octobre 2010. Tokyo.
- [Park 2001] S.-H. Park et Y.-H. Kim. *Visualization of pass-by noise by means of moving frame acoustic holography*. Journal of the Acoustical Society of America, vol. 110, no. 5, pages 2326–2339, 2001.
- [Pascal 2007] J.-C. Pascal et J.-F. Li. *Resolution improvement of data-independant beamformers*. In proceedings of Inter-Noise 2007. Inter-noise, Août 2007. Istanbul.
- [Poisson 1995] F. Poisson. *Localisation et caractérisation de sources acoustiques en mouvement rapide*. Thèse de doctorat, Université du Maine, 1995.
- [Poli 2008] R. Poli, W.B. Langdon et N.F. McPhee. A field guide to genetic programming. via <http://www.gp-field-guide.org.uk/>, mars 2008.
- [Pouzet 2009] A. Pouzet, C. Mellet et F. Letourneaux. *V360 : localisation et caractérisation des sources de bruit par antennerie acoustique*. Rapport d'essai, AEF, 2009. Annexe 44.
- [Pouzet 2011a] A. Pouzet, C. Mellet et F. Letourneaux. *Comparaison de géométries d'antennes acoustiques*. Rapport d'essai, SNCF, 2011.
- [Pouzet 2011b] A. Pouzet, C. Mellet et F. Létourneaux. *Comparaison des résultats du benchmark Antennerie*. Rapport d'essai, SNCF, 2011.
- [Remington 1976] P.J. Remington. *Wheel/rail noise, Part I : characterization of the wheel/rail dynamic system*. Journal of Sound and Vibration, vol. 46, pages 359–380, 1976.
- [Rienstra 2008] S.W. Rienstra et A. Hirschberg. An introduction to acoustics. Eindhoven Institute of Technology, 20 août 2008. p.281.
- [Schmidt 1986] R. Schmidt. *Multiple emitter location and signal parameter estimation*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 34, no. 3, pages 276–280, 1986.
- [Sijtsma 2004] P. Sijtsma et R. W. Stoker. *Determination of absolute contributions of aircraft noise components using fly-over array measurements*. In proceedings of the 10<sup>th</sup> AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference, Mai 2004. Manchester.
- [Sijtsma 2007] P. Sijtsma. *CLEAN based on spatial source coherence*. American Institute of Aeronautics and Astronautics Paper, Mai 2007. Rome.
- [Suzuki 2011] T. Suzuki. *L1 generalized inverse beamforming algorithm resolving coherent/incoherent, distributed and multipole sources*. Journal of Sound and Vibration, vol. 330, pages 5835–5851, Novembre 2011.
- [Takano 2003] Y. Takano, K. Sasaki, T. Satoh, K. Murata, H. Mae et J. Goto. *Developpement of vizualisation system for high-speed noise sources with a microphone array and a visual sensor*. In proceedings of Inter-Noise 2003, Août 2003. Jeju (RO Korea).
- [Tanako 1998] Y. Tanako. *X-Shaped two-dimensional microphone array system for measuring noise-source distribution on moving vehicles*. Japan society of mechanical engineers international journal, vol. Series C, 41, pages 46–50, 1998.

- [Thompson 1990] D.J. Thompson. *Wheel-Rail Noise : theoretical modelling of the generation of vibrations*. Thèse de doctorat, University of Southampton, 1990.
- [Thompson 1996] D.J. Thompson, J. Mahe et P. Fodiman. *Experimental validation of the TWINS prediction program for the rolling noise, Part 2 : results*. Journal of Sound and Vibration, vol. 193(1), pages 137–147, Avril 1996.
- [Thompson 1999] D. J. Thompson, M. H. A. Janssens et F. G. de Beer. *Track-wheel interfaction noise software theoretical manual*, 3<sup>ième</sup> édition, 1999.
- [Thompson 2003] D. J. Thompson, C. J. C. Jones et N. Turner. *Investigation into the validity of Two dimensional models for sound radiation from waves in rails*. Journal of the Acoustical Society of America, vol. 113, no. 4, pages 1965–1974, 2003.
- [Thompson 2009] D.J. Thompson. Railway noise and vibration. Elsevier, 1<sup>st</sup> édition, 2009. p. 188.
- [Tiphonnet 2008] C. Tiphonnet, C. Mellet et F. Létourneaux. *Caractérisation acoustique du site de mesure au passage*. Rapport technique, Département des essais et des laboratoires, SNCF, Septembre 2008.
- [Underbrink 2002] J.R. Underbrink. Beamforming in acoustic testing, in aeroacoustic measurements. Springer-Verlag, t. j. mueller édition, 2002. p.98.
- [Valière 1999] J. C. Valière, F. Poisson, C. Depollier et L. Simon. *High-speed moving source analysis using chirplets*. IEEE Signal Processing Letters, vol. 6, no. 5, pages 113–115, 1999.
- [Ville 1948] J. Ville. *Théorie et application de la notion de signal analytique*. Câble et Transmission, vol. 2A, pages 61–74, 1948.
- [Wang 2004] Y. Wang, J. Li, P. Stoica, M. Sheplak et T. Nishida. *Wideband RELAX and wideband CLEAN for aeroacoustic imaging*. Journal of the Acoustical Society of America, vol. 115, no. 2, pages 757–767, Février 2004.
- [Weise 2009] T. Weise. Global optimization algorithms theory and application. via <http://www.it-weise.de/>, Juin 2009.
- [Williams 1999] E. G. Williams. Fourier acoustics. Academic Press, 1999.
- [Yang 2011] D. Yang, Z. Wang, B. Li, Y. Luo et X. Lian. *Quantitative measurement of pass-by noise radiated by vehicles running at high speeds*. Journal of Sound and Vibration, vol. 330, pages 1352–1364, Octobre 2011.



# Coordonnées des géométries d'antenne

---

Cette annexe présente les coordonnées des différentes antennes utilisées dans ce document. Les coordonnées sont calculées par rapport au centre de l'antenne et les axes sont définis

## A.1 Antenne en étoile

| Capteur | $x_m$ | $z_m$ |
|---------|-------|-------|
| 1       | 0     | 0     |
| 2       | 0     | -0,25 |
| 3       | -0,25 | -0,25 |
| 4       | -0,25 | 0     |
| 5       | -0,25 | 0,25  |
| 6       | 0     | 0,25  |
| 7       | 0,25  | 0,25  |
| 8       | 0,25  | 0     |
| 9       | 0,25  | -0,25 |
| 10      | 0     | -0,5  |
| 11      | 0     | -0,75 |
| 12      | 0     | -1    |
| 13      | -0,5  | -0,5  |
| 14      | -0,75 | -0,75 |
| 15      | -1    | -1    |
| 16      | -0,5  | 0     |
| 17      | -0,75 | 0     |
| 18      | -1    | 0     |
| 19      | -0,5  | 0,5   |
| 20      | -0,75 | 0,75  |
| 21      | -1    | 1     |
| 22      | 0     | 0,5   |
| 23      | 0     | 0,75  |
| 24      | 0     | 1     |
| 25      | 0,5   | 0,5   |
| 26      | 0,75  | 0,75  |
| 27      | 1     | 1     |
| 28      | 0,5   | 0     |
| 29      | 0,75  | 0     |
| 30      | 1     | 0     |
| 31      | 0,5   | -0,5  |
| 32      | 0,75  | -0,75 |
| 33      | 1     | -1    |
| 34      | 0     | -1,25 |
| 35      | -1,25 | -1,25 |
| 36      | -1,25 | 0     |
| 37      | -1,25 | 1,25  |
| 38      | 0     | 1,25  |
| 39      | 1,25  | 1,25  |
| 40      | 1,25  | 0     |
| 41      | 1,25  | -1,25 |

TABLE A.1 – *Coordonnées des microphones pour la grande antenne en étoile pour les fréquences [315 800] Hz.*

| Capteur | $x_m$ | $z_m$ |
|---------|-------|-------|
| 1       | 0     | 0     |
| 2       | 0     | -0,05 |
| 3       | 0     | -0,1  |
| 4       | 0     | -0,15 |
| 5       | 0     | -0,2  |
| 6       | 0     | -0,25 |
| 7       | -0,05 | -0,05 |
| 8       | -0,1  | -0,1  |
| 9       | -0,15 | -0,15 |
| 10      | -0,2  | -0,2  |
| 11      | -0,25 | -0,25 |
| 12      | -0,05 | 0     |
| 13      | -0,1  | 0     |
| 14      | -0,15 | 0     |
| 15      | -0,2  | 0     |
| 16      | -0,25 | 0     |
| 17      | -0,05 | 0,05  |
| 18      | -0,1  | 0,1   |
| 19      | -0,15 | 0,15  |
| 20      | -0,2  | 0,2   |
| 21      | -0,25 | 0,25  |
| 22      | 0     | 0,05  |
| 23      | 0     | 0,1   |
| 24      | 0     | 0,15  |
| 25      | 0     | 0,2   |
| 26      | 0     | 0,25  |
| 27      | 0,05  | 0,05  |
| 28      | 0,1   | 0,1   |
| 29      | 0,15  | 0,15  |
| 30      | 0,2   | 0,2   |
| 31      | 0,25  | 0,25  |
| 32      | 0,05  | 0     |
| 33      | 0,1   | 0     |
| 34      | 0,15  | 0     |
| 35      | 0,2   | 0     |
| 36      | 0,25  | 0     |
| 37      | 0,05  | -0,05 |
| 38      | 0,1   | -0,1  |
| 39      | 0,15  | -0,15 |
| 40      | 0,2   | -0,2  |
| 41      | 0,25  | -0,25 |

TABLE A.2 – *Coordonnées des microphones pour la petite antenne en étoile pour les fréquences [1000 4000] Hz.*

## A.2 Antenne optimisée pour la dédopplerisation



| Capteur | $x_m$  | $z_m$  |
|---------|--------|--------|
| 1       | 0,575  | 0,875  |
| 2       | 1,175  | 0,725  |
| 3       | 1,325  | 0,725  |
| 4       | -0,925 | 0,725  |
| 5       | -0,925 | -0,025 |
| 6       | -0,775 | -0,475 |
| 7       | -0,025 | -1,225 |
| 8       | 1,325  | 0,125  |
| 9       | -1,375 | 0,125  |
| 10      | 1,025  | 0,425  |
| 11      | 0,575  | 1,425  |
| 12      | 1,425  | -1,375 |
| 13      | -0,325 | -1,375 |
| 14      | 1,175  | -0,025 |
| 15      | -1,375 | 1,025  |
| 16      | 0,275  | 0,575  |
| 17      | -0,625 | -0,625 |
| 18      | 0,425  | 0,725  |
| 19      | -0,625 | 0,725  |
| 20      | -1,075 | 0,725  |
| 21      | -0,625 | 1,175  |
| 22      | 0,425  | 1,325  |
| 23      | -0,025 | 1,175  |
| 24      | -1,375 | -0,175 |
| 25      | -0,775 | -1,075 |
| 26      | -0,775 | 0,725  |
| 27      | -0,175 | 1,175  |
| 28      | 0,275  | -0,775 |
| 29      | -0,175 | -1,375 |
| 30      | -0,175 | -0,775 |
| 31      | -1,075 | -0,475 |
| 32      | 1,025  | 0,875  |
| 33      | -1,225 | 0,575  |
| 34      | -0,475 | 0,875  |
| 35      | -1,225 | -0,475 |
| 36      | 0,725  | 0,575  |
| 37      | -0,475 | -0,475 |
| 38      | 0,575  | -0,775 |
| 39      | 0,725  | -0,325 |
| 40      | -1,225 | -0,025 |

TABLE A.3 – *Coordonnées des microphones pour la grande antenne optimisée pour la dédopplérisation pour les fréquences [200 1200]Hz.*

| Capteur | $x_m$  | $z_m$  |
|---------|--------|--------|
| 1       | -0,225 | -0,025 |
| 2       | -0,15  | -0,2   |
| 3       | -0,1   | 0      |
| 4       | -0,175 | 0,2    |
| 5       | -0,2   | 0,175  |
| 6       | -0,125 | 0,075  |
| 7       | -0,175 | 0,225  |
| 8       | -0,025 | -0,25  |
| 9       | -0,125 | 0,2    |
| 10      | -0,225 | -0,15  |
| 11      | 0,275  | 0,05   |
| 12      | -0,25  | 0,225  |
| 13      | -0,225 | 0,05   |
| 14      | -0,25  | 0,075  |
| 15      | 0,2    | 0,175  |
| 16      | 0      | 0,3    |
| 17      | -0,075 | 0,175  |
| 18      | 0,225  | -0,075 |
| 19      | 0,1    | 0,25   |
| 20      | 0,15   | -0,175 |
| 21      | -0,25  | 0,05   |
| 22      | 0,125  | 0,25   |
| 23      | 0,275  | -0,25  |
| 24      | 0,15   | 0,2    |
| 25      | -0,2   | -0,175 |
| 26      | 0,275  | -0,15  |
| 27      | 0,2    | 0,275  |
| 28      | 0,275  | -0,2   |
| 29      | 0,275  | 0,075  |
| 30      | 0      | 0,15   |
| 31      | -0,15  | -0,05  |
| 32      | -0,175 | 0,125  |
| 33      | 0      | -0,2   |
| 34      | 0,175  | 0,2    |
| 35      | 0,175  | -0,05  |
| 36      | -0,05  | 0,175  |
| 37      | 0,175  | 0,275  |
| 38      | 0,15   | -0,25  |
| 39      | 0,225  | -0,175 |
| 40      | 0,175  | -0,2   |

TABLE A.4 – *Coordonnées des microphones pour la petite antenne optimisée pour la démodulation pour les fréquences [1200 8000] Hz.*

### A.3 Antenne optimisée en ouverture

| Capteur | $x_m$ | $z_m$ |
|---------|-------|-------|
| 1       | 0     | 0     |
| 2       | 0     | -0,25 |
| 3       | -0,25 | -0,25 |
| 4       | -0,25 | 0     |
| 5       | -0,25 | 0,25  |
| 6       | 0     | 0,25  |
| 7       | 0,25  | 0,25  |
| 8       | 0,25  | 0     |
| 9       | 0,25  | -0,25 |
| 10      | 0     | -0,5  |
| 11      | 0     | -0,75 |
| 12      | 0     | -1    |
| 13      | -0,5  | -0,5  |
| 14      | -0,75 | -0,75 |
| 15      | -1    | -1    |
| 16      | -0,5  | 0     |
| 17      | -0,75 | 0     |
| 18      | -1    | 0     |
| 19      | -0,5  | 0,5   |
| 20      | -0,75 | 0,75  |
| 21      | -1    | 1     |
| 22      | 0     | 0,5   |
| 23      | 0     | 0,75  |
| 24      | 0     | 1     |
| 25      | 0,5   | 0,5   |
| 26      | 0,75  | 0,75  |
| 27      | 1     | 1     |
| 28      | 0,5   | 0     |
| 29      | 0,75  | 0     |
| 30      | 1     | 0     |
| 31      | 0,5   | -0,5  |
| 32      | 0,75  | -0,75 |
| 33      | 1     | -1    |
| 34      | 0     | -1,25 |
| 35      | -1,25 | -1,25 |
| 36      | -1,25 | 0     |
| 37      | -1,25 | 1,25  |
| 38      | 0     | 1,25  |
| 39      | 1,25  | 1,25  |
| 40      | 1,25  | 0     |
| 41      | 1,25  | -1,25 |

TABLE A.5 – *Coordonnées des microphones pour la grande antenne optimisée en ouverture pour les fréquences [315 1200]Hz.*

| Capteur | $x_m$ | $z_m$ |
|---------|-------|-------|
| 1       | 0     | 0     |
| 2       | 0     | -0,05 |
| 3       | 0     | -0,1  |
| 4       | 0     | -0,15 |
| 5       | 0     | -0,2  |
| 6       | 0     | -0,25 |
| 7       | -0,05 | -0,05 |
| 8       | -0,1  | -0,1  |
| 9       | -0,15 | -0,15 |
| 10      | -0,2  | -0,2  |
| 11      | -0,25 | -0,25 |
| 12      | -0,05 | 0     |
| 13      | -0,1  | 0     |
| 14      | -0,15 | 0     |
| 15      | -0,2  | 0     |
| 16      | -0,25 | 0     |
| 17      | -0,05 | 0,05  |
| 18      | -0,1  | 0,1   |
| 19      | -0,15 | 0,15  |
| 20      | -0,2  | 0,2   |
| 21      | -0,25 | 0,25  |
| 22      | 0     | 0,05  |
| 23      | 0     | 0,1   |
| 24      | 0     | 0,15  |
| 25      | 0     | 0,2   |
| 26      | 0     | 0,25  |
| 27      | 0,05  | 0,05  |
| 28      | 0,1   | 0,1   |
| 29      | 0,15  | 0,15  |
| 30      | 0,2   | 0,2   |
| 31      | 0,25  | 0,25  |
| 32      | 0,05  | 0     |
| 33      | 0,1   | 0     |
| 34      | 0,15  | 0     |
| 35      | 0,2   | 0     |
| 36      | 0,25  | 0     |
| 37      | 0,05  | -0,05 |
| 38      | 0,1   | -0,1  |
| 39      | 0,15  | -0,15 |
| 40      | 0,2   | -0,2  |
| 41      | 0,25  | -0,25 |

TABLE A.6 – *Coordonnées des microphones pour la petite antenne optimisée en ouverture pour les fréquences [1200 4000] Hz.*



# Influence des paramètres de la formation de voie sur les cartographies des sources en mouvement

---

Cet annexe présente l'influence des paramètres de traitement sur les cartographies pour les deux approches de la formation de voie des sources en mouvement. Pour différentes valeurs de ces paramètres d'entrée, les méthodes sont appliquées sur les mesures d'un passage de train et les cartographies sont comparées.

Cette étude est présentée pour un train circulant à 300 km/h pour des signaux échantillonnés à 65536 Hz.

## B.1 Filtrage linéaire

Le filtrage linéaire pose peu d'hypothèses sur les sources. Le paramètre influant pour l'analyse est la largeur de la fenêtre de la TFCT,  $\Delta_\tau$ . Elle conditionne à la fois la précision spatiale de la cartographie  $\Delta_x$  et la précision fréquentielle  $\Delta_f$  tout en étant une puissance de 2 pour l'application de l'algorithme de FFT. Dans cette section, les largeurs de fenêtre de 128, 256, 512 et 1024 échantillons sont testées pour des cartographies en tiers d'octave centrées sur les fréquences de 1005, 1272, 1587 et 2005 Hz pour une motrice de TGV.

L'objectif est de comparer qualitativement les cartographies pour définir une largeur de fenêtre permettant d'interpréter au mieux les cartographies mais aussi de donner la plus grande précision fréquentielle.

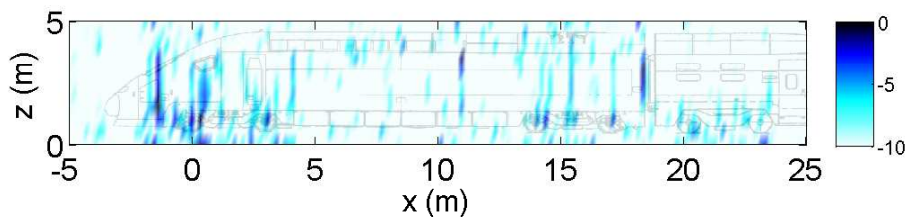


FIGURE B.1 – Tiers d'octave centré sur 1005 Hz,  $L_h=128$  échantillons.

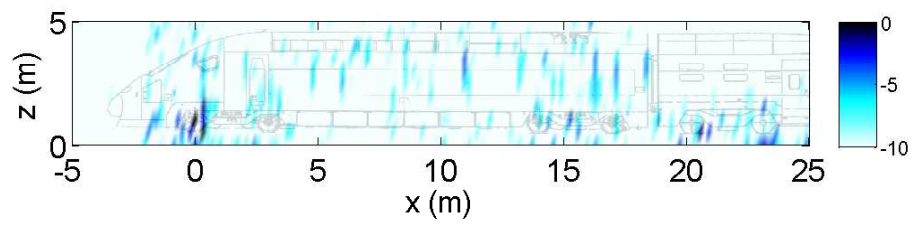


FIGURE B.2 – Tiers d'octave centré sur 1272 Hz,  $L_h=128$  échantillons.

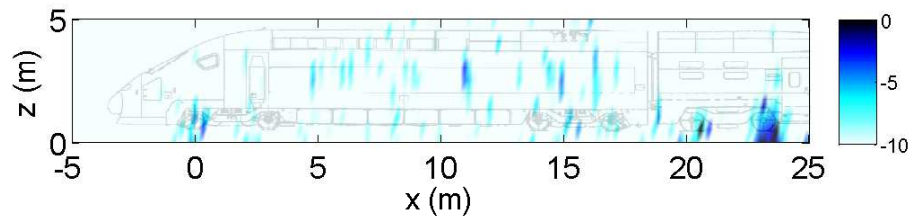


FIGURE B.3 – Tiers d'octave centré sur 1587 Hz,  $L_h=128$  échantillons.

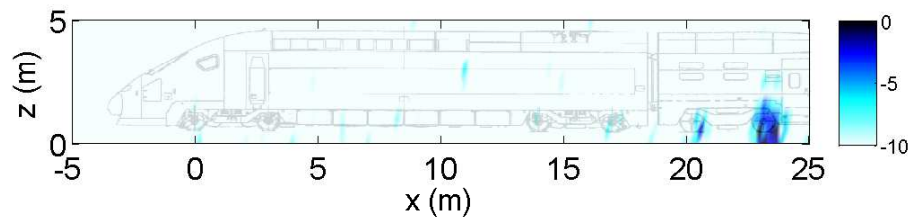


FIGURE B.4 – Tiers d'octave centré sur 2005 Hz,  $L_h=128$  échantillons.



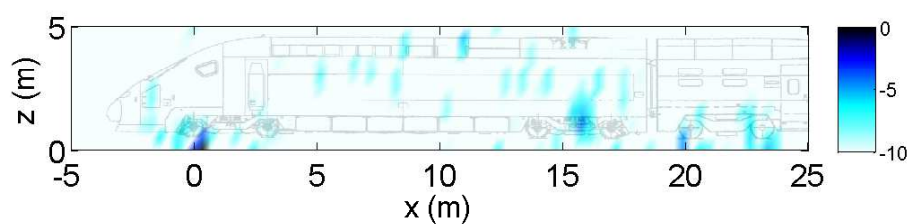


FIGURE B.5 – *Tiers d'octave centré sur 1005 Hz,  $L_h=256$  échantillons.*

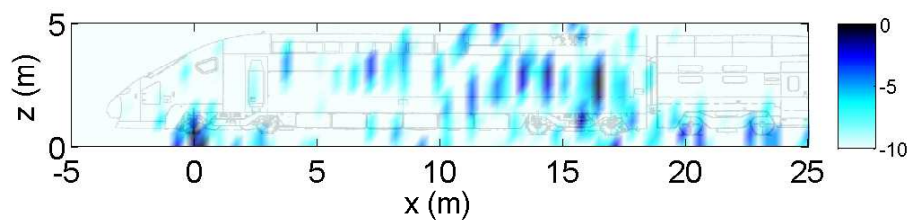


FIGURE B.6 – *Tiers d'octave centré sur 1272 Hz,  $L_h=256$  échantillons.*

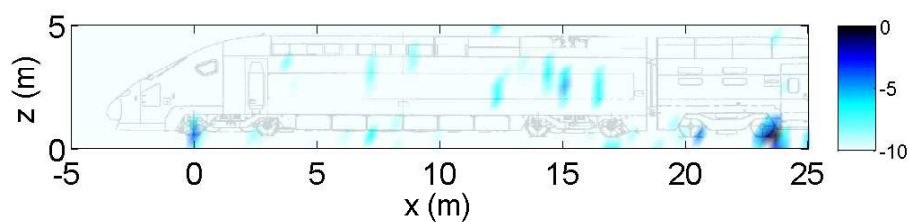


FIGURE B.7 – *Tiers d'octave centré sur 1587 Hz,  $L_h=256$  échantillons.*

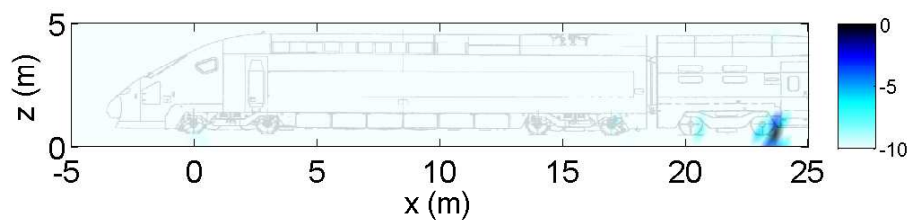


FIGURE B.8 – *Tiers d'octave centré sur 2005 Hz,  $L_h=256$  échantillons.*

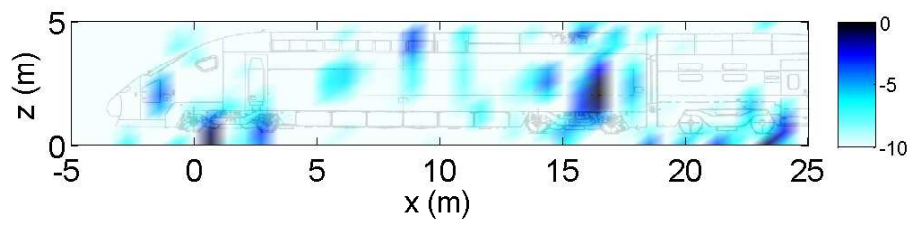


FIGURE B.9 – *Tiers d'octave centré sur 1005 Hz,  $L_h=512$  échantillons.*

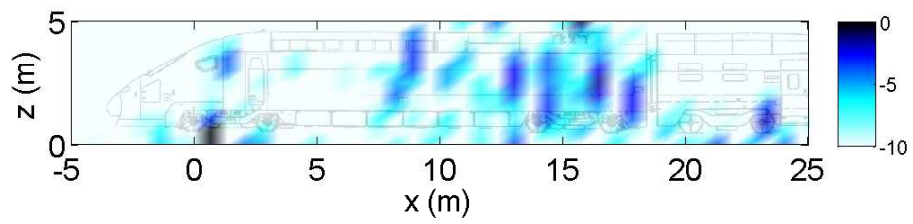


FIGURE B.10 – *Tiers d'octave centré sur 1272 Hz,  $L_h=512$  échantillons.*

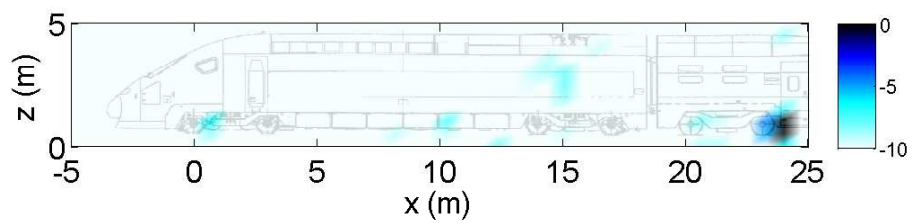


FIGURE B.11 – *Tiers d'octave centré sur 1587 Hz,  $L_h=512$  échantillons.*

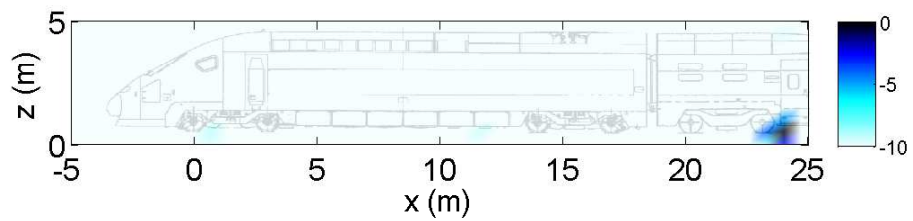


FIGURE B.12 – *Tiers d'octave centré sur 2005 Hz,  $L_h=512$  échantillons.*

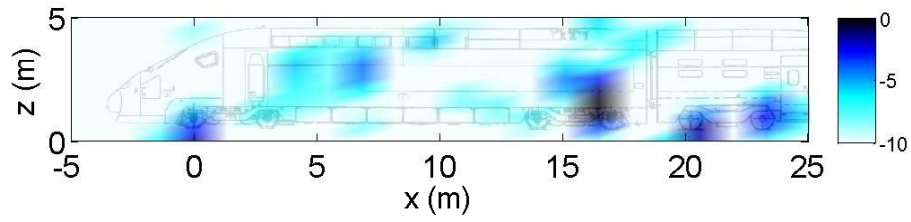


FIGURE B.13 – Tiers d'octave centré sur 1005 Hz,  $L_h=1024$  échantillons.

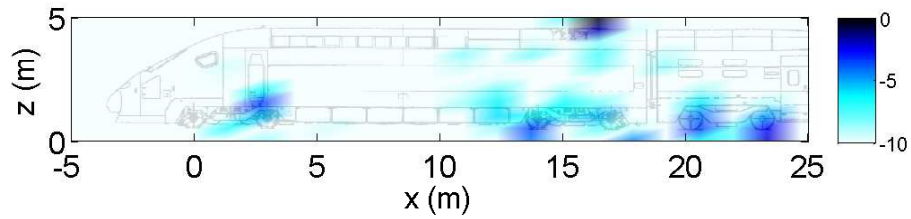


FIGURE B.14 – Tiers d'octave centré sur 1272 Hz,  $L_h=1024$  échantillons.

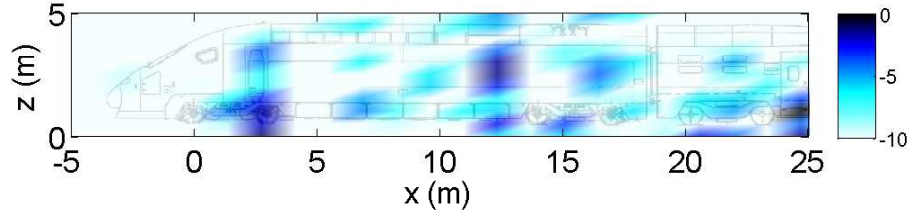


FIGURE B.15 – Tiers d'octave centré sur 1587 Hz,  $L_h=1024$  échantillons.

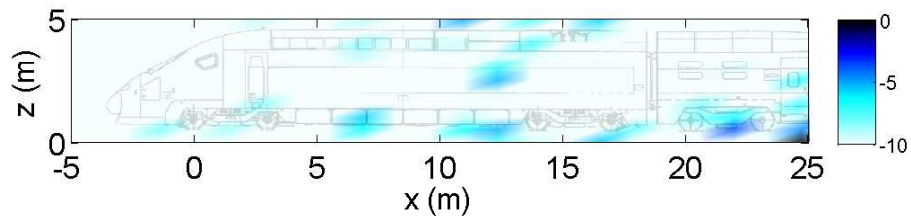


FIGURE B.16 – Tiers d'octave centré sur 2005 Hz,  $L_h=1024$  échantillons.

La TFCT suppose que le signal soit stationnaire sur la largeur de la fenêtre  $\Delta_\tau$ , les cartographies les plus propres semblent être obtenues quand cette largeur de fenêtre est inférieure au diamètre de l'ouverture du lobe principal de l'antenne. Ainsi,  $\Delta_\tau$  doit être choisi suivant la fréquence que l'on souhaite observer.

## B.2 Dédopplerisation

La dédopplerisation est une méthode reposant sur la connaissance de la position des sources à l'origine et de leur vitesse de déplacement. Ces informations permettent le suivi des sources par l'antenne sur un court instant. Dans cette section, les paramètres influents identifiés liés à la focalisation sont le temps de suivi des sources (traduit en angle de suivi), la largeur de la fenêtre du périodogramme et, une fois ces deux paramètres fixés, l'influence de la profondeur de localisation.

### B.2.1 Influence de l'angle de suivi et de la largeur de la fenêtre

Deux contraintes interviennent pour trouver le bon angle de suivi : minimiser les variations du diagramme durant le processus de la dédopplerisation, donc choisir un angle petit et suivre la source assez longtemps pour avoir un temps de suivi suffisamment long. Ensuite, l'utilisation du périodogramme repose sur deux conditions : réaliser suffisamment de moyennes pour diminuer la variance du bruit de mesure (on inclut ici les variations du diagramme dans le bruit de mesure) et avoir une fenêtre temporelle grande pour avoir une bonne précision fréquentielle. Cette étude paramétrique présente les différents cas possibles :

- trois valeurs d'angle sont testées :  $60^\circ$ ,  $90^\circ$  et  $120^\circ$  ;
- des largeurs de fenêtre exprimées en puissances de deux de 64 à 2048 sont testées.

Les cartographies pour les différentes combinaisons de paramètres sont présentées pour une motrice de TGV sur le tiers d'octave centré sur 1272 Hz.

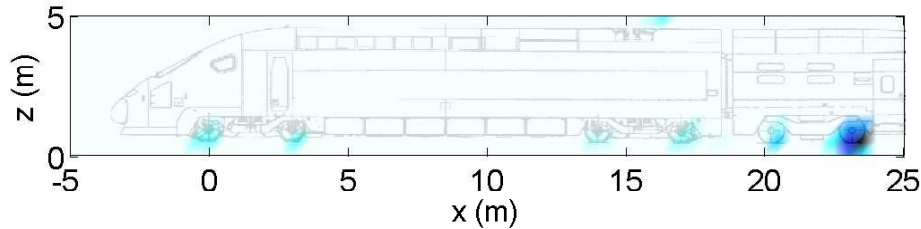


FIGURE B.17 –  $\theta_s=60^\circ$ ,  $L_h=64$  échantillons.

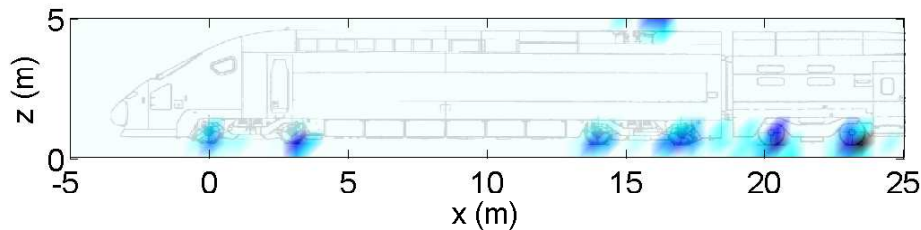


FIGURE B.18 –  $\theta_s=60^\circ$ ,  $L_h=128$  échantillons.

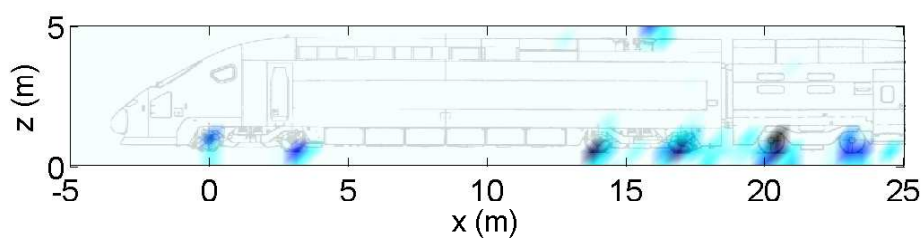


FIGURE B.19 –  $\theta_s=60^\circ$ ,  $L_h=256$  échantillons.

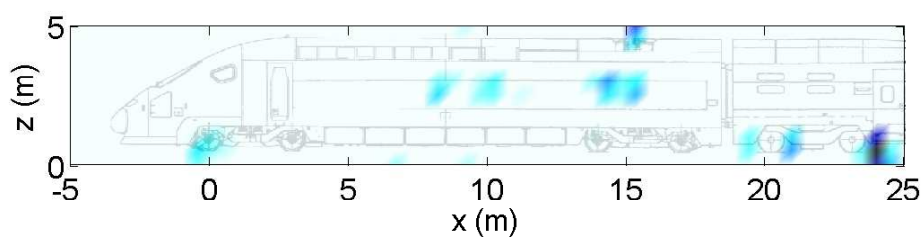


FIGURE B.20 –  $\theta_s=60^\circ$ ,  $L_h=512$  échantillons.

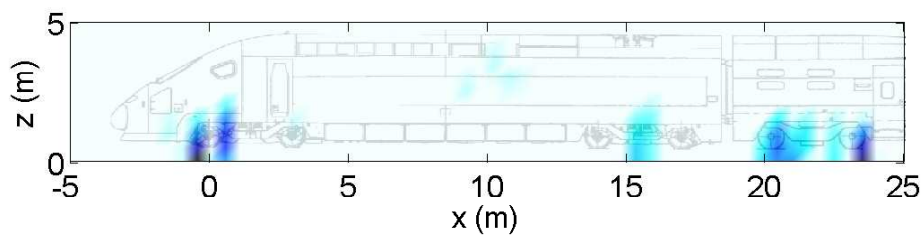


FIGURE B.21 –  $\theta_s=60^\circ$ ,  $L_h=1024$  échantillons.

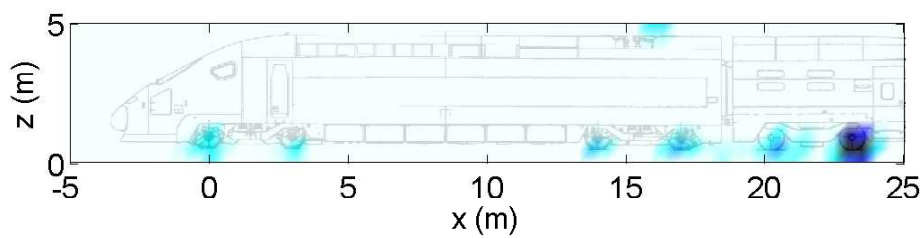


FIGURE B.22 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=64$  échantillons.

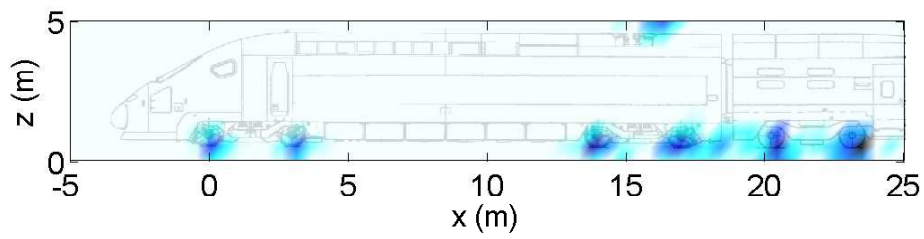


FIGURE B.23 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=128$  échantillons.

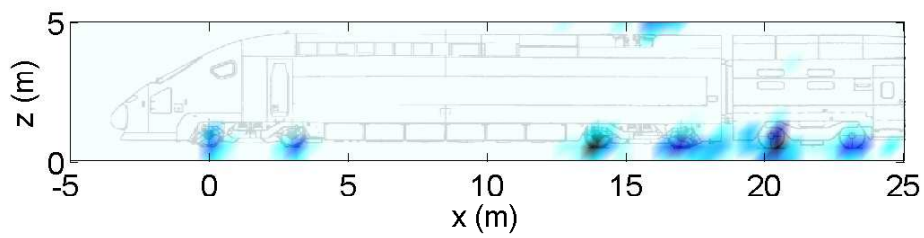


FIGURE B.24 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=256$  échantillons.

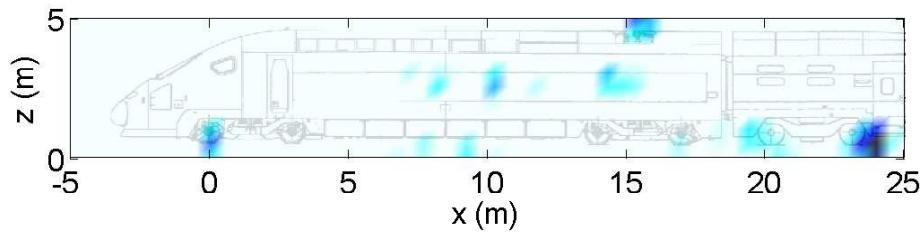


FIGURE B.25 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=512$  échantillons.

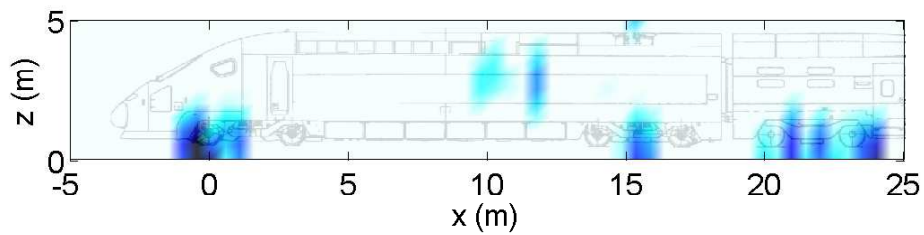


FIGURE B.26 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=1024$  échantillons.

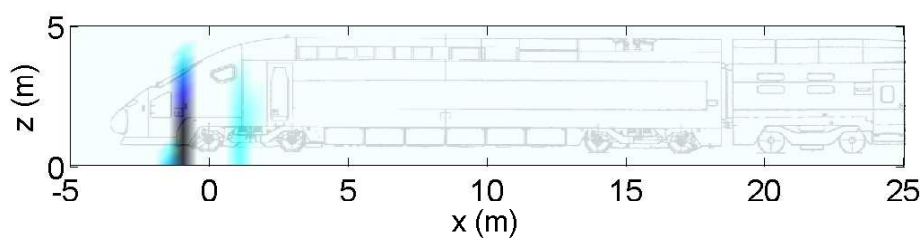


FIGURE B.27 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=2048$  échantillons.

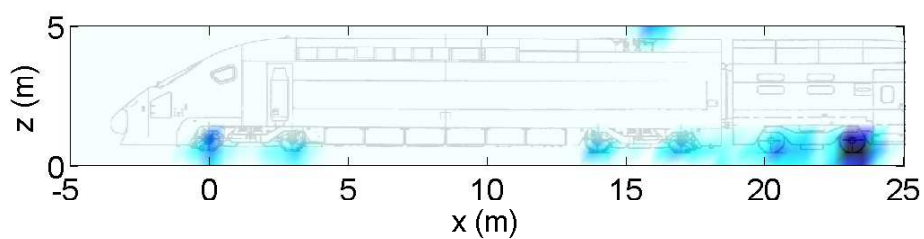


FIGURE B.28 –  $\theta_s=120^\circ$ ,  $L_h=64$  échantillons.

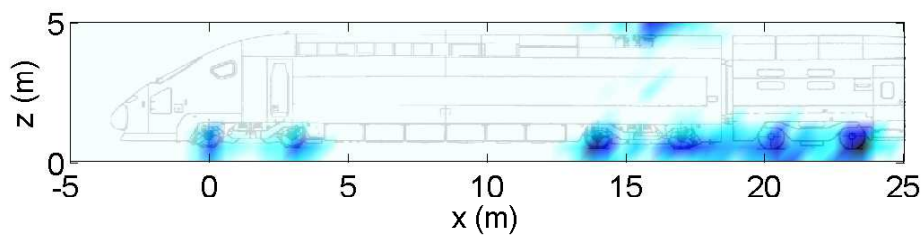


FIGURE B.29 –  $\theta_s=120^\circ$ ,  $L_h=128$  échantillons.

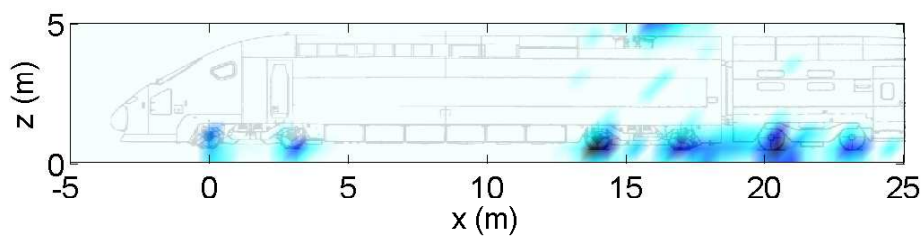


FIGURE B.30 –  $\theta_s=120^\circ$ ,  $L_h=256$  échantillons.



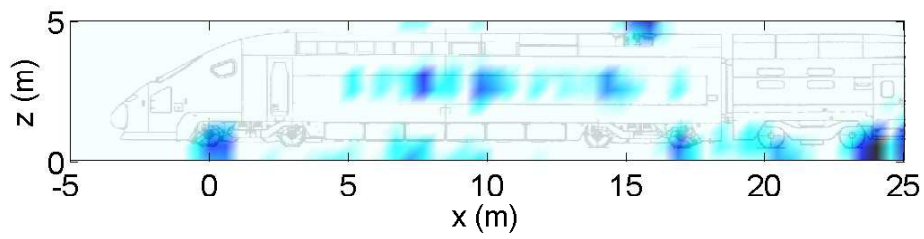


FIGURE B.31 –  $\theta_s=120^\circ$ ,  $L_h=512$  échantillons.

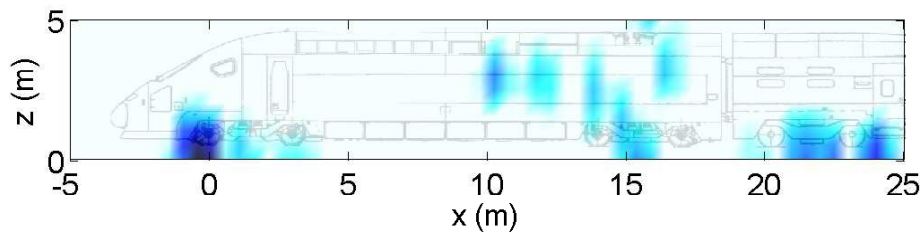


FIGURE B.32 –  $\theta_s=120^\circ$ ,  $L_h=1024$  échantillons.

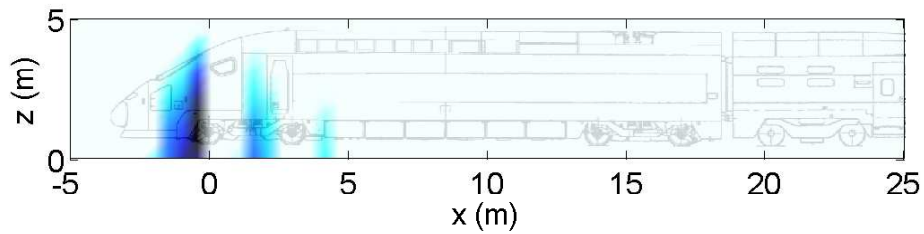


FIGURE B.33 –  $\theta_s=120^\circ$ ,  $L_h=2048$  échantillons.



## B.2 Dédopplerisation

Un suivi de  $90^\circ$  avec une fenêtre de 256 échantillons, Figure B.24, présente les résultats les moins dégradés avec la résolution fréquentielle la plus fine.

Un angle trop important conduit à des distorsions de diagramme qui se répercutent sur les cartographies. En augmentant la précision fréquentielle, le nombre de moyennes diminue et des sources fantômes apparaissent. Quand une ou seulement trois moyennes sont réalisées, les résultats ne peuvent pas être interprétés.

### B.2.2 Profondeur de focalisation

La profondeur de focalisation nous semble être un paramètre important à contrôler. En effet, l'hypothèse des sources sur un plan n'est pas vérifiée et le comportement de la dédopplerisation pour une erreur de profondeur de localisation n'est pas connue. Pour un train passant à une distance  $R_0 = 4$  m, la distance de focalisation est corrigée de  $-1$  m,  $-0,5$  m,  $+0,5$  m et  $+1$  m, sur les Figures B.34, B.35, B.36, B.37 et B.38.

À plus ou moins  $0,5$  m, les différences de cartographies sont négligeables, les localisations sont légèrement décalées. Pour  $1$  m d'erreur, les sources ne sont plus localisées sur la bonne hauteur et sont déformées. De plus de nombreuses sources fantômes apparaissent.

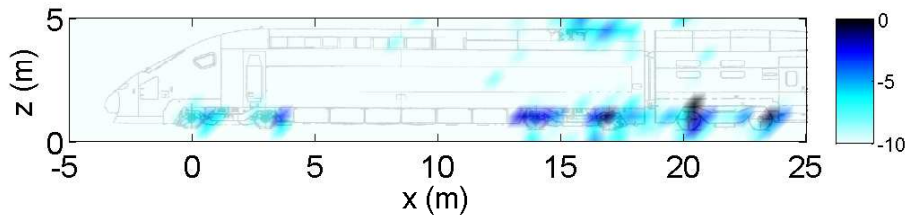


FIGURE B.34 –  $\theta_s = 90^\circ$ ,  $L_h = 256$  échantillons,  $R_0 = 4 - 1$  m.

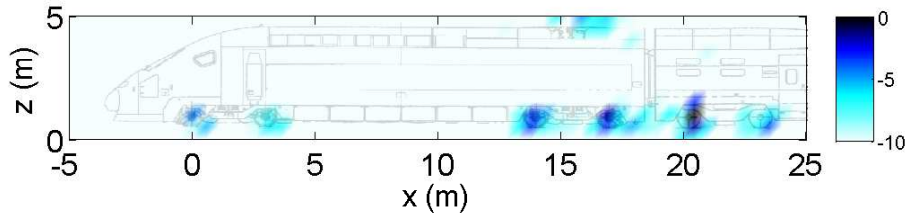


FIGURE B.35 –  $\theta_s = 90^\circ$ ,  $L_h = 256$  échantillons,  $R_0 = 4 - 0,5$  m.

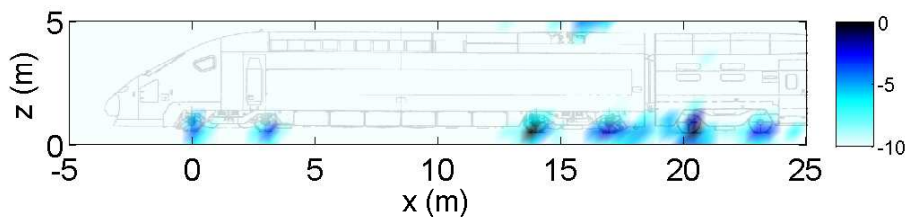


FIGURE B.36 –  $\theta_s = 90^\circ$ ,  $L_h = 256$  échantillons,  $R_0 = 4$  m.

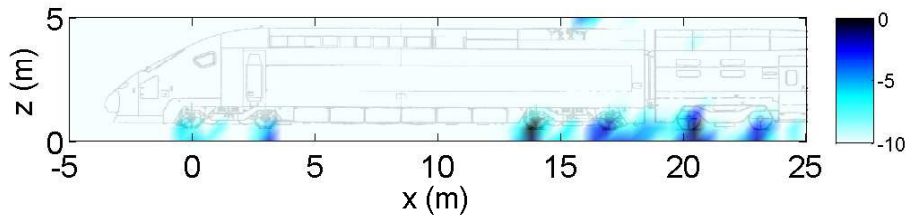


FIGURE B.37 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=256$  échantillons,  $R_0 = 4 + 0,5 \text{ m}$ .

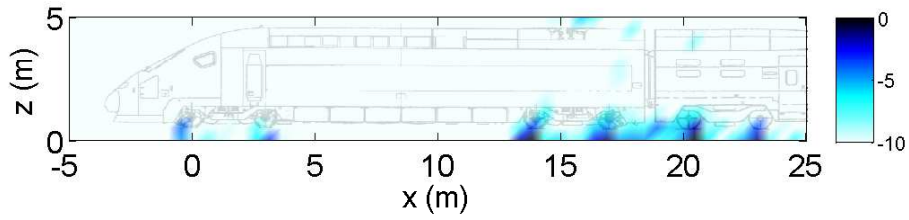


FIGURE B.38 –  $\theta_s=90^\circ$ ,  $L_h=256$  échantillons,  $R_0 = 4 + 1 \text{ m}$ .

### B.2.3 Conclusion

Cette étude permet de définir les paramètres optimaux pour la réalisation de la dédopplerisation : un suivi de  $\pm 30^\circ$  associé avec un estimateur de densité spectrale de puissance avec une fenêtre de 256 échantillons (pour une fréquence d'échantillonnage de 65 kHz) offrent un bon compromis. L'erreur de localisation des sources sur la profondeur a peu d'influence à  $\pm 0,5 \text{ m}$ .

# Calcul des paramètres de voie RODEL

Dans le modèle RODEL, le rail est considéré comme une poutre de Timoshenko infinie, simplement posée sur une double couche continue ressort-masse-ressort (semelles, traverses, ballast). Pour une force harmonique  $F_0 \exp j\omega t$ , les équations du mouvement pour un déplacement vertical du rail  $u$  et de la traverse  $w$  sont :

$$GA\kappa \frac{\partial}{\partial x}(\phi - \frac{\partial u}{\partial x}) + \tilde{K}_s(u - w) + m'_r \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = F_0 \delta(x), \quad (C.1)$$

$$GA\kappa(\phi - \frac{\partial u}{\partial x}) + \rho I \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} - EI \frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} = 0, \quad (C.2)$$

et

$$m'_t \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = \tilde{K}'_s(u - w) - \tilde{K}'_b w. \quad (C.3)$$

$E$  est le module de Young,  $I$  le moment d'inertie et  $m'_r$  la masse linéique du rail.  $G$  est le module de cisaillement de l'acier

$$G = \frac{E}{2 + 2\nu}, \quad (C.4)$$

où  $\nu$  est le coefficient de Poisson de l'acier.  $\tilde{K}$  est la raideur équivalente de la double sous couche

$$K(\omega) = \frac{K_s(K_b - \omega^2 m'_t)}{K_s + K_b - \omega^2 m'_t}, \quad (C.5)$$

avec  $\tilde{K}_s$  et  $\tilde{K}_b$  les raideurs de la semelle et du ballast et  $m'_t$  la masse linéique de la traverse.  $\tilde{K}_s$  et  $\tilde{K}_b$  sont complexes

$$\tilde{K}_s = K_s(1 + j\eta_s) \text{ et } \tilde{K}_b = K_b(1 + j\eta_b) \quad (C.6)$$

pour tenir compte de l'amortissement hystéritique.

Les solutions de ce problème sont sous la forme harmonique

$$u = U \exp(j\omega t) \exp(k_x x) ; w = W \exp(j\omega t) \exp(k_x x) ; \phi = \Phi \exp(j\omega t) \exp(k_x x) ; \quad (C.7)$$

avec  $U$ ,  $W$  et  $\Phi$  respectivement les amplitudes complexes des déplacements de la poutre et de la traverse et de la rotation de la poutre.  $\Phi$  et  $U$  peuvent s'écrire en fonction du déplacement  $U$  :

$$W = U \frac{\tilde{K}_s}{\tilde{K}_s + \tilde{K}_b - \tilde{m}_t \omega^2} \quad (C.8)$$

et

$$\Phi = U \frac{GA\kappa k_x}{GA\kappa - \rho I \omega^2 - EI k_x^2}. \quad (C.9)$$

Ces deux expressions sont substituées dans l'équation C.1, la transformation de Laplace donne la réceptance de la voie [Chartain 2011, Thompson 1999] :

$$\frac{U}{F_0} = H_{réceptance, rail} = \frac{-1}{GA\kappa} \frac{k_x^2 + C_1(\omega)}{k_x^4 + C_2(\omega) + C_3(\omega)} \quad (C.10)$$

avec

$$C_1(\omega) = \frac{-GA\kappa + \rho I\omega^2}{EI}, \quad (\text{C.11})$$

$$C_2(\omega) = \frac{\rho I\omega^2}{EI} - \frac{1}{GA\kappa} \left( \frac{\tilde{K}_s(\tilde{K}_b - m'_t\omega^2)}{\tilde{K}_s + \tilde{K}_b - m'_t\omega^2} - \rho A\omega^2 \right) \quad (\text{C.12})$$

et

$$C_3(\omega) = \frac{GA\kappa - \rho I\omega^2}{GA\kappa EI} - \left( \frac{\tilde{K}_s(\tilde{K}_b - m'_t\omega^2)}{\tilde{K}_s + \tilde{K}_b - m'_t\omega^2} - \rho A\omega^2 \right). \quad (\text{C.13})$$

Le nombre d'onde  $k_x$  dans le rail est solution de l'équation de dispersion

$$k_x^4 + C_2(\omega)k_x^2 + C_3(\omega) = 0, \quad (\text{C.14})$$

qui conduit à quatre solutions.