

N° d'ordre : 42076

THESE

Présentée à

L'Université de Lille 1 Sciences et Technologies

Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ÉLECTRONIQUE

par

Mohamed Raouf KOUSRI

**Développement et Évaluation d'un Outil d'Analyse
Dimensionné pour les Problématiques de
Compatibilité Electromagnétique Propres au
Milieu Ferroviaire**

Soutenue le 7 juillet 2016 devant la Commission d'Examen :

- Président* **Marc HÉLIER**, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie
- Rapporteurs :* **Geneviève DUCHAMP**, Professeur à l'Université de Bordeaux
 Moncef KADI, Enseignant chercheur, HDR, à ESIGELEC/IRSEEM
- Directeurs de* **Sylvie BARANOWSKI**, Maitre de conférences HDR à l'Université de Lille 1
thèse : **Marc HEDDEBAUT**, Directeur de recherche à l'IFSTTAR
- Encadrante :* **Virginie DENIAU**, Chargée de recherche à l'IFSTTAR
- Invités :* **Noël HADDAD**, Responsable pôle RID, département de télécommunication, SNCF
 Adnane BOUKAMEL, Directeur scientifique à Railenium

Thèse préparée au sein des laboratoires IEMN de l'Université de Lille1 Sciences et technologies et LEOST-COSYS de l'IFSTTAR dans le cadre des travaux de recherche menés par l'Institut de Recherche Technologique RAILENIUM.

REMERCIEMENTS

Je tiens en ce début de mémoire à exprimer toute ma gratitude envers celles et ceux qui ont, de près ou de loin, contribué au bon déroulement et à l'aboutissement de ce travail.

J'adresse tout d'abord mes remerciements à madame Geneviève DUCHAMP et monsieur Moncef KADI pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail. Je remercie également monsieur Noël HADDAD, et monsieur Adnane BOUKAMEL pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de cette thèse. Je tiens également à adresser mes chaleureux remerciements à monsieur Marc HÉLIER, membre de ce jury, et mon professeur de CEM à l'Université Pierre et Marie Curie. C'est grâce à ses qualités humaines et pédagogiques que je suis passionné par la CEM et par la recherche.

Il est évident que je n'aurais pas pu réaliser ce travail sans l'aide et l'encadrement d'une équipe formidable et très compétente ; mes directeurs de thèse, madame Sylvie BARANOWSKI et monsieur Marc HEDDEBAUT, et mon encadrante, madame Virginie DENIAU. Je les remercie très chaleureusement pour leur encouragement, leur confiance, et pour toutes les ondes positives qu'ils rayonnent, en toute compatibilité, évidemment !

Je remercie ainsi Sylvie BARANOWSKI pour tous les efforts qu'elle a fournis pour que cette thèse démarre, et se déroule dans les bonnes conditions. Pour ses conseils, ses remarques toujours pertinentes, et le sentiment de réconfort et d'apaisement qu'elle a su me transmettre pendant les moments difficiles de cette thèse.

Merci à Marc HEDDEBAUT pour ses conseils et son encouragement. Je me suis senti toujours tiré vers le haut grâce à ses compétences techniques et sa rigueur scientifique. Merci pour les remarques constructives et les relectures minutieuses, et pour la sérénité et la bonne humeur qu'il apporte dans chacun de nos échanges.

Mes remerciements vont aussi à Virginie DENIAU, mon encadrante, pour son soutien, sa confiance en moi et ses conseils précieux. Merci infiniment d'être là, lors des moments heureux, comme lors des moments difficiles que j'ai vécus durant cette thèse. Nos échanges, nos discussions, nos éclats de rire seront gravés dans ma mémoire. J'ai beaucoup évolué, sur le plan professionnel et personnel, grâce à ses qualités humaines, scientifiques, et professionnelles.

Merci à monsieur Jean-Marc DELION délégué général de l'IRT RAILENIUM et toute l'équipe de l'IRT d'avoir rendu ce travail possible et de m'accorder la chance d'être l'un des premiers doctorants de RAILENIUM. Merci également à madame Carlota PONS, monsieur René BACLET et monsieur Nicolas NAVARRO pour avoir veillé sur le bon déroulement de ce travail.

Je remercie madame Martine LIÉNARD pour m'avoir accueilli, pendant la première partie de cette thèse, au sein du laboratoire TELICE qu'elle dirige. Merci également à tous les membres de ce laboratoire pour leur accueil chaleureux et pour la bonne humeur qu'ils transmettent.

J'ai passé des moments agréables, et j'ai beaucoup appris durant nos échanges et nos pauses café.

Je remercie également monsieur Charles TAKTEU, directeur du laboratoire LEOST de l'IFSTTAR, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire durant la seconde partie de ma thèse.

Je remercie monsieur Jean RIOULT et monsieur Jean-Pierre GHYS pour leurs soutien et conseils lors de la réalisation de mesures aux bords des voies ferrées ou au sein du LEOST.

Merci à monsieur Lamine KONÉ pour ses conseils et pour avoir participé à mettre ce travail sur les rails au début de cette thèse.

Merci à Emmanuelle GILLMANN, Manue, qui m'a accueilli, soutenu et conseillé dès mon arrivée dans le Nord. « Choukran » pour ton aide, ta patience et ton énergie.

J'ai eu la chance durant ces trois années de développer de précieuses amitiés avec d'autres doctorants que je tiens également à remercier pour les moments que j'ai passés avec eux: Farah, Shiqi, Huaqiang, Souhir, Julien, Christophe, Pierre, Abdourrachid, Kyoko...

Je remercie ma mère, mon frère et ma sœur pour leur soutien, leurs sacrifices et leurs encouragements tout au long de mon parcours en Tunisie et en France, j'espère qu'ils seront fiers par ce que j'ai accompli. Et je remercie tous les membres de ma famille, en Tunisie et en France qui m'ont toujours soutenu.

Je remercie également ma petite famille ; ma femme Sourour pour son amour et son soutien inconditionnel, pour son support lors des moments difficiles, pour sa patience, pour avoir supporté mes humeurs changeantes et pour tous les cafés préparés en plein milieu de la nuit. Je la remercie pour tous les moments de bonheur que nous avons partagés et pour m'avoir offert le plus merveilleux des cadeaux : Lyne. À seulement 15 mois, elle a contribué à sa manière à cette thèse en étant une source de motivation, de joie et de bonheur.

Et je termine en remerciant l'homme qui a compté le plus dans ma vie, mon père, qui nous a quittés durant cette thèse. Il était une vraie source d'inspiration et de motivation. Depuis mon enfance il m'incitait à aller jusqu'au bout, il me parlait déjà de mon diplôme de doctorat lorsque j'avais 12 ans. Il n'a cessé de me supporter et de m'encourager jusqu'au dernier moment. Je lui dédie entièrement ce travail, et j'espère qu'il sera fier de moi.

Table des matières

Table des figures.....	8
Glossaire.....	12
INTRODUCTION GENERALE.....	14
CHAPITRE I : L'ENVIRONNEMENT ÉLECTROMAGNETIQUE ET LES PROBLÉMATIQUES CEM.....	19
I. Introduction.....	20
II. État de l'art des principales caractéristiques d'un environnement EM.....	20
II.1. Introduction.....	20
II.2. Sources de perturbations artificielles	21
II.2.a. Les systèmes de puissance.....	21
II.2.b. Les systèmes de télécommunication	22
II.2.c. Les dispositifs de perturbations intentionnelles	24
II.3. Les nouvelles problématiques CEM propres aux systèmes de transport	25
II.3.a. Les problématiques d'émission.....	26
II.3.b. Les problématiques de vulnérabilité	27
II.4. Caractérisation d'un environnement électromagnétique	27
II.4.a. Techniques de mesures normées.....	28
II.4.b. Rappel relatif aux normes CEM ferroviaires.....	31
III. Vulnérabilité des systèmes de signalisation ferroviaires face aux perturbations EM	32
III.1. Le GSM-R.....	35
III.1.a. Définition.....	35
III.1.b. Vulnérabilité du GSM-R	37
III.2. Eurobalise.....	39
III.2.a. Définition.....	39
III.2.b. Vulnérabilité de l'eurobalise.....	40
III.3. Circuit de voie	41
III.3.a. Définition.....	41
III.3.b. Vulnérabilité du circuit de voie.....	42
IV. Conclusion du chapitre I.....	44
Bibliographie du chapitre I	46

CHAPITRE II : METHODES D'ANALYSE TEMPS-FREQUENCE.....	49
I. Introduction.....	50
II. Analyse temps-fréquence.....	51
II.1. Définition.....	51
II.2. Problématique des résolutions en temps et fréquence.....	51
II.2.a. Limite d'Heisenberg.....	52
II.2.b. Résolutions associées aux différentes fenêtres.....	52
II.3. Transformée de Fourier à Court Terme (TFCT).....	55
II.3.a. Définition.....	55
II.3.b. Limites.....	57
II.4. La transformation en ondelettes : Wavelet Transform.....	60
II.4.a. Définition.....	60
II.4.b. Limites.....	64
III. Méthode proposée.....	65
III.1. Etape 1 : Transposition dans le domaine des fréquences.....	66
III.2. Etape 2 : Somme décalée, ou convolution.....	66
III.2.a. Principe.....	66
III.2.b. Inconvénients et recours à la multi-convolution.....	68
III.2.c. Adaptation de la largeur de la fenêtre.....	72
IV. Conclusion du chapitre II.....	74
Bibliographie du chapitre II.....	76
CHAPITRE III : DEVELOPPEMENT ET ÉVALUATION INITIALE DE L'OUTIL D'ANALYSE.....	79
I. Création de l'outil d'analyse.....	80
I.1. Algorithme de mise en œuvre de l'outil.....	80
I.2. Résultats d'analyse de signaux synthétisés.....	82
I.2.a. Test sur un signal élémentaire.....	83
I.2.b. Test sur un signal uplink eurobalise en absence de bruit.....	85
I.2.c. Test sur un signal uplink eurobalise en présence de bruit.....	87
I.2.d. Test de détection de transitoires à faible amplitude.....	90
II. Comparaison avec la transformée de Gabor.....	91
II.1. Comparaison avec la fenêtre de Gauss.....	91
II.2. Comparaison de l'adaptabilité.....	92
II.2.a. Résultats avec une fenêtre large.....	93
II.2.b. Résultats avec une fenêtre étroite.....	94
II.3. Comparaison des temps de calcul.....	96
III. Confrontation de la méthode proposée avec des mesures.....	97

III.1. Rappels sur techniques de mesures et d'analyses en CEM ferroviaire	97
III.1.a. Mesures dans le domaine des temps	97
III.1.b. Mesures dans le domaine des fréquences	98
III.2. Comparaison avec les résultats de mesures	99
III.2.a. Mesures de spectre	100
III.2.b. Mesures en « zéro span ».....	103
IV. Conclusion du chapitre III	105
Bibliographie du chapitre III.....	106
CHAPITRE IV : APPLICATIONS DE L'OUTIL D'ANALYSE À LA DETECTION DE SIGNAUX PERTURBATEURS NON-INTENTIONNELS ET INTENTIONNELS.....	107
I. Introduction.....	108
II. Présentation de la partie expérimentale	108
II.1. Banc de mesure	109
II.2. Mode opératoire	111
II.3. Signal analysé	111
III. Détection et caractérisation des perturbations	113
III.1. Phénomènes transitoires brefs.....	113
III.1.a. Présentation du signal perturbateur exploité.....	113
III.1.b. Méthode de détection des transitoires	116
III.1.c. Effet de la largeur de la fenêtre sur la valeur trouvée de la puissance des transitoires.....	118
III.1.d. Comparaison entre les puissances du signal utile et des transitoires	120
III.2. Perturbations permanentes	121
III.2.a. Méthode de détection	122
III.2.b. Discussions et perspective pour cette méthode.....	123
III.3. Perturbations intentionnelles.....	123
III.3.a. Présentation des brouilleurs électromagnétiques	124
III.3.b. Présentation du brouilleur utilisé	125
III.3.c. Méthode de détection	127
IV. Conclusion du chapitre IV	129
Bibliographie du chapitre IV.....	131
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	132
Liste des publications en relation avec les travaux de thèse.....	136

Table des figures

Figure 1.1 Limites d'émission à 10 m de l'infrastructure ferroviaire dans la plage de fréquence de 9 kHz à 1 GHz.....	28
Figure 1.2 Balise ETCS/ERTMS fixée entre les rails d'une voie ferrée (www.mermeccgroup.com).....	33
Figure 1.3 Illustration de l'infrastructure ERTMS.....	33
Figure 1.4 Bandes de fréquence allouées au GSM-R, GSM-E et GSM-P.....	35
Figure 1.5 Principe du mode TDMA utilisé par le GSM-R.....	36
Figure 1.6 Antenne GSM-R placée sur le toit du train (Crédit : Paul Gaskell).....	36
Figure 1.7 Perturbation transitoire émise par le contact pantographe/caténaire et reçue par l'antenne GSM-R.....	38
Figure 1.8 Eurobalise fixée entre les rails et un interrogateur fixé sous le train (www.siemens.com).....	39
Figure 1.9 Signal mesuré en dessous d'un train à proximité d'une eurobalise.....	40
Figure 1.10 Schéma du joint électrique d'un circuit de voie UM71. (Source : [33]).....	41
Figure 2. 1 : Formes d'ondes des fenêtres rectangulaire et de Gauss.....	53
Figure 2. 2 : Spectre d'une fenêtre rectangulaire d'une durée 5 ms.....	54
Figure 2. 3 : Spectre d'une fenêtre de Gauss d'une durée de 5 ms.....	54
Figure 2. 4 : Spectres superposés de la fenêtre rectangulaire et la fenêtre de Gauss.....	55
Figure 2. 5 : Pavage de l'espace temps-fréquence de STFT.....	57
Figure 2. 6 : Représentation temps-fréquence d'un signal échantillonné à 5 GHz puis, un zoom sur la bande 920 - 950 MHz.....	59
Figure 2. 7 : Allures en fonction du temps des ondelettes centrées sur 0 avec des échelles différentes ; a = 0.005, 0.0075, 0.01 et 0.05.....	61
Figure 2. 8 : Spectres des ondelettes correspondantes aux échelles ; a = 0.005, 0.0075, 0.01, 0.05.....	62
Figure 2. 9 : Pavage de l'espace temps-fréquence de la transformation en ondelettes.....	62
Figure 2. 10 : Division par 2 de la bande de fréquence à chaque étage de l'algorithme de l'analyse.....	63
Figure 2. 11 : Diagramme des trois premiers étages de l'algorithme récursif de la DWT.....	64
Figure 2. 12 : Deux étapes successives dans le calcul de la convolution avec une fenêtre rectangle illustrant le principe de passage d'un échantillonnage à un autre.....	68
Figure 2. 13 : Evolution de la fenêtre d'analyse en fonction des convolutions successives et approximation par rapport à la forme gaussienne.....	69
Figure 2. 14 : Evolution du spectre de la fenêtre d'analyse rectangulaire en fonction des convolutions successives.....	70
Figure 2. 15 : Évolution de la largeur du lobe central en fonction des convolutions successives.....	70
Figure 2.16 : Représentations temps-fréquence issues de l'application de 1, 2, 3 puis 4 convolutions successives.....	71

Figure 2. 17 : Résultats de l'analyse sur le même signal et la même bande fréquentielle entre 930 et 960 MHz; a) $w = 5000$ points ; b) $w = 50\,000$ points	72
Figure 3.1 Représentation dans les domaines des temps et des fréquences de la fenêtre d'analyse après trois convolutions successives	81
Figure 3.2 Diagramme représentatif de l'algorithme de l'outil d'analyse proposé	82
Figure 3.3 Représentation dans le domaine des temps portant sur $10\ \mu\text{s}$ du signal synthétisé tri fréquence	83
Figure 3.4 Représentation temps-fréquence du signal synthétisé tri fréquence.....	83
Figure 3.5 Représentation du spectre entre 2 MHz et 4 MHz du signal synthétisé tri fréquence.....	84
Figure 3.6 Représentation du spectre entre 2 MHz et 4 MHz du signal synthétisé tri fréquence avec des amplitudes différentes	84
Figure 3.7 Représentation en fonction du temps du signal numérique (en haut) et modulé en fréquence équivalent au signal uplink eurobalise (en bas).....	85
Figure 3.8 Résultats obtenus avec une fenêtre de 0.1 ms: (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3.5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 3.951 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$, (d) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 4.516 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$	86
Figure 3.9 Résultats obtenus avec une fenêtre de $1.76\ \mu\text{s}$: (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3.5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 3.951 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$, (d) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 4.516 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$	86
Figure 3.10 Représentation en fonction du temps d'un transitoire utilisé dans le signal synthétisé.....	88
Figure 3.11 Représentation en fonction du temps du signal synthétisé (a) : Totalité du signal, (b) : Partie du signal limitée à $200\ \mu\text{s}$ dont un transitoire.....	88
Figure 3.12 Résultats obtenus avec une fenêtre de 0.1 ms : (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 2 MHz et 6 MHz, (c) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 3.951 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$, (d) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 4.516 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$	89
Figure 3.13 Résultats obtenus avec une fenêtre de $1.76\ \mu\text{s}$: (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 2 MHz et 6 MHz, (c) Évolution en fonction du temps de la fréquence 3.951 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$, (d) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4.516 MHz sur une durée de $200\ \mu\text{s}$	89
Figure 3.14 Représentation en fonction du temps du signal synthétisé avec un premier transitoire indétectable (a) : Totalité du signal, (b) : Partie du signal limitée à $200\ \mu\text{s}$ dont un transitoire indétectable.....	90
Figure 3.15 Évolution en fonction du temps de la fréquence 3.951 MHz : (a) Évolution le long de tout le signal (b) Évolution sur une durée de $200\ \mu\text{s}$	91
Figure 3.16 Représentations de la fenêtre obtenue après 3 convolutions et la fenêtre de Gauss, (a) En fonction du temps, (b) Spectres	92
Figure 3.17 Résultat de la transformée de Gabor sur un signal uplink eurobalise entre 3.5 MHz et 5 MHz obtenu avec une fenêtre de 2048 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre.....	93

Figure 3.18 Résultat obtenu à l'aide de l'outil proposé sur un signal uplink eurobalise entre 3,5 MHz et 5 MHz obtenu avec une fenêtre de 2046 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre.....	93
Figure 3.19 Résultat de la transformée de Gabor sur un signal uplink eurobalise entre 3.8 MHz et 4 MHz obtenu avec une fenêtre de 2048 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre.....	94
Figure 3.20 Résultat de l'outil proposé sur un signal uplink eurobalise entre 3,8 MHz et 4 MHz obtenu avec une fenêtre de 2046 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre.....	94
Figure 3.21 Résultats obtenus avec la transformée de Gabor et une fenêtre de 2,56 μ s : (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3,5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4,032 MHz sur une durée de 200 μ s, (d) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4,839 MHz sur une durée de 200 μ s.....	95
Figure 3.22 Résultats obtenus avec l'outil proposé et une fenêtre de 2,64 μ s: (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3,5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps de la fréquence 3,951 MHz sur une durée de 200 μ s, (d) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4,516 MHz sur une durée de 200 μ s	95
Figure 3.23 Schéma fonctionnel d'un analyseur temps-réel typique.	97
Figure 3.24 Schéma fonctionnel d'un analyseur de spectre [6]	98
Figure 3.25 Représentation en fonction du temps du signal utilisé pour les mesures.....	99
Figure 3.26 Plan du banc de test pour l'étude comparative avec les résultats de mesures.....	99
Figure 3.27 Lobe principal de la fenêtre d'analyse appliquée d'une durée de 52 μ s.....	101
Figure 3.28 Spectre du signal analysé entre 2 MHz et 6 MHz. (a) Résultat de l'analyseur de spectre avec RBW = 10 kHz. (b) Résultat de l'outil proposé avec une fenêtre d'analyse de 52 μ s.	102
Figure 3.29 Spectre du signal analysé entre 2 MHz et 6 MHz. (a) Résultat de l'analyseur de spectre avec RBW = 100 kHz. (b) Résultat de l'outil proposé avec une fenêtre d'analyse de 5.2 μ s.....	102
Figure 3.30 Spectre du signal analysé entre 2 MHz et 6 MHz. (a) Résultat de l'analyseur de spectre avec RBW = 200 kHz. (b) Résultat de l'outil proposé avec une fenêtre d'analyse de 2.6 μ s.	102
Figure 3.31 Représentation en fonction du temps de la fréquence 3,951 MHz sur toute la durée du signal. (a) Mesure en zéro span avec RBW = 200 kHz. (b) Résultat de l'outil d'analyse avec une fenêtre de durée 2,6 μ s.....	103
Figure 3.32 Représentation en fonction du temps de la fréquence 3.951 MHz sur une durée de 0.6 ms. (a) mesure en zéro span avec RBW = 200 kHz. (b) Résultat de l'outil d'analyse avec une fenêtre de durée 2,6 μ s	103
Figure 4.1 Schéma synoptique du banc de mesure pour l'étude des performances de l'outil d'analyse.	109
Figure 4.2 Banc de mesure réalisé.	110
Figure 4.3 Illustration d'un signal synthétisé modulé en FM. (a) Signal modulant en fonction du temps, (b) Représentation temps-fréquence du signal modulé FM.....	112
Figure 4.4 Représentation temps-fréquence du canal GSM-R en l'absence de toute perturbation sur une durée de 0.2 ms.....	112
Figure 4.5 Antenne GSM-R utilisée à bord des trains pour les liaisons GSM-R.	113
Figure 4.6 Signal transitoire réel sélectionné.	114

Figure 4.7 Représentation en fonction du temps du signal GSM-R en présence de transitoires toutes les 50 μ s.....	115
Figure 4.8 Représentation temps-fréquence du signal GSM-R en présence de transitoires toutes les 50 μ s.....	115
Figure 4.9 Spectre du signal transitoire utilisé : (a) Spectre entre 650 et 950 MHz,	116
Figure 4.10 Représentation temps-fréquence de l'ensemble de la bande de fréquence du GSM obtenue avec une fenêtre d'analyse de 20 ns.	117
Figure 4.11 Représentation temps-fréquence de l'ensemble de la bande de fréquence du GSM obtenue avec une fenêtre d'analyse de 240 ns.	118
Figure 4.12 Représentation en "zero span" de la fréquence 700 MHz issue de l'analyse temps-fréquence d'un signal transitoire avec différentes tailles de fenêtres d'analyse.....	119
Figure 4.13 Comparaison entre la puissance associée au canal GSM-R 924,8 MHz obtenue avec une fenêtre de 2,9 μ s et la puissance associée au canal 920,6 MHz obtenue avec une fenêtre de 240 ns sans aucune correction.	120
Figure 4.14 Comparaison entre la puissance associée au canal GSM-R 924,8 MHz obtenue avec une fenêtre de 2,9 μ s et la puissance associée au canal 920,6 MHz obtenue avec une fenêtre de 240 ns avec ajout du facteur de correction.	121
Figure 4.15 Spectre du signal GSM-R en présence d'une perturbation permanente, obtenu avec une RBW égale à 10 kHz (une fenêtre d'analyse de 52,3 μ s de largeur).....	122
Figure 4.16 Spectre du signal GSM-R en présence d'une perturbation permanente, obtenu avec une RBW égale à 180 kHz (une fenêtre d'analyse de 2,9 μ s de largeur).....	123
Figure 4.17 Représentation temps-fréquence du canal GSM-R en présence d'un signal généré par un brouilleur large bande.	125
Figure 4.18 Spectre du signal GSM-R en présence d'un signal généré par un brouilleur entre 825 MHz et 975 MHz.....	125
Figure 4.19 Représentation temps-fréquence du canal GSM-R en présence d'un signal généré par un brouilleur obtenue avec une fenêtre d'analyse de 2,9 μ s et une RBW de 180 kHz.	126
Figure 4.20 Représentation zero span du canal 900 MHz en présence d'un signal GSM-R et d'un signal de brouillage.	127
Figure 4.21 Représentation en mode zero span des canaux 860 MHz et 950 MHz en présence d'un signal GSM-R et d'un signal de brouillage avec mise en évidence des intervalles de temps T_1 et T_2	128

Glossaire

2G :	Système radio téléphonique cellulaire de deuxième génération
3G :	Système radio téléphonique cellulaire de troisième génération
4G :	Système radio téléphonique cellulaire de quatrième génération
ANFR :	Agence Nationale des Fréquences
BCI:	Bulk Current Injection
BER :	Bit Error Rate
BSC :	Base Station Controller
BTS :	Base Transceiver Station
CAN :	Convertisseur analogique numérique
CEI :	Commission Électrotechnique Internationale
CEM :	Compatibilité électromagnétique
CMU :	Universal radio communication tester
CRBM :	Chambre Réverbérante à Brassage de Modes
DSP :	Digital signal processor
DWT :	Discrete wavelet transform
EDGE :	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
ERTMS :	European Rail Traffic Management System
ETCS :	European Train Control System
EVC :	European Vital Computer
FFT :	Fast Fourier Transform
FM:	Frequency Modulation
FSK:	Frequency Shift Keying
GMSK:	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS:	General Packet Radio Service
GSA:	Générateur de signaux arbitraires
GSM :	Global System for Mobile communication
GSM-E:	Global System for Mobile communication – Extended
GSM-P:	Global System for Mobile communication – Primary
GSM-R :	Global System for Mobile communication – Railways

GTEM:	Giga Transverse Électrique-Magnétique
HSPA:	High Speed Packet Access
IEMI :	Interférence électromagnétique intentionnelle
IFSTTAR:	Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux
IP:	Internet Protocol
IXL:	Interlocking System
LEOST:	Laboratoire Électronique Ondes et Signaux pour les Transports
LTE:	Long Term Evolution
OFDM:	Orthogonal frequency-division multiplexing
RAM:	Random access memory
RBC:	Radio Block Center
RBW:	Resolution Bandwidth
RF:	Radio Frequency
RSIL:	Réseau de Stabilisation d'Impédance de Ligne
RSI:	Réseau de Stabilisation d'Impédance
SMS:	Short Message Service
STFT:	Short time Fourier transform
TDMA :	Time Division Multiple Access
TEM:	Transverse Électrique-Magnétique
TFCT:	Transformée de Fourier à court terme
TFR:	Transformée de Fourier rapide
TGV :	Train à Grande Vitesse
TVM:	Transmission Voie Machine
UMTS:	Universal Mobile Telecommunications System
WT :	Wavelet Transform

INTRODUCTION GENERALE

Selon la norme internationale de vocabulaire électrotechnique donnée par la Commission Electrotechnique Internationale (CEI), la compatibilité électromagnétique constitue l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement.

L'importante évolution technologique à laquelle nous assistons depuis quelques décennies à engendré une multiplication considérable des systèmes électriques, radioélectriques et électroniques, et donc des environnements électromagnétiques de plus en plus riches et complexes. En effet, chacun de ces systèmes peut être considéré comme une source et/ou une victime potentielle de signaux électromagnétiques plus ou moins puissants et qui peuvent avoir des formes et des caractéristiques différentes.

Les sources de perturbations dans un environnement électromagnétique sont donc de plus en plus nombreuses. Elles peuvent être d'origine naturelle, comme les phénomènes orageux ou liés à l'activité solaire, ou d'origine artificielle. Avec le développement continu de nouvelles technologies, les sources de cette dernière catégorie ne cessent de se multiplier et d'évoluer. On trouve, sans être exhaustif, les systèmes d'alimentation à haute ou basse tension, les moteurs électriques, les systèmes de conversion de courant et de tension, les systèmes de commutation, les dispositifs de brouillage intentionnel, les systèmes de télécommunication, etc.

Parallèlement à ce nombre important de sources de perturbations, le nombre des systèmes considérés comme victimes potentielles ne cesse d'augmenter, notamment dans le domaine des transports. En effet, l'évolution technologique offre à ce domaine la possibilité de se doter de nouvelles applications et fonctionnalités qui permettent d'augmenter les performances en termes de sécurité, de capacité, de confort et d'aide à la décision pour les utilisateurs. Dans le domaine de l'automobile par exemple, on parle de plus en plus de la voiture connectée, dotée d'un nombre important de capteurs et d'émetteurs, de calculateurs et ordinateurs de bord. Ceux-ci lui permettent d'être relié à son entourage proche et à internet, lui procurant une connectivité plus importante.

Le domaine ferroviaire a également considérablement évolué en introduisant de nouvelles technologies dans le but d'améliorer encore ses performances en termes de sécurité, fiabilité, capacité et de fluidité de son réseau. L'environnement électromagnétique ferroviaire constitue l'un des environnements les plus complexes et hostiles de point de vue électromagnétique. Ceci est imputable au fait qu'on y trouve une multitude de systèmes, de signaux et de perturbations électromagnétiques très variés. Les sources de perturbations dans ce milieu sont nombreuses, à commencer par son système d'alimentation qui génère des tensions et des courants de fortes amplitudes, généralement riches en perturbations venant des sous-stations

d'alimentation ou du matériel roulant. De plus, l'alimentation des trains s'effectue au travers d'un contact glissant établi entre le pantographe et le fil caténaire, ou moyennant un système de troisième rail. Il s'agit d'un contact imparfait, et cette imperfection engendre la création de phénomènes transitoires de forte puissance couvrant un large spectre de fréquences, qui peuvent être rayonnés ou conduits le long de la ligne d'alimentation. Ces signaux transitoires sont plus ou moins fréquents et puissants selon la vitesse des trains, la qualité de la caténaire ou du troisième rail, ainsi que selon les conditions météorologiques.

D'autres sources de perturbations sont également à prendre en considération en environnement ferroviaire, notamment les moteurs des trains, les systèmes de conversion de courant à bord, les hacheurs, le contact entre les roues et les rails, etc.

Parallèlement à ces sources de perturbations, et avec l'évolution technologique du milieu ferroviaire, de nouveaux systèmes y sont introduits, notamment des systèmes de signalisation s'appuyant sur des technologies ou protocoles de communication nouveaux. Ceux-ci deviennent pour partie les garants de la sécurité et du bon fonctionnement général des réseaux ferroviaires. On trouve parmi eux des systèmes anciens comme le circuit de voie, fonctionnant avec des signaux transmis le long des rails associés à des systèmes plus récents comme l'ERTMS (European Railways Traffic Management System). Ce dernier a été créé dans le but d'homogénéiser la signalisation ferroviaire en Europe et d'améliorer sa capacité. Il est constitué de briques technologiques telles que le GSM-R (Global System for Mobile communication – Railways) et l'eurobalise. Le premier constitue un système de communication sol-trains développé depuis le GSM public, permettant une communication radio et continue entre une partie mobile embarquée sur le train et les postes de commande à travers une antenne adaptée placée sur le toit du train. Les signaux échangés par cette antenne sont soumis à des perturbations électromagnétiques issues principalement du contact glissant entre le pantographe et la caténaire. Le second équipement, l'eurobalise, fonctionne quant à lui avec des balises placées entre les rails permettant une transmission ponctuelle des informations de signalisation lors du passage des trains. Au-delà des systèmes de signalisation, le domaine ferroviaire s'intéresse à de nombreuses possibilités offertes par les nouvelles technologies de communication pour offrir aux voyageurs des services à bord permettant d'améliorer la qualité de leurs voyages.

L'ensemble de ces signaux, systèmes et perturbations font de l'environnement électromagnétique ferroviaire un ensemble complexe et difficile à caractériser. En effet, les caractéristiques techniques des systèmes de signalisation sont différentes, par exemple, en termes de fréquences on évolue de quelques kHz pour le circuit de voie à environ 900 MHz pour le GSM-R. Ces différences techniques font que ces systèmes perçoivent les perturbations chacun selon ses réponses en temps et en fréquence. Ainsi, afin d'évaluer l'impact de ces perturbations sur leur fonctionnement, les méthodes d'analyse utilisées dans les études CEM doivent être adaptées aux caractéristiques de ces systèmes.

Parmi les méthodes de caractérisation des perturbations on trouve les analyses temps-fréquence. Ces méthodes permettent un accès simultané aux caractéristiques en temps et fréquence des signaux analysés, par exemple les instants d'apparition et la largeur spectrale

des signaux transitoires. Dans le cas du système ferroviaire, où les caractérisations doivent être effectuées en mobilité, les techniques temps-fréquence constituent une piste particulièrement intéressante. Elles possèdent le potentiel de détecter et de caractériser intégralement les événements transitoires intervenant au cours du déplacement du train. Ces méthodes reposent souvent sur l'utilisation de la FFT (Fast Fourier Transform) ou d'ondelettes. Ces transformées, bien que présentant des avantages en termes de rapidité de calcul, restent toutefois assez limitées en termes de flexibilité pour que les analyses soient menées selon un paramétrage adapté aux systèmes à protéger.

Dans ce travail de thèse, nous proposons une nouvelle méthode d'analyse temps-fréquence, basée sur la transformée de Fourier discrète, offrant une importante flexibilité et pouvant s'adapter aux résolutions en temps et fréquence du système étudié et des signaux à caractériser. Cette méthode est développée sous forme d'un outil informatique dont le but est d'analyser les signaux détectés dans le milieu ferroviaire et d'en extraire les caractéristiques de perturbations électromagnétiques telles que chacun des systèmes de signalisation les perçoivent. Cet outil sera doté d'un certain nombre de fonctionnalités permettant une automatisation de la détection des différents types de perturbations. Il pourrait, dans une version finalisée, équiper les laboratoires de test CEM ou bien être installé sur des équipements de mesures tels que les analyseurs temps réel.

Ce manuscrit est constitué de quatre chapitres. Nous abordons dans le premier chapitre la définition générale d'un environnement électromagnétique en abordant les différents systèmes qui le constituent, comme les sources de perturbations et les victimes potentielles, et les problématiques de compatibilité électromagnétique liées à l'introduction des nouvelles technologies dans le domaine des transports. S'en suit une présentation des différentes méthodes de mesure CEM et de caractérisation de l'environnement électromagnétique données par les normes CEM, ainsi qu'une discussion sur l'état des normes CEM ferroviaires face aux nouvelles problématiques CEM propres à ce milieu ferroviaire. Par la suite, nous illustrerons ces nouvelles problématiques par la présentation de trois différents systèmes de signalisation ferroviaires, que sont le GSM-R, l'eurobalise et le circuit de voie, en détaillant leurs caractéristiques et leur vulnérabilité face aux perturbations électromagnétiques présentes dans le milieu ferroviaire.

Dans le deuxième chapitre, nous effectuons une étude critique de certaines méthodes d'analyse temps-fréquence utilisées dans les études CEM. Nous nous intéressons plus particulièrement aux analyses fondées sur la FFT et la transformée en ondelettes. Cette étude concerne spécifiquement les limites de flexibilité et d'adaptabilité de ces méthodes aux différentes caractéristiques des systèmes de signalisation, notamment les résolutions en temps et fréquence. Nous présentons par la suite une nouvelle méthode développée afin de remédier à ces limites d'adaptabilité et de proposer une meilleure flexibilité dans l'analyse des perturbations électromagnétiques. Il s'agit d'apporter une méthode d'analyse générique et pertinente pour des systèmes à protéger présentant des réponses aux perturbations très différentes.

Le troisième chapitre constitue une étude pratique de l'outil développé. Nous y présentons au début son algorithme et quelques résultats d'analyse obtenus sur des signaux synthétisés, et qui sont comparés aux résultats obtenus avec la transformée de Gabor. Une étude comparative est également réalisée entre les deux méthodes. Celle-ci concerne leur adaptabilité et leurs temps de calcul. Par la suite, les résultats obtenus avec l'outil développé sont discutés et comparés aux résultats obtenus sur un banc de test en utilisant un analyseur de spectre.

Enfin, dans le quatrième chapitre, nous nous intéressons au volet applicatif de l'outil. Avec l'aide d'un banc de test installé au sein du laboratoire LEOST de l'IFSTTAR, nous mettons en évidence les fonctionnalités de l'outil permettant la détection et la caractérisation de différents types de perturbations. Nous nous intéressons spécifiquement aux perturbations transitoires, permanentes et intentionnelles issues des brouilleurs électromagnétiques.

Le travail réalisé dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de recherches menés et financés par l'Institut de Recherche Technologique Railenium en partenariat avec l'IFSTTAR et l'Université de Lille 1 Sciences et Technologies.

Chapitre 1 :

L'ENVIRONNEMENT
ÉLECTROMAGNETIQUE ET LES
PROBLEMATIQUES CEM

I. Introduction

L'objectif principal de la compatibilité électromagnétique est d'étudier et d'assurer le bon fonctionnement d'un système potentiellement vulnérable dans son environnement électromagnétique. En effet, un système électronique s'avère sensible à différentes perturbations venant de différentes sources et dotées de caractéristiques variées. Une étude CEM d'un système donné consiste donc à caractériser les perturbations susceptibles d'impacter son fonctionnement, d'étudier leurs possibilités de couplage avec le système perturbé et aussi de réaliser les simulations et les tests requis afin d'évaluer l'impact de ces perturbations sur le système considéré.

Les différents signaux qui entrent en jeu dans les études CEM ne possèdent pas une définition ou une limitation exhaustivement documentée. En effet, c'est en fonction du seuil de vulnérabilité du système étudié, de l'amplitude et de l'étendue spectrale du signal que celui-ci sera considéré comme une perturbation. Connaître les caractéristiques d'un système vulnérable est donc nécessaire, mais étudier et caractériser les perturbations et leurs sources constituent des paramètres tout aussi importants.

Les perturbations électromagnétiques peuvent être catégorisées selon plusieurs critères. On peut citer par exemple le type de leurs origines : naturelle ou industrielle, leurs caractéristiques dans le domaine des temps : transitoires ou permanentes, leurs étendues spectrales : large bande ou bande étroite, le type de propagation : conduites ou rayonnées...

Dans la première partie de ce chapitre, différents types de sources de perturbations seront abordés fournissant une étude de leurs caractéristiques et des moyens mis en place pour leurs traitements et pour en protéger les systèmes vulnérables. Dans la seconde partie, une étude de l'environnement électromagnétique ferroviaire est présentée se focalisant sur trois systèmes au cœur de la signalisation ferroviaire : le GSM-R, l'eurobalise et le circuit de voie.

II. État de l'art des principales caractéristiques d'un environnement EM

II.1. Introduction

Un environnement électromagnétique est principalement caractérisé par l'ensemble des signaux électromagnétiques et de leurs sources qui cohabitent dans un même milieu. L'interaction entre ces sources peut être nécessaire dans le cadre de leur fonctionnement, par exemple un échange de données entre un capteur et un ordinateur de bord sur un véhicule, ou peut être indésirable, comme l'impact d'un four à micro-ondes en marche sur une connexion Wi-Fi proche. On parle dans ce dernier cas d'une interférence électromagnétique. En effet, une perturbation générée par une source peut être reçue par différents systèmes, et selon les caractéristiques de celui-ci, elle possèdera plus ou moins d'impact sur son fonctionnement.

Les sources peuvent être d'origine naturelle, comme les vents solaires qui, lors de violentes activités solaires, sont assez puissants pour franchir la barrière du champ magnétique terrestre et atteindre les couches inférieures de l'atmosphère avec des niveaux de puissance pouvant perturber certains équipements électroniques. Les phénomènes orageux sont aussi considérés comme une source de perturbation naturelle moins étendue. En effet, les nuages orageux contiennent des quantités très importantes de charges électriques réparties en fonction de l'altitude. Ces charges sont responsables de la création de champs électriques de quelques dizaines de kV/m et de l'apparition de phénomènes d'éclairs. Ceux-ci libèrent, en une fraction de seconde, une quantité d'énergie considérable et des rayonnements électromagnétiques pouvant atteindre des niveaux de puissance de quelques gigawatts [1].

La majorité des études de CEM traitent des risques associés à des sources de perturbations d'origines artificielles, liées à l'activité humaine. En effet, avec le progrès technologique et le nombre grandissant des systèmes électriques et radioélectriques utilisés, le nombre de sources de perturbation est de plus en plus important et leurs caractéristiques sont de plus en plus diverses. Nous nous intéresserons dans notre étude à ce type de sources.

Dans ce paragraphe, un aperçu de certains types de sources artificielles sera présenté, suivi d'une étude de l'évolution des problématiques de compatibilité électromagnétique dans les systèmes de transport et des méthodes mises en place pour le traitement et la caractérisation des perturbations électromagnétiques.

II.2. Sources de perturbations artificielles

La diversité des sources de perturbation fait que celles-ci peuvent être classées en différentes catégories selon des critères différents dont le choix dépend de l'objectif de l'étude réalisée. Nous choisissons dans ce paragraphe de présenter un aperçu de quelques exemples de sources de perturbations selon un critère de classification fonctionnelle.

II.2.a. Les systèmes de puissance

Alimentation électrique

Les sources d'alimentation électrique représentent une catégorie importante de perturbations de par la facilité de couplage de celles-ci avec les systèmes vulnérables moyennant des connexions filaires, et aussi en raison des niveaux de puissance importants qu'elles génèrent.

Les réseaux de haute tension sont un exemple de ces systèmes d'alimentation. Les courants électriques acheminés par ces réseaux contiennent des perturbations dues en grande partie aux manœuvres réalisées sur des équipements tels que les disjoncteurs ou interrupteurs, ou bien aux défauts présents sur les lignes haute tension ou les équipements. Ces perturbations ont généralement un comportement impulsionnel atteignant des niveaux très élevés avec une large couverture spectrale (entre 10 kHz et 1 MHz) [2], et peuvent être transmises par conduction jusqu'aux équipements fonctionnant en basse tension, pouvant ainsi les endommager.

Il existe aussi des systèmes d'alimentation électrique spécifiques à certaines applications, comme celle liées à l'électrification ferroviaire, dans lequel on trouve principalement en France deux types d'alimentation : le premier utilise une tension continue de 1500 volts, le second utilise une tension alternative de 25 000 volts à 50 Hz. Ces tensions sont générées par des sous-stations d'alimentation appartenant à l'infrastructure ferroviaire et acheminées jusqu'aux trains à travers les caténaires. Ce système constitue une source importante de perturbations qui peuvent être conduites ou rayonnées et atteindre certains équipements à bord des trains voire hors de l'emprise ferroviaire [3].

Les moteurs électriques

Les moteurs électriques équipent un nombre très important d'appareils tels que des appareils domestiques, médicaux et scientifiques. Ils sont également largement utilisés dans les systèmes de transports, comme dans le cas des tractions électriques (train, voiture électrique) ou certains sous-systèmes comme le moteur des balais d'essuie glaces ou les vitres électriques d'une voiture. Ces moteurs génèrent des perturbations transitoires lors de la phase de mise en marche ou d'arrêt, et également durant leur fonctionnement en raison du contact des balais avec la partie mobile du moteur, le rotor [2].

Les convertisseurs de puissance

Les convertisseurs sont utilisés afin d'adapter une énergie générée par une source aux besoins d'un récepteur utilisant une forme différente d'énergie. Cette adaptation peut concerner le niveau de tension ou de courant, ou bien le passage d'une forme alternative à une forme continue, ou l'inverse. Le principe de fonctionnement des convertisseurs de puissance repose sur l'utilisation de semi-conducteurs qui commutent brusquement entre les états ouvert et fermé. Ces commutations rapides sont responsables d'une variation brusque des niveaux de tension et de courant et donc de la génération de perturbation à haute fréquence qui se propagent et se couplent de différentes manières avec les systèmes victimes [4].

II.2.b. Les systèmes de télécommunication

Les communications mobiles

La communication radiomobile constitue un des domaines technologiques qui a le plus évolué aux cours des deux dernières décennies. L'accroissement important du nombre d'utilisateurs et les quantités d'informations échangées (qui ne se limitent plus à la voix) a impliqué des changements considérables en termes de technologie et de ressources utilisées.

Parmi des ressources les plus importantes dans la communication mobile on trouve les fréquences radio. En effet, plus les informations transmises sont nombreuses, plus les bandes de fréquence utilisées par la communication mobile sont larges. Dans le cas de la téléphonie cellulaire par exemple, l'introduction dans les années 1990 du GSM (Global System for Mobile communication) permettait un échange de voix et du texte (SMS) sur des canaux fréquentiels de 200 kHz de largeur. Ensuite, l'introduction des technologies EDGE (Enhanced

Data Rates for GSM Evolution) et le GPRS (General Packet Radio Service) a contribué à l'amélioration des débits de transmission de données vers quelques kbit/s, ce qui a permis de proposer d'autres services comme l'accès internet. Ces technologies sont considérées comme la deuxième génération de la communication numérique mobile, ou plus communément la 2G [5].

La communication radiomobile continue toujours d'évoluer pour offrir aux utilisateurs un accès à plus de services et des débits de plus en plus élevés. Ainsi, l'amélioration des technologies de télécommunication a permis le passage de la 2G à la 3G avec des normes comme l'UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) ou la HSPA (High Speed Packet Access), utilisant des bandes passantes fixes de 5 MHz et permettant des débits de quelques Mbit/s, pour arriver plus récemment à la 4G. Celle-ci, commercialisée depuis environ 5 années, introduit l'utilisation d'une nouvelle norme de communication numérique qui est la LTE (Long Term Evolution). Cette technologie se fonde sur une architecture plus riche que les générations précédentes et permet une allocation variable de bandes de fréquence plus larges (de 1.4 MHz à 20 MHz) pour un débit pouvant atteindre les 300 Mbit/s [6].

Cette évolution des normes de communication et des débits de transmissions doit être accompagnée par une optimisation de la gestion des bandes de fréquence utilisées afin d'éviter des problèmes liés à la compatibilité électromagnétique. En effet, l'utilisation de bandes de fréquence plus larges crée un risque d'interférences entre les signaux des différents opérateurs, ou bien entre les signaux de la communication mobile et ceux utilisés par d'autres applications sensibles à ces fréquences.

Pour éviter les interférences entre les signaux des différents opérateurs, le LTE utilise une technique de modulation multi porteuses appelée OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Cette technique exploite plusieurs sous porteuses proches les uns des autres, tout en évitant les interférences entre eux. Ceci est garanti par l'utilisation de codes orthogonaux entre eux en se basant sur un choix judicieux des fréquences et des durées symboles transmis [7].

Afin d'éviter les interférences entre les signaux de communication mobile et ceux utilisés par d'autres applications, les différents opérateurs sont limités à l'utilisation de certaines bandes de fréquence attribuées par des organismes internationaux et régulateurs comme l'Union Internationale des Télécommunications [8] ou nationaux comme l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR) [9].

Les objets connectés

Un objet connecté est un équipement possédant une interface et une adresse IP lui permettant d'être relié à internet en liaison avec des terminaux qui sont également connectés. Ces objets constituent un concept qu'on appelle « L'internet des objets » (ou en anglais : Internet of Things) et se développent de plus en plus dans différents types d'applications [10].

Avec l'essor considérable des smartphones, les objets connectés sont de plus en plus nombreux et leurs utilisations peuvent désormais s'intégrer à une partie significative de la vie quotidienne. Des exemples d'objets connectés usuels très divers mentionnés sans classement particulier sont les montres, les lunettes, les voitures, les maisons, ou encore certaines brosses à dent... Tous ces objets peuvent être connectés via des liaisons filaires ou sans fil. Pour ce dernier cas, il existe différents types de protocoles et de normes dédiés aux objets connectés qui ont considérablement évolués afin de s'adapter au nombre croissant de ces objets, à leurs différentes applications et aux importantes quantités d'information échangées. Le tableau 1.1 présente quelques informations techniques sur certains de ces protocoles.

Tableau 1.1 Caractéristiques techniques de certains protocoles utilisés par les objets connectés

	Bluetooth [11]	WiFi [12]	NFC [13]	ZigBee [14]	Ant+ [15]
Norme	IEEE 802.15.1	IEEE 802.11	ISO/IEC 18092	IEEE 802.15.4	ANT
Gamme de fréquence	2,4 GHz	2,4 GHz	13,56 MHz	868 MHz 2,4 GHz	2,4 GHz
Débit	1-3 Mb/s	11-10 ³ Mb/s	424 kb/s	20-250 kb/s	20-60 kb/s
Portée	10-100 m	10-100 m	4 cm	10-100 m	10-30 m
Type d'application	Périphériques d'ordinateur	Connexion réseau local	Paieement Transport	Domotique Réseau de capteur sans fil	Application sportive

Selon ce tableau 1.1, les protocoles utilisés par les objets connectés présentent des caractéristiques techniques différentes (fréquences, débits, portée...). Le protocole utilisé est choisi en fonction des besoins de l'application développée en termes de quantités de données envoyées, autonomie de l'objet, distances entre les objets...

S'il est vrai que les objets connectés fonctionnent avec des niveaux de puissance très faibles, la multiplication considérable de leur nombre, associée à celle des quantités de données transmises engendrent une augmentation du risque d'interférence entre ces objets. La gestion des fréquences utilisées et des positions de ces objets est donc un enjeu important pour leur compatibilité électromagnétique.

II.2.c. Les dispositifs de perturbations intentionnelles

De plus en plus d'applications dépendent des technologies de pointe, de ce fait ces applications sont sujettes à de nouvelles méthodes d'attaques, notamment les attaques électromagnétiques.

Ces attaques reposent sur des sources de perturbations intentionnelles et plus ou moins puissantes créées dans le but perturber ou endommager des systèmes électriques ou électroniques. On trouve parmi ces sources des armes à micro-ondes, des armes nucléaires ou des brouilleurs électromagnétiques militaires ou civiles.

Armes à micro-ondes

Il existe différentes technologies permettant la création d'armes à micro-ondes. Le principe de ces technologies consiste à transformer de l'énergie électrique en impulsions électromagnétiques pouvant atteindre quelques GW, voire des centaines de GW. Selon la technologie utilisée, les bandes de fréquence couvertes par ces impulsions peut être inférieures à 1 MHz, ou aller jusqu'à quelques GHz pour certains types d'armes [16].

Impulsion électromagnétique d'origine nucléaire

Une explosion nucléaire développe de nombreux effets tels que l'effet thermique, l'effet de souffle, l'effet d'irradiation et l'effet électromagnétique. Ce dernier apparaît suite à une explosion nucléaire à haute altitude. En effet, il faut une certaine altitude (entre 20 et 80 km) pour que les rayonnements γ issus de cette explosion puissent interagir avec les particules de l'atmosphère afin de créer une quantité importante d'électrons. Ceux-ci se déplacent sur une distance limitée, environ 30 m, mais leur déplacement crée à son tour un champ électromagnétique dirigé vers le sol. Ce champ apparaît sous la forme d'une impulsion électromagnétique dont la durée est d'environ 1 μ s et dont la puissance peut atteindre quelques MW (selon la puissance de l'arme utilisée). Cette impulsion peut impacter un nombre important de systèmes puisqu'elle qu'elle se propage au-dessus de zones géographiques très larges (des centaines de km²) et couvre des bandes de fréquence pouvant atteindre quelques dizaines de MHz [2].

Brouilleurs électromagnétiques

Les armes micro-ondes et les bombes nucléaires constituent des sources de perturbations électromagnétiques qui nécessitent des quantités considérables d'énergie et des coûts de fabrications très élevés. Il s'agit donc de technologies peu accessibles. En revanche, depuis quelques années, des dispositifs de brouillages faciles à transporter et à dissimuler se développent et deviennent de plus en plus accessibles.

Ces dispositifs sont conçus afin de perturber les signaux de télécommunication échangés et d'empêcher leur réception. Ainsi, ces brouilleurs émettent des signaux sur les mêmes bandes de fréquence que les systèmes victimes utilisent pour leur communication [17]. Ces brouilleurs électromagnétiques seront présentés en détail dans le quatrième chapitre.

II.3. Les nouvelles problématiques CEM propres aux systèmes de transport

Le domaine des transports est l'un des domaines les plus concernés par les études de compatibilité électromagnétique. En effet, celui-ci ne cesse de se doter de plus en plus

d'applications et de fonctionnalités utilisant des technologies basées sur des systèmes électriques et électroniques ce qui, d'une part, multiplie le nombre des signaux perturbateurs émis par les systèmes de transports, et d'autre part, augmente la vulnérabilité de ces systèmes face aux perturbations électromagnétiques.

II.3.a. Les problématiques d'émission

Dans le domaine du transport terrestre, les problématiques CEM sont généralement liées à l'alimentation électrique, par exemple, les signaux de perturbations générés par l'infrastructure d'alimentation ferroviaire, ou, dans le secteur automobile, les émissions produites lors de la charge des véhicules électriques. Ces perturbations peuvent avoir différentes formes dans le domaine des temps et différents contenus spectraux, mais elles sont généralement classées en deux catégories : conduites et rayonnées.

Émission de perturbations conduites liées au domaine des transports

L'utilisation de l'énergie électrique est de plus en plus importante dans une grande partie des systèmes de transport terrestre. Ceci se traduit par l'utilisation de moteurs électriques à forte puissance installés à bord des véhicules et qui sont alimentés par des infrastructures électriques se trouvant à l'extérieur (trains, métro, tramway...) ou des batteries installées à bord de ces véhicules (voitures ou deux roues électriques).

Les émissions de perturbations électromagnétiques conduites peuvent être dues aux moteurs électriques durant leur fonctionnement ou pendant les instants de démarrage ou d'arrêt [18]. Ces perturbations sont puissantes, transitoires et couvrent une large bande de fréquences, elles peuvent perturber les systèmes de bord, comme elles peuvent se propager via le réseau d'alimentation électrique et perturber des systèmes à l'extérieur du véhicule.

Outre le moteur électrique, il existe d'autres types de perturbations conduites telles que par exemple les harmoniques de courant et de tension générées par les systèmes de redressement [19], ou les signaux radiofréquences émis sur le réseau électrique par une voiture électrique en charge.

Émission de perturbations rayonnées liées au domaine des transports

Les perturbations rayonnées par les systèmes de transport présentent, dans la plupart des cas, la même origine que les perturbations conduites. Ainsi, et à titre d'exemple, les perturbations générées par les moteurs électriques ou celles créées par un contact d'alimentation glissant (et donc imparfait) avec une caténaire ou un troisième rail, peuvent être rayonnées par les câbles sur lesquels elles sont transmises.

Les perturbations rayonnées sont également liées aux nouvelles technologies introduites récemment ou en cours d'introductions dans le domaine des transports. Par exemple, les systèmes liés au fonctionnement d'une voiture, comme les nombreux capteurs, bus, moteurs électriques..., ou au confort des passagers, comme les périphériques connectés, contribuent

tous à étendre la couverture fréquentielle des champs électromagnétiques rayonnés par les voitures en général.

Par ailleurs, de nouvelles technologies de charge dynamique de véhicules électriques sont en train d'émerger. L'une d'elle consiste à réaliser la charge des batteries sur des pistes adaptées pendant le déplacement des véhicules grâce à un courant induit créé par de puissants champs magnétiques générés par la piste. Cette technologie présente certes des aspects pratiques et innovants mais certains éléments, notamment les niveaux de champs électromagnétiques rayonnés par cette infrastructure, et leurs effets sur les équipements embarqués doivent être pris en considération [20].

II.3.b. Les problématiques de vulnérabilité

Comme les problématiques d'émission, la vulnérabilité électromagnétique dans le domaine des transports évolue avec les nouvelles générations de véhicules utilisant des technologies avancées. Dans le secteur automobile, la voiture tend à devenir de plus en plus autonome, et ce grâce à l'utilisation d'un nombre croissant de récepteurs et de capteurs chargés de collecter un certain nombre d'informations venant de l'intérieur ou de l'extérieur de la voiture. Aussi, celle-ci fait désormais partie de l'internet des objets (voir paragraphe II.2.b), elle est donc connectée à internet, et le devient de plus en plus à son proche entourage (signalisation, autres voitures, éléments de la route...) grâce à des bornes et différents systèmes de communication.

Dans un environnement électromagnétique riche en sources d'émission, les voitures équipées de ces systèmes deviennent plus vulnérables aux différentes perturbations. Chaque capteur embarqué devient, avec ces propres caractéristiques techniques, un récepteur potentiel de perturbations électromagnétiques. La difficulté est que chaque source d'émission au sein du véhicule pourra être perçue différemment par chacun des capteurs embarqués en fonction de leurs réponses dans les domaines des temps et des fréquences.

Ainsi, la multitude des sources de perturbations et la diversité des systèmes victimes dans le domaine des transports complexifient les études CEM. Ces études nécessitent une bonne connaissance des sources et des systèmes victimes afin de pouvoir en étudier le couplage électromagnétique.

II.4. Caractérisation d'un environnement électromagnétique

Les mesures réalisées dans les études CEM sont diverses et possèdent des objectifs variés. Elles peuvent, à titre d'exemple, servir à : [21]

- tester si un appareil est conforme aux normes CEM en vigueur, par l'application de certaines procédures de test,
- tester et caractériser les mesures de protection et les dispositifs de blindage utilisés pour assurer la compatibilité électromagnétique d'un équipement,

- caractériser un environnement électromagnétique en évaluant les contraintes électromagnétiques et les sources de perturbations pouvant impacter le fonctionnement d'un équipement.

Afin de garantir la compatibilité électromagnétique dans un environnement donné, et permettre la reproductibilité et la répétabilité des mesures, les procédures de mesure sont définies selon un ensemble de normes.

II.4.a. Techniques de mesures normées

Selon les normes CEM, les perturbations électromagnétiques sont généralement divisées en deux catégories : rayonnées et conduites. Quant aux techniques de mesure, deux catégories principales sont considérées : les mesures d'émission, et les mesures d'immunité. De ce fait, les techniques de mesures sont classées en quatre types [22] :

Techniques de mesure des perturbations émises par rayonnement

Ces techniques permettent de caractériser les champs électromagnétiques rayonnés par un équipement ou un système. Ces mesures sont réalisées sur une large bande de fréquence, allant de quelques kHz à quelques GHz selon le système testé et les normes qu'il doit vérifier, et servent à déterminer les valeurs du champ électromagnétique rayonné. Les normes spécifient les valeurs maximales tolérées de ce champ qui correspondent à des distances et à des plages fréquentielles données. La figure 1.1 représente un exemple de limites d'émissions rayonnées qui s'appliquent à l'infrastructure ferroviaire données par la norme CEM ferroviaire EN 50121-2 [23].

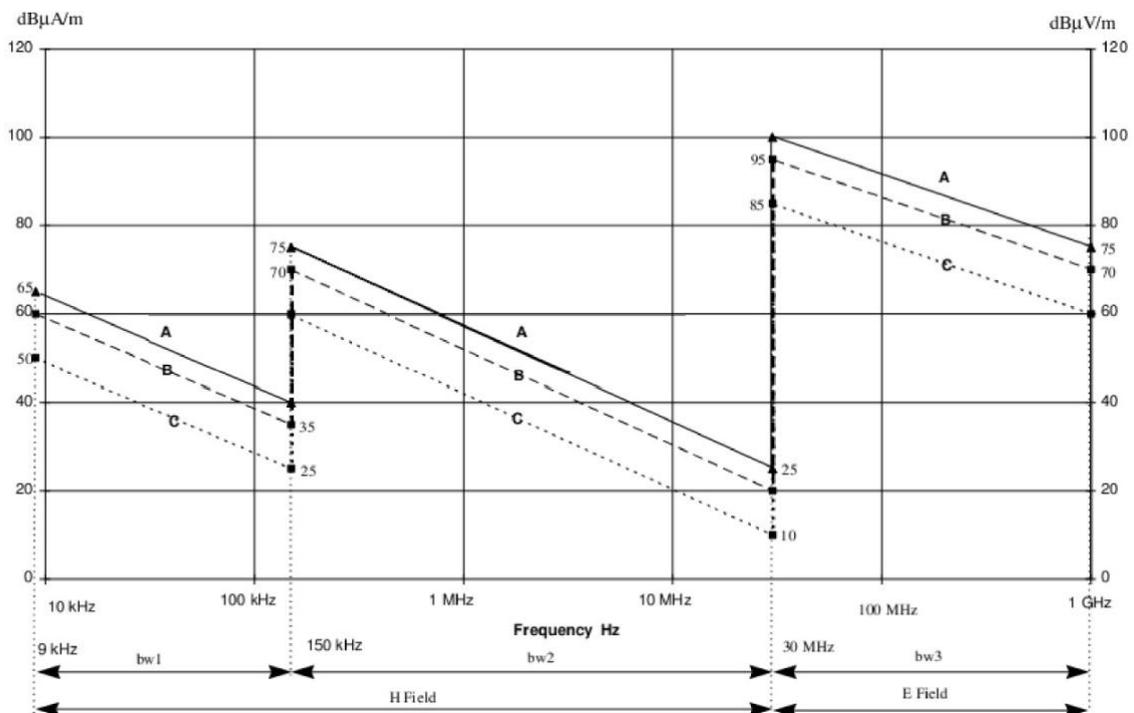


Figure 1.1 Limites d'émission à 10 m de l'infrastructure ferroviaire dans la plage de fréquence de 9 kHz à 1 GHz.

La figure 1.1 représente les limites d'émissions à 10 m de l'infrastructure ferroviaire vers le monde extérieur. On note trois courbes différentes notées A, B et C, correspondant à des systèmes d'alimentation différents : 25 kV AC (A), 15 kV AC, 3 kV continu 1,5 kV continu (B) et 750 V continu (C). Les discontinuités de ces courbes aux niveaux de 150 kHz et de 30 MHz sont dues aux variations de la largeur de bande de résolution RBW (Resolution Bandwidth). Ce paramètre représente la largeur du filtre des analyseurs de spectre ou des récepteurs utilisés pendant les mesures. La RBW possède une influence importante sur les résultats de mesures et est définie par les normes CEM en fonction de la bande de fréquence analysée. Par exemple, sur la figure 1.1, les trois RBW utilisées pour les trois bandes de fréquence sont notées $bw1 = 200$ Hz, $bw2 = 9$ kHz, $bw3 = 120$ kHz.

Les mesures d'émissions rayonnées consistent donc à évaluer les valeurs du champ électrique E et du champ magnétique H rayonnés par le système sous test en utilisant des antennes adaptés reliés à des analyseurs de spectres. Les résultats obtenus sont ensuite comparés aux limites données par les normes.

Ces mesures doivent également être réalisées dans des endroits adaptés et convenablement équipés. Le choix de ces endroits peut dépendre des systèmes testés, des bandes de fréquences analysées ou des niveaux des champs rayonnés. L'emplacement où est réalisée la mesure peut être un site en espace libre, une chambre anéchoïque ou une cellule TEM ou GTEM [22].

Techniques de mesure des perturbations émises par conduction

Ce type de mesures vise à évaluer les valeurs des perturbations sous forme de tension ou de courant émises par un système vers le réseau d'alimentation électrique, à travers un câble d'alimentation ou de charge, ou bien vers d'autres systèmes à travers des câbles de communication. Ces perturbations peuvent se manifester sous formes d'harmoniques sur les lignes d'alimentation alternative, de variation de tension d'alimentation, ou de radio fréquences (RF) émises sur le réseau d'alimentation.

Les normes CEM fixent également des limites sur les niveaux d'émission de perturbations conduites. A titre d'exemple, dans le secteur de l'automobile, le règlement européen sur les véhicules, R10 [24], spécifie les limites de perturbations conduites émises par un véhicule électrique en charge sur le réseau d'alimentation électrique. Le tableau 1.2 représente les limites des niveaux de perturbations RF conduites émises sur les lignes d'alimentations par un véhicule en charge.

Tableau 1.2 Niveau maximal de perturbations RF conduites sur les lignes d'alimentation en courant alternatif

Fréquence (MHz)	Limites (valeurs moyennes)
0,15 à 0,5	56 à 46 dB μ V (décroissement linéaire avec le logarithme de la fréquence)
0,5 à 5	46 dB μ V
5 à 30	50 dB μ V

Ce tableau 1.2 fournit les limites, en valeurs moyennes, des perturbations RF conduites émises par un véhicule sur le réseau électrique pendant qu'il se recharge. Cependant, avant de procéder aux mesures de ces perturbations, un certain nombre de précautions doivent être respectés. En effet, comme déjà expliqué au début de ce chapitre, les réseaux d'alimentation électriques sont pollués par une importante quantité de perturbations conduites. Il faut donc disposer d'un moyen permettant de limiter l'influence du réseau électrique sur les mesures réalisées.

Dans le cas d'un système connecté au réseau d'alimentation électrique, on utilise un RSIL (Réseau de Stabilisation d'Impédances de Ligne). Ce dispositif permet de connecter le récepteur de mesures sur une impédance stable et bien définie, d'éliminer les perturbations venant du réseau électrique, et de protéger le récepteur de mesure de la haute tension.

Dans le cas où le système testé est connecté à d'autres systèmes via des câbles de communication, le dispositif utilisé est un RSI (Réseau Stabilisateur d'Impédances). Celui-ci permet d'éliminer les perturbations venant des autres systèmes et conduites sur les câbles de communications testés [22].

Techniques de mesure de l'immunité des équipements aux perturbations rayonnées

L'immunité d'un dispositif, ou d'un système constitue son aptitude à fonctionner sans dégradation en présence de perturbations électromagnétiques. Les techniques de mesures de l'immunité d'un système aux perturbations rayonnées consistent donc à le placer dans un champ électromagnétique ayant des amplitudes, des fréquences et des formes définies par les normes CEM afin de le tester.

À l'instar des techniques de mesures des perturbations rayonnées, la mesure de l'immunité aux perturbations rayonnées nécessite des installations spécifiques afin de maîtriser l'environnement électromagnétique dans lequel se trouve l'équipement testé. On peut par exemple, utiliser pour ce genre de technique de mesure les chambres anéchoïques ou semi-anéchoïques ou encore les chambres réverbérantes à brassage de mode (CRBM). Les chambres anéchoïques permettent de reproduire les conditions d'espace libre au sein d'une cage de Faraday. Les procédures de mesures dans ce type de cavité imposent de tester l'équipement dans différentes positions et de faire varier la polarisation du champ électromagnétique en modifiant l'orientation de l'antenne d'émissions. En revanche les CRBM, permettent la création d'un champ électromagnétique statistiquement homogène, imposant ainsi au système testé une illumination presque isotrope. Ceci permet de soumettre le système testé à un champ électromagnétique venant de toutes les directions, avec polarisations différentes sans modifier son orientation [22]. Selon l'installation utilisée, la procédure d'essai à suivre sera définie par la norme associée à l'installation en question.

Techniques de mesure de l'immunité des équipements aux perturbations conduites

La mesure de l'immunité d'un système aux perturbations conduites nécessite l'utilisation d'un certain nombre d'équipements, parmi lesquels on trouve :

- Un générateur de signaux de test,
- un dispositif de couplage,
- un dispositif de filtrage (pour protéger le réseau d'alimentation des perturbations d'essais).

Les signaux de test utilisés dans ce type de technique de mesure sont inspirés des signaux perturbateurs présents dans les environnements électromagnétiques. On trouve par exemple des décharges électrostatiques, des transitoires électriques en salves, des ondes de choc... Ces signaux sont tous décrits par la série de norme CEM CEI 61000-4.

Afin de réaliser ces mesures, les signaux de perturbations sont injectés dans les câbles d'alimentation, de communication, de commande ou encore sur l'enveloppe de l'équipement selon le système testé. Comme dans le cas des perturbations rayonnées, l'équipement sous test est séparé du réseau d'alimentation par un RSIL, et des autres systèmes par un ou plusieurs RSI.

Il existe différents dispositifs de couplage permettant l'injection des signaux de perturbation. Parmi ces dispositifs, on trouve les pinces capacitives permettant un couplage capacitif, ou bien une pince d'injection de courant permettant un couplage inductif. Celles-ci s'installent autour des câbles sur lesquels les perturbations doivent être injectées. Cette méthode est connue sous le nom de « Bulk Current Injection » ou BCI [22]. Pour les tests aux décharges électrostatiques qui sont pratiqués sur les parties métalliques des enveloppes des équipements, on emploie des pistolets à décharge électrostatique.

II.4.b. Rappel relatif aux normes CEM ferroviaires

En environnement ferroviaire, la série de normes EN 50121 [25] s'applique à l'infrastructure, aux véhicules et aux équipements. Cette série de normes spécifie les limites et les méthodes de mesures concernant les émissions du système ferroviaire dans son ensemble, les émissions et l'immunité du matériel roulant, les sous-systèmes embarqués dans le matériel roulant, les systèmes de signalisation, et l'ensemble des installations fixes d'alimentation.

Les méthodes de mesure des perturbations émises par le système ferroviaire, spécifiées par cette série de normes traitent les perturbations uniquement de point de vue fréquentiel, en s'intéressant au niveau maximal du champ électromagnétique mesuré sur une durée déterminée. La forme d'onde de ces signaux n'est pas prise en compte et s'avère donc perdue. Or pour un certain nombre de sous-systèmes ferroviaires, notamment les systèmes de signalisation, les caractéristiques dans le domaine des temps perturbations présentes dans l'environnement électromagnétique ferroviaire sont importantes.

En effet, les caractéristiques en fonction du temps des perturbations transitoires, notamment leurs durée, temps de montée et descente, et fréquence d'apparition doivent être bien étudiées afin d'évaluer l'impact qu'elles peuvent avoir sur un système de télécommunication numérique tel que le GSM-R.

Par ailleurs, les techniques de mesures dans le domaine des fréquences appliquées à la caractérisation de systèmes en déplacement tels que des trains ne permettent pas d'obtenir la composition fréquentielle complète des émissions transitoires.

Pour les méthodes de mesure de l'immunité des sous-systèmes aux perturbations électromagnétiques, les normes ferroviaires préconisent l'utilisation des formes d'ondes données par les normes CEM CEI 61000-4, qui ne sont pas toujours parfaitement adaptées à certaines applications ferroviaires. A titre d'exemple, les signaux transitoires données par la norme CEI 61000-4-4 ont une durée de 50 ns et un temps de montée de 5 ns, cependant que les signaux transitoires mesurés à bord d'un train à grande vitesse avec une antenne GSM-R présentent des durées qui varient entre 5 et 20 ns et des temps de montée de 0,4 ns [26]. Quant aux signaux transitoires mesurés aux niveaux des circuits de voie, leurs durée est de quelques ms [27].

Pour conclure ce paragraphe, on constate que les normes CEM ferroviaires, définies dans un souci de maîtrise des mesures, pourraient évoluer en raison de la richesse de l'environnement électromagnétique ferroviaire et de la diversité de susceptibilité électromagnétique des équipements, capteurs et récepteurs embarqués. Les résolutions en fréquence (RBW) et en fonction du temps constituent des paramètres importants dans l'analyse et la caractérisation des perturbations, elles doivent donc être adaptées d'une part à ces perturbations, et d'autre part aux sous systèmes ferroviaires à protéger.

III. Vulnérabilité des systèmes de signalisation ferroviaires face aux perturbations EM

L'infrastructure ferroviaire évolue et de nouvelles technologies y sont introduites. Avec l'évolution des moyens de télécommunication, de nouveaux systèmes de signalisation ferroviaires sont introduits. Ces systèmes visent à sécuriser le fonctionnement du système ferroviaire en améliorant la fiabilité de la transmission des signaux de signalisation.

Le système de gestion du trafic ferroviaire Européen ERTMS (European Railway Traffic Management System) a été créé initialement afin d'homogénéiser la signalisation ferroviaire dans les pays européens et de permettre l'interopérabilité ferroviaire. Il se fonde sur l'échange d'informations entre les trains et les systèmes de signalisation et de contrôle de vitesse, et les postes de commande [28].

Ce système est constitué essentiellement de deux composantes :

ETCS : European Train Control System

Le système européen de contrôle des trains, ETCS, est destiné à remplacer les différents systèmes de signalisation utilisés actuellement dans les réseaux de chemin de fer des pays Européens. Le but de ce système est de permettre un passage des trains plus facile et plus rapide d'un pays à un autre. Le fonctionnement de l'ETCS repose notamment sur l'utilisation de l'eurobalise, qui est constitué de balises placées sur les traverses des voies ferrées (Voir figure 1.2). Celles-ci permettent une transmission bilatérale ponctuelle de données de contrôle-commande lors du passage des trains.



Figure 1.2 Balise ETCS/ERTMS fixée entre les rails d'une voie ferrée (www.mermecgroup.com)

Les trains reçoivent ainsi, via les eurobalises, des consignes et les données de circulation telles que la vitesse maximale, la localisation exacte du train ou des informations sur la voie. Ces données sont mises à jour à chaque passage au-dessus d'une balise.

GSM-R (Global System for Mobile Communications - Railways)

Le GSM-R a été créé afin d'assurer une liaison radio continue entre les trains et les centres de commande. Il se fonde sur le principe de la radiotéléphonie cellulaire de seconde génération, et nécessite l'utilisation de station mobile à bord des trains et des antennes relais le long des voies ferrées. Le GSM-R permet la transmission continue des différents types de données de signalisation tout en offrant la possibilité d'une communication vocale entre le conducteur de train et les centres de commande.

La figure 1.3 représente une illustration de l'infrastructure ERTMS en milieu ferroviaire.

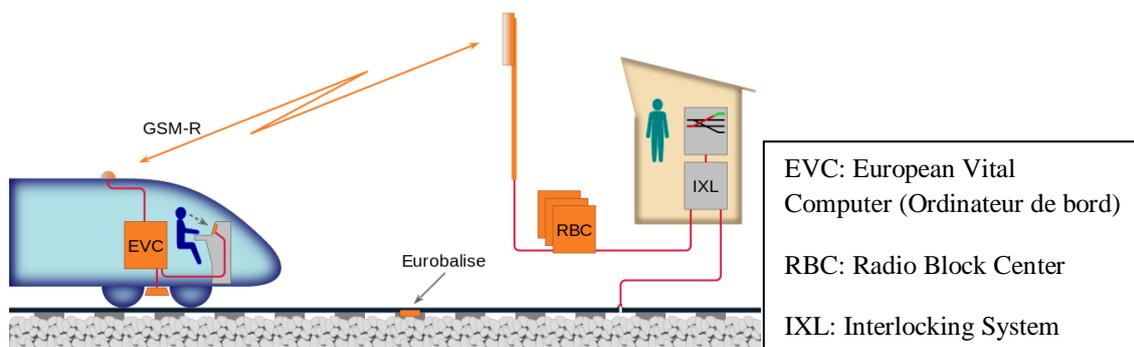


Figure 1.3 Illustration de l'infrastructure ERTMS.

Le déploiement de l'ERTMS s'effectue selon trois niveaux sélectionnés selon le type de circulation le long de la ligne et la recherche d'une capacité ferroviaire plus ou moins élevée. Le premier niveau consiste dans le déploiement de l'ETCS avec utilisation de l'eurobalise seule pour l'échange des données sol-trains au voisinage immédiat de ces balises. Le GSM-R est ajouté au deuxième niveau, et toutes les données de signalisation transitent par ce système assurant par la même occasion un échange continu de données sol-trains. Dans ce deuxième niveau ERTMS, les circuits de voies, qui seront décrits plus loin dans le manuscrit, sont maintenus de même que les eurobalises qui ne fournissent désormais plus qu'une information de localisation absolue des trains lorsque les capteurs proprioceptifs de localisation ont trop dérivé. Le troisième niveau prévoit une disparition des circuits de voies et le passage en cantons mobiles pour la gestion du réseau ferroviaire. L'eurobalise est également conservée dans le troisième niveau assurant la même fonction d'indication précise du point kilométrique franchi que dans le deuxième niveau.

Les circuits de voie qui permettent la détection et la localisation des trains sur les différentes portions des voies appelées cantons restent employées dans le premier et deuxième niveau. Ils permettent également la transmission au conducteur des consignes de vitesse maximale. Le circuit de voie utilise les rails comme support de transmission, les informations de signalisation sont transmises en cabine. Hors ERTMS, il s'agit par exemple du cas de la signalisation de nombreuses lignes TGV actuelles exploitant le système de transmission voie machine TVM 430, exploitable jusqu'aux vitesses de 430 km/h.

Ces systèmes de signalisation constituent une partie de l'ensemble des systèmes opérationnels ferroviaires qui présentent des caractéristiques techniques très différentes. Cette diversité réside par exemple dans la bande de fréquence utilisée, le protocole de communication, les caractéristiques de leurs filtres d'entrée, les résolutions en temps et fréquence...

Au-delà de toute cette diversité, l'environnement ferroviaire est également caractérisé par une multitude de perturbations électromagnétiques. En effet, il existe différentes sources de signaux qui peuvent impacter le fonctionnement de ces systèmes de signalisation. Ces sources peuvent être internes ou externes à l'infrastructure ferroviaire et les perturbations générées peuvent impacter un ou plusieurs systèmes de signalisation ferroviaire.

Dans les prochains paragraphes, les trois systèmes de signalisation ferroviaires évoqués, le GSM-R, l'eurobalise et le circuit de voie, seront présentés plus en détail. Ces systèmes ont été sélectionnés dans ce mémoire car ils sont indispensables à la gestion du réseau ferroviaire et ils présentent également une diversité suffisante dans leurs caractéristiques pour illustrer le besoin en méthodes de caractérisation adaptables et flexibles. Par exemple, les bandes de fréquence associées s'étendent de quelques kHz jusqu'à environ 1 GHz, et la résolution en temps des signaux employés couvre de quelques μ s à quelques ms. Leur vulnérabilité face à différentes perturbations électromagnétiques sera également traitée. Enfin, une dernière partie sera consacrée à la détection et l'étude des principales perturbations qui existent en milieu ferroviaire.

III.1. Le GSM-R

III.1.a. Définition

Le GSM-R est un système de communication numérique développé au début des années 1990 pour la transmission des informations de signalisation et de la voix entre les trains et les centres de contrôle ferroviaire. Ce système dérive du standard de communication GSM avec des spécificités particulières telles que l'adressage direct des trains.

A l'instar du GSM, le GSM-R est composé d'une infrastructure comprenant des stations de base (BTS) installées le long des voies ferrées et les contrôleurs de stations de base (BSC) permettant la connexion avec les centres de contrôle. La partie mobile du GSM-R est installée à bord des trains et est constituée d'une station mobile (récepteur) connectée à une antenne GSM-R fixée sur le toit du train.

Pour la liaison radio, le GSM-R exploite deux bandes de fréquence différentes pour le lien montant (uplink) et le lien descendant (downlink), proches des bandes de fréquence allouées au GSM comme le montre la figure 1.4.

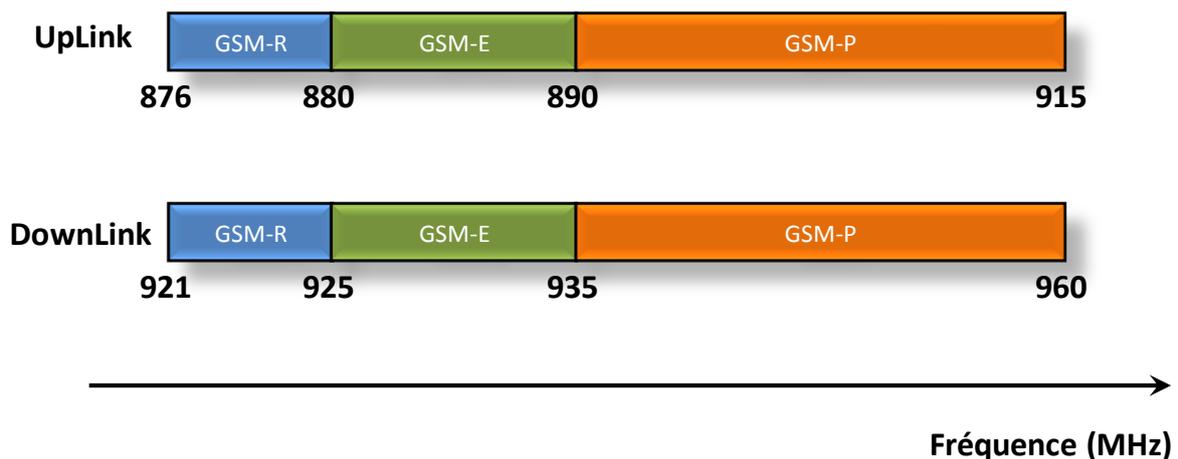


Figure 1.4 Bandes de fréquence allouées au GSM-R, GSM-E et GSM-P.

Les bandes de fréquence allouées au GSM-R sont :

- [876 MHz – 880 MHz] : pour le lien montant (du train vers les stations de base).
- [921 MHz – 925 MHz] : pour le lien descendant (des stations de base vers le train).

Le reste de la bande représentée figure 1.4 est occupé par le GSM-E (GSM étendu) et le GSM-P (GSM Primaire) qui sont actuellement réservés à une utilisation publique.

Chacune des bandes du GSM-R est divisée en 20 canaux de 200 kHz, dont seulement 18 sont utilisés, les deux canaux aux extrémités de chaque bande ne sont pas utilisés afin de laisser une marge et de tenter d'éviter les interférences avec le GSM public.

La modulation GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) est exploitée pour la transmission des signaux GSM-R qui s'effectue selon le mode de multiplexage en temps TDMA (Time Division Multiple Access). Le mode TDMA permet le partage d'un seul canal par 8 utilisateurs différents, une trame TDMA est donc divisée en 8 périodes appelées « time slot » d'une durée de 577 μ s chacune. Chaque utilisateur émet une suite de bits, regroupé en bursts, durant le time slot qui lui est alloué puis attend son tour avant d'émettre le burst suivant. Chaque burst contient 156 bits dont 148 bits d'information, ce qui donne une durée de 3,7 μ s par bit. Les 8 time slots des 8 utilisateurs constituent une trame TDMA de 4,6 ms. Ce principe de fonctionnement est illustré figure 1.5.

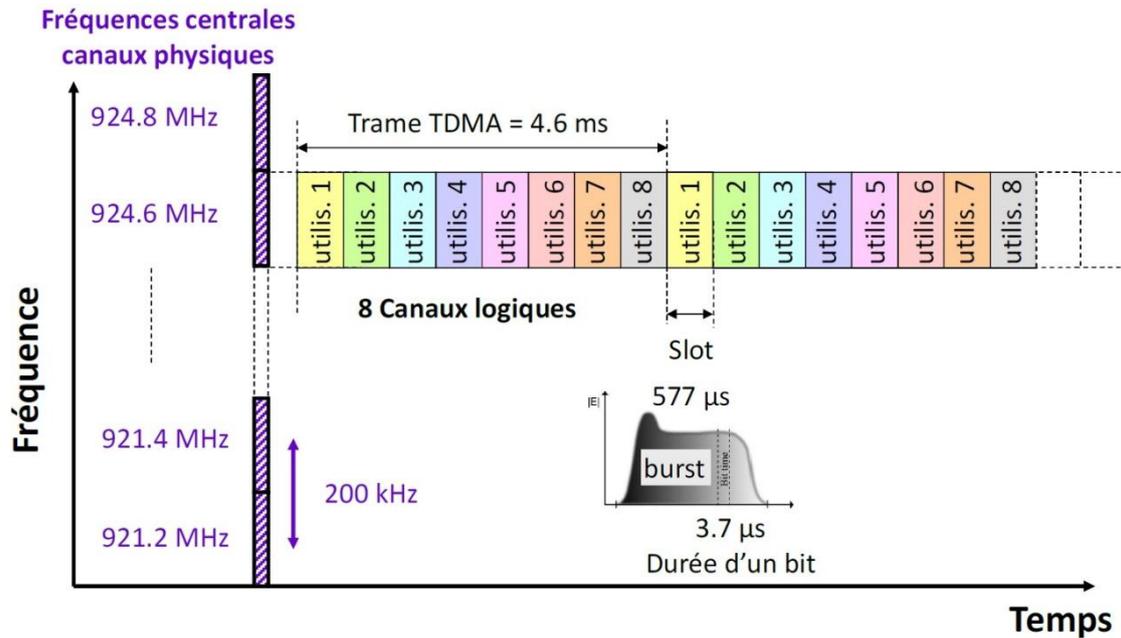


Figure 1.5 Principe du mode TDMA utilisé par le GSM-R.

Côté matériel roulant, la partie embarquée du GSM-R est dotée d'une antenne adaptée à la bande de fréquence du GSM-R. Celle-ci est située sur le toit du train comme le montre la figure 1.6.

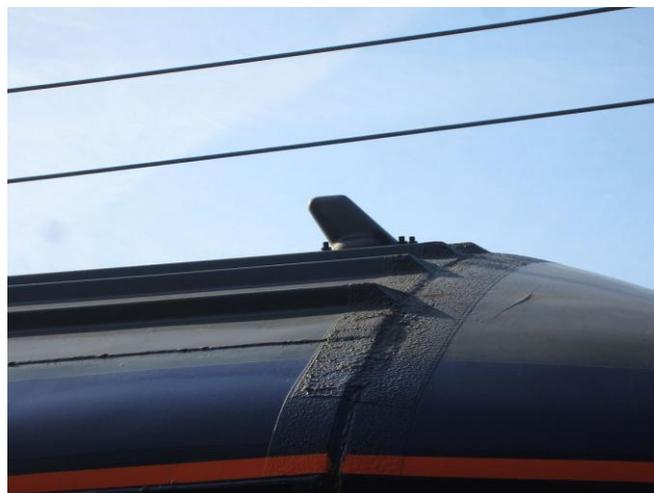


Figure 1.6 Antenne GSM-R placée sur le toit du train (Crédit : Paul Gaskell)

Cette antenne est reliée au récepteur doté de filtres présentant une largeur de bande de 180 kHz.

Ces caractéristiques techniques du GSM-R permettent de déduire deux paramètres importants qui sont des paramètres de temps et de fréquence représentatifs, égaux respectivement à 3,7 μ s (durée d'un bit de donnée) et 180 kHz (largeur de bande du filtre d'entrée) [29]. A partir de ces deux paramètres, les caractéristiques des perturbations susceptibles d'impacter le GSM-R peuvent commencer à être examinés.

III.1.b. Vulnérabilité du GSM-R

En environnement ferroviaire, il existe un très grand nombre de perturbations électromagnétiques possédant chacune des caractéristiques en temps et fréquences différentes. Cette diversité est due au grand nombre de sources de ces perturbations, qui peuvent être externes ou appartenant à l'infrastructure ferroviaire. Parmi ces sources on peut trouver :

- l'infrastructure d'alimentation comme les sous stations d'alimentation et le contact glissant entre le pantographe et la caténaire,
- le matériel roulant comme les switchers ou les transformateurs,
- sources externes comme le GSM public.

En général, les perturbations électromagnétiques issues de ces sources peuvent être catégorisées en deux catégories : transitoires et permanentes.

Les perturbations transitoires sont des phénomènes rapides, de durée très courte et qui couvrent une large bande de fréquence. Elles peuvent avoir une forme conduite, telle que les signaux transitoires émis par les sous stations d'alimentation sur le courant d'alimentation, ou une forme rayonnée, telle que les signaux transitoires dus aux imperfections du contact glissant entre le pantographe et la caténaire. Un décollement de ce contact provoque une chute très rapide du courant d'alimentation et une augmentation de la tension électrique entre la caténaire et le pantographe, ce changement rapide du courant et de la tension est à l'origine du signal transitoire et l'apparition d'un arc électrique visible à l'œil nu dans la plupart des cas. Le GSM-R est plus impacté par ces derniers que par les signaux transitoires issus d'autres sources. En effet, la rapidité du phénomène permet d'atteindre les fréquences du GSM-R et la proximité de l'antenne GSM-R située sur le toit de la locomotive avec le contact pantographe/caténaire fait que ce système peut recevoir des niveaux importants de puissance issue de cette variation de contact (figure 1.7).

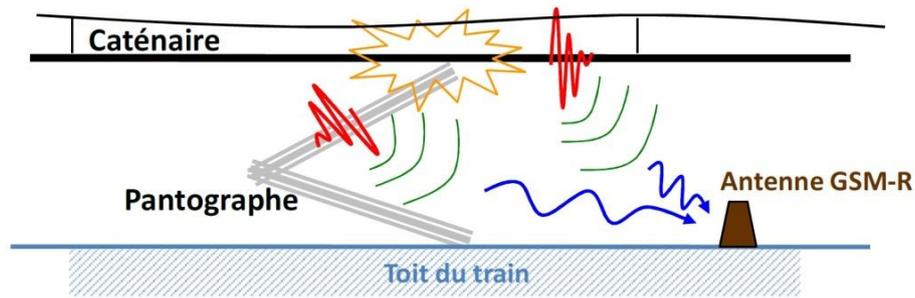


Figure 1.7 Perturbation transitoire émise par le contact pantographe/caténaire et reçue par l'antenne GSM-R.

Outre la proximité par rapport à l'antenne et la puissance du transitoire par rapport au signal GSM-R, certaines caractéristiques des perturbations transitoires émises par le contact pantographe/caténaire augmentent le risque d'impact sur le GSM-R. D'un côté, le large spectre couvert par ces phénomènes atteint de très hautes fréquences jusqu'au GHz et au-delà, et peuvent donc couvrir toute la bande de fréquence du GSM-R. D'un autre côté, et selon une étude précédente, la durée moyenne de ces transitoires dans la gamme de fréquence du GSM-R est de 20 ns, une durée bien inférieure à la durée d'un bit de donnée GSM-R [28]. Il faut donc s'intéresser aux caractéristiques dans le domaine des temps des transitoires afin d'étudier leur impact sur le GSM-R, notamment leur fréquence d'apparition et l'intervalle de temps qui les sépare.

Les perturbations permanentes, contrairement aux transitoires, sont des signaux avec des durées d'apparition grandes par rapport aux caractéristiques dans le domaine des temps du GSM-R, et des spectres qui couvrent des bandes de fréquence étroites. Ces signaux, s'ils ont des fréquences proches de celles du GSM-R, voire adjacentes à ses bandes de fréquence, risquent de perturber le fonctionnement du GSM-R. L'exemple le plus concret dans le cas du GSM-R est le GSM public. En effet, celui-ci fonctionne à des fréquences proches de celles du GSM-R (voir figure 1.3). Avec des puissances élevées par rapport aux puissances du GSM-R, le contenu spectrale du GSM public risque de s'étaler sur les bandes adjacentes et provoquer un phénomène d'intermodulation avec les signaux GSM-R [30].

En conclusion, le GSM-R constitue un système de radiocommunication sol-trains qui devient vital pour le bon fonctionnement et la fluidité du réseau ferroviaire, car il permet une transmission continue des données de signalisation et une communication vocale notamment avec les centres de commande. Il repose aussi sur une technologie connue et bien développée qui est le GSM, ce qui permet de réduire les coûts de son déploiement et maîtriser ses fonctionnalités. Il est donc indispensable de caractériser l'environnement électromagnétique de ce système et d'évaluer les perturbations susceptibles d'impacter son fonctionnement.

III.2. Eurobalise

III.2.a. Définition

L'eurobalise constitue un équipement de signalisation utilisant des balises fixées au sol entre les rails des voies ferrées et des interrogateurs embarqués fixés sous les trains comme le montre la figure 1.8. L'équipement permet donc une transmission ponctuelle d'informations de signalisation à chaque passage des trains au-dessus d'une de ces balises.



Figure 1.8 Eurobalise fixée entre les rails et interrogateur fixé sous le train (www.siemens.com).

La transmission de données s'effectue de la balise vers les trains (lien montant - uplink) ainsi que dans le sens trains vers balise (lien descendant - downlink). Les informations échangées sont des données de signalisation et de contrôle, des informations sur la position, les limitations de vitesse temporaires et permanentes...

Ces échanges s'effectuent après activation de la balise. À cet effet le train en mouvement émet continuellement un signal sinusoïdal à 27 MHz, haché ou non à une fréquence d'horloge, qui sert à alimenter et à activer la balise lorsque le train se situe à son voisinage immédiat, ce signal est dit de télé alimentation. Une fois la balise activée, l'échange d'information sur le lien montant s'effectue par des signaux modulés en FSK (Frequency Shift Keying). La fréquence centrale de modulation est à 4,234 MHz et la déviation de fréquence est de 282,24 kHz. Les fréquences utilisées sont donc de 3,951 MHz pour transmettre les 0 logiques et de 4,516 MHz pour émettre les 1 logiques [31].

Afin de minimiser l'occupation spectrale du signal, la FSK à phase continue est utilisée, c'est-à-dire que la durée choisie pour un bit est de 1,77 μ s afin d'avoir 7 périodes pour coder les 0 et 8 pour les 1. Le passage d'un bit à une autre s'effectue donc sans rupture de phase.

Pour récapituler cette section eurobalise, à l'instar de ce que nous avons identifié pour le GSM-R, les caractéristiques d'intérêt en termes de temps et de fréquence associées à l'eurobalise sont notamment de 1,77 μ s (durée d'un bit de donnée) et d'environ 282 kHz (déviations fréquentielle de la FSK) pour la résolution fréquentielle.

III.2.b. Vulnérabilité de l'eurobalise

Dans les niveaux 2 et 3 de l'ERTMS, l'eurobalise est utilisée pour assurer la correction de la localisation du train et parfois la transmission des données de signalisation en redondance au GSM-R. Ceci implique que l'eurobalise doit constituer un équipement performant et sûr pour permettre la transmission des informations en un temps très court de quelques ms. En effet, le taux d'erreur binaire (BER) maximal autorisé est égal à 10^{-6} , et ce bien qu'il soit soumis à des contraintes CEM assez importantes.

Son implantation matérielle, en-dessous du train, fait qu'elle est exposée à un nombre important de perturbations électromagnétiques. Celles-ci peuvent être rayonnées par les rails, sur lesquels on trouve le courant d'alimentation de retour couplé avec les perturbations venant du contact pantographe/ caténaire ou générés par le matériel roulant. Le contact imparfait entre les rails et les roues du train est également une importante source de perturbations transitoires. La figure 1.9 représente un signal mesuré en dessous d'un train à proximité d'une Eurobalise.

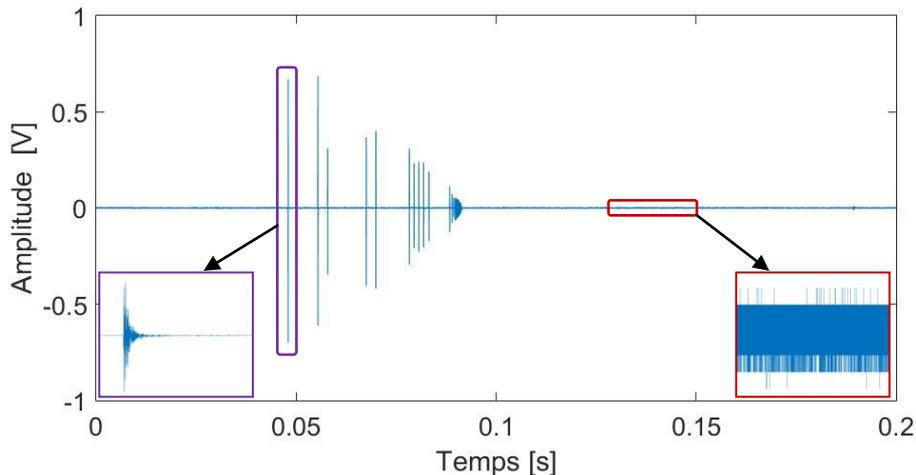


Figure 1.9 Signal mesuré en dessous d'un train à proximité d'une eurobalise.

Sur cette figure 1.9, dans la fenêtre en bas à droite, un élargissement de la vue a été effectué afin de mieux visualiser la forme réelle d'un signal transitoire et du signal utile mesurés à proximité d'une balise. Celle-ci permet de constater que les signaux transitoires présents présentent des amplitudes très élevées par rapport au signal utile. Ces transitoires, dans la bande de fréquence de l'eurobalise possèdent une durée approximative de $20 \mu\text{s}$ [32], et peuvent donc « toucher » plusieurs bits de données à la fois.

Outre ces perturbations transitoires, il existe également un risque de perturbation entre les signaux des balises de voies différentes. Différents cas de problème liés à la diaphonie pourraient se présenter, par exemple, un signal de télé alimentation pourrait activer une balise située sur une voie adjacente à la voie utilisée par le train, ou bien un train pourrait recevoir le signal provenant d'une balise non présente sur sa voie.

III.3. Circuit de voie

III.3.a. Définition

Le circuit de voie constitue un des tous premiers systèmes de signalisation électrique mis en œuvre afin d'assurer la sécurité de la circulation ferroviaire. Il permet de détecter la présence d'au moins un train présent sur une longueur de voie ferrée appelée canton, et indirectement d'assurer une distance de sécurité entre les trains circulant sur la même ligne. Certains permettent également la transmission de consignes de vitesse et d'arrêt au train. Bien que son principe soit très ancien, de nombreuses réalisations techniques distinctes ont été développées chez de nombreux opérateurs ferroviaires et son utilisation actuelle s'avère quasi universelle, dans l'attente d'un possible déploiement d'ERTMS niveau 3.

Le principe général de fonctionnement du circuit de voie est le suivant : la voie ferrée est découpée en plusieurs cantons de quelques centaines à quelques kilomètres de long, la longueur dépend de la fréquentation de la ligne et des vitesses des trains qui y circulent. Un signal, dont les caractéristiques sont en lien avec le type du circuit de voie utilisé (fréquence et amplitude), est émis le long des rails par un émetteur placé à un bout du canton. Si ce signal est reçu par le récepteur placé à l'autre bout, alors la voie est libre. Dans le cas contraire, en présence de train sur le même canton, le signal n'atteint pas le récepteur car les deux rails sont court-circuités par l'essieu du train et le canton est réputé occupé.

Il existe plusieurs types de circuit de voie qui sont installés en fonction de la séparation utilisée entre les différents cantons. En effet, cette séparation peut être réalisée par un joint isolant, qui sépare physiquement les différents tronçons des rails, ou bien en utilisant un joint électrique à base de selfs et de capacités installées qui jouent le rôle de filtre empêchant le passage de signal d'un canton à un autre avec des rails soudés. Dans ce cas, les signaux utilisés doivent avoir des fréquences qui correspondent au filtre du joint électrique.

Nous nous intéresserons dans ce paragraphe au circuit de voie UM71, fabriqué par Ansaldo, qui constitue l'un des plus utilisés en France. La figure 1.10 constitue une représentation du circuit du joint électrique de ce circuit de voie.

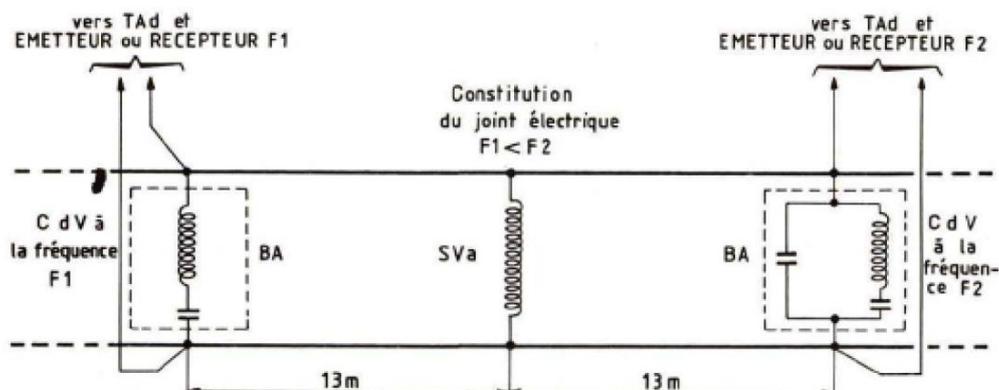


Figure 1.10 Schéma du joint électrique d'un circuit de voie UM71. (Source : [33])

Le principe de fonctionnement de ce circuit repose sur l'utilisation de deux fréquences différentes, F1 et F2, pour chaque voie, et qui s'alternent d'un canton à un autre. Ces fréquences basses sont choisies afin de permettre une propagation sans trop d'atténuation sur des portées de 2 km le long de la ligne bifilaire très particulière constituée par les deux rails posés sur le ballast. Un dispositif de filtrage est installé entre les rails permet de séparer les signaux propres à chaque canton successif.

Les principales caractéristiques techniques de l'UM71 sont les suivants :

- Fréquences utilisées : 1700 et 2300 Hz sur une voie, et 2000 et 2600 Hz sur la voie parallèle. Ce choix de deux couples de fréquence distincts permet d'éviter l'impact de la diaphonie entre les circuits des voies adjacentes et parallèles sur de longues distances.
- Modulation FM : Le signal utilisé pour la détection des trains est également utilisé pour transmettre des informations de signalisation concernant les limitations de vitesse. Une fréquence de modulation, qui va de 11 Hz à 29 Hz est associée à chaque consigne de vitesse. Un message correspondant à ces consignes est affiché directement en cabine.
- La longueur des cantons varie entre 700 et 2000 m [33].

Le circuit de voie est un dispositif très différent du GSM-R ou de l'eurobalise. En effet, contrairement à ces derniers, les signaux du circuit de voie sont des courants conduits le long des rails, court-circuités par les essieux lors de la présence des trains. La disparition du signal transmis le long du canton depuis son extrémité détectée par un récepteur située à l'autre extrémité du canton est interprétée systématiquement comme la présence d'un train et transmis au régulateur qui gère la circulation des trains sur cette ligne. Etant donné que les récepteurs des circuits de voie doivent discriminer des signaux dont les fréquences sont espacées de quelques dizaines de Hz, on peut également leur attribuer la notion de résolution fréquentielle, à savoir une résolution requise de cet ordre de grandeur de quelques Hz.

III.3.b. Vulnérabilité du circuit de voie

La principale source de perturbations pour le circuit de voie est le matériel roulant. En effet, dans le cas d'une ligne électrifiée, le courant de retour de traction s'effectue également par les rails et correspond à la forte énergie de traction mobilisée. À ce courant se superpose un grand nombre de perturbations provenant du système d'alimentation, du contact caténaire-pantographe, du matériel roulant ou bien encore issus de l'imperfection des contacts rails-roues [34].

Ces sources génèrent principalement des perturbations transitoires qui risquent de perturber le fonctionnement du circuit de voie. Ces perturbations présentent un impact plus important dans le cas où il existe un déséquilibre de courant ou de tension entre les deux rails. En effet, le principe du circuit de voie repose sur la mesure de la différence de potentiel entre les rails, ainsi, si les perturbations se propagent d'une manière équilibrée sur les rails, la différence de potentiel ne change pas et le récepteur du circuit de voie ne remarque aucun changement.

Par contre, dans le cas où il existe un déséquilibre dans la répartition du courant de retour sur les rails, les perturbations portées par ce courant sont amplifiées et le risque d'interférence avec le circuit de voie augmente. Ce déséquilibre peut être causé par différents facteurs :

- Une mise à la terre à travers le ballast inégale pour chaque rail ou une mise à la terre d'un seul rail,
- Une différence dans les caractéristiques électriques de chaque rail,
- La courbure de la voie,
- Lien brisé (joint de rail ou soudure),
- Un rail endommagé...

Selon une étude Européenne [27] réalisée sur l'impact des transitoires sur le circuit de voie UM71, les perturbations transitoires, qui durent quelques ms dans la bande de fréquence étudiée, présentent un effet négligeable sur le circuit de voie s'il n'existe pas de déséquilibre dans la répartition du courant sur les deux rails. À l'inverse, un déséquilibre de 10 % peut engendrer une importante perturbation dans le fonctionnement du circuit de voie.

Outre les perturbations transitoires, certaines perturbations permanentes, telles que les harmoniques du courant de retour sur le circuit de voie, font toujours l'objet d'études. Ces analyses doivent être réalisées avec des résolutions fréquentielles très fines étant donné les différents canaux de fréquence faiblement espacés exploités.

Nous avons détaillé dans ce paragraphe trois systèmes distincts, au cœur de la signalisation ferroviaire actuelle et possédant chacun des caractéristiques dans le domaine des temps et des fréquences différentes. Ces systèmes ne présentent pas la même vulnérabilité vis-à-vis des différentes sources d'émissions présentes dans l'environnement ferroviaire. Il s'avère donc nécessaire d'analyser et caractériser ces perturbations selon des méthodes pertinentes au regard des systèmes potentiellement victimes, afin de pouvoir estimer leurs impacts sur le fonctionnement des différents systèmes de signalisation ferroviaire.

IV. Conclusion du chapitre I

Caractériser un environnement électromagnétique revient à caractériser les signaux, les perturbations mais également les systèmes intégrés qu'ils soient sources de perturbations ou victimes potentielles. Le but de cette caractérisation ne se limite pas à caractériser les sources mais vise à évaluer leurs éventuels impacts sur le fonctionnement des équipements ou système à protéger et d'assurer ainsi la compatibilité électromagnétique entre les différents systèmes qui constituent cet environnement.

Avec les évolutions technologiques, la vulnérabilité des systèmes de transport risque de s'accroître et les méthodes d'analyse CEM doivent s'adapter à la diversité technologique qui compose les nouveaux véhicules. C'est à la fois l'augmentation du nombre de sources de perturbations électromagnétiques et la variété des technologies de perception, communication et localisation qui imposent de nouvelles approches de caractérisation. Les systèmes de transport constituent un bon exemple attestant de ces besoins. En effet, ces systèmes reposent de plus en plus sur l'utilisation de technologies variées et sensibles, jouant un rôle sécuritaire.

Ainsi, les normes CEM doivent évoluer constamment. On constate néanmoins que dans le domaine ferroviaire, malgré le travail permanent des groupes de normalisation, ces normes ont du mal à s'adapter aux nouvelles problématiques qui se posent avec l'introduction de nouveaux équipements liés à la signalisation. En effet, ces derniers s'avèrent vulnérables à des perturbations, notamment transitoires, difficilement caractérisables en situation mobile. Ainsi pour que les normes puissent s'adapter, il est nécessaire de développer des méthodes de caractérisation adéquates à ce nouveau contexte. Nous avons considéré dans ce chapitre introductif trois systèmes très distincts bien que au cœur de la signalisation ferroviaire actuelle, le GSM-R, l'eurobalise et le circuit de voie. Ces systèmes ont été choisis pour leurs caractéristiques différentes et leurs diversités de réponses aux sources d'interférences. Le tableau 1.3 résume les caractéristiques techniques de ces trois systèmes.

Tableau 1.3 Tableau récapitulatif des caractéristiques techniques de systèmes de signalisation ferroviaire

Système de signalisation	Bande de fréquence	Résolution fréquentielle	Résolution en temps	Menace principale
Eurobalise	4,234 MHz	282 kHz	1,77 μ s	- Transitoire de quelques μ s
GSM-R	900 MHz	200 kHz	3,7 μ s	- Canaux adjacent du GSM-P - Signaux transitoires de quelques ns
Circuit de voie	2 kHz	29 Hz	Quelques ms	- Harmoniques du courant - Transitoires de quelques ms

Aujourd'hui, la variété de sources de perturbations et de systèmes vulnérables nécessite des études de compatibilité électromagnétique adaptables aux équipements à protéger.

Ceci nous permet d'introduire le chapitre suivant focalisé sur la présentation de quelques méthodes d'analyse temps-fréquence exploitée afin de caractériser l'environnement électromagnétique. Sur la base des caractéristiques des trois systèmes sélectionnés, nous discuterons les limites de ces méthodes pour mener des caractérisations pertinentes et nous développerons une solution compatible avec ces systèmes et adaptées à l'environnement ferroviaire.

Bibliographie du chapitre I

- [1] Y. N. Taranenko, « Interaction with the Lower Ionosphere of Electromagnetic Pulses from Lightning: Heating, Attachment, Ionization, and Optical Emissions », Stanford Univ. CA Dept of Electrical Engineering, Thèse de doctorat, 1993.
- [2] J.-C. Alliot, « Sources de bruit » chez Compatibilité électromagnétique 1, des concepts de base aux applications, Paris, CET et Lavoisier, 2007, pages 31-194.
- [3] S. Baranowski, H. Ouaddi, L. Kone et N. Idir, « EMC Analysis of Railway Power Substation Modeling and Measurements Aspects » chez Infrastructure Design, Signalling and Security in Railway, 2012, pages 334 - 352.
- [4] C. Marlier, « Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques, » Université Lille 1 Sciences et technologies, Thèse de doctorat, 2013.
- [5] T. Halonen, J. Romero et J. Melero, « GSM, GPRS and EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS », John Wiley & Sons, October 2003.
- [6] H. Holma et A. Toskala, « WCDMA for UMTS: HSPA Evolution and LTE », John Wiley & Sons, 2010.
- [7] F. Zaarour, « Channel estimation algorithms for OFDM in interference scenarios », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2015.
- [8] Union internationale des télécommunications, [En ligne]. Available: <http://www.itu.int/>.
- [9] Agence Nationale de Fréquences, [En ligne]. Available: <http://www.anfr.fr>.
- [10] P.-J. BENGHOZI, S. BUREAU et F. et MASSIT-FOLLÉA, « L'Internet des objets : Quels enjeux pour l'Europe », Paris: Éditions de la Maison des sciences de l'homme, 2009 .
- [11] Bluetooth, [En ligne]. Available: www.bluetooth.com.
- [12] Wi-Fi Alliance, [En ligne]. Available: <http://www.wi-fi.org/>.
- [13] NFC Forum, [En ligne]. Available: <http://nfc-forum.org>.
- [14] ZigBee Alliance, [En ligne]. Available: <http://www.zigbee.org/>.
- [15] ANT Wireless, [En ligne]. Available: <https://www.thisisant.com>.
- [16] C. Kopp, « The Electromagnetic Bomb - A Weapon of Electrical Mass Destruction » Octobre 1996. [En ligne]. Available: https://www.researchgate.net/publication/235163256_The_Electromagnetic_Bomb_-_A_Weapon_of_Electrical_Mass_Destruction.

- [17] S. Mili, « Caractérisation de l'environnement électromagnétique transport pour la reconnaissance de conditions électromagnétiques critiques », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2014.
- [18] A. Morant, A. Wisten, D. Galar, U. Kumar et S. Niska, « Railway EMI impact on train operation and environment, » International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012.
- [19] M. Heddebaut, V. Deniau, B. R. J. Vulturescu et J. P. Ghys, « Conversion of electromagnetic pollution present in the railway environment into electrical energy, » conférence Transport Research Arena, Paris, 2014.
- [20] FABRIC: Feasibility analysis and developpment of on-road charging solutions for future electric vehicles, « Interoperability considerations, » 9 mars 2015.
- [21] B. Demoulin, « Les moyens d'essai, » Actes des conférences plénières, CEM Lille, 1996.
- [22] L. Koné, « Techniques de mesure » chez Compatibilité électromagnétiques 2, des concepts de base aux applications, Paris, GET et Lavoisier, 2007.
- [23] Norme Européenne EN 50121-2, « Applications ferroviaires - Compatibilité électromagnétique, Partie 2: Émission du système ferroviaire dans son ensemble vers le monde extérieur », Association Française de Normalisation (AFNOR), 2006.
- [24] UNECE, « Règlement N°10, Prescriptions uniformes relatives à l'homologation des véhicules et des installations qui concerne la compatibilité électromagnétique » 16 octobre 2014.
- [25] Norme Européenne EN 50121, « Applications ferroviaires - Compatibilité électromagnétique », Association Française de Normalisation (AFNOR), 2006.
- [26] S. Dudoyer, « Méthode de Détection et de Reconnaissance de Bruits Electromagnétiques permettant la Prédiction de leurs Effets sur les Transmissions GSM-R », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2013.
- [27] EUREMCO: European Railway Electromagnetic Compatibility, « D2.2 - Transients Characteristic Parameters », deliverable: 30/11/2012.
- [28] N. Ben Slimen, « Recherche de procédures de caractérisation de l'environnement électromagnétique ferroviaire adaptés au contexte des systèmes de communication embarqués », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2009.
- [29] Maxim Integrated, « Introduction to GSM and GSM Mobile RF Transceiver Derivation, » 04 Juillet 2003. [En ligne].
- [30] Agence Nationale des Fréquences, « Les résultats de l'Observatoire, » [En ligne]. Available: <http://www.anfr.fr/fr/gestion-des-frequences-sites/lobservatoire-2g-3g-4g/les-resultats-de-lobservatoire/#menu2>.

- [31] UNISIG, « FFFIS for Eurobalise, SUBSET-036, Issue: 3.0.0, » February 24, 2012.
- [32] I. Adin, J. Mendizabal, S. Arrizabalaga, U. Alvarado, G. Solas et J. Rodriguez, « Rolling stock emission testing methodology assessment for Balise Transmission Module system interoperability, » Measurement, vol. 77, pages. 124-131, January 2016.
- [33] R. Rétiveau, « La signalisation ferroviaire », Presses de l'École Nationale des Ponts et Chaussées, 1987.
- [34] A. Dolara, M. Gualdoni et S. Leva, « EMC disturbances on track circuits in the 2x25kv high speed ac railways systems In PowerTech, » PowerTech IEEE Trondheim, 2011 .

Chapitre 2 :

METHODES D'ANALYSE TEMPS-
FREQUENCE

I. Introduction

Un signal mesuré quelconque peut être représenté dans le domaine des temps sous la forme d'une amplitude associée à chaque instant du signal, ou sous sa forme spectrale : une amplitude associée à chaque fréquence qui compose le spectre de ce signal. Bien qu'elles soient globalement représentatives, ces représentations restent limitées quant à l'analyse des phénomènes contenus dans ce signal. En effet, dans le domaine des temps, les composantes de fréquence du signal sont indiscernables et leurs caractéristiques, telles que leurs puissances ou leurs étendues spectrales sont invisibles. Par ailleurs, dans le domaine spectral, tous les aspects liés au temps sont perdus. Il en va ainsi du début et de la fin d'un signal de durée finie, ou des instants d'apparition des perturbations électromagnétiques transitoires.

L'analyse temps-fréquence permet d'obtenir une représentation à la fois dans le domaine des temps et des fréquences des signaux étudiés, soit encore l'évolution de leurs spectres au cours du temps. Cette caractéristique permet d'avoir accès à tous les phénomènes contenus dans ces signaux et de pouvoir mieux les caractériser. On peut, à titre d'exemple, déterminer la bande de fréquence qu'un phénomène transitoire peut occuper, ou la manière dont certaines fréquences apparaissent dans le signal au cours du temps.

Comme nous l'avons expliqué lors du premier chapitre, l'environnement électromagnétique ferroviaire est constitué d'un très grand nombre de signaux et de perturbations très différents les uns des autres. L'analyse et l'étude de ces signaux doit donc s'adapter à leurs caractéristiques. Mais, bien avant l'analyse, la détection de certaines perturbations, notamment des phénomènes transitoires, pose certaines difficultés. En effet, généralement la détection s'effectue dans le domaine des temps avec l'aide d'un oscilloscope. Or, cette méthode n'est pas complètement fiable, car étant donnée la richesse en termes de signaux électromagnétiques du milieu ferroviaire, certains phénomènes transitoires qui couvrent une bande de fréquence limitée, deviennent difficilement discernables. Cet effet de masquage est dû au fait que leurs puissances peuvent être couvertes par d'autres signaux puissants. Ils deviennent donc difficilement détectables dans le domaine des temps en utilisant l'oscilloscope [1]. On rencontre notamment ce problème lorsque des mesures sont effectuées à proximité d'émetteurs ou de sources radiofréquences.

D'autres cas de figure peuvent également se présenter lors de l'étude des phénomènes transitoires sur une bande de fréquence que l'on veut étudier. L'utilisation de l'oscilloscope dans ces situations peut générer de fausses détections car il n'est pas possible de connaître la bande de fréquence couverte par les phénomènes détectés.

Ces différentes problématiques imposent donc une analyse qui prend en compte, de façon conjointe, les caractéristiques en temps et fréquences du signal. La représentation temps-fréquence constitue une telle solution.

II. Analyse temps-fréquence

II.1. Définition

Comme son nom l'indique, la représentation temps-fréquence permet d'analyser un signal en étudiant son contenu spectral au cours du temps. Ceci permet d'obtenir un accès aux composantes du signal analysé et à leurs caractéristiques en temps et fréquence, telles que les instants d'apparition, les durées et les bandes de fréquence couvertes par chacune d'entre elles.

Il existe plusieurs méthodes d'analyse temps-fréquence, réparties principalement en deux grandes familles : linéaires et quadratiques. Parmi ces dernières, on trouve par exemple les distributions de Wigner-Ville ou de Choi-Williams, dont le principe repose sur une distribution de l'énergie selon les deux variables temps et fréquence. Le calcul du spectre dans ce genre de transformée est un calcul équivalent à l'autocorrélation. Cette caractéristique engendre des termes d'interférences, appelés en anglais « cross-terms », entre les différents instants et composantes du signal analysé [2]. L'analyse temps-fréquence quadratique présente des avantages importants, surtout en termes de résolutions dans les domaines des temps et des fréquences. Cependant, pour l'étude de l'environnement électromagnétique ferroviaire caractérisé par des signaux très complexes, les analyses quadratiques seront écartées de notre étude essentiellement à cause des interférences entre les composantes des signaux analysés que le calcul engendre.

L'autre famille de représentation temps-fréquence regroupe les méthodes linéaires. Dans celles-ci, le signal analysé est considéré comme une superposition de signaux élémentaires successifs. Dans ce chapitre, deux de ces méthodes seront considérées, la transformée de Fourier à court terme, et la transformation en ondelettes.

Bien qu'elles soient différentes l'une de l'autre, ces méthodes reposent sur un même principe : faire se décaler une fenêtre couvrant une portion du signal tout au long de celui-ci. À chaque décalage, le spectre associé à la portion couverte est calculé. Le choix de cette fenêtre est primordial dans l'analyse et possède un impact direct sur les résultats. En effet, une fenêtre est caractérisée par sa largeur et par sa forme. Le spectre obtenu dépendra donc essentiellement de ces deux paramètres et l'influence de la fenêtre sera également visible sur les résolutions en temps et fréquence du résultat.

II.2. Problématique des résolutions en temps et fréquence

Les informations apportées par l'analyse temps-fréquence sont nécessairement bornées par les résolutions en temps et fréquence. Ces deux caractéristiques possèdent une importance en termes de qualité du résultat, et on cherche généralement à les optimiser en fonction des signaux étudiés. Ces résolutions dépendent essentiellement de la fenêtre de temps utilisée lors de l'analyse, mais se heurtent à une limite qu'on ne peut pas franchir. Il s'agit de la limite d'Heisenberg.

II.2.a. Limite d'Heisenberg

La dénomination de cette limite vient du nom du physicien Werner Heisenberg qui découvre, lors de ses travaux en mécanique quantique, qu'il existe une limite de précision qu'on ne peut pas dépasser si on veut associer à la fois la position et la vitesse à un état quantique d'une particule quelconque. Ceci équivaut à dire qu'il est impossible de connaître en même temps, et avec exactitude, la position et la vitesse d'une particule [3]

The more precisely the position is determined, the less precisely the momentum is known in this instant, and vice versa.

*Werner Heisenberg,
Uncertainty paper, 1927*

Ce principe s'applique également à l'analyse temps-fréquence linéaire. En effet, les résolutions en temps (Δt) et fréquence (Δf) se heurtent toujours, lors de l'analyse d'un signal, à la limite d'Heisenberg qui stipule que le produit de ces deux résolutions est toujours supérieur ou égal à $1/4\pi$ comme le montre l'équation II.1 [4].

$$\Delta t * \Delta f \geq \frac{1}{4\pi} \quad \text{II.1}$$

Il résulte de l'équation II.1 que l'amélioration de la résolution fréquentielle de l'analyse, engendre une dégradation de la précision en temps, et vice versa.

II.2.b. Résolutions associées aux différentes fenêtres

Les résolutions en temps et fréquence dépendent essentiellement de la fenêtre de temps utilisée dans l'analyse. Ainsi que rappelé précédemment, il existe plusieurs types de fenêtre présentant chacune des caractéristiques différentes dans les domaines des temps et des fréquences. Dans ce paragraphe, deux de ces fenêtres seront étudiées et comparées : la fenêtre rectangulaire et la fenêtre de Gauss.

L'amplitude de la fenêtre rectangulaire est égale à une constante a tout au long de sa durée T , sa forme en fonction du temps est décrite mathématiquement par II.2 :

$$\prod_T(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } -\infty < t < -\frac{T}{2} \cup \frac{T}{2} < t < +\infty \\ a & \text{si } -\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad \text{II.2}$$

La fenêtre gaussienne présente quant à elle une forme qui varie en fonction du temps et dépend de deux paramètres : sa moyenne μ et son écart type σ . Sa forme en fonction du temps est décrite par l'équation II.3 [5]

$$g(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad \text{II.3}$$

La figure 2.1 représente ces deux fenêtres superposées dans le domaine des temps.

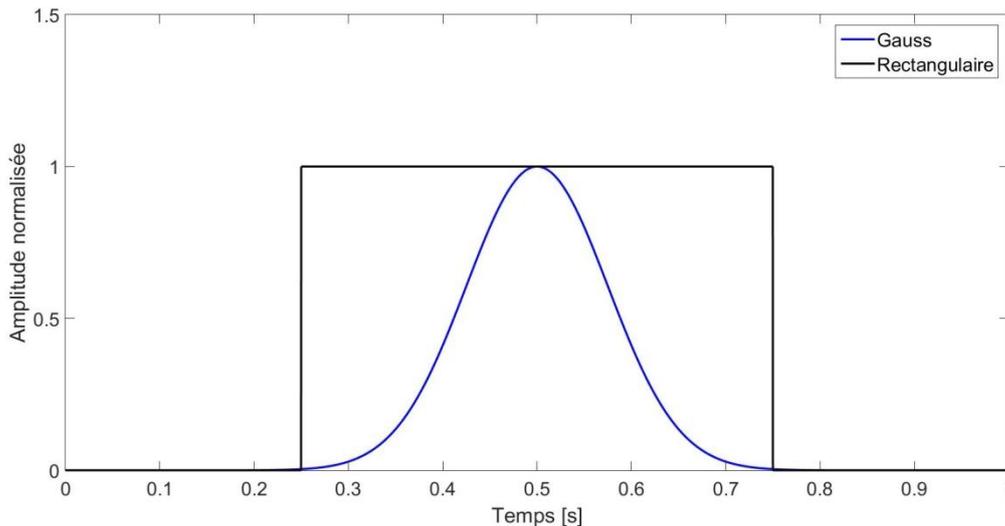


Figure 2.1 : Formes d'ondes des fenêtres rectangulaire et de Gauss

Sur cette figure, les deux fenêtres possèdent toutes les deux la même durée, 0.5 s, et sont centrées sur l'instant 0.5 s. Leurs amplitudes ont été normalisées, elles apparaissent donc toutes les deux avec une amplitude de 1.

En pratique, et lors des analyses des signaux, la fenêtre rectangulaire s'avère généralement peu utilisée, car, en dépit d'une forme très simple qui facilite le calcul, son utilisation génère dans le domaine des fréquences des lobes secondaires élevés [6]. En effet, comme on peut le voir sur la figure 2.2, le premier lobe secondaire apparaît à seulement -13 dB du lobe central. Lors d'une analyse dans le domaine des fréquences, ces lobes secondaires engendrent une fausse estimation des puissances associées aux fréquences situées au voisinage de celles analysées.

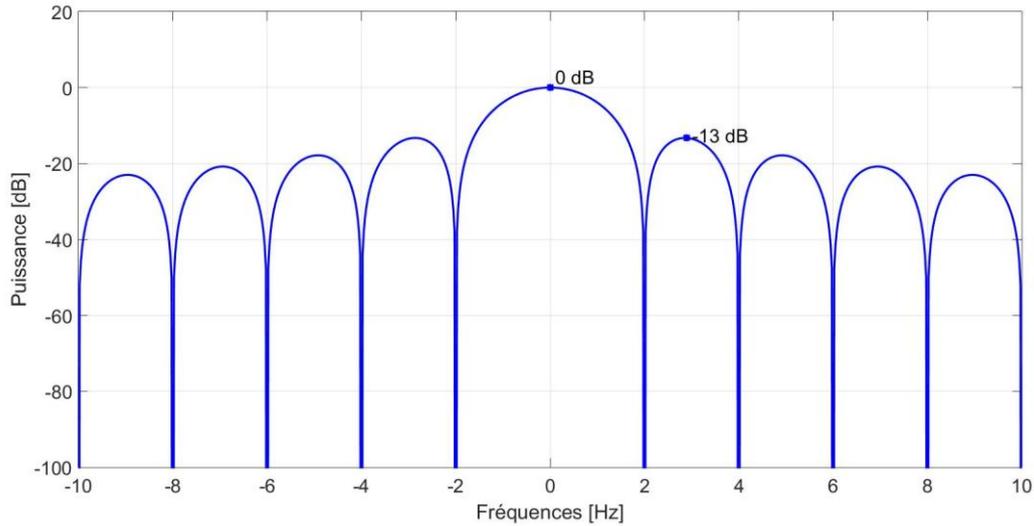


Figure 2.2 : Spectre d'une fenêtre rectangulaire d'une durée 5 ms

Il existe cependant plusieurs points positifs associés à l'utilisation de la fenêtre rectangulaire. D'une part, celle-ci peut simplifier le calcul car, son amplitude étant constante, il n'existe pas de notion de poids différent associé à chaque échantillon du signal, et sa convolution avec les signaux lors de l'analyse est aisée. D'autre part, et comme on peut le remarquer sur la figure 2.2, la puissance du lobe central est égale à 0 dB, ce qui signifie qu'en utilisant la fenêtre rectangulaire, on obtient directement une représentation correcte de la puissance de la fréquence analysée, en dépit des informations erronées sur les fréquences adjacentes.

La fenêtre de Gauss quant elle, présente de grands avantages dans le domaine des fréquences. En effet, contrairement à la fenêtre rectangulaire, les lobes secondaires de la fenêtre de Gauss s'estompent rapidement. La figure 2.3 représente le spectre de la fenêtre de Gauss introduite précédemment dans la figure 2.1.

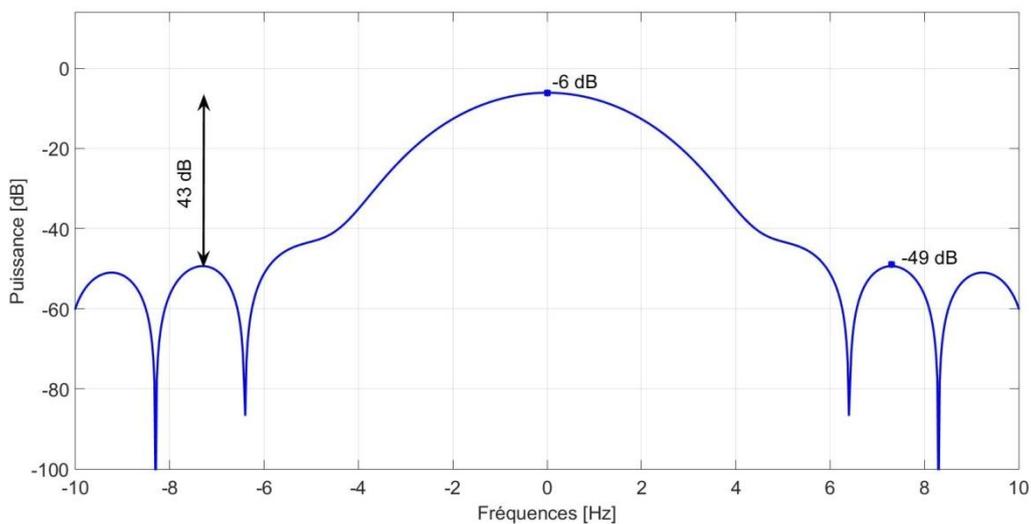


Figure 2.3 : Spectre d'une fenêtre de Gauss d'une durée de 5 ms

Sur cette figure 2.3 nous obtenons que le lobe principal de la fenêtre de Gauss est à -6 dB, et que le premier lobe secondaire se situe à -49 dB. Ceci représente donc une atténuation de 43 dB par rapport au lobe principal. Cette forte atténuation des lobes secondaires constitue un avantage majeur pour la fenêtre de Gauss. Il est à noter en revanche que la puissance du lobe principal à -6 dB signifie qu'au niveau du résultat, la puissance obtenue est erronée et qu'il faut donc corriger ce décalage de puissance dû à l'utilisation de cette fenêtre.

Sur la figure 2.4, les spectres des deux fenêtres sont superposés afin de mieux pouvoir les comparer.

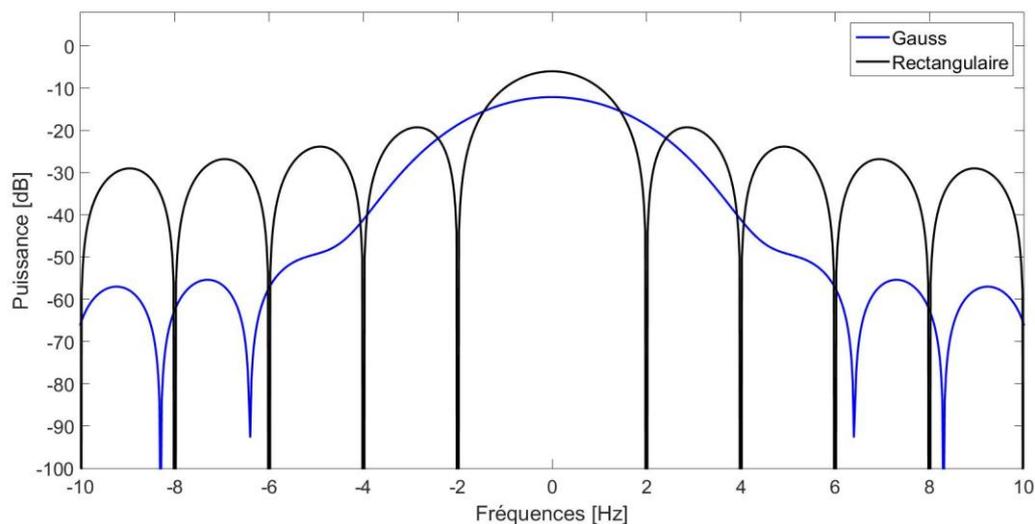


Figure 2.4 : Spectres superposés de la fenêtre rectangulaire et la fenêtre de Gauss

On remarque plus facilement sur cette nouvelle figure une décroissance beaucoup plus rapide des lobes secondaires du spectre de la fenêtre de Gauss. Cette dernière permet ainsi d'avoir une meilleure représentation des canaux fréquentiels analysés. En d'autres termes, la fenêtre gaussienne offre une meilleure résolution fréquentielle que la fenêtre rectangulaire. Néanmoins, cette dernière présente l'avantage de proposer une forme simple, et nous verrons plus tard que cette caractéristique nous permettra de proposer une méthode d'analyse bien adaptée à nos besoins.

II.3. Transformée de Fourier à Court Terme (TFCT)

II.3.a. Définition

Cette transformée consiste à réaliser la transformée de Fourier sur une fenêtre de temps $g(t)$ glissant le long du signal $x(t)$. Elle est décrite mathématiquement par l'équation II.4 [7] :

$$X(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t') g(t' - t) \exp(-j2\pi ft') dt' \quad \text{II.4}$$

g est la fenêtre de temps d'analyse et f la fréquence.

Puisque les signaux mesurés sont généralement échantillonnés avant d'être analysés, nous nous intéressons à la transformée de Fourier discrète, dont l'expression est donnée par l'équation II.5 [8].

$$X[f] = \sum_{n=0}^N x(n) \exp\left(-\frac{j2\pi fn}{N}\right) \quad \text{II.5}$$

Avec N le nombre d'échantillons du signal analysé.

Afin de trouver la forme discrète de la transformée de Fourier à court terme, cette équation est appliquée à une portion du signal discret contenue dans une fenêtre glissante, selon le même principe que la TFCT continue. Ceci est traduit par l'expression II.6 [9] :

$$X(i, f) = \sum_{n=1}^w x[n] g[n - i] \exp\left(-\frac{j2\pi fi}{w}\right) \quad \text{II.6}$$

Avec w la largeur de la fenêtre g .

Le choix de cette fenêtre par sa largeur et son type est important, car ainsi que détaillé précédemment, ces deux paramètres possèdent un effet direct sur le résultat de l'analyse. En effet, plus la largeur w est petite, plus la résolution en temps s'améliore aux dépens de la résolution en fréquence. En revanche, lorsque celle-ci devient grande, la résolution en fréquence s'améliore au prix de la dégradation de la résolution en temps.

Par ailleurs, le type de fenêtre influence la forme de son spectre et par conséquent le spectre du signal étudié. A titre d'exemple, l'utilisation de la fenêtre gaussienne est la plus commune étant donnée ses avantages détaillés plus haut, on parle dans ce cas de la transformée de Gabor [2]. Grâce à la fenêtre gaussienne, les résolutions en temps et fréquence de cette transformée sont optimales et atteignent la limite d'Heisenberg [10], nous obtenons donc l'égalité donnée par II.7 [11] :

$$\Delta t * \Delta f = \frac{1}{4\pi} \quad \text{II.7}$$

L'utilisation de la fenêtre gaussienne dans la transformée de Gabor permet d'obtenir une bonne précision dans le domaine des temps, en jouant sur sa largeur tout en obtenant la meilleure résolution en fréquence possible en éliminant pratiquement tous les lobes secondaires dans l'analyse.

II.3.b. Limites

La transformée de Fourier à court terme et la transformée de Gabor présentent cependant certaines limites dans l'analyse de signaux. En effet, un inconvénient majeur est que la taille de la fenêtre de temps, une fois choisie, reste fixe pour toute l'analyse, quelle que soit la fréquence, de telle façon qu'on obtient un pavage régulier de l'espace temps-fréquence. La figure 2.5 représente une illustration de ce pavage.

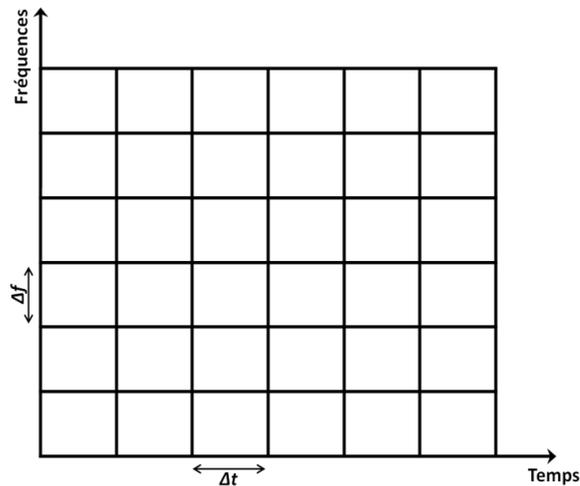


Figure 2.5 : Pavage de l'espace temps-fréquence de STFT

Sur cette figure 2.5, on observe un pas de temps Δt et un pas fréquentiel Δf constants, et ceci quels que soient l'instant et la fréquence analysés.

Nous savons pourtant que les signaux ne présentent pas les mêmes caractéristiques en fonction de leurs composantes fréquentielles. Par exemple, un phénomène transitoire s'étale plus dans le temps dans les basses fréquences que dans les hautes fréquences [12]. De plus, en environnement électromagnétique ferroviaire, et comme introduit lors du premier chapitre, les systèmes de signalisation utilisent différentes bandes de fréquences allant de quelques kHz dans le cas du circuit de voie à quelques MHz pour l'eurobalise, jusqu'à environ 1 GHz pour le GSM-R. Chacun de ces systèmes nécessite une résolution fréquentielle différente allant ainsi de quelques Hz à quelques centaines de kHz. Dans un tel environnement, une analyse aisément adaptable s'impose afin de donner des résultats aisément exploitables en accord avec nos systèmes. Ceci s'avère impossible avec une fenêtre d'analyse fixe, puisque les résolutions dans les domaines de temps et des fréquences restent figées et n'évoluent pas en fonction des fréquences analysées ou, des systèmes étudiés.

Par ailleurs, cette transformée engendre une quantité de calcul importante qui augmente en fonction du nombre d'échantillons du signal et du nombre de fréquences analysées [7]. De plus, si la fenêtre appliquée n'est pas constante, un calcul complet de la convolution doit être effectué à chaque décalage de la fenêtre, et ce même si celle-ci est déplacée avec un recouvrement inférieur à sa durée. Cette complexité contribue encore à augmenter le temps de calcul, et n'est pas propre à la fenêtre gaussienne seulement, mais concerne toutes les fenêtres à valeurs variables.

Afin de remédier à ce problème de temps de calcul dans la transformée de Gabor, tout en conservant l'utilisation de la fenêtre gaussienne et profiter de ses avantages, la Transformée de Fourier Rapide (TFR ou FFT : Fast Fourier Transform) est introduite dans la transformée de Gabor. La FFT est donc réalisée sur une partie du signal contenue dans une fenêtre gaussienne glissante.

Bien que la FFT apporte un gain considérable en termes de temps de calcul, elle réintroduit à nouveau le problème de la résolution. D'un côté, la résolution en temps est limitée par la taille de fenêtre qui doit être égale à 2^n échantillons. Dans la négative, la FFT devient instable et des erreurs sont introduites dans l'analyse [13]. Par ailleurs, une fois la fenêtre de temps choisie, la résolution en fréquence est fixée et dépend uniquement de la taille de la fenêtre. En effet, si on suppose que $N = 2^n$ constitue la taille de la fenêtre et qu'on souhaite analyser un signal échantillonné avec une fréquence d'échantillonnage F_e , alors la représentation temps-fréquence obtenue sera comprise entre 0 Hz et la fréquence maximale du signal $F_e/2$, avec un nombre de fréquences analysées égal à $N/2$. Le pas en fréquence de l'analyse est ainsi donné par l'équation II.8 :

$$\Delta f = \frac{F_e}{N} \quad \text{II.8}$$

A titre d'exemple, si on souhaite analyser un signal échantillonné à 5 GHz avec une fenêtre de temps de 2048 points, la résolution fréquentielle obtenue sera d'environ 2,441 MHz.

La taille de la fenêtre peut bien entendu être augmentée afin d'améliorer cette résolution, mais puisque cette taille doit être en 2^n , on se trouve rapidement avec des tailles importantes et une résolution en temps très dégradée.

Afin d'évaluer cette problématique en milieu ferroviaire, prenons le cas du GSM-R qui exploite des canaux de 200 kHz, avec une durée de transmission de 3,7 μ s pour chaque bit de donnée numérique. Parallèlement, dans la bande de fonctionnement du GSM-R, qui est située aux alentours de 900 MHz, les phénomènes transitoires qui ont été mesurés lors de campagnes de mesure antérieures présentent une durée moyenne d'environ 20 ns [14].

Selon l'équation II.8, pour un signal échantillonné à 5 GHz, la taille minimale de la fenêtre d'analyse $N = 2^n$ est déduite à partir de l'équation II.9 :

$$2^{n-1} < \frac{F_e}{\Delta f} \leq 2^n \quad \text{II.9.a}$$

$$2^{n-1} < \frac{5 \text{ GHz}}{200 \text{ kHz}} \leq 2^n \quad \text{II.9.b}$$

n est donc égal à 15 et la largeur de la fenêtre N est égale à 32768 points. Ceci correspond en temps à 6.5 μ s, et est donc près de deux fois plus grand que la durée d'un bit. Cette valeur est également très importante au regard de la durée des phénomènes transitoires, ce qui engendre donc une mauvaise estimation de leurs durées et aussi de leurs puissances puisque celle-ci est

étalée sur une durée importante. Le signal transitoire présente dès lors toutes les chances d'être masqué.

Afin d'illustrer le problème du choix de la fenêtre et son impact sur la résolution fréquentielle de l'analyse, la figure 2.6 représente le résultat d'une analyse temps-fréquence réalisée avec la transformée de Gabor sur un signal échantillonné à 5 GHz avec une fenêtre de 2048 points.

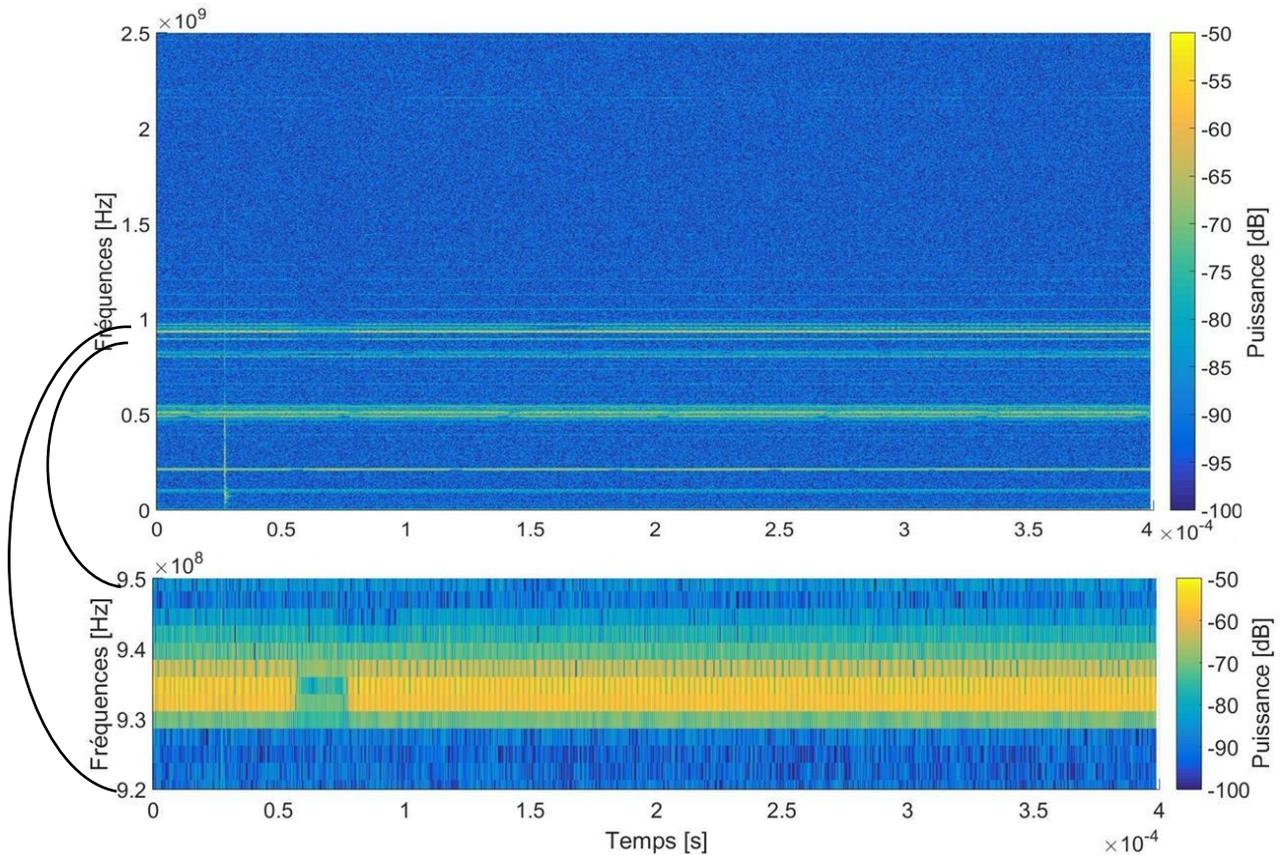


Figure 2.6 : Représentation temps-fréquence d'un signal échantillonné à 5 GHz puis, un zoom sur la bande 920 - 950 MHz

Sur la première partie de la figure 2.6, tout le spectre du signal, qui s'étend jusque 2,5 GHz, est représenté au cours du temps, ce qui permet de distinguer ses différentes composantes spectrales, leurs évolutions au cours du temps, l'instant d'apparition d'un transitoire et la bande de fréquence que celui-ci couvre. La seconde partie constitue un zoom dans la bande entre 920 MHz et 950 MHz, qui représente une partie de la bande utilisée par le GSM et le GSM-R. En pratique les différents canaux du GSM, qui occupent chacun une bande de 200 kHz, devraient être visibles. Nous observons qu'avec cette représentation, ces canaux ne sont plus discernables, et toutes les informations liées aux systèmes GSM ou GSM-R sont perdues.

Bien que la transformée de Gabor soit rapide et efficace pour une représentation temps-fréquence des signaux, elle reste tout de même très rigide et peu adaptée à des applications précises nécessitant des résolutions ajustables. Les analyses multi-résolutions, telles que la transformation en ondelettes, présentent des résolutions en temps et fréquence variables et forment donc une solution en mesure de pallier cette limitation.

II.4. La transformation en ondelettes - Wavelet Transform

II.4.a. Définition

La transformation en ondelettes est utilisée en traitement de signal afin de répondre à la problématique de la résolution statique de la transformée de Fourier à court terme. Bien que le concept fut proposé par Alfred Haar en 1910, c'est Jean Morlet qui a été le premier à l'avoir utilisé et lui a donné son nom [15].

La transformée en ondelettes constitue une méthode d'analyse qui découpe les données et les signaux en composantes fréquentielles suivant une résolution adaptée. Elle peut être continue ou discrète comme dans le cas de la transformée de Fourier, et il en existe plusieurs variétés.

Le principe est le suivant : une famille de fonctions élémentaires est construite à partir d'une fonction de base ψ qu'on appelle ondelette-mère ou analysante. Cette famille est générée par l'expression suivante [16] :

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right); \quad a > 0, b \in \mathbb{R} \quad \text{II.10}$$

Les deux paramètres a et b de cette expression sont respectivement les paramètres d'échelle et de translation dont nous rappellerons les rôles par la suite.

La transformation en ondelettes d'un signal $x(t)$ est donnée par l'équation II.11 [7] :

$$\begin{aligned} X(a, b) &= \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi_{a,b}(t) dt \\ &= \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \end{aligned} \quad \text{II.11}$$

La fonction, ou l'ondelette ψ joue le rôle de la fenêtre d'analyse dans la transformée de Fourier, mais leurs caractéristiques sont totalement différentes. En effet, contrairement aux fenêtres d'analyse, les ondelettes sont de nature oscillante et leur intégrale est nulle. Afin qu'elles soient performantes en termes de résolution en temps et fréquence, elles convergent vers 0 assez rapidement. En pratique, l'ondelette doit en même temps osciller puis s'amortir rapidement.

Il existe plusieurs types d'ondelettes, l'une des plus utilisées, l'ondelette de Morlet, représente une gaussienne modulée par une exponentielle complexe. L'utilisation de la forme gaussienne est évidemment justifiée par ses résolutions en temps et fréquence très performantes. Son expression est décrite par l'équation [II.12] [15] :

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} e^{-j\omega_0 t} \quad \text{II.12}$$

Dans cette expression, w_0 représente le nombre d'oscillations de l'ondelette, par exemple, la première ondelette utilisée par Morlet présentait cinq oscillations [7].

On peut donc à partir de cette ondelette-mère créer la famille d'ondelettes dont on se servira pour l'analyse temps-fréquence. Cette famille est donnée par l'équation II.13 :

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi a}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t-b}{a}\right)^2} e^{-jw_0\left(\frac{t-b}{a}\right)}; \quad a > 0, b \in \mathbb{R} \quad \text{II.13}$$

Comme déjà signalé, b représente la translation de l'ondelette et détermine donc l'instant analysé du signal. Le paramètre a , quant à lui, aura un double rôle. D'une part, il détermine la largeur en temps de l'ondelette et donc la résolution dans le domaine des temps ($\Delta t = a$) et en même temps la résolution dans le domaine des fréquences ($\Delta f = \frac{1}{a}$). D'autre part, il détermine la gamme de fréquence analysée, plus a est petit, plus l'analyse se déplace vers les hautes fréquences, et vice versa [15].

La figure 2.7, représente une ondelette de Morlet avec $w_0 = 3$, $b = 0$ et quatre valeurs différentes de a .

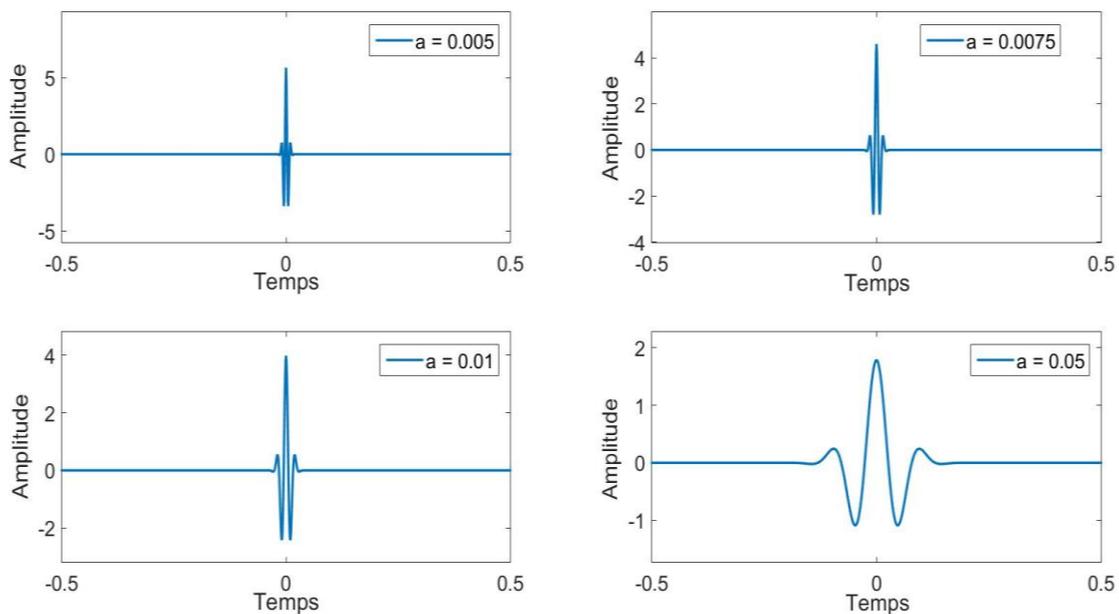


Figure 2.7 : Allures en fonction du temps des ondelettes centrées sur 0 avec des échelles différentes ; $a = 0.005, 0.0075, 0.01$ et 0.05

Sur cette figure, l'allure de l'ondelette est constante, seule sa largeur change, plus le paramètre a est grand, plus l'ondelette est étalée dans le temps.

L'effet du même paramètre dans le domaine des fréquences est représenté figure 2.8.

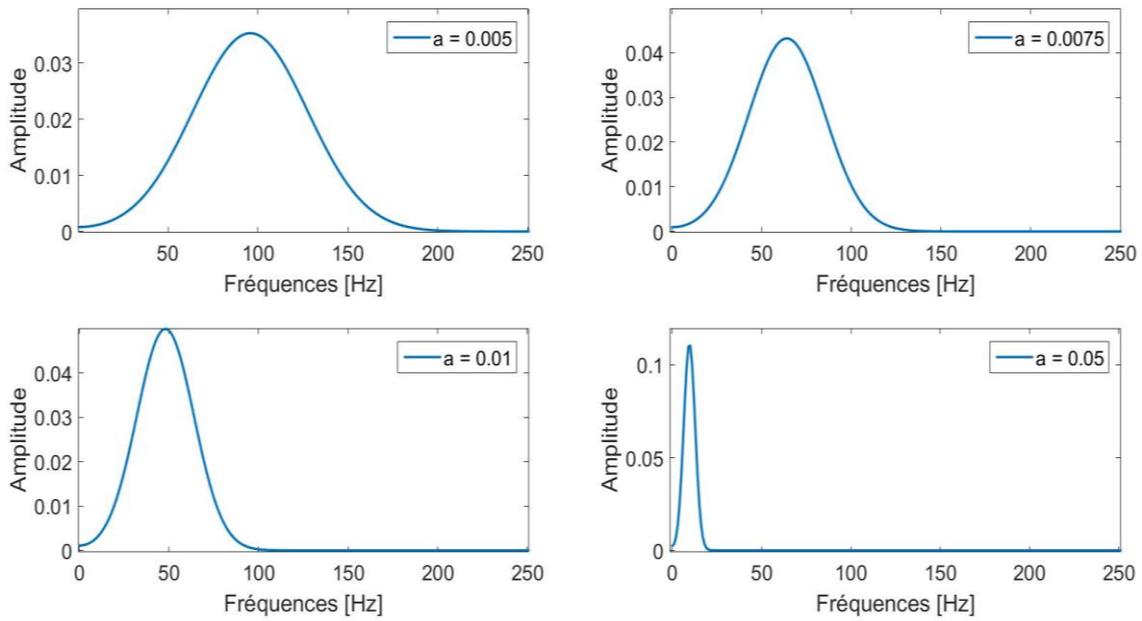


Figure 2.8 : Spectres des ondelettes correspondantes aux échelles ; $a = 0.005, 0.0075, 0.01, 0.05$

Les spectres représentés figure 2.8 correspondent à différentes valeurs du paramètre d'échelle a . La largeur de ces spectres et leurs fréquences centrales dépendent directement de ce paramètre. Plus celui-ci est de faible valeur, plus le spectre est large et la fréquence centrale est grande. Par exemple, pour $a = 0.005$, le spectre présente une largeur de 200 Hz et est centré sur la fréquence 96 Hz. Si on multiplie a par 10, $a = 0.05$, la largeur du spectre devient 20 Hz et la fréquence centrale devient 10 Hz.

Sur le pavage de l'espace temps-fréquence du résultat de la transformation en ondelettes, on obtient ainsi une résolution qui varie en fonction de la fréquence. Aux basses fréquences, la résolution dans le domaine des temps est basse et la résolution en fréquence est élevée. Puis, plus la fréquence augmente, plus la résolution en temps s'améliore et la résolution en fréquence se dégrade. Ce pavage est illustré figure 2.9.

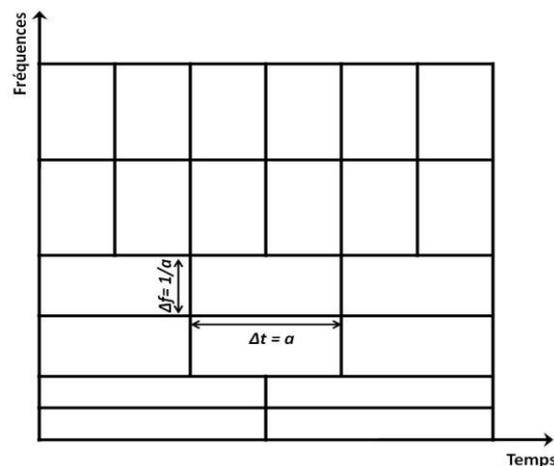


Figure 2.9 : Pavage de l'espace temps-fréquence de la transformation en ondelettes

Afin d'analyser les signaux échantillonnés, on utilise la transformation en ondelette discrète (Discrete Wavelet Transform, ou DWT). Vu la complexité et la quantité de calcul importante que l'on peut atteindre, on utilise, comme dans le cas de la FFT dans la transformée de Fourier, un algorithme spécifique permettant de réduire le temps de calcul.

Le principe de cet algorithme est d'utiliser une cascade de filtres numériques passe-haut et passe-bas, ayant différentes fréquences de coupure permettant ainsi une analyse à différentes fréquences (ou échelles) du signal. En pratique, ces filtres jouent le rôle des ondelettes utilisées dans la transformation continue [2].

Par exemple, soit $x[n]$ un signal composé de N échantillons avec une fréquence d'échantillonnage F_e , et soit F_{max} la fréquence maximale de ce signal donnée par le théorème de Nyquist-Shannon ($F_e \geq 2F_{max}$). La première étape de la DWT est la suivante : on fait transiter ce signal simultanément à travers deux filtres différents, l'un est passe-haut, l'autre est passe-bas, ayant tous deux une même fréquence de coupure $F_{max}/2$. En sortie du premier, on obtient un signal dans le domaine des temps composé des fréquences allant de $F_{max}/2$ jusqu'à F_{max} , et en sortie du second, un signal dans le domaine des temps composé des fréquences allant de 0 à $F_{max}/2$. Puisque la fréquence maximale de ce dernier est $F_{max}/2$, et selon le théorème de Nyquist-Shannon, on peut réaliser un sous-échantillonnage en enlevant la moitié des échantillons qui devient donc inutile.

A l'issue de cette première étape, nous disposons, d'une part, d'un signal à N échantillons composé de toute la partie haute fréquence, présentant une très bonne résolution en temps et une très mauvaise résolution fréquence, et, d'autre part, d'un signal composé de $N/2$ échantillons représentant toute la partie basse fréquence. Ce signal subit exactement le même traitement que le signal d'origine, c'est-à-dire, traverse deux filtres passe-haut et passe-bas ayant la fréquence de coupure de $F_{max}/4$, et ensuite un sous-échantillonnage de la partie basse fréquence est réalisé. L'effet de cet algorithme dans le domaine des fréquences est représenté figure 2.10.

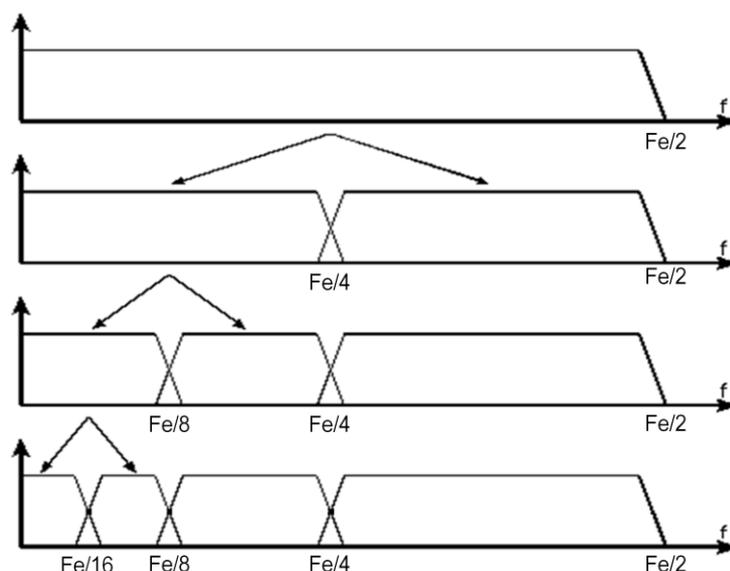


Figure 2.10 : Division par 2 de la bande de fréquence à chaque étage de l'algorithme de l'analyse

Cette figure illustre le principe de la DWT dans le domaine fréquentiel en montrant la division par deux de la bande de fréquence du signal à chaque étape de l'algorithme.

La succession de ces différentes étapes de la DWT est représentée sur le diagramme de la figure 2.11. Cette illustration s'arrête à la troisième étape.

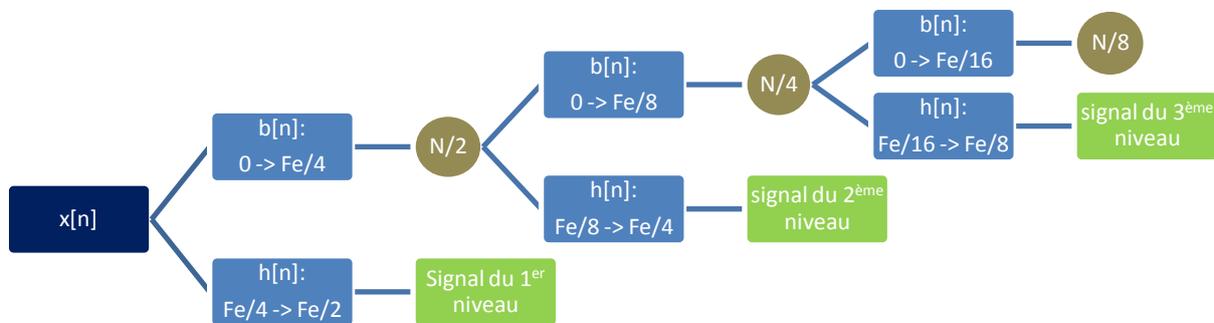


Figure 2.11 : Diagramme des trois premiers étages de l'algorithme récursif de la DWT

Sur cette figure 2.11, $b[n]$ et $h[n]$ sont respectivement les filtres passe-bas et passe-haut. Les cercles représentent l'opération de sous échantillonnage que subit le signal à la suite de chaque étape. Le résultat final est constitué de l'ensemble des signaux récupérés à la sortie de chacun des filtres passe-haut, représentés sur la figure par un rectangle vert.

Cet algorithme est donc récursif et s'arrête dès qu'il parvient à atteindre seulement deux échantillons. A la fin de ce processus, tous les signaux issus des filtres passe-haut et celui issu du dernier filtre passe-bas sont assemblés, chacun est placé au niveau de sa bande de fréquence correspondante, formant ainsi la représentation temps-fréquence du signal $x[n]$ [17].

Nous pouvons retenir de ces éléments que, à chaque étape, on divise la bande passante par deux, on multiplie donc par deux la résolution fréquentielle, et on divise le nombre d'échantillons par deux également. De la sorte, on divise la résolution dans le domaine des temps par deux. En d'autres termes, plus on descend vers les basses fréquences, plus la résolution en fréquence croît et plus la résolution dans le domaine des temps se dégrade et inversement.

II.4.b. Limites

Comme nous venons de le rappeler, la transformation en ondelettes présente le très grand avantage d'offrir une analyse temps-fréquence multi-résolutions. Elle pallie ainsi le principal défaut de la transformée de Fourier à court terme résidant dans son caractère mono résolution. La transformation en ondelettes présente cependant certaines limites. En effet, bien que les résolutions en temps et en fréquence évoluent en fonction de la fréquence, elles restent directement liées l'une à l'autre. Ainsi qu'expliqué dans le paragraphe précédent, la résolution dans le domaine des fréquences est l'inverse de la résolution dans le domaine des temps.

Cette relation entre les deux résolutions signifie que celles-ci sont imposées par le choix de la fenêtre et ne peuvent donc pas être adaptées aux différents signaux et systèmes étudiés. Pour cette raison, une méthode d'analyse capable d'adapter ses résolutions en fonction de ces systèmes et signaux mérite d'être considérée.

III. Méthode proposée

Comme nous l'avons évoqué lors du premier chapitre, les systèmes ferroviaires, notamment les systèmes de signalisation exploitent et génèrent des signaux de caractéristiques très diverses tant dans le domaine des temps et des fréquences. Afin de pouvoir étudier ces systèmes et caractériser leur environnement électromagnétique, nous aurions besoin d'une méthode qui soit plus flexible que celles décrites précédemment. Ces dernières peuvent présenter de nombreux avantages, et ont, notamment dans le cas de l'utilisation de la fenêtre gaussienne, de très bonnes résolutions à la fois dans le domaine des temps et dans celui des fréquences, atteignant la limite de Heisenberg. En dépit de ces avantages, ces méthodes présentent un inconvénient majeur qui réside dans la relation qui relie les deux résolutions en temps et fréquence. En d'autres termes, une fois l'une choisie, l'autre est automatiquement définie. Et ces résolutions se dégradent encore plus avec l'utilisation des méthodes discrètes, telles que la FFT ou DWT. Dans ce travail, notre objectif n'est pas de disposer des meilleures résolutions possibles, mais plutôt d'obtenir des résolutions en temps et en fréquences que l'on peut adapter facilement à chacun des signaux ou des systèmes étudiés.

La méthode d'analyse développée dans cette thèse, permet d'adapter aisément les résolutions dans le domaine des temps et dans celui des fréquences en prenant en considération différents paramètres, tels que la bande de fréquence occupée par le système étudié, la largeur des canaux fréquentiels qu'il utilise, les caractéristiques en fonction du temps des signaux utiles et des interférences...

Cette méthode vise aussi à fournir à l'opérateur plus de liberté dans le choix de la bande de fréquence analysée. En effet, en utilisant la FFT par exemple, l'analyse est forcément réalisée sur tout le contenu spectral du signal jusqu'à la fréquence maximale, avec un pas en fréquence déterminé par le choix de la taille de la fenêtre des temps (Voir paragraphe II-4-a de ce chapitre). Il serait donc plus judicieux d'avoir une méthode qui permet de se focaliser sur une bande de fréquence limitée et déterminée en fonction du besoin de l'analyse, soit encore en fonction de la bande de fonctionnement du système étudié.

En d'autres termes, notre objectif est de proposer une méthode adaptable aux caractéristiques des signaux et des perturbations notamment rencontrée en environnement ferroviaire, et capable de percevoir ces perturbations telles qu'elles sont perçues par les systèmes ferroviaires, c'est-à-dire en fonction de leur résolution fréquentielle, leurs temps de réponse et l'échantillonnage des données reçues.

Afin d'aboutir à cet objectif, la méthode proposée s'inscrit dans la logique de la famille des méthodes linéaires, mais présente une démarche distincte. En effet, dans les méthodes

d'analyses linéaires, la réalisation de la transformée temps-fréquence d'un signal doit impérativement passer par la somme sur une fenêtre glissante du produit scalaire entre le signal et des sinusoides ayant des fréquences différentes.

La méthode se décline en deux étapes principales. La première autorise un passage du domaine des temps au domaine des fréquences en prenant en compte tout le signal. La seconde étape permet d'effectuer un fenêtrage sur le résultat obtenu et consiste à réaliser une somme en utilisant une fenêtre glissante judicieusement choisie. Ces deux étapes sont séparées l'une de l'autre, ce qui permet d'avoir des résolutions en temps et fréquence indépendantes.

Cette technique est maintenant détaillée dans la suite de ce chapitre.

III.1. Etape 1 : Transposition dans le domaine des fréquences

La première étape de la méthode d'analyse proposée réside dans le passage vers le domaine des fréquences. Ceci se traduit par la multiplication du signal dans le domaine des temps par une série de sinusoides présentant chacune une fréquence différente appartenant à la bande analysée. Contrairement à la transformée de Fourier à court terme, ce produit est réalisé avec tout le signal et non sur la largeur d'une fenêtre. L'équation II.14 décrit ce processus appliqué sur un signal $x(i)$ dans la bande fréquentielle [F1 F2]

$$\bar{x}(i, f) = x(i) * \exp\left(-\frac{j2\pi fi}{F_s}\right) \quad \text{II.14}$$

La valeur de f représente la fréquence allant de F1 à F2, le pas en fréquence utilisé est choisi en fonction de la résolution en fréquence souhaitée et peut ainsi descendre jusqu'à 1 Hz. De ce fait, l'analyse n'est plus limitée par un pas en fréquence imposé par la taille de la fenêtre de temps choisie.

La matrice \bar{x} est un résultat intermédiaire de l'analyse. Les lignes de cette matrice correspondent à chacune des fréquences f , et ses colonnes représentent l'évolution dans le domaine des temps du spectre du signal.

III.2. Etape 2 : Somme décalée, ou convolution

Le résultat obtenu précédemment est incomplet car il manque encore la réalisation de la somme glissante, ou la convolution de chacune des lignes qui correspondent aux différentes fréquences f avec une fenêtre de temps. Il faut donc choisir la fenêtre d'analyse pour la réalisation de la convolution.

Le choix s'est porté sur la fenêtre rectangulaire. Il se justifie par la forme constante en fonction du temps de celle-ci. En effet, réaliser une convolution avec une fenêtre rectangulaire permet de pouvoir adapter sa taille et choisir un pas de décalage de temps fin et ceci sans aucune répercussion sur la complexité de calcul. Cette méthode est détaillée ci-dessous.

III.2.a. Principe

L'objectif de cette étape est d'obtenir le spectre $X(i, f)$ du signal $x(i)$, avec i la variable de temps et f la variable de fréquence. Comme la convolution est réalisée avec une fenêtre rectangulaire d'amplitude 1 et de largeur w : $\Pi_w(i)$, pour obtenir une valeur $X(i, f)$, il suffit de réaliser la somme des échantillons sur la largeur de la fenêtre comme décrit dans l'équation II.15 :

$$\begin{aligned} X(i, f) &= \frac{\sum_{n=1}^N \bar{x}(n, f) * \Pi_w\left(i + \frac{w}{2}\right)}{w} \\ &= \frac{\sum_{n=i}^{w+i} \bar{x}(n, f)}{w} \end{aligned} \quad \text{II.15}$$

Afin d'obtenir la valeur suivante, $X(i + 1, f)$, puisque la fenêtre est décalée d'un seul échantillon à la fois, le calcul de la somme sur la largeur w n'est plus nécessaire. L'algorithme consiste à soustraire le premier échantillon $\bar{x}(i, f)$ et à rajouter l'échantillon suivant $\bar{x}(i + w + 1, f)$. Ceci est détaillé dans l'équation II.16 :

$$\begin{aligned} X(i + 1, f) &= \frac{\sum_{n=i+1}^{w+i+1} \bar{x}(n, f)}{w} \\ &= \frac{\sum_{n=i}^{w+i} \bar{x}(n, f) + \bar{x}(w + i + 1, f) - \bar{x}(i, f)}{w} \\ &= X(i, f) + \frac{\bar{x}(w + i + 1, f) - \bar{x}(i, f)}{w} \end{aligned} \quad \text{II.16}$$

Grâce à ce principe, cette méthode acquiert une propriété essentielle pour notre objectif. En effet, tout en ayant un pas de décalage d'un seul échantillon, et donc une très bonne résolution en temps, elle permet de conserver un nombre de calculs constant, et ce quelle que soit la largeur de la fenêtre d'analyse choisie.

La figure 2.12 illustre le mécanisme de cet algorithme avec un signal quelconque et une fenêtre d'une largeur w .

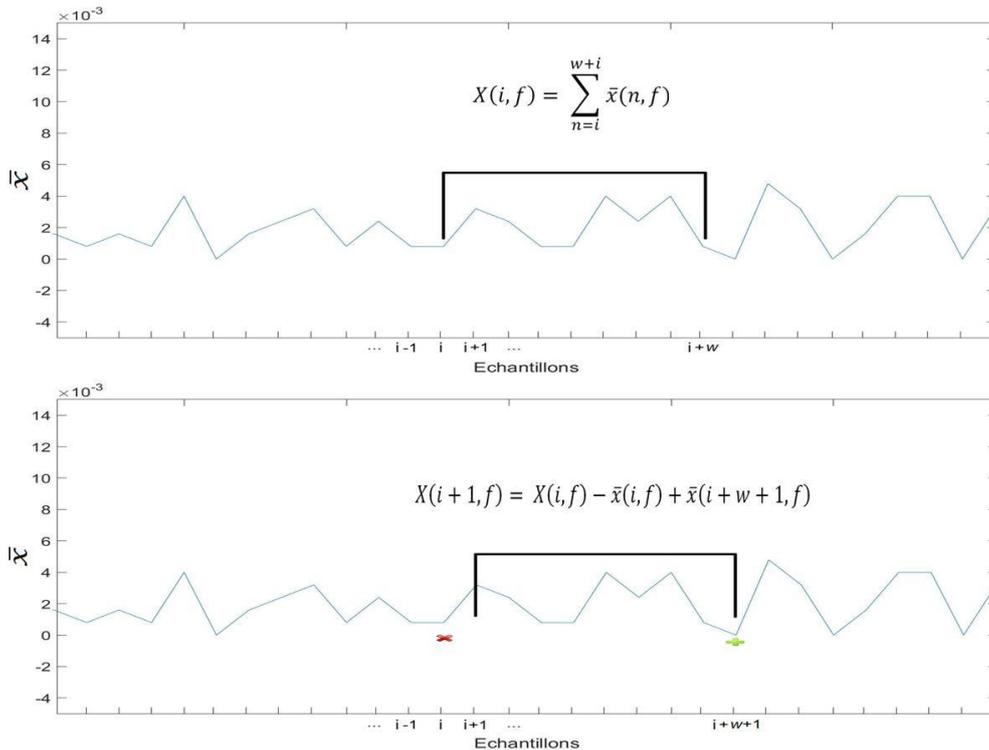


Figure 2.12 : Deux étapes successives dans le calcul de la convolution avec une fenêtre rectangle illustrant le principe de passage d'un échantillonnage à un autre

Dans la première partie de la figure 2.12, on commence par calculer une première valeur $X(i, f)$, qui correspond à l'instant i et à la fréquence f . Cette valeur constitue la somme de tous les échantillons de \bar{x} qui correspondent à la fréquence f et qui sont à l'intérieur de la fenêtre.

Afin de calculer la valeur suivante, la fenêtre est décalée d'un échantillon et le résultat obtenu dans l'étape précédente est réutilisé. Comme le montre la deuxième partie de la figure (2.12), la valeur $X(i+1, f)$ est obtenue en retranchant de la valeur $X(i, f)$ l'échantillon qui précède la fenêtre et en lui ajoutant l'échantillon qui la suit.

III.2.b. Inconvénients et recours à la multi-convolution

Bien que l'utilisation de la fenêtre rectangulaire en tant que fenêtre de convolution accélère le calcul et permet d'obtenir une excellente flexibilité dans le choix des résolutions en temps et en fréquence, elle présente cependant l'inconvénient majeur déjà souligné lié à l'existence de lobes secondaires significatifs dans son spectre.

Afin de remédier à cet inconvénient, une solution est d'appliquer plusieurs fois l'algorithme de convolution jusqu'à obtenir une résolution fréquentielle satisfaisante. Cette idée vient du fait que le résultat de la convolution de deux fenêtres rectangulaires donne un triangle, et en réalisant des convolutions successives avec des fenêtres rectangulaires de la même taille, les résultats obtenus se rapprochent de la forme d'une fenêtre gaussienne, ainsi que l'illustre la figure 2.13.

Cette figure représente, en couleur noire, l'évolution de la forme de la fenêtre appliquée à l'issue des convolutions successives de fenêtres rectangulaires de 2 ms, et en couleur rouge, la forme de la gaussienne qui s'en rapproche le plus.

Les paramètres de cette gaussienne (moyenne μ et écart type σ) sont déterminés aisément. En effet, la moyenne μ correspond au point central de notre fenêtre, et l'écart type σ est obtenu à partir de la méthode de la largeur à mi-hauteur (Full width at half maximum) [18]. L'équation de cette gaussienne a déjà été donnée par II.3.

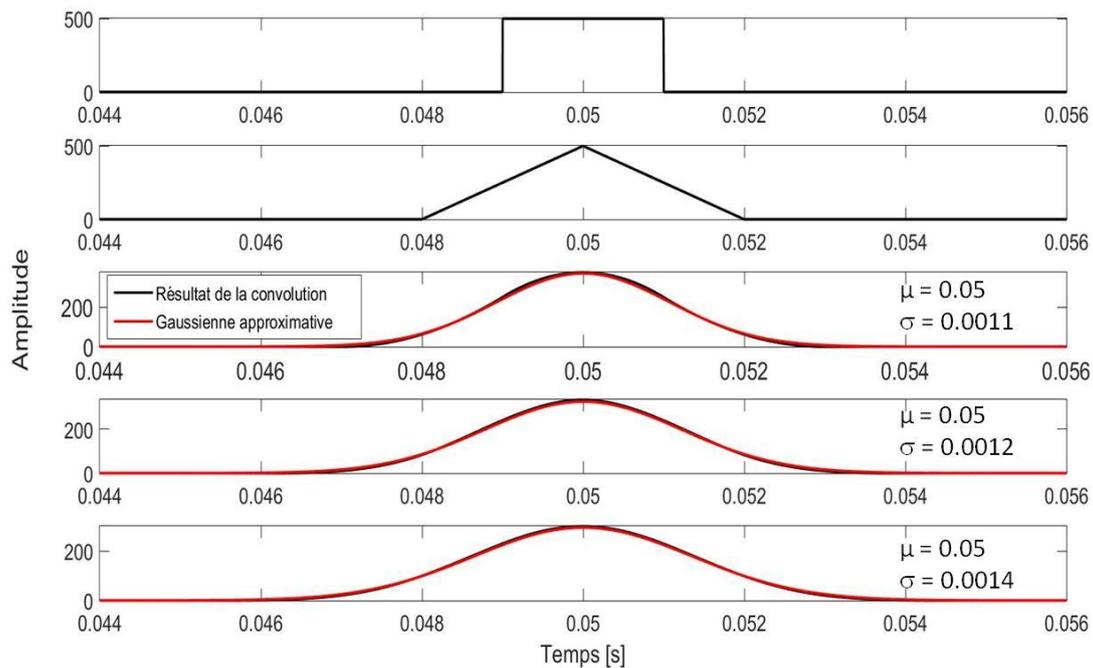


Figure 2.13 : Evolution de la fenêtre d'analyse en fonction des convolutions successives et approximation par rapport à la forme gaussienne

On constate néanmoins que la largeur de la fenêtre dans le domaine des temps s'élargit de plus en plus. En fait, dû à la nature du calcul que nous employons, la fenêtre s'élargit à chaque convolution d'une durée qui correspond à celle de la fenêtre initiale. Sur la figure 2.13, la fenêtre rectangulaire est de 2 ms, celle triangulaire est de 4 ms, la suivante est de 6 ms, et ainsi de suite. À chaque convolution, 2 ms sont ajoutés dans ce cas de figure à la largeur de la fenêtre.

Cet élargissement de la fenêtre d'analyse impacte donc la résolution temporelle qui se dégrade au fur et à mesure de la réalisation des convolutions.

Afin d'évaluer l'impact de ce traitement, la figure 2.14 représente les spectres des différentes fenêtres issues des convolutions successives.

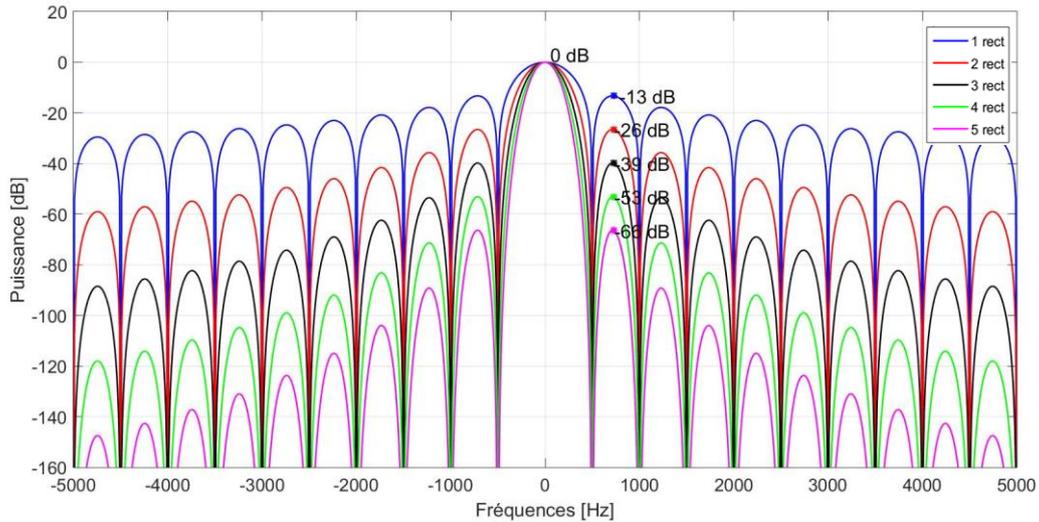


Figure 2.14 : Evolution du spectre de la fenêtre d'analyse rectangulaire en fonction des convolutions successives

Le spectre d'une fenêtre rectangulaire d'une durée de 2 ms est représenté en bleu. La largeur du lobe principal est de 1 kHz et sa puissance associée est de 0 dB. Les lobes secondaires apparaissent sur la figure tous les 500 Hz avec une puissance décroissante, celle du premier lobe secondaire se situe à -13 dB sous celle du lobe principal. Les autres spectres issus des convolutions successives sont également représentés sur cette figure. Les lobes principaux et secondaires de ceux-ci apparaissent aux mêmes fréquences, mais les puissances des lobes secondaires diminuent quant à elles en fonction du nombre de convolutions. Si on s'intéresse aux premiers lobes secondaires, on remarque que leurs puissances diminuent à chaque convolution de 13 dB par rapport à la convolution précédente.

La figure 2.15 représente un zoom portant sur les lobes centraux des différents spectres.

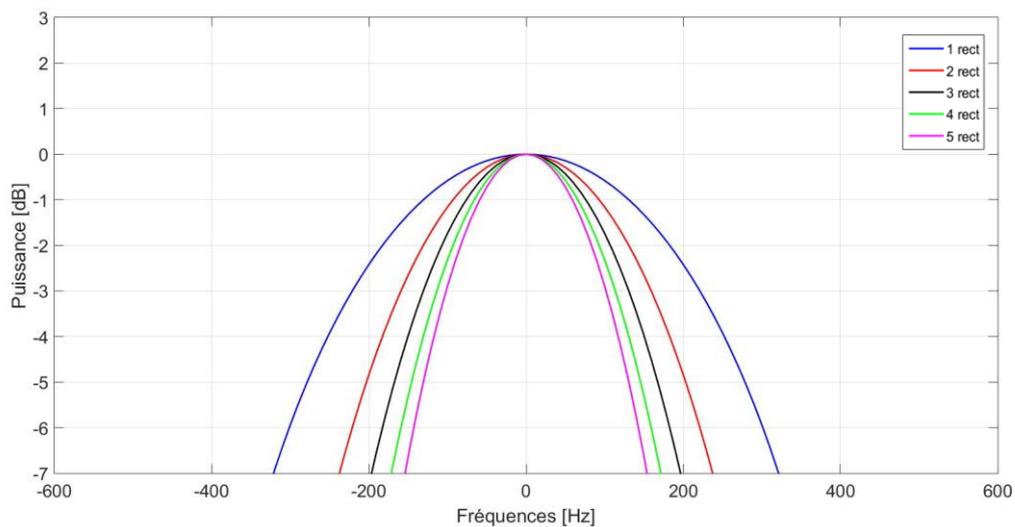


Figure 2.15 : Évolution de la largeur du lobe central en fonction des convolutions successives

On constate sur cette figure que la puissance de ces lobes ne varie pas en fonction du nombre de convolutions et reste à 0 dB. Ceci signifie que cette méthode d'analyse permet d'obtenir une estimation correcte du niveau de la puissance du signal étudié. Nous remarquons également que la largeur du lobe central s'amenuise au fur et mesure des convolutions successives, ce qui se traduit par une amélioration nette de la résolution en fréquence.

Afin d'apprécier l'effet de la multi-convolution lors de l'analyse temps-fréquence, cette méthode est appliquée sur un signal généré par calcul qui comprend trois composantes spectrales à trois fréquences différentes : 9.9 kHz, 10 kHz et 10.1 kHz. Ce signal est échantillonné à 25 kHz et dure 1 seconde. Quatre représentations temps-fréquence de ce signal sont illustrées figure 2.16. Celles-ci sont obtenues suite à l'application d'une, deux, trois puis quatre convolutions successives. Afin d'obtenir ces résultats, la fenêtre utilisée comporte 1000 points, ce qui correspond à une durée de 40 ms. La bande de fréquence analysée s'étend de 9.5 kHz et 10.5 kHz, avec un pas en fréquence de 5 Hz.

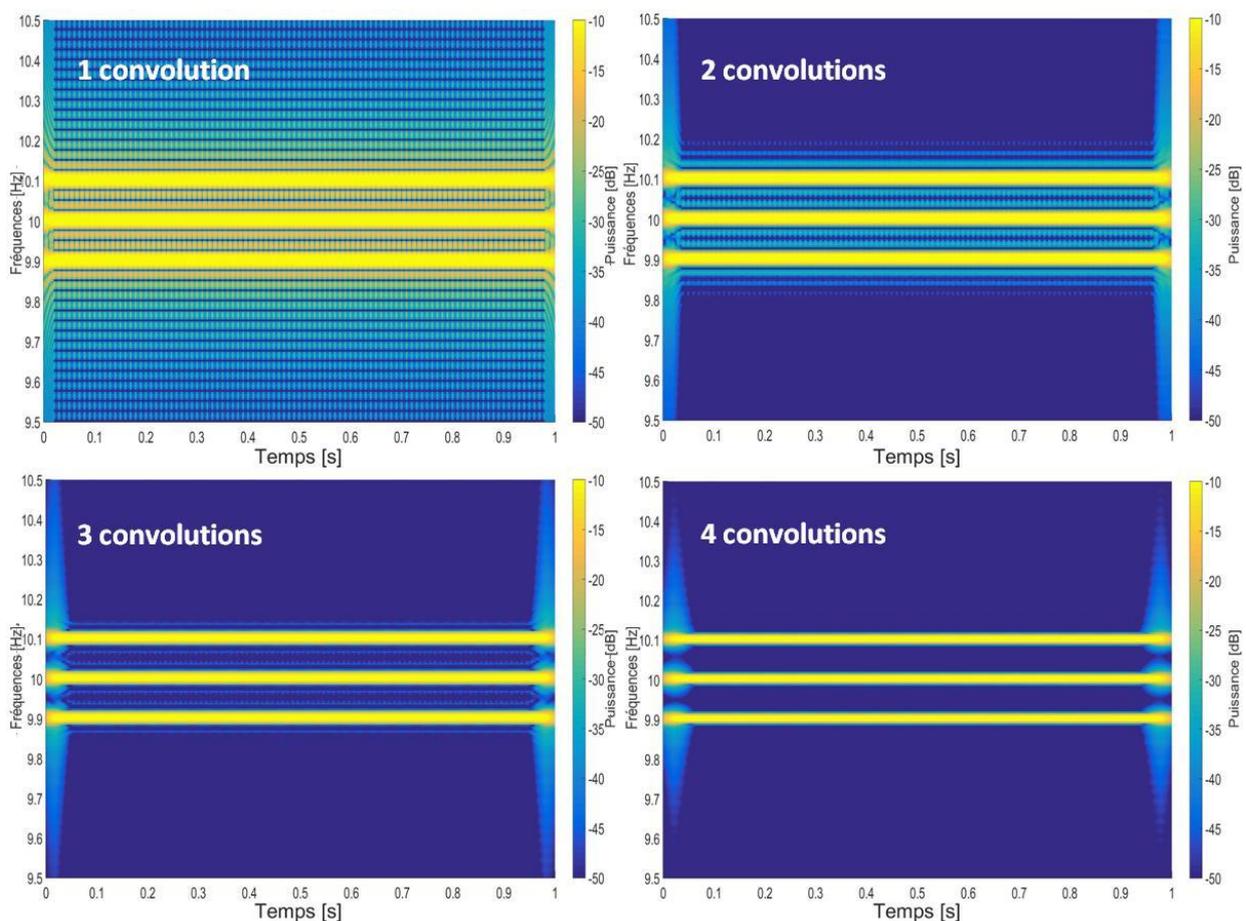


Figure 2.16 : Représentations temps-fréquence issues de l'application de 1, 2, 3 puis 4 convolutions successives

Cette figure montre l'effet de la multi-convolution sur la représentation du signal. Avec une seule convolution, la résolution en fréquence est mauvaise. Les lobes secondaires au niveau de chaque composante sont significatifs et leurs interférences avec les composantes adjacentes sont visibles.

Avec l'augmentation du nombre de convolutions, les lobes secondaires diminuent considérablement puis disparaissent pratiquement, et les composantes spectrales du signal sont de mieux en mieux définies. Ceci permet de conclure que la résolution en fréquence de l'analyse s'améliore lors des convolutions successives.

III.2.c. Adaptation de la largeur de la fenêtre

Outre la rapidité et la simplicité du calcul de la convolution, la méthode d'analyse proposée présente un avantage considérable quant au choix et à l'adaptabilité de la largeur de la fenêtre d'analyse. En effet, et contrairement aux méthodes d'analyse classiques, le choix de la fenêtre de temps n'impose ni le pas en fréquence ni la bande analysée, et grâce à cette caractéristique, l'analyse peut être adaptée selon plusieurs paramètres.

A titre d'exemple, nous nous replaçons dans le cas du système GSM-R, la bande analysée, aux alentours de 900 MHz, est fixée dans la première étape avec un pas en fréquence qui correspond à la résolution nécessaire pour analyser ce système. Dans la seconde étape, la largeur de la fenêtre est adaptée au type de perturbation que nous souhaitons détecter et étudier. Dans le cas de phénomènes transitoires, une fenêtre étroite, comparable à la durée des phénomènes apparaissant dans cette bande sera utilisée. Par contre, si nous souhaitons détecter et analyser les interférences permanentes telles que les signaux liés à la présence d'autres canaux émis dans la bande GSM adjacent des opérateurs publics, une fenêtre plus large sera utilisée afin de pouvoir améliorer la résolution fréquentielle et discerner les différents signaux existants. La figure 2.17 représente les résultats obtenus par l'utilisation de deux fenêtres différentes sur le même signal et dans la même bande de fréquence.

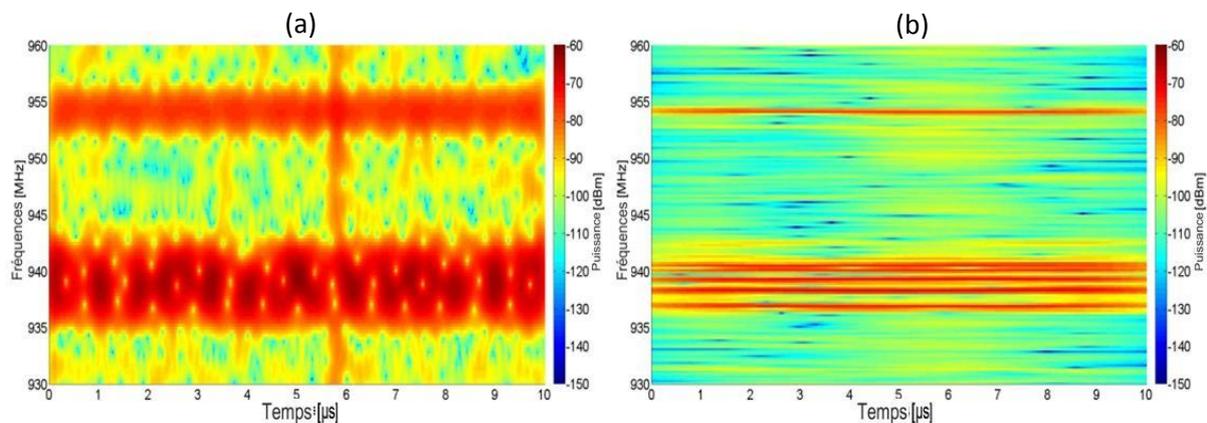


Figure 2.17 : Résultats de l'analyse sur le même signal et la même bande fréquentielle entre 930 et 960 MHz; a) $w = 5000$ points ; b) $w = 50\,000$ points

Figure 2.17.(a), la fenêtre d'analyse est très brève par rapport à une longueur de bits de données, et est de l'ordre de la durée des phénomènes transitoires. Sa largeur est de 5000 points, sachant que la fréquence d'échantillonnage est de 5 GHz, la durée de la fenêtre est donc de 250 ns. Un transitoire d'une durée d'environ 200 ns couvrant l'ensemble de la bande GSM est visible sur cette figure. La résolution en temps est alors bien adaptée pour détecter les phénomènes transitoires. Toutefois, en raison de la durée très courte de la fenêtre

d'analyse utilisée, la résolution en fréquence s'avère mauvaise et nous ne pouvons pas distinguer les activités radio sur les différents canaux GSM.

Figure 2.17.(b), la fenêtre de calcul est comparable à la durée d'un bit de données, sa largeur est de 50000 points, ce qui correspond à 2,5 μ s. La résolution en fréquence est significativement améliorée et les canaux GSM sont maintenant visibles et discernables, mais les phénomènes transitoires et tous les détails associés au temps liés au signal ne sont plus détectables.

Pour conclure ce paragraphe, il est à noter que la largeur de la fenêtre d'analyse peut être adaptée non seulement au système étudié, mais aussi au type de perturbation ou de signaux que l'on souhaite analyser, qu'ils soient transitoires ou permanents.

IV. Conclusion du chapitre II

Dans ce chapitre nous avons explicité les raisons pour lesquelles nous avons introduit une nouvelle méthode d'analyse temps-fréquence adaptée aux problématiques de compatibilité électromagnétique existantes notamment en environnement ferroviaire. Nous avons rappelé l'efficacité de la représentation temps-fréquence dans l'analyse du contenu des signaux, ainsi que son importance dans la détection de signaux transitoires.

L'analyse temps-fréquence repose sur l'utilisation de fenêtres d'analyse temporelles. Il existe plusieurs types de fenêtres possédant des caractéristiques différentes. Nous avons considéré plus en détails deux d'entre elles et évalué leur impact sur les résolutions temporelles et fréquentielles de l'analyse temps-fréquence.

Il existe différentes méthodes d'analyses temps-fréquence, mais nous avons choisi d'étudier plus particulièrement deux d'entre elles car elles sont largement utilisées et conviennent généralement pour l'analyse des perturbations électromagnétiques et surtout les phénomènes transitoires [2].

La première méthode est la transformée de Fourier à court terme, qui consiste à réaliser la FFT sur une fenêtre glissante le long du signal. Cette méthode présente l'avantage d'être simple à implémenter avec des temps de calcul rapides. Elle présente toutefois quelques limites, notamment une résolution rigide non adaptable aux fréquences analysées, et la non possibilité de choisir la bande de fréquence qu'on souhaite analyser.

La seconde méthode est la transformation en ondelettes qui possède l'avantage de fournir des résolutions variables en fonction de la fréquence analysée. Toutefois, les deux résolutions, en temps et en fréquence, dépendent l'une de l'autre et sont indissociables. De plus, la version discrète de cette transformée dégrade significativement la résolution fréquentielle dans la partie haute fréquence de l'analyse.

Afin de remédier à ces problématiques de résolution, la méthode présentée dans ce mémoire, qui ne cherche pas à fournir les meilleures résolutions possibles, adapte son analyse afin de procurer des résolutions temporelles et fréquentielles qui s'approchent de celles requises pour l'analyse des systèmes présents dans l'environnement ferroviaire. Nous cherchons ainsi à observer les signaux et les perturbations électromagnétiques de la même manière que ces systèmes les perçoivent.

Avec cette méthode d'analyse, nous avons choisi d'employer la fenêtre rectangulaire pour la réalisation de la convolution, ce qui simplifie l'algorithme et permet d'optimiser le temps de calcul. Les effets indésirables de la fenêtre rectangulaire, notamment les lobes secondaires, sont fortement réduits par l'application de la multi-convolution. De plus, dans cette méthode, la partie transposition dans le domaine des fréquences, et la partie convolution avec la fenêtre temporelle sont complètement séparées. Grâce à cette séparation, nous disposons d'un choix plus libre des résolutions temporelles et fréquentielles qui peuvent être adaptées efficacement à celles des systèmes étudiés.

Après avoir introduit cette méthode, nous étudions maintenant ses performances et ses limitations de manière plus approfondie, et explorons comment celle-ci peut être mise à profit, en particulier dans l'analyse CEM de l'environnement électromagnétique ferroviaire.

Bibliographie du chapitre II

- [1] M. Pous, M. Azpurua et F. Silva, «Measurement and Evaluation Techniques to Estimate the Degradation Produced by the Radiated Transients Interference to the GSM System» in Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on, n° 199, 2015.
- [2] S. Dudoyer, « Méthode de Détection et de Reconnaissance de Bruits Electromagnétiques permettant la Prédiction de leurs Effets sur les Transmissions GSM-R », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2013.
- [3] American Institute of Physics, [En ligne]. Available: <https://www.aip.org/history/heisenberg/p08.htm>.
- [4] C. K. Chui, « An Introduction to Wavelets », Academic Press, 1992, pages 54-60.
- [5] J. O. Smith III, « Gaussian Window and Transform », [En ligne]. Available: https://ccrma.stanford.edu/~jos/sasp/Gaussian_Window_Transform.html.
- [6] J. O. Smith III, « The Rectangular Window », [En ligne]. Available: https://ccrma.stanford.edu/~jos/sasp/Rectangular_Window.html.
- [7] C. Gasquet et P. Witomski, « Analyse de Fourier et Applications », Masson, 1990.
- [8] S. Gurevich et R. Hadani, « On the diagonalization of the discrete Fourier transform », Computing Research Repository, vol. abs/0808.3281, 2008.
- [9] K. Jaganathan, Y. Eldar et B. Hassibi, « Recovering signals from the Short-Time Fourier Transform magnitude », Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2015 IEEE International Conference on, pages 3277-3281, Avril 2015.
- [10] D. Jones et T. Parks, « A high resolution data-adaptive time-frequency representation », Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on , vol. 38, n° 112, pages 2127-2135, Décembre 1990.
- [11] C. vd Boogaart et R. Lienhart, « Fast Gabor Transformation For Processing High Quality Audio », Acoustics, Speech and Signal Processing, 2006. ICASSP 2006 Proceedings. 2006 IEEE International Conference on, vol. 3, pages III 161 - III 164, Mai 2006.
- [12] A. Mariscotti, A. Marrese et N. Pasquino, « Time and frequency characterization of radiated disturbance in telecommunication bands due to pantograph arcing », Measurement, vol. 46, n° 110, pages 4342-4352, Décembre 2013.
- [13] W. M. Gentleman et G. Sande, « Fast Fourier Transforms: For Fun and Profit », Proceedings of the November 7-10, 1966, Fall Joint Computer Conference, San Francisco, California, pages 563-578, 1966.

- [14] V. Deniau, N. Ben Slimen, S. Baranowski, H. Ouaddi, J. Rioult et N. Dubalen, « Characterisation of the em disturbances affecting the safety of the railway communication systems », Eur. Phys. J. Appl. Phys., vol. 43, n° 12, pages 225-230, 2008.
- [15] F. Truchetet, « Ondelettes pour le signal numérique », Paris: Editions Hermes, 1998.
- [16] A. N. Akansu, W. A. Serdijn et I. W. Selesnick, « Emerging applications of wavelets: A review », Physical Communication, vol. 3, n° 11, pages 1-18, Mars 2010.
- [17] R. Polikar, « The Wavelet Tutorial », [En ligne]. Available: <http://users.rowan.edu/~polikar/WAVELETS/WTpart4.html>.
- [18] H. Jian et Z. Qingguo, « Discussion on the full width at half maximum (FWHM) of the Voigt spectral line », Optik - International Journal for Light and Electron Optics, vol. 124, n° 121, pages 5245-5247, Novembre 2013.
- [19] UNISIG, « FFFIS for Eurobalise, SUBSET-036, Issue: 3.0.0, » 24 Février 2012.

Chapitre 3

DÉVELOPPEMENT ET ÉVALUATION INITIALE DE L'OUTIL D'ANALYSE

I. Création de l'outil d'analyse

Dans le but de créer un outil d'analyse adapté aux problématiques de compatibilité électromagnétique liées en particulier à l'étude de l'environnement ferroviaire, la méthode proposée dans le chapitre précédent est maintenant traduite sous la forme d'un algorithme. Pour une utilisation efficace, l'outil développé doit être performant en termes de qualité des résultats et de temps de calcul.

Dans ce chapitre, le développement de l'algorithme correspondant à cet outil est décrit. Puis, dans le but de mener une première évaluation, une étude comparative avec la transformée de Gabor ainsi qu'avec des mesures pratiquées avec un analyseur de spectre lui sont confrontées.

I.1. Algorithme de mise en œuvre de l'outil

Dans le but d'obtenir un outil performant et dont le temps de calcul peut être optimisé, l'algorithme proposé repose sur le principe du calcul parallèle, et plus spécifiquement de vectorisation. Cette dernière permet d'optimiser le temps de calcul d'un algorithme en réalisant simultanément plusieurs opérations sur un vecteur de données au lieu de les réaliser de manière séquentielle sur une suite linéaire de données [1].

Ainsi qu'expliqué dans le deuxième chapitre, la méthode proposée se décompose en deux étapes ; la première sert à transposer le signal dans le domaine des fréquences, et la seconde permet de réaliser la convolution avec une fenêtre d'analyse.

Afin de permettre ce calcul vectoriel, une étape est ajoutée au début de l'algorithme dans le but de créer un vecteur de fréquences. Celui-ci est défini selon le système étudié : la fréquence de début et celle de fin délimitent la bande de fréquences analysée ; les fréquences analysées sont déterminées en fonction du pas de fréquence souhaité. Ce vecteur est créé sur la base de l'équation III.1 :

$$F = e^{-j2\pi f/Fe} \quad \text{III.1}$$

Avec Fe la fréquence d'échantillonnage du signal et f l'ensemble des fréquences analysées. Dans cette équation, la variable de temps t ne figure pas dans l'exponentielle. De cette manière, le vecteur $[F]$ ne dépend pas du temps ce qui permet de l'utiliser indépendamment de l'instant analysé du signal.

A la suite de cette étape, le signal traité est multiplié par le vecteur $[F]$ afin de réaliser la transposition dans le domaine des fréquences. Ce procédé est donné par l'équation III.2.

$$\bar{x} = \begin{bmatrix} \vdots \\ F \\ \vdots \end{bmatrix}^{[i]} [\dots S \dots] \quad \text{III.2}$$

Dans cette équation, le vecteur $[S]$ représente le signal traité. $[i]$ constitue la suite des indices des échantillons du signal, et représente le temps comme le décrit l'équation III.3 :

$$\begin{aligned}
 F^i &= e^{\left(-\frac{j2\pi f}{F_e}\right)^i} \\
 &= e^{\left(-\frac{j2\pi f i}{F_e}\right)} \\
 &= e^{-j2\pi f t} \quad , \text{avec } t = \frac{i}{F_e}
 \end{aligned}
 \tag{III.3}$$

Dans cette expression, i représente l'indice de l'échantillon analysé, et t représente l'instant de cet échantillon. Les éléments de $[F]$ sont ensuite multipliés par le signal afin d'obtenir la matrice $[\bar{x}]$ qui constitue le résultat intermédiaire de la première étape décrite dans le deuxième chapitre.

Le même principe de vectorisation est également utilisé dans l'étape de convolution. L'algorithme implémentant celle-ci est appliqué simultanément sur toutes les lignes de la matrice $[\bar{x}]$. Comme expliqué dans le chapitre précédent, cet algorithme de convolution est appliqué plusieurs fois afin de minimiser l'effet des lobes secondaires lié à l'utilisation d'une fenêtre rectangulaire.

Dans le but de limiter l'impact de la multi-convolution sur la résolution en temps de l'analyse, le nombre de convolutions réalisées s'arrête à trois. En effet, au bout de trois convolutions, les lobes secondaires de la fenêtre appliquée deviennent suffisamment faibles et le premier lobe secondaire se situe à -39 dB sous le lobe principal, cette valeur est jugée satisfaisante mais pourrait être augmentée à la demande, en cas de besoin. La figure 3.1 représente la fenêtre résultante après trois convolutions successives d'une fenêtre rectangulaire de 2 ms, et le spectre de fréquences associé à cette fenêtre.

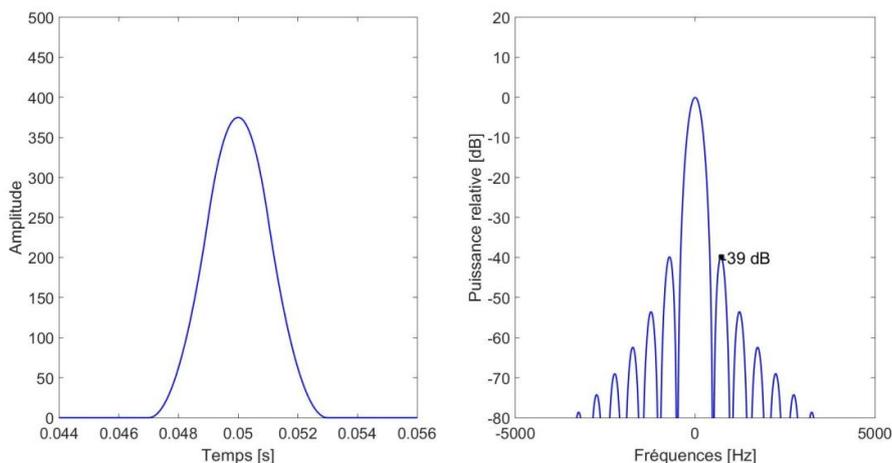


Figure 3.1 Représentation dans les domaines des temps et des fréquences de la fenêtre d'analyse après trois convolutions successives

L'ensemble des étapes décrites dans ce paragraphe est représenté dans le diagramme de la figure 3.2 suivant :

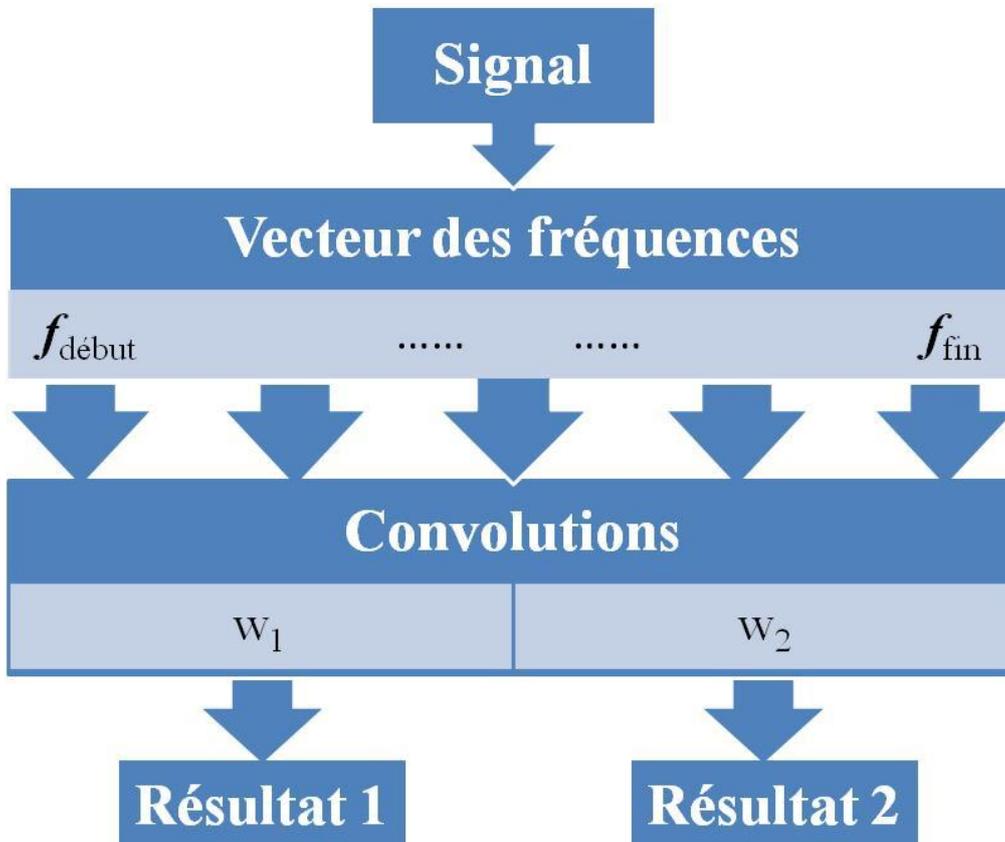


Figure 3.2 Diagramme représentatif de l'algorithme de l'outil d'analyse proposé

On vérifie sur ce diagramme que le fait de séparer l'étape de la transposition en fréquences de celle de la convolution, permet la réalisation de la convolution avec différentes tailles de fenêtres d'analyse sans repasser par la première étape, ce qui se traduit par une importante économie en termes de temps de calcul. Dans le diagramme ci-dessus, avec deux tailles de fenêtre w_1 et w_2 , on obtient simultanément deux résultats différents, qui peuvent correspondre à l'analyse des signaux transitoires et des signaux permanents.

I.2. Résultats d'analyse de signaux synthétisés

Dans le but de tester cet algorithme, l'outil d'analyse est appliqué à différents types de signaux synthétisés. Ceux-ci peuvent être simples, comprenant une ou plusieurs sinusoides, ou plus complexes, comprenant un signal modulé en fréquence (FSK) tel que celui employé par l'eurobalise. À ces signaux peuvent être ajoutées des perturbations, telles des phénomènes transitoires ou un bruit blanc gaussien.

I.2.a. Test sur un signal élémentaire

Le premier signal analysé est composé de trois sinusoïdes créé à partir de trois fréquences différentes. Ces trois signaux possèdent des amplitudes identiques. Ces fréquences sont : 3 MHz, 3,25 MHz et 3,5 MHz. La durée de ce signal est de 10 ms et sa fréquence d'échantillonnage est de 25 MSa/s. Le nombre total d'échantillons est donc 250000. Une partie de ce signal portant sur 10 μ s est représentée figure 3.3.

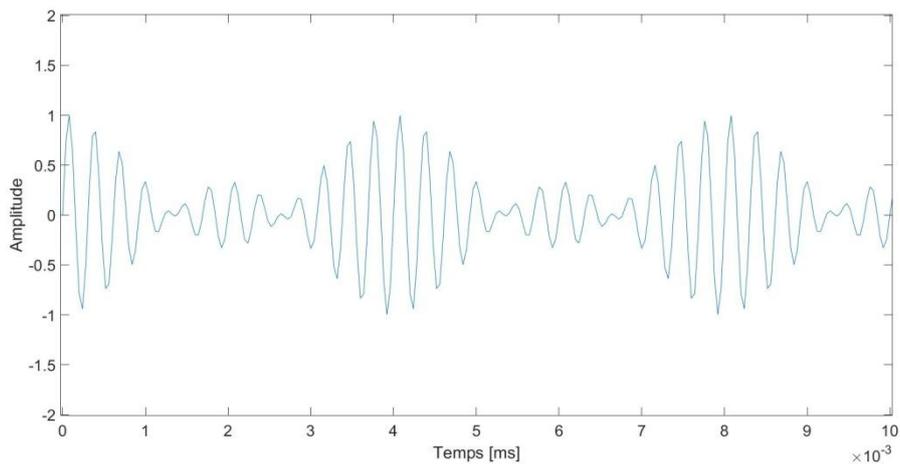


Figure 3.3 Représentation dans le domaine des temps portant sur 10 μ s du signal synthétisé tri fréquence

Afin d'analyser ce signal, les paramètres de l'outil sont configurés de la manière suivante :

- Bande analysée : de 2 MHz à 4 MHz.
- Pas de fréquence : 10 kHz (nombre de fréquences : 201).
- Largeur de la fenêtre rectangulaire (1^{ère} convolution): 2500 échantillons (durée de la fenêtre : 0.1 ms).

La représentation temps-fréquence du signal est donnée par la figure 3.4.

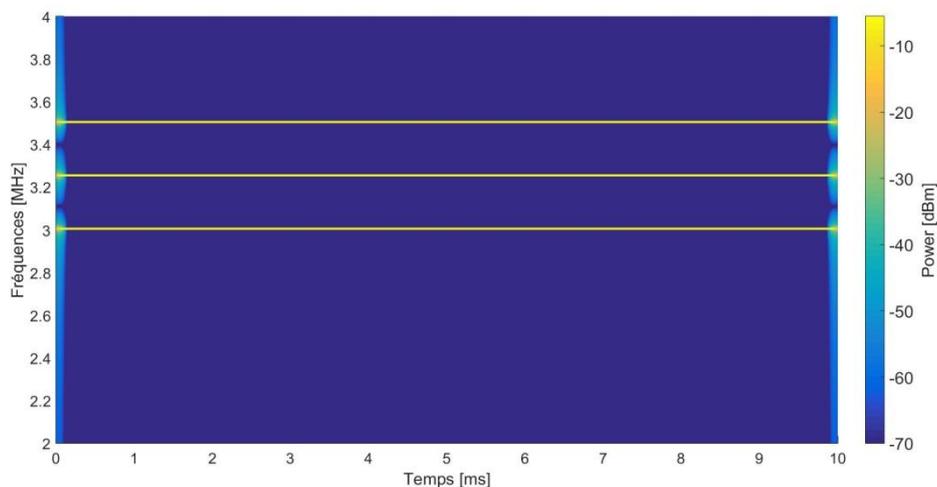


Figure 3.4 Représentation temps-fréquence du signal synthétisé tri fréquence

La figure 3.5 est une représentation du spectre du signal dans la bande de fréquence analysée.

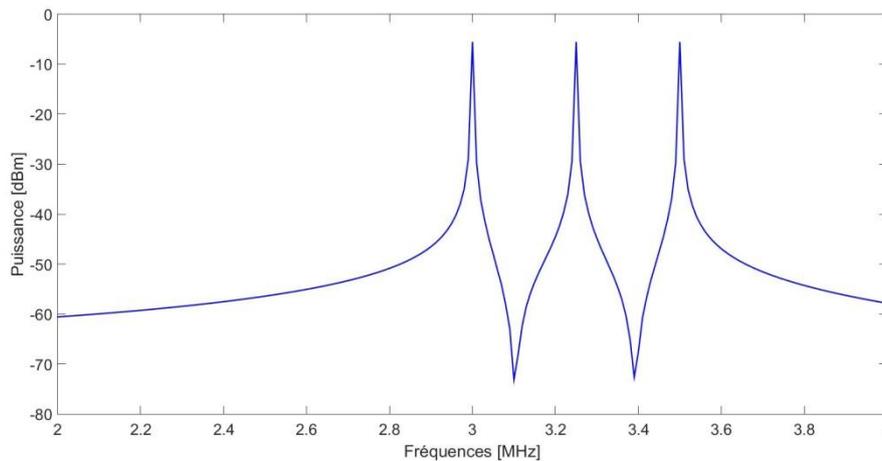


Figure 3.5 Représentation du spectre entre 2 MHz et 4 MHz du signal synthétisé tri fréquence

Cette figure est obtenue en récupérant la valeur maximale correspondante à chaque fréquence dans la représentation temps-fréquence. Ceci est inspiré du traitement « max-hold » utilisé dans les mesures avec analyseur de spectre. Celle-ci sera traitée dans la troisième section de ce chapitre.

Sur ces deux dernières figures, on observe nettement les trois fréquences synthétisées. On note que la résolution en fréquence est bien supérieure à l'écartement de 250 kHz qui sépare les trois fréquences. La figure 3.6 présente le spectre obtenu en changeant l'amplitude du signal central à 3,25 MHz de -40 dB.

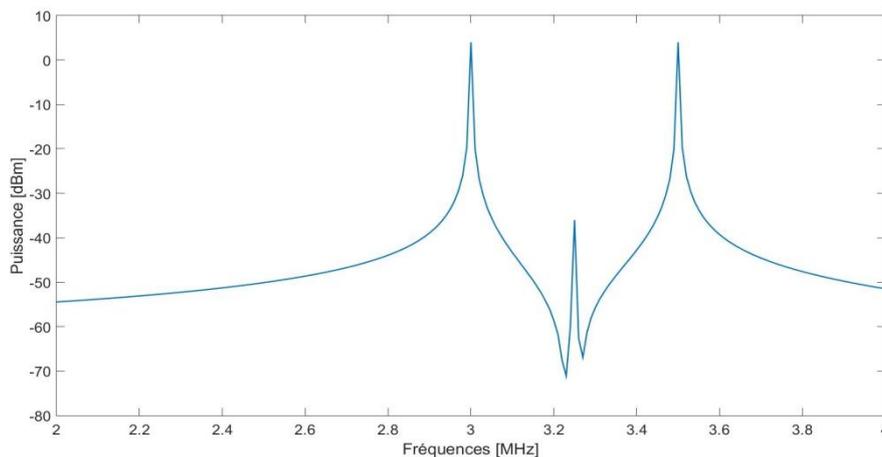


Figure 3.6 Représentation du spectre entre 2 MHz et 4 MHz du signal synthétisé tri fréquence avec des amplitudes différentes

On retrouve effectivement cette différence de -40 dB entre la puissance associée à cette fréquence et les puissances associées aux deux autres signaux.

I.2.b. Test sur un signal uplink eurobalise en absence de bruit

La représentation temps-fréquence est peu pertinente dans le cas d'un signal permanent car le spectre de celui-ci est invariant au cours du temps comme le montre la figure 3.4. Pour cette raison, observons les résultats obtenus en appliquant l'outil d'analyse sur un signal plus complexe que notre signal initial.

Ce nouveau signal est inspiré des caractéristiques des signaux de l'équipement eurobalise [2]. Sa durée et sa fréquence d'échantillonnage sont les mêmes que le signal précédent. Afin de le synthétiser, un signal numérique composé d'une suite aléatoire de 0 et de 1 est initialement créé. Il correspond aux signaux transmis depuis la balise vers l'interrogateur situé sous le train. La durée de ces bits est de $1,76 \mu\text{s}$, qui constitue la durée effective des bits de données. Ensuite, le signal numérique est modulé en fréquence (FSK). Les bits de valeur 0 sont associés à la fréquence 3,951 MHz, et ceux ayant la valeur 1 sont associés à la fréquence 4,516 MHz. La figure 3.7 représente 50 μs du signal numérique et du signal modulé en fréquence.

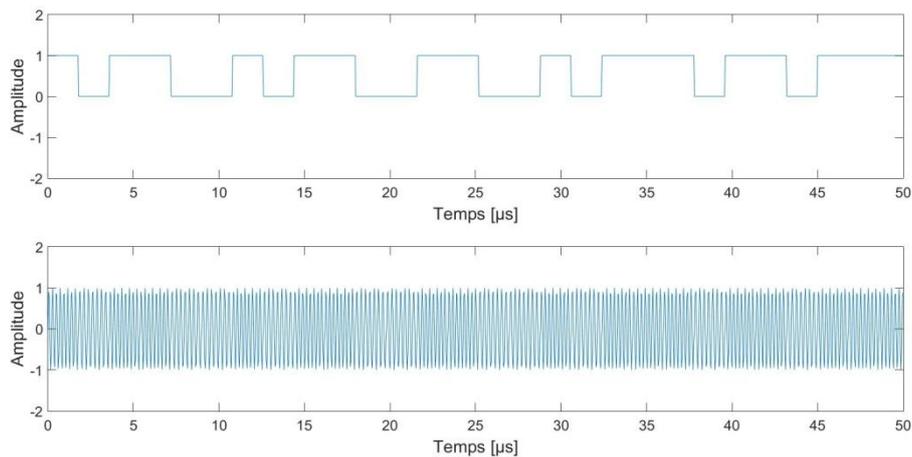


Figure 3.7 Représentation en fonction du temps du signal numérique (en haut) et modulé en fréquence équivalent au signal uplink eurobalise (en bas).

Pour analyser ce signal, l'outil est configuré de la manière suivante :

- Bande de fréquence : de 3,5 MHz à 5 MHz
- Pas de fréquence : 7,5 kHz (nombre de fréquences : 201).
- Deux largeurs de fenêtres de convolution sont utilisées :
 - o 2500 échantillons (0.1 ms)
 - o 44 échantillons ($1.76 \mu\text{s}$)

La première fenêtre, ayant une durée de 0.1 ms, permet d'obtenir une résolution en fréquence suffisante, c'est-à-dire en mesure de permettre de distinguer les composantes de fréquence significatives du signal. Quant à la seconde fenêtre, sa largeur est de $1,76 \mu\text{s}$, valeur équivalente à la largeur d'un bit de donnée eurobalise. Cette fenêtre permet d'améliorer la résolution en temps et autorise l'observation de l'évolution dans le domaine des temps des différentes composantes du signal. Les figures 3.8 et 3.9 représentent les résultats respectifs

issus de l'exploitation de chacune des deux fenêtres. Chacune de ces figures contient une représentation temps-fréquences du signal, son spectre, et l'évolution en fonction du temps sur 200 μ s des deux fréquences de modulation. Cette dernière représentation est inspirée de la méthode « zero span » utilisée en mesure dans les analyseurs de spectre et sera abordée dans la troisième section de ce chapitre.

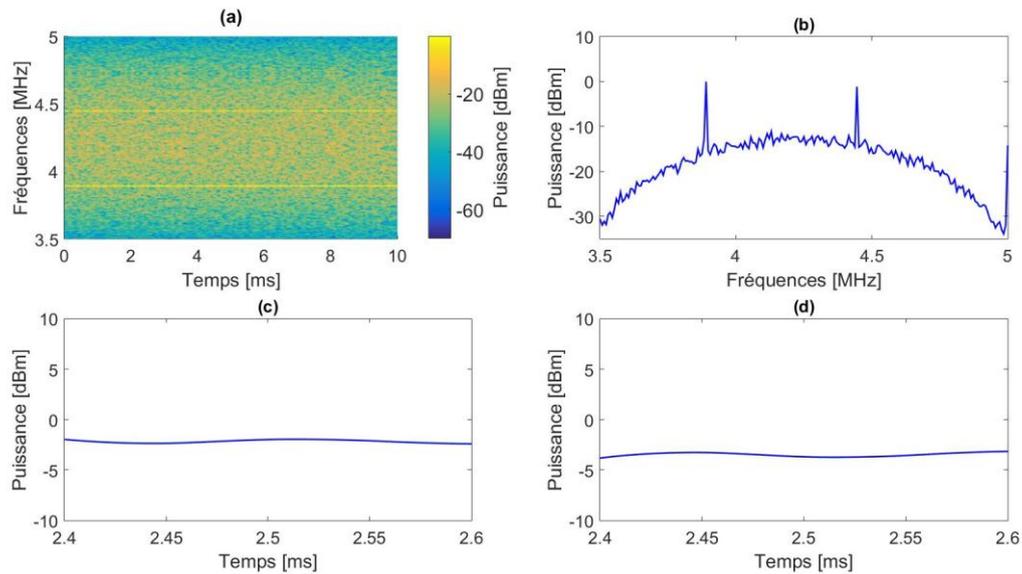


Figure 3.8 Résultats obtenus avec une fenêtre de 0.1 ms: (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3.5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 3.951 MHz sur une durée de 200 μ s, (d) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 4.516 MHz sur une durée de 200 μ s

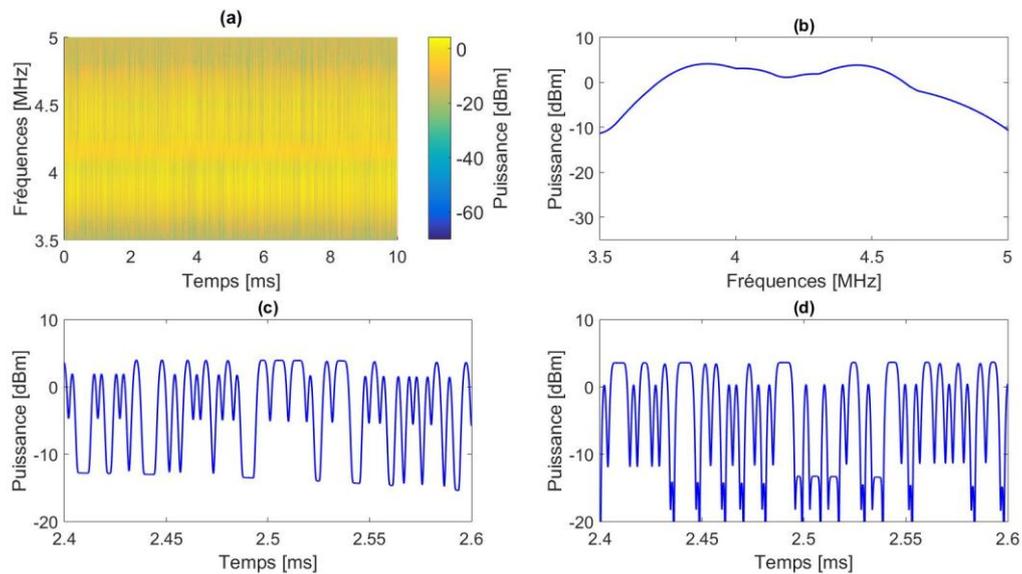


Figure 3.9 Résultats obtenus avec une fenêtre de 1.76 μ s: (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3.5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 3.951 MHz sur une durée de 200 μ s, (d) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 4.516 MHz sur une durée de 200 μ s

Figure 3.8, les résultats (a) et (b) permettent d'observer les composantes spectrales du signal dans la bande [3,5 MHz 5 MHz]. Une fenêtre de 0,1 ms de largeur permet d'obtenir une résolution en fréquence satisfaisante. Par contre, dans le domaine des temps, les résultats (c) et (d) montrent une perte totale d'information.

Les résultats de la figure 3.9 sont obtenus en réduisant la taille de la fenêtre à 1,76 μ s. Avec cette taille, les résultats (a) et (b) de cette figure affichent une dégradation considérable de la résolution en fréquence. En revanche, les résultats (c) et (d) permettent d'observer aisément les évolutions en fonction du temps associées aux deux fréquences de modulation, jusqu'à en déduire les bits de données.

Les figures 3.8(b) et 3.9(b) fournissent le spectre du signal (issu d'un procédé de max-hold) entre 3,5 et 5 MHz, et permettent de constater une augmentation de l'amplitude en utilisant une fenêtre plus étroite. Ceci s'explique par l'étalement des spectres des fréquences de modulation sur les canaux adjacents, et qui est dû à la mauvaise résolution en fréquence obtenue avec la fenêtre étroite. La fenêtre large permet donc de mieux estimer les puissances associées à chaque fréquence.

Afin d'obtenir ces derniers résultats, la taille de la fenêtre doit être judicieusement choisie. En effet, une résolution en temps de 1,76 μ s est suffisamment étroite pour extraire les variations liées aux fréquences de modulation. Il faut cependant simultanément prendre en considération la résolution en fréquence. Dans notre cas elle est d'environ 568 kHz, ce qui correspond approximativement à la différence entre les deux fréquences de modulation (4.516 MHz – 3.951 MHz = 565 kHz). Avec ces deux résolutions, il n'existe pas de risque d'interférences entre les deux fréquences et le résultat obtenu est correct. Si l'on veut améliorer la résolution en temps en adoptant une taille inférieure à 1,76 μ s, alors la résolution en fréquence se dégrade suffisamment pour craindre que les composantes fréquentielles n'interfèrent entre elles, faussant de ce fait les résultats.

I.2.c. Test sur un signal uplink eurobalise en présence de bruit

Les deux signaux analysés précédemment ne sont pas totalement représentatifs d'un fonctionnement en environnement réel car ils ne sont pas entachés de bruit. Au signal uplink eurobalise transmis est en effet pratiquement toujours associé d'autres signaux correspondants aux perturbations liées à l'environnement de travail reçus par l'interrogateur, celles-ci peuvent être transitoires, permanentes, ou encore présentes également sous forme de bruit blanc. Le nouveau signal analysé dans ce paragraphe a été synthétisé pour être représentatif des signaux perturbés.

Le signal eurobalise créé lors du paragraphe précédent et représenté figure 3.7 est utilisé et maintenant superposé aux signaux créés dans le paragraphe I.2.a de ce chapitre qui correspondent à des perturbations permanentes. De plus, trois signaux transitoires sont également ajoutés. Ceux-ci sont créés à partir d'une forme double exponentielle modulée par une fréquence de 4 MHz afin de couvrir la bande de fréquence de l'équipement eurobalise.

L'expression mathématique qui traduit la génération de ces transitoires est donnée par l'équation III.4 [3] :

$$S_{tr} = A_{tr} \left(e^{-\left(\frac{t}{T_m}\right)} - e^{-\left(\frac{t}{T_d}\right)} \right) \sin (2\pi f_{tr} t) \quad \text{III.4}$$

Dans cette expression, A_{tr} est l'amplitude du transitoire, T_m et T_d constituent respectivement les temps de montée et de descente. f_{tr} est égale à 4 MHz. Enfin, la durée totale de ces transitoires est de 20 μs . Les paramètres de temps associés à ces transitoires correspondent aux caractéristiques effectives de transitoires mesurés réellement en dessous des trains et dans la bande de fréquences de fonctionnement de l'eurobalise [4]. La représentation en fonction du temps de ces transitoires est donnée figure 3.10.

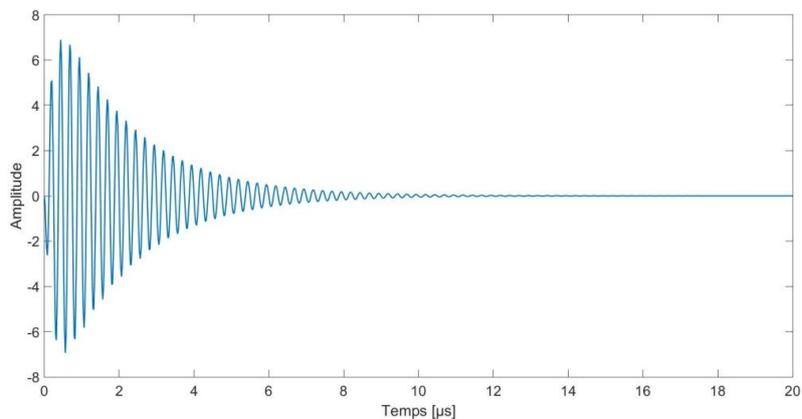


Figure 3.10 Représentation en fonction du temps d'un transitoire utilisé dans le signal synthétisé

Trois signaux transitoires sont ajoutés au signal et disposés à des instants différents. Ensuite, un bruit blanc additif gaussien est ajouté, généré au moyen d'une suite de valeurs aléatoires. Dans ce paragraphe, les amplitudes des différentes composantes du signal sont toutes égales, l'amplitude des transitoires est quant à elle dix fois plus grande. Le signal synthétisé est ensuite normalisé.

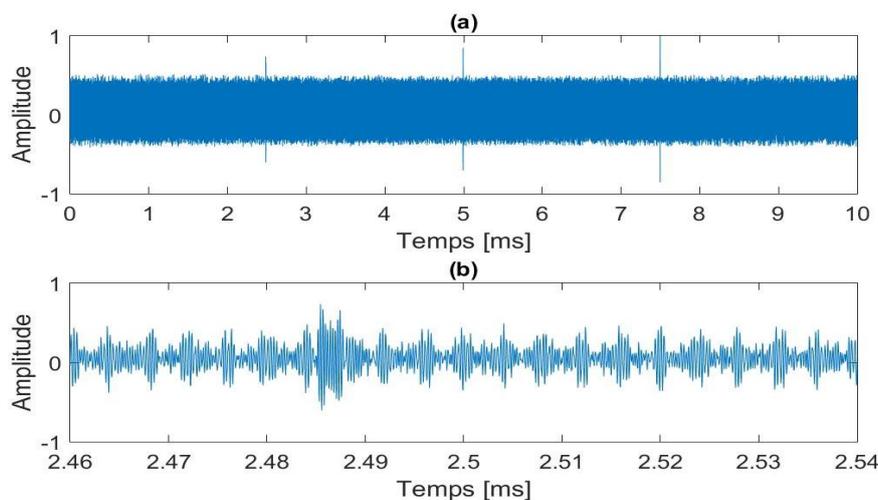


Figure 3.11 Représentation en fonction du temps du signal synthétisé (a) : Totalité du signal, (b) : Partie du signal limitée à 80 μs dont un transitoire

La totalité du signal est représentée figure 3.11.(a). La figure 3.11.(b) représente une portion de 80 μ s du signal contenant un transitoire.

Afin d'analyser ce signal, l'outil est configuré de la manière suivante :

- Bande de fréquence : de 2 MHz à 6 MHz
- Pas de fréquence : 10 kHz (nombre de fréquences : 401).
- Deux largeurs de fenêtre rectangulaire sont utilisées :
 - o 2500 échantillons (0.1 ms)
 - o 44 échantillons (1.76 μ s)

Les résultats obtenus avec ces paramètres sont donnés figures 3.12 et 3.13.

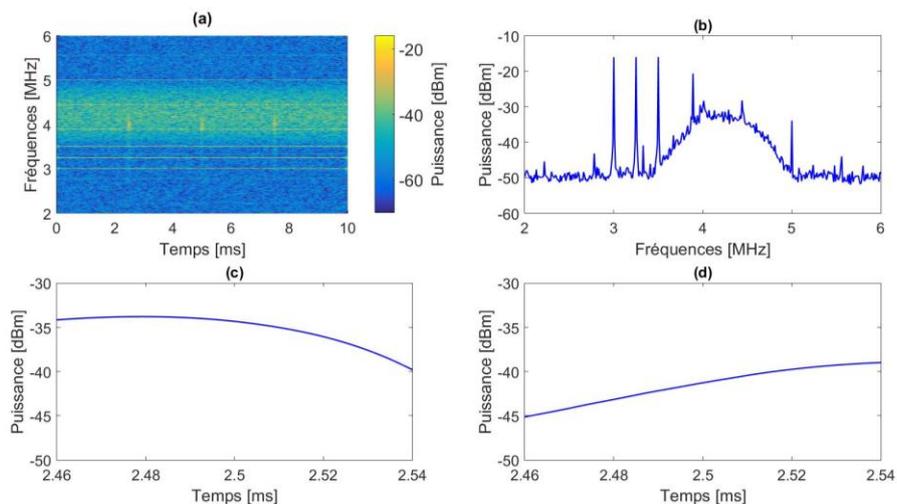


Figure 3.12 Résultats obtenus avec une fenêtre de 0.1 ms : (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 2 MHz et 6 MHz, (c) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 3.951 MHz sur une durée de 80 μ s, (d) Évolution en fonction du temps à la fréquence de 4.516 MHz sur une durée de 80 μ s

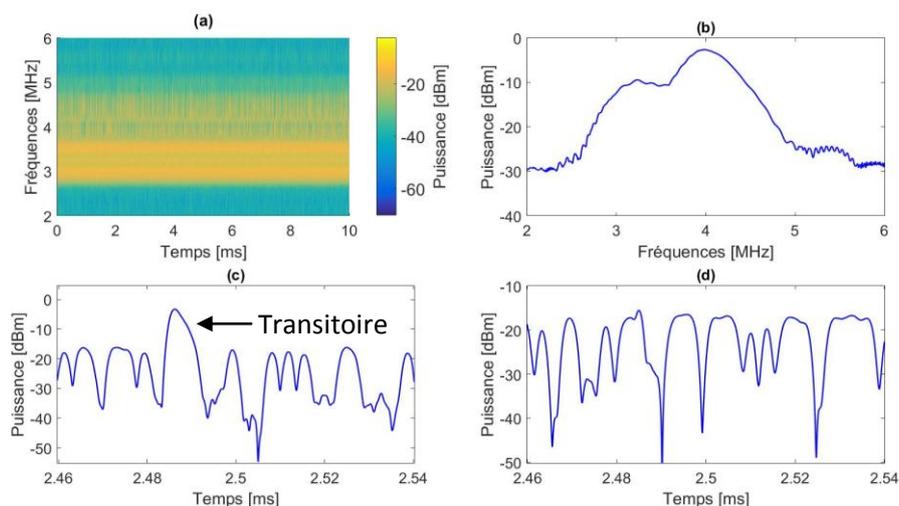


Figure 3.13 Résultats obtenus avec une fenêtre de 1.76 μ s : (a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 2 MHz et 6 MHz, (c) Évolution en fonction du temps de la fréquence 3.951 MHz sur une durée de 80 μ s, (d) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4.516 MHz sur une durée de 80 μ s

Ainsi que déjà noté dans le paragraphe précédent, la fenêtre large permet d'observer le contenu spectral avec une résolution en fréquence satisfaisante (figures 3.12.(a) et 3.12.(b)) et la fenêtre étroite permet d'obtenir une résolution en temps suffisante pour observer l'évolution pertinente en fonction du temps du signal. La fenêtre étroite permet également de détecter les phénomènes transitoires et de les caractériser. Par exemple, à l'aide de la figure 3.13.(c) il devient possible de déterminer la durée du transitoire, et donc d'estimer le nombre de bits éventuellement altérés puis, l'impact de ces phénomènes sur la transmission de données. En revanche sur la figure 3.12.(c) obtenue avec une fenêtre plus large, le transitoire n'est pas visible car sa puissance se distribue sur toute la durée d'observation. Cet aspect pratique et applicatif de l'outil sera traité plus en détails lors du chapitre IV.

I.2.d. Test de détection de transitoires à faible amplitude

Les transitoires présentés dans le signal précédent sont visibles et facilement détectables en utilisant un oscilloscope. Ceci n'est toujours pas le cas, car l'amplitude de ces transitoires peut dans certains cas, être couverte par d'autres composantes du signal. Afin d'illustrer cette situation, le signal présenté figure 3.11 a été modifié. L'amplitude des composantes du signal reste la même, par contre, celle du premier transitoire est réduite et n'est donc plus visible directement, comme le montre la figure 3.14.

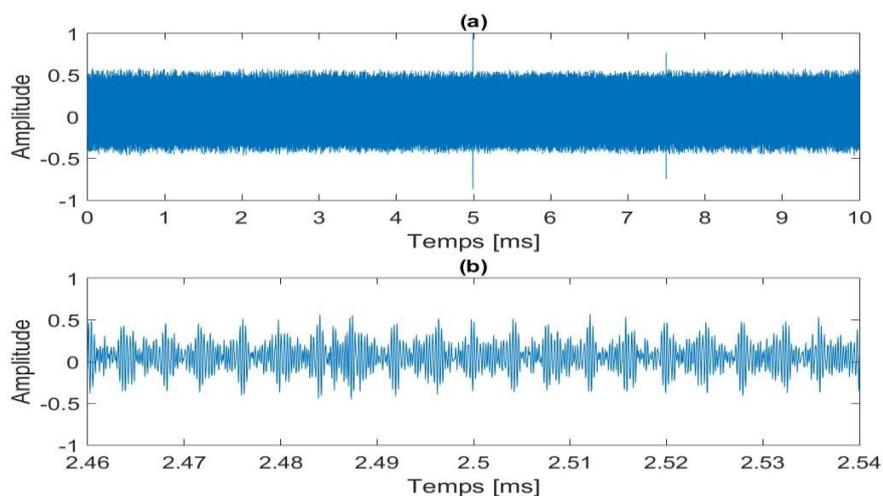


Figure 3.14 Représentation en fonction du temps du signal synthétisé avec un premier transitoire indétectable (a) : Totalité du signal, (b) : Partie du signal limitée à 80 μ s dont un transitoire indétectable.

La figure 3.14.(b) montre que le transitoire situé entre 2 et 3 ms est totalement couvert par les autres composantes du signal. L'outil d'analyse a été appliqué sur ce signal avec les mêmes paramètres que ceux utilisés dans le paragraphe précédent. Le résultat de cette analyse est représenté figure 3.15.

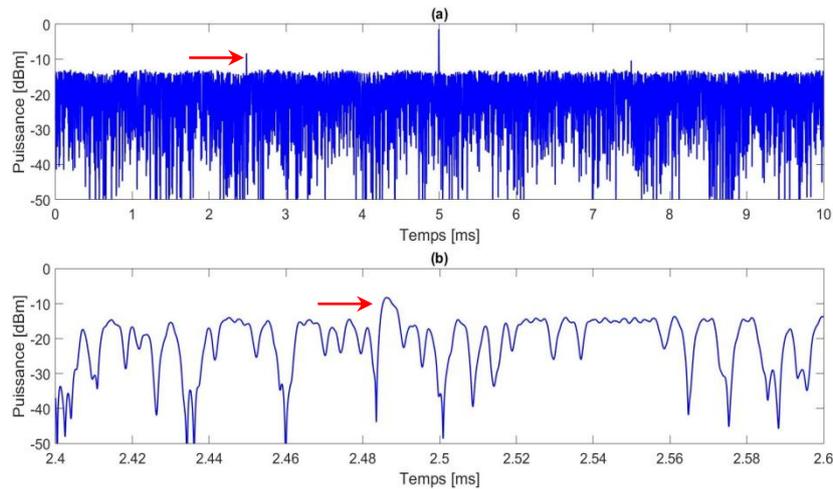


Figure 3.15 Évolution en fonction du temps de la fréquence 3.951 MHz : (a) Évolution le long de tout le signal (b) Évolution sur une durée de 200 μ s.

La figure 3.15.(a) permet de visualiser l'évolution en fonction du temps du signal à la fréquence de 3.951 MHz sur toute la durée du signal. On retrouve l'apparition des 3 transitoires contenus dans le signal. La figure 3.15.(b) permet d'observer le signal à cette fréquence, sur une durée de 200 μ s, et de constater cette fois l'apparition d'un transitoire non visible figure 3.14.

II. Comparaison avec la transformée de Gabor

Lors du chapitre II, plusieurs méthodes d'analyses temps-fréquences ont été abordées. Parmi ces méthodes, la transformée de Gabor a été choisie afin de réaliser une étude comparative avec la méthode proposée et implémentée sous la forme de l'outil décrit au début de ce chapitre. Ce choix est justifié par le fait que cette méthode est largement utilisée dans les analyses de compatibilité électromagnétique. Il l'est également par la facilité d'implémentation et la rapidité de calcul associées à cette transformée.

II.1. Comparaison avec la fenêtre de Gauss

La transformée de Gabor utilise comme fenêtre d'analyse la fenêtre de Gauss pour ces avantages en termes de résolutions en temps et en fréquence. Cette fenêtre sera comparée à la fenêtre appliquée par l'outil proposé après trois convolutions successives d'une fenêtre rectangulaire.

D'après le paragraphe III.2.b du chapitre II, la largeur de la fenêtre appliquée est le triple de celle de la fenêtre rectangulaire après trois convolutions. Pour cette étude comparative des spectres associés, nous choisirons de ce fait une fenêtre de Gauss de largeur triple de celle de la largeur de la fenêtre rectangulaire. La figure 3.16 représente les formes en fonction du temps et les spectres associés à la fenêtre de Gauss et celle obtenue après trois convolutions.

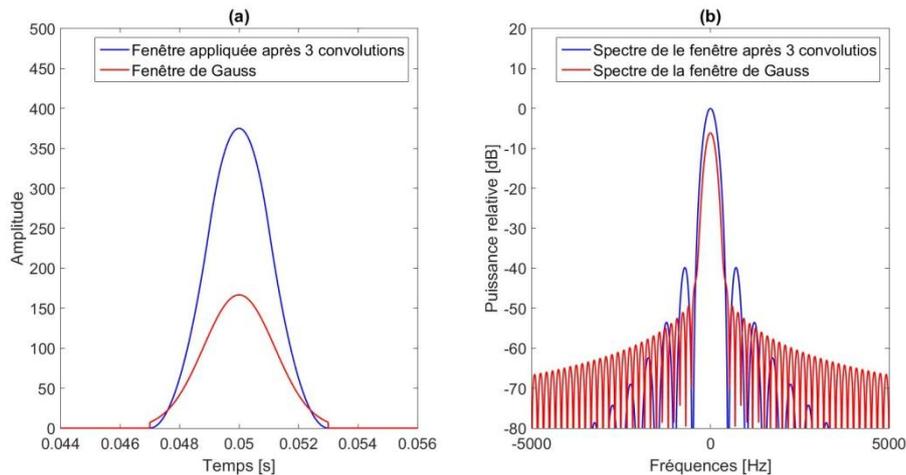


Figure 3.16 Représentations de la fenêtre obtenue après 3 convolutions et la fenêtre de Gauss, (a) En fonction du temps, (b) Spectres

La durée de ces deux fenêtres est de 6 ms, la durée de la fenêtre rectangulaire utilisée est de 2 ms. La fenêtre de Gauss représentée figure 3.16.(a) est générée par la fonction « gausswin » de « MatlabTM ». A noter que cette fonction utilise par défaut un écart type égal à 2,5 ce qui explique la troncature de la fenêtre visible figure 3.16.(a) [5]. Ceci permet de réaliser le calcul de la FFT en prenant en compte tous les échantillons du signal, ce qui n'est pas le cas pour une fenêtre avec des extrémités nulles.

Dans le domaine des fréquences, cette fenêtre présente certains avantages par rapport à la fenêtre obtenue après trois convolutions. Figure 3.16.(b), on remarque que le lobe principal de celle-ci est plus large que celui de la fenêtre de Gauss, de plus son premier lobe secondaire est plus important que celui de la fenêtre de Gauss. Néanmoins, les autres lobes secondaires du spectre de la fenêtre rectangulaire après trois convolutions décroissent plus rapidement que ceux de la fenêtre de Gauss toutefois, leurs niveaux restent très faibles (moins de -50 dB), et leurs effets sur les résultats d'analyse sont souvent négligeables.

II.2. Comparaison de l'adaptabilité

Une limitation de la transformée de Gabor exploitée dans notre environnement électromagnétique de travail est, comme détaillé dans le chapitre II, sa faible adaptabilité. Dans ce paragraphe, cette caractéristique est étudiée dans le cas de la transformée de Gabor puis, dans celui de la méthode proposé. Afin de réaliser cette comparaison, la transformée de Gabor est appliquée au signal uplink eurobalise synthétisé et sans aucun bruit rajouté, tel que décrit au paragraphe I.2.b de ce chapitre et représenté figure 3.7. Le résultat de cette analyse est ensuite comparé au résultat obtenu avec la méthode proposée.

Les deux méthodes sont appliquées deux fois avec deux largeurs de fenêtres différentes, une fenêtre large pour les signaux permanents, et une fenêtre étroite pour les phénomènes transitoires et l'extraction des données binaires. Pour obtenir une comparaison pertinente, les tailles des fenêtres appliquées utilisées sont les mêmes pour les deux analyses.

II.2.a. Résultats avec une fenêtre large

Pour la transformée de Gabor, la largeur de la fenêtre est de 2048 points, ce qui est équivalent à 81,9 μ s. Pour la méthode proposée, la taille de la fenêtre rectangulaire est de 682 points afin d'obtenir une taille de fenêtre appliquée après 3 convolutions de 2046 points.

Selon l'équation II.8, le pas de fréquence de la transformée de Gabor est de 12,207 kHz. Pour la méthode proposée, le pas de fréquence est fixé à 10 kHz. Les résultats des deux analyses sont affichés entre 3,5 MHz et 5 MHz. Le nombre de fréquences analysées dans cette bande est donc de 123 pour Gabor et de 150 pour notre outil d'analyse. Les résultats obtenus sont donnés figures 3.17 et 3.18 :

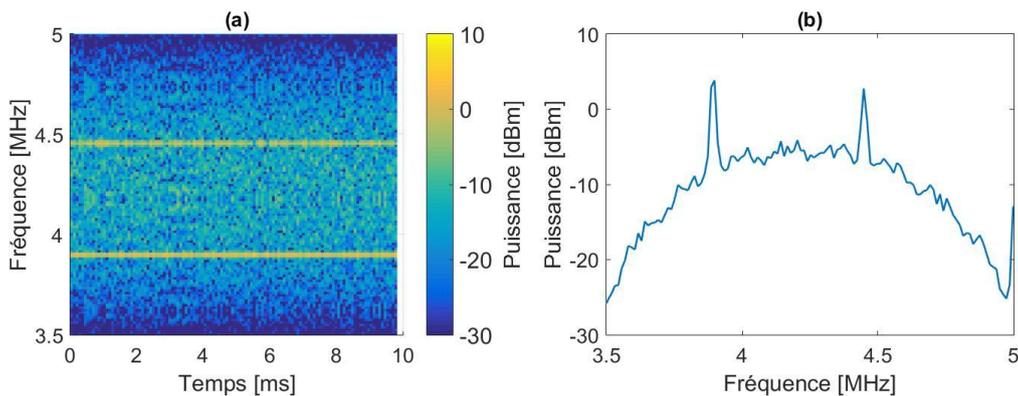


Figure 3.17 Résultat de la transformée de Gabor sur un signal uplink eurobalise entre 3.5 MHz et 5 MHz obtenu avec une fenêtre de 2048 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre

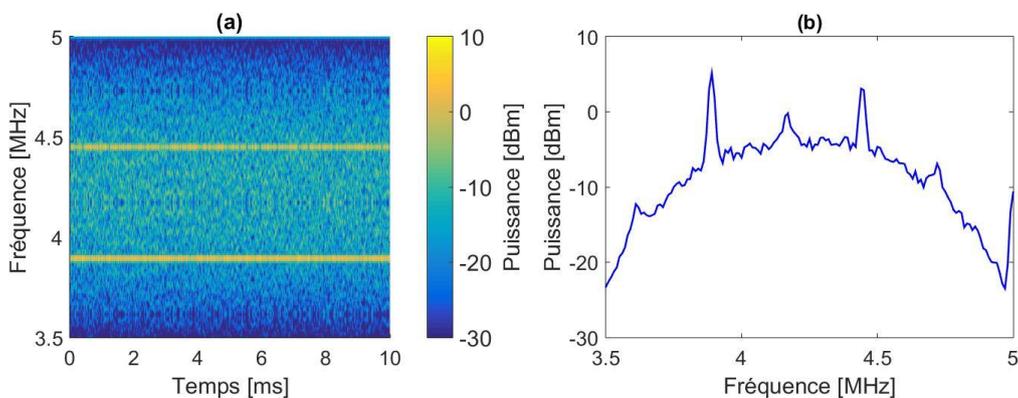


Figure 3.18 Résultat obtenu à l'aide de l'outil proposé sur un signal uplink eurobalise entre 3,5 MHz et 5 MHz obtenu avec une fenêtre de 2046 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre

Les résultats présentés par ces deux figures sont proches, hormis quelques différences, principalement dans la forme des spectres. En effet, la modulation FSK d'un signal numérique (1 et 0) provoque des changements rapides dans la phase du signal modulé, faisant apparaître des pics qui correspondent aux multiples de la fréquence de ces changements. Ces pics apparaissent clairement sur le spectre obtenu par l'outil d'analyse, mais ils sont moins visibles sur le spectre obtenu par la transformée de Gabor. Ceci s'explique par les sauts, en temps et

en fréquences, dus à la taille de la fenêtre d'analyse dans la transformée de Gabor, et qui engendrent une perte d'information.

Ainsi, l'avantage de l'outil d'analyse proposé est que le pas en fréquence et le nombre de fréquences analysées ne sont pas restreints par le choix de la largeur de la fenêtre. Cette caractéristique permet d'affiner l'analyse sur des bandes de fréquences plus étroites sans avoir besoin d'augmenter la taille de la fenêtre et donc de dégrader la résolution en temps. Ceci est illustré figure 3.19 et 3.20.

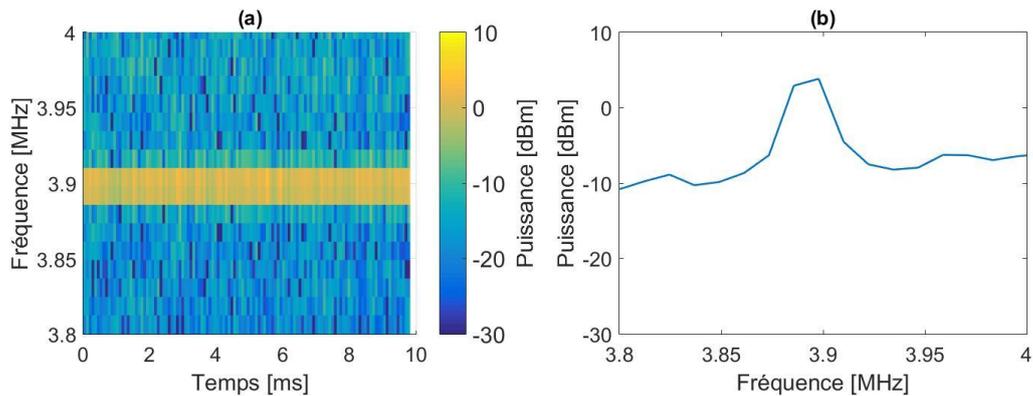


Figure 3.19 Résultat de la transformée de Gabor sur un signal uplink eurobalise entre 3.8 MHz et 4 MHz obtenu avec une fenêtre de 2048 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre

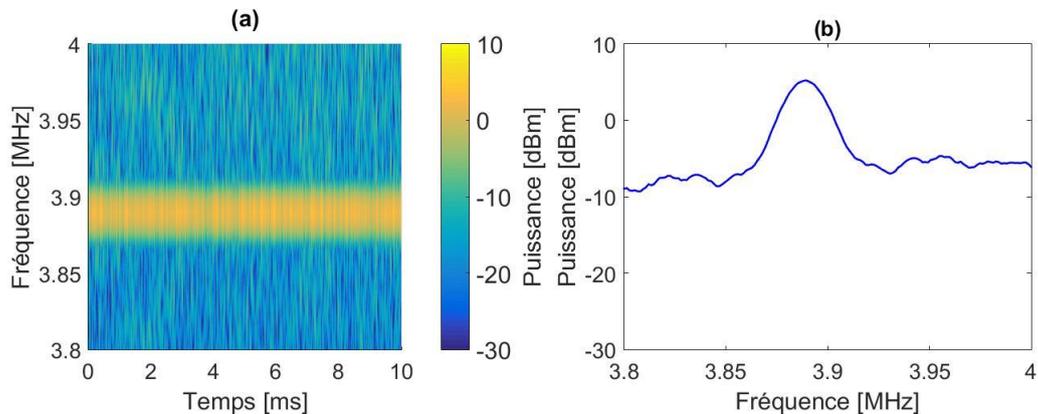


Figure 3.20 Résultat de l'outil proposé sur un signal uplink eurobalise entre 3,8 MHz et 4 MHz obtenu avec une fenêtre de 2046 points, (a) Représentation temps-fréquences, (b) Spectre

Ces deux dernières figures indiquent une différence dans la qualité des résultats entre la transformée de Gabor et la méthode proposée, et ce avec la même taille de fenêtre. En effet, avec celle-ci, le nombre de fréquences analysées est de 150, cependant qu'avec la transformée de Gabor uniquement 16 fréquences sont analysées.

II.2.b. Résultats avec une fenêtre étroite

Le même raisonnement de comparaison est appliqué avec l'utilisation d'une fenêtre dont la durée est du même ordre que la durée d'un bit de donnée. La taille de la fenêtre gaussienne est de 64 échantillons, ce qui correspond à une durée de 2,56 μ s. Pour être au plus proche, la

taille appliquée par la méthode proposée est de 66 échantillons, ce qui correspond à une durée de $2,64 \mu\text{s}$ et une fenêtre rectangulaire de 22 échantillons. Les figures 3.21 et 3.22 représentent respectivement les résultats obtenus avec la transformée de Gabor et avec la méthode développée dans l'outil réalisé.

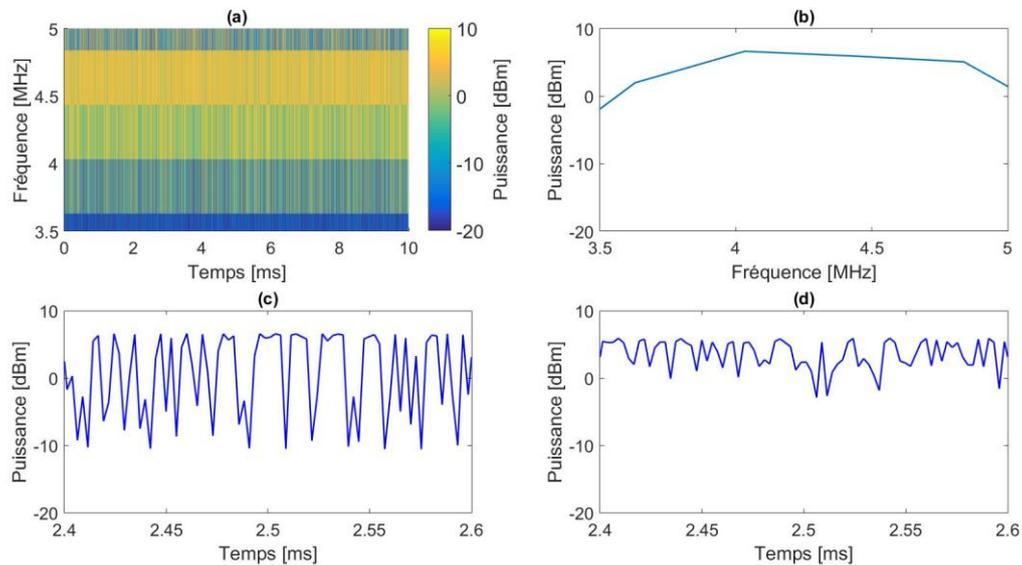


Figure 3.21 Résultats obtenus avec la transformée de Gabor et une fenêtre de $2,56 \mu\text{s}$:
(a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3,5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4,032 MHz sur une durée de $200 \mu\text{s}$, (d) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4,839 MHz sur une durée de $200 \mu\text{s}$

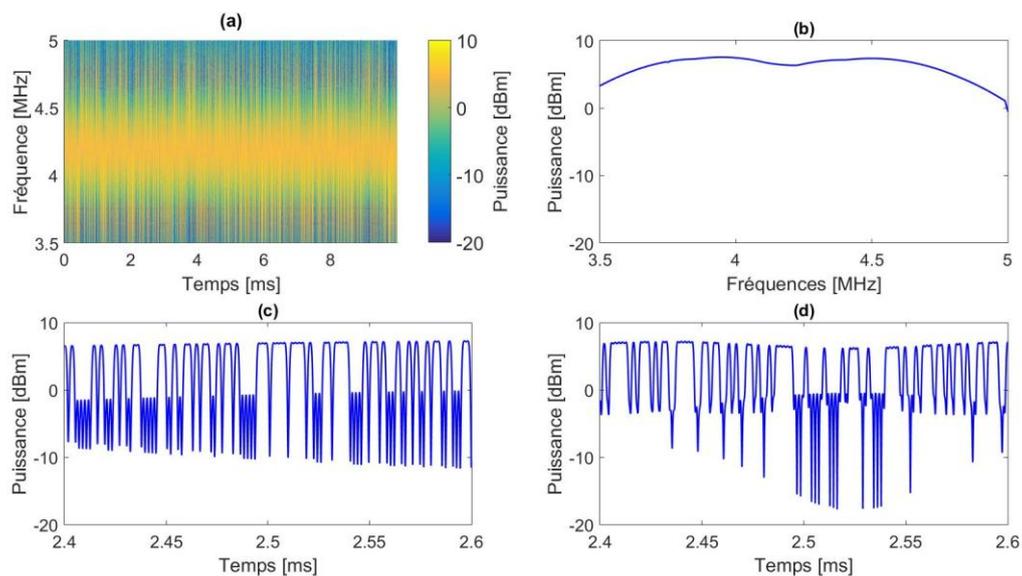


Figure 3.22 Résultats obtenus avec l'outil proposé et une fenêtre de $2,64 \mu\text{s}$:
(a) Représentation temps-fréquence, (b) Spectre du signal entre 3,5 MHz et 5 MHz, (c) Évolution en fonction du temps de la fréquence 3,951 MHz sur une durée de $200 \mu\text{s}$, (d) Évolution en fonction du temps de la fréquence 4,516 MHz sur une durée de $200 \mu\text{s}$

Outre la dégradation de la résolution en fréquence que l'on remarque sur les résultats (a) et (b) des deux figures, les résultats de la transformée de Gabor ne permettent pas une extraction des informations pertinentes en fonction du temps, y compris en utilisant une résolution en temps satisfaisante. En effet, avec une taille de fenêtre de 64 points, le pas de fréquence est de 390,625 kHz. Avec un tel pas, l'analyse risque d'omettre un nombre important des composantes spectrales du signal et de donner des résultats de mauvaise qualité comme celui apparaissant figure 3.21.(d). Avec l'outil d'analyse, bien que la représentation en fréquence soit totalement dégradée, on parvient toutefois à extraire les informations contenues aux différentes fréquences, et ce grâce au fait que l'on dispose de l'accès à toutes les fréquences du signal. Figure 3.22, les informations binaires du signal uplink eurobalise sont nettement visibles sur les résultats (c) et (d).

II.3. Comparaison des temps de calcul

Le temps nécessaire à chaque méthode pour le calcul de la représentation temps-fréquence est différent. Dans le cas de l'outil proposé, ce temps dépend du nombre de fréquences analysées. Pour la transformée de Gabor, celui-ci est fonction de la taille de fenêtre utilisée. En effet, cette transformée consiste à réaliser une FFT sur une fenêtre décalée le long du signal, plus cette fenêtre est petite, plus le nombre de FFT réalisées est grand, et vice versa.

Le tableau 3.1 récapitule les temps de calcul à plate-forme matérielle de calcul identique pour les résultats obtenus dans le paragraphe II.2.a (figures 3.17 et 3.18) avec une fenêtre large, et le paragraphe II.2.b (figure 3.21 et 3.22) avec une fenêtre étroite.

Tableau 3.1 Temps de calcul de l'outil proposée et celui de la transformée de Gabor en fonction des tailles des fenêtres d'analyse utilisées

Méthode d'analyse	Temps de calcul	
	Fenêtre large	Fenêtre étroite
Outil proposé	9.78 s	9.76 s
Transformée de Gabor	0.9 s	12 s

Selon ce tableau, la transformée de Gabor utilisant la FFT est beaucoup plus rapide que l'outil proposé si la fenêtre d'analyse est large. En effet, grâce à cette grande taille, le calcul de la FFT est effectué un nombre de fois limité. En réduisant la taille de la fenêtre, ce nombre augmente et le temps de calcul devient plus grand que celui associé à l'outil proposé.

L'outil présente également un avantage, qui peut s'avérer important, qui réside dans la constance du temps de calcul. En effet, quelle que soit la taille de la fenêtre d'analyse, le temps de calcul reste quasi identique. Cette caractéristique permet des études de l'environnement électromagnétique dont les durées sont connues quel que soit le sous-système ferroviaire étudié et la bande de fréquence analysée.

Ces temps de calcul dépendent bien entendu d'autres paramètres, notamment les caractéristiques des processeurs et des calculateurs utilisés (rapidité, mémoire...). Ainsi, les

temps présentés dans le tableau 3.1 ont été obtenus avec un ordinateur de bureau avec une RAM de 16 Go de taille et un processeur i7 cadencé à 2,7 GHz. Ils peuvent être améliorés en utilisant des plateformes de calcul adaptées, ou encore avec un algorithme potentiellement mieux optimisé.

III. Confrontation de la méthode proposée avec des mesures

Afin de valider les résultats obtenus par l'outil d'analyse, ceux-ci sont maintenant comparés à des mesures réalisées en laboratoire. Avant de débiter cette comparaison, un bref état de l'art des techniques de mesures utilisées en CEM est présenté dans le paragraphe suivant.

III.1. Rappels sur techniques de mesures et d'analyses en CEM ferroviaire

Dans les analyses de compatibilité électromagnétique, il existe différents types de mesure qui permettent la détection des perturbations ou l'analyse des signaux et des interférences. Ces mesures peuvent être réalisées dans les domaines des temps ou des fréquences.

III.1.a. Mesures dans le domaine des temps

Les mesures dans le domaine des temps se fondent sur une collecte large bande de signaux. Ceux-ci sont mis en évidence grâce à des équipements tels que des antennes et des sondes de courant. Ces signaux sont échantillonnés et convertis en données numériques pour être traités et analysés. Cette analyse peut être réalisée pendant la mesure, ce qui est le cas pour les analyseurs temps-réel, ou bien réalisée plus tard sur des signaux stockés, on parle dans ce cas du post-traitement. Dans le premier cas, les signaux détectés transitent par un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est au moins le double de la fréquence d'échantillonnage afin de respecter la condition de Nyquist-Shannon. Ensuite, un convertisseur analogique-numérique (CAN) les convertit en signaux numériques sous forme des blocs d'échantillons $x[n]$ de taille N . Ces blocs sont ensuite traités par un processeur de signaux numériques (Digital Signal Processor ou DSP) pour disposer d'un résultat sous forme de signal en fonction du temps, de spectre ou de représentation temps-fréquence [6]. La figure 3.23 représente un schéma fonctionnel de ces étapes.

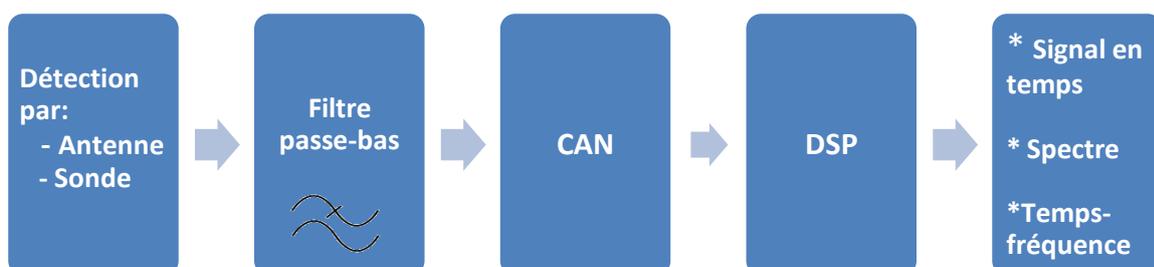


Figure 3.23 Schéma fonctionnel d'un analyseur temps-réel typique.

Pour assurer un calcul rapide, le DSP équipant cette catégorie d'analyseur implémente généralement la FFT dans son analyse fréquentielle [6]. Bien que celle-ci soit pratique dans le cadre d'une analyse temps-fréquence, l'utilisation de la FFT rend ces analyseurs difficiles à adapter pour certaines études notamment dans le champ des applications ferroviaires (Voir chapitre II paragraphe II.3).

Le second cas d'analyse, également dans le domaine des temps, est constitué du stockage de données acquises en fonction du temps en vue d'un post-traitement. Ceci est généralement réalisé grâce aux oscilloscopes qui permettent de mesurer les signaux, de les échantillonner et de les convertir en données numériques, pour les visualiser ou les enregistrer, ce qui pose en pratique souvent le problème de la taille des fichiers enregistrés.

Il s'avère donc préférable de limiter l'enregistrement aux signaux utiles à l'analyse. Dans le cas des phénomènes transitoires par exemple, l'enregistrement des fichiers peut être activé par un signal de déclenchement ou trigger, c'est-à-dire seulement si le niveau du signal dépasse un certain seuil ou encore une combinaison de conditions de seuil et de durée. Ceci conduit à deux autres problèmes, le premier concerne le choix des conditions de déclenchement qui restent partiellement arbitraires, le second vient du fait que l'oscilloscope constitue un système large bande, on ne sait donc pas si les transitoires détectés couvrent effectivement la bande de fréquences à étudier ou non.

III.1.b. Mesures dans le domaine des fréquences

Dans le domaine des fréquences, les mesures s'effectuent via des équipements dédiés tels que des analyseurs de spectre. Le spectre du signal mesuré n'est plus calculé à partir de ces caractéristiques en fonction du temps, mais en réalisant l'analyse directement dans le domaine des fréquences. Cette analyse repose sur l'utilisation de filtres passe-bande dont la fréquence centrale et les fréquences de coupures sont fixées respectivement selon le choix des fréquences analysées et la résolution en fréquence (Resolution Bandwidth ou RBW) [7]. La figure 3.24 représente un schéma fonctionnel typique d'un analyseur de spectre. Le signal reçu est pré-filtré par un premier filtre passe bande (BPF1), et amplifié par un amplificateur faible bruit (LNA). Il passe ensuite par un mélangeur (M) où il est mélangé à un signal généré par un oscillateur local (LO) ayant une fréquence f_{LO} qui balaye toute la largeur de bande analysée. A la sortie du mélangeur, le signal S_{IF} ayant une fréquence intermédiaire (IF) est filtré à nouveau avec un filtre passe bande (BPF2) réglé selon la RBW choisie. Il rejoint ensuite un système de détection à la sortie duquel on obtient la moyenne, la valeur efficace, les valeurs crête ou quasi-crête [6] [8].

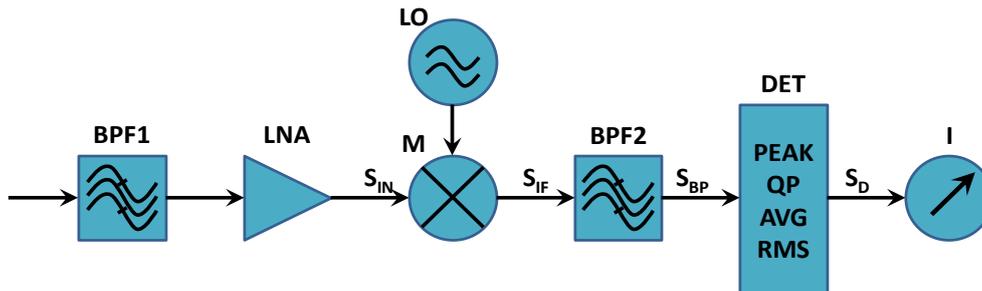


Figure 3.24 Schéma fonctionnel d'un analyseur de spectre [6]

Outre le spectre du signal, les analyseurs de spectre permettent également d'obtenir une information en fonction du temps dans une bande de fréquence limitée. Cette technique s'appelle le « zero span ». Elle permet de visualiser l'évolution en fonction du temps dans seule bande de fréquence étroite. Pour cela, la fréquence f_{LO} de l'oscillateur local arrête de balayer les fréquences et reste figée sur une fréquence donnée [9]. Cette technique sera utilisée dans le paragraphe suivant afin de comparer les mesures réalisées à l'analyseur de spectre avec les résultats de l'outil proposé.

III.2. Comparaison avec les résultats de mesures

Le signal utilisé dans ces mesures est inspiré de celui présenté paragraphe I.2.d. Il est composé du signal uplink eurobalise, de trois signaux sinusoïdaux, de trois transitoires et de bruit blanc gaussien. Ce signal est représenté figure 3.25.

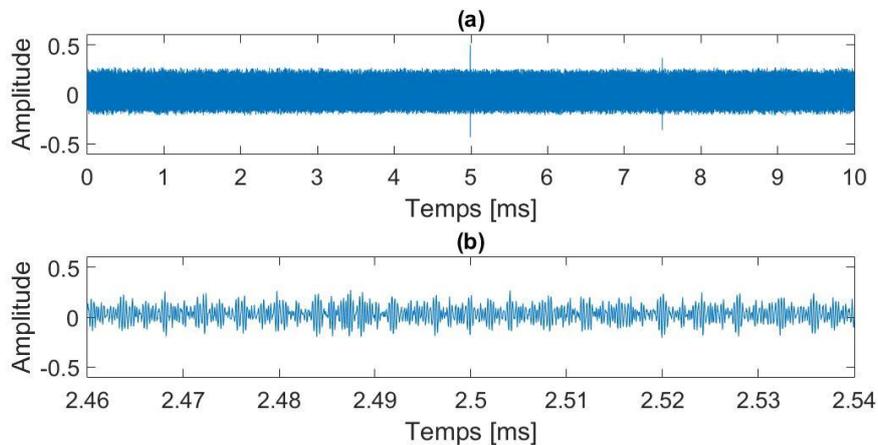


Figure 3.25 Représentation en fonction du temps du signal utilisé pour les mesures

Les mesures ont été menées au sein du laboratoire CEM du LEOST selon le plan du banc de test présenté figure 3.26.

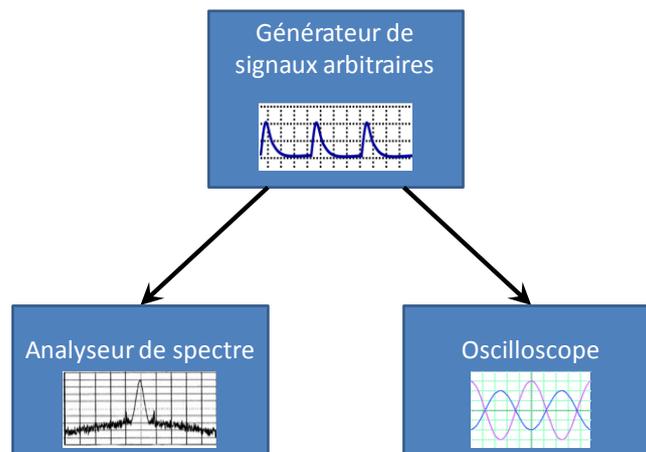


Figure 3.26 Plan du banc de test pour l'étude comparative avec les résultats de mesures

Le signal calculé est chargé dans un générateur de signaux arbitraires (GSA), il est ensuite envoyé simultanément vers un analyseur de spectre ainsi qu'un oscilloscope. L'analyseur de spectre acquiert le spectre du signal ou l'évolution en fonction du temps à une fréquence déterminée, ses paramètres (RBW et span) sont choisis en fonction de ce que l'on souhaite visualiser. Quant à l'oscilloscope, il acquiert et enregistre les signaux bruts générés par le GSA pour une analyse en post-traitement. Les fichiers enregistrés seront ensuite analysés avec l'outil proposé et les résultats de ces analyses sont comparés avec les mesures issues de l'analyseur de spectre.

III.2.a. Mesures de spectre

Le premier résultat à comparer est le spectre du signal mesuré entre 2 MHz et 6 MHz. Pour ce faire, trois valeurs différentes de RBW dans l'analyseur de spectre sont choisies : 10 kHz, 100 kHz et 200 kHz. La résolution RBW correspond ici à l'ouverture du filtre de l'analyseur du spectre à -3 dB. Les tailles des fenêtres d'analyse de l'outil doivent donc être équivalentes à ces RBW, c'est-à-dire avoir la même largeur de lobe principal à -3 dB.

Le spectre d'une fenêtre rectangulaire d'une largeur w est donné par l'expression suivante :

$$S_1(f) = \text{sinc}(wf) \quad \text{III.8}$$

Le spectre de la fenêtre équivalente obtenue après 3 convolutions de la fenêtre rectangulaire est le cube du spectre de celle-ci, et il est donné par l'équation III.9 :

$$S_3(f) = \text{sinc}^3(wf) \quad \text{III.9}$$

La largeur w qui correspond à la RBW souhaitée et à une atténuation de -3 dB peut être calculée à partir de l'équation III.10 et le raisonnement suivant :

$$20 \log(S_{3(dB)}\left(\frac{RBW}{2}\right)) = 20 \log(\text{sinc}^3(w \frac{RBW}{2})) = -3 \text{ dB} \quad \text{III.10}$$

$$\text{sinc}^3\left(w \frac{RBW}{2}\right) = 10^{\left(\frac{-3}{20}\right)} = 0.7079 \quad \text{III.11}$$

$$\text{sinc}\left(w \frac{RBW}{2}\right) = \sqrt[3]{0.7079} = 0.8912 \quad \text{III.12}$$

$$w = \frac{\text{arcsinc}(0.8912)}{\left(\frac{RBW}{2}\right)} \quad \text{III.13}$$

La fonction « arcsinc » est la fonction inverse du sinus cardinal. D’après III.13, la largeur w de la fenêtre rectangulaire utilisée afin d’obtenir une fenêtre équivalente ayant une RBW de 10 kHz à -3 dB est égale = 52 μ s, comme le montre la figure 3.27 :

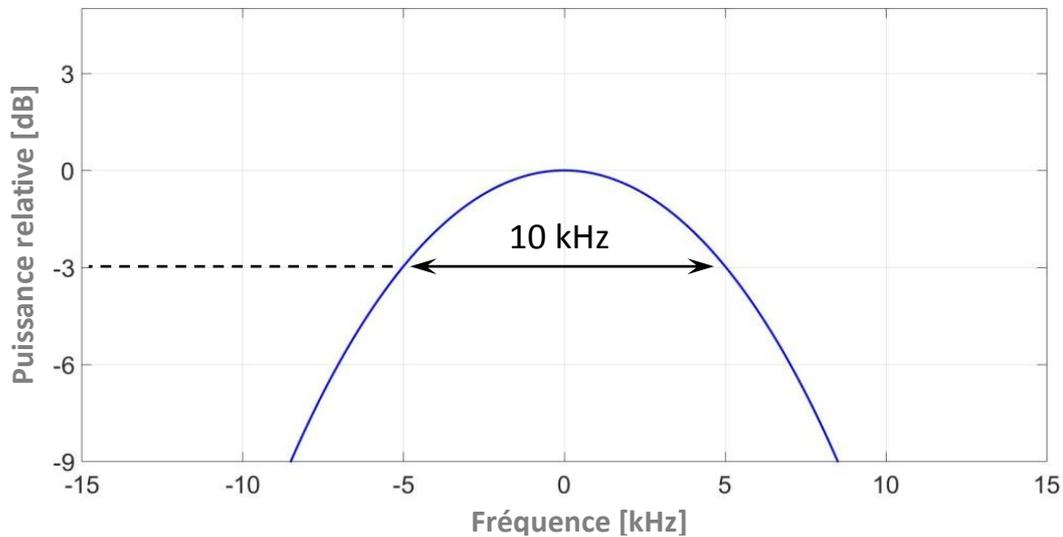


Figure 3.27 Lobe principal de la fenêtre d'analyse appliquée d'une durée de 52 μ s.

La figure 3.27 représente la partie supérieure du lobe principal du spectre d’une fenêtre d’analyse obtenue après trois convolutions d’une fenêtre rectangulaire d’une durée de 52 μ s. La largeur du lobe principal à -3 dB est de 10 kHz, ce qui rend cette fenêtre équivalente à une RBW de 10 kHz de l’analyseur de spectre.

Le tableau 3.2 représente les équivalences entre les RBW choisies et les tailles des fenêtres rectangulaires d’analyse.

Tableau 3.2 Correspondance entre les différentes RBW de l'analyseur de spectre et les tailles des fenêtres rectangulaires d'analyse de l'outil proposé.

RBW	Taille de la fenêtre rectangulaire	Largeur en points (Fe = 25 MSa/s)
10 kHz	52 μ s	1300
100 kHz	5.2 μ s	130
200 kHz	2.6 μ s	65

L’outil d’analyse est configuré pour réaliser le calcul sur 1000 fréquences, c'est-à-dire avec un pas en fréquence de 4 kHz entre 2 MHz et 6 MHz.

Les résultats associés aux différentes RBW et largeurs de fenêtres sont représentés dans les figures suivantes. Ils sont obtenus en employant le procédé de max-hold rappelé précédemment.

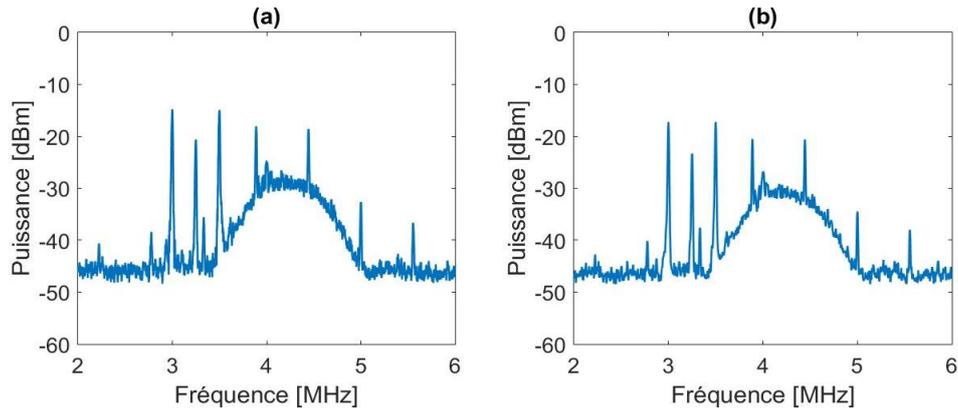


Figure 3.28 Spectre du signal analysé entre 2 MHz et 6 MHz. (a) Résultat de l'analyseur de spectre avec RBW = 10 kHz. (b) Résultat de l'outil proposé avec une fenêtre d'analyse de 52 μ s.

Les résultats de la figure 3.28 obtenus avec une RBW de 10 kHz et une fenêtre de 52 μ s présentent une bonne résolution en fréquence permettant de visualiser les différentes composantes spectrales du signal.

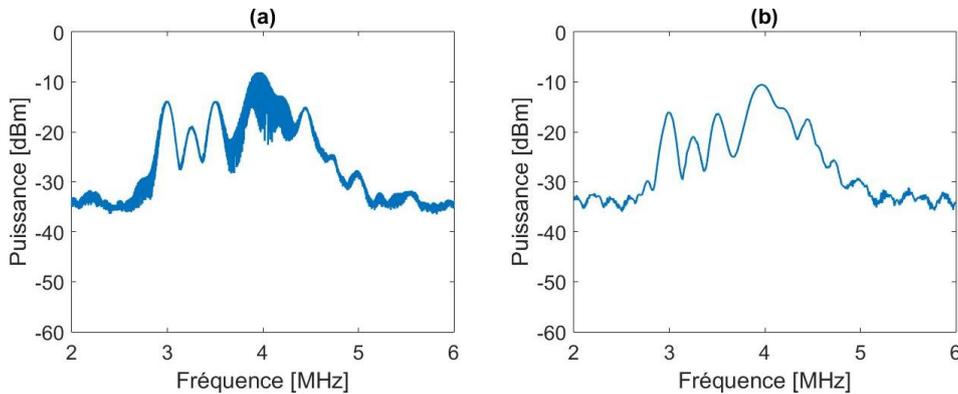


Figure 3.29 Spectre du signal analysé entre 2 MHz et 6 MHz. (a) Résultat de l'analyseur de spectre avec RBW = 100 kHz. (b) Résultat de l'outil proposé avec une fenêtre d'analyse de 5.2 μ s.

En augmentant la RBW et en diminuant la taille de la fenêtre d'analyse, la résolution en fréquence se dégrade. Par contre, la puissance ajoutée par les phénomènes transitoires apparaît sur les résultats des figures 3.29 et 3.30. Celle-ci est centrée sur 4 MHz et couvre la majorité du signal uplink eurobalise.

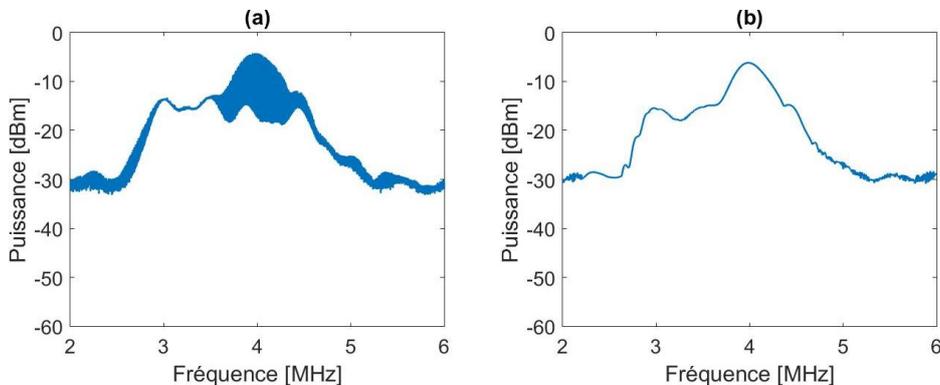


Figure 3.30 Spectre du signal analysé entre 2 MHz et 6 MHz. (a) Résultat de l'analyseur de spectre avec RBW = 200 kHz. (b) Résultat de l'outil proposé avec une fenêtre d'analyse de 2.6 μ s.

Les résultats de ces trois figures présentent une concordance satisfaisante entre les mesures de l'analyseur de spectre et les résultats de l'outil d'analyse proposé. Grâce à la flexibilité de la méthode d'analyse proposée, nous obtenons des résultats équivalents aux mesures quelle que soit la RBW utilisée, tout en ayant un pas de fréquence permettant d'analyser un nombre important de fréquences.

III.2.b. Mesures en « zéro span »

La mesure du spectre en mode max-hold permet de visualiser les composantes spectrales du signal en omettant toutes leurs caractéristiques en fonction du temps. Celles-ci peuvent être partiellement observées grâce à la fonction zéro span de l'analyseur de spectre. Ainsi que mentionné précédemment, la mesure en zéro span consiste à sélectionner sur l'analyseur de spectre une fréquence afin de visualiser son évolution en fonction du temps. La RBW choisie est donc de 200 kHz afin d'améliorer la résolution en temps des mesures. Concernant l'outil proposé, l'analyse est réalisée à une seule fréquence, et la taille de la fenêtre d'analyse est de 2,6 μ s.

La fréquence analysée est 3,951 MHz, qui constitue l'une des fréquences de modulation du signal uplink eurobalise. La figure 3.31 présente le résultat de la mesure et de l'analyse sur l'ensemble du signal. Quant à la figure 3.32, elle présente une portion de 0,4 ms du signal afin de visualiser un des phénomènes transitoires.

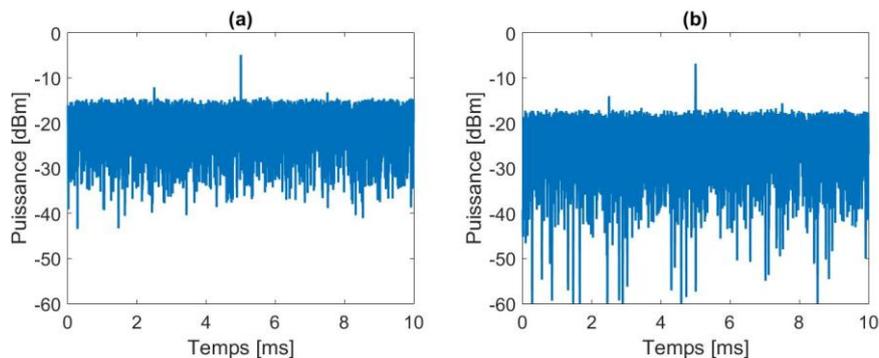


Figure 3.31 Représentation en fonction du temps de la fréquence 3,951 MHz sur toute la durée du signal. (a) Mesure en zéro span avec RBW = 200 kHz. (b) Résultat de l'outil d'analyse avec une fenêtre de durée 2,6 μ s

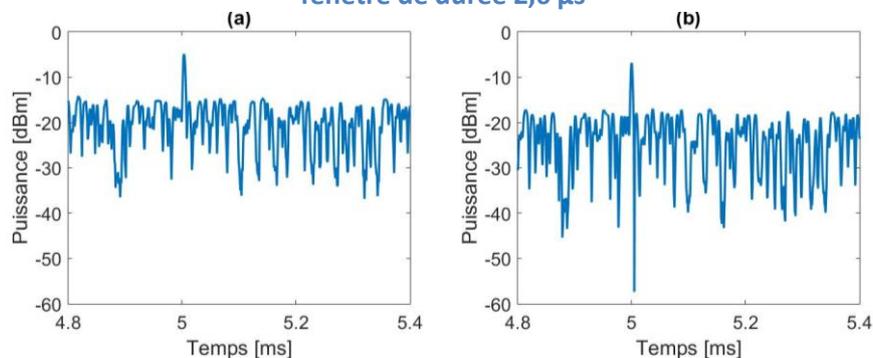


Figure 3.32 Représentation en fonction du temps de la fréquence 3,951 MHz sur une durée de 0.6 ms. (a) mesure en zéro span avec RBW = 200 kHz. (b) Résultat de l'outil d'analyse avec une fenêtre de durée 2,6 μ s

Ces deux dernières figures permettent de constater une bonne similitude entre les résultats obtenus avec l'analyseur de spectre et ceux fournis par l'outil d'analyse. L'utilisation d'une fenêtre d'analyse étroite permet d'améliorer la résolution en temps, tout en gardant l'accès aux différentes composantes spectrales du signal.

IV. Conclusion du chapitre III

Dans ce chapitre nous avons décrit les étapes de la méthode d'analyse proposée du point de vue algorithmique. Cet algorithme a été évalué en l'appliquant d'abord sur trois différents signaux synthétisés : un signal simple composé de la somme de trois sinusoides de fréquences différentes, un signal déduit du signal de modulation uplink eurobalise ainsi qu'un signal plus complexe composé des deux premiers auxquels s'ajoutent des perturbations transitoires ainsi que du bruit blanc gaussien.

Par la suite, la méthode proposée a été comparée à la transformée de Gabor utilisant la FFT. Les résultats des deux méthodes ont permis de conclure que la méthode proposée s'avère flexible et possède des avantages pour l'étude CEM d'un environnement électromagnétique riche et diversifié. En termes de complexité de calcul, la FFT est avantageuse grâce à sa rapidité de calcul, mais elle perd rapidement son avantage si l'on souhaite améliorer la résolution en temps. En effet, la méthode proposée présente une complexité constante qui ne dépend ni des fréquences analysées ni des résolutions en temps et en fréquence.

Enfin, les résultats de l'outil d'analyse ont été comparés avec des mesures menées à l'aide d'un analyseur de spectre. Ces mesures ont été réalisées dans le domaine des fréquences, en observant le spectre du signal analysé, mais aussi en mode zéro span afin de visualiser l'évolution en fonction du temps d'une des composantes spectrales de ce signal. La similarité des résultats a permis de valider les résultats obtenus avec l'outil proposé. Cette validation nous permet d'utiliser désormais cet outil dans des configurations très réalistes, comme l'analyse des signaux GSM-R, la détection des transitoires et l'estimation de la qualité du canal de communication qui font l'objet du chapitre suivant.

Bibliographie du chapitre III

- [1] K. Trojahner et C. Grelck, « Dependently typed array programs don't go wrong, » The Journal of Logic and Algebraic Programming, vol. 78, n° 17, pages 643-664, Aout –Septembre 2009.
- [2] UNISIG, « FFFIS for Eurobalise, SUBSET-036, Issue: 3.0.0, » 24 Février, 2012.
- [3] N. Ben Slimen, « Recherche de procédures de caractérisation de l'environnement électromagnétique ferroviaire adaptés au contexte des systèmes de communication embarqués », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2009.
- [4] I. Adin, J. Mendizabal, S. Arrizabalaga, U. Alvarado, G. Solas et J. Rodriguez, « Rolling stock emission testing methodology assessment for Balise Transmission Module system interoperability, » Measurement, vol. 77, pages 124-131, Janvier 2016.
- [5] Matlab, «gausswin,» [En ligne]. Available: <http://fr.mathworks.com/help/signal/ref/gausswin.html>.
- [6] P. Russer, « EMC measurements in the time-domain, » General Assembly and Scientific Symposium, 2011 XXXth URSI , pages 1-35, Aout 2011.
- [7] Rohde & Schwarz, « Measuring with Modern Spectrum Analyzers, Educational Note, » 05 Mars 2013. [En ligne]. Available: http://www.rohde-schwarz.fr/file/1MA201_9e_spectrum_analyzers_meas.pdf.
- [8] CISPR 16-1, « Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus, » 2nd ed. International Electrotechnical Commission, 2007.
- [9] D. Hall, « Zero Span Made Simple, » Electronic Design, 22 Juillet 2014. [En ligne]. Available: <http://electronicdesign.com/test-measurement/zero-span-made-simple>.
- [10] H. Lee et G. Wade, « Acoustical Imaging, » vol. 18, S. S. & B. Media, Éd., 2012.
- [11] Matlab, « Fast Fourier Transform (FFT), » [En ligne]. Available: <http://fr.mathworks.com/help/matlab/math/fast-fourier-transform-fft.html>.
- [12] P. Duhamel et M. Vetterli, « Fast fourier transforms: A tutorial review and a state of the art, » Signal Processing, vol. 19, n° 14, pages 259-299, Avril 1990.

Chapitre 4

APPLICATIONS DE L'OUTIL D'ANALYSE À LA DÉTECTION DE SIGNAUX PERTURBATEURS NON- INTENTIONNELS ET INTENTIONNELS

I. Introduction

Après une phase initiale de validation de l'outil menée à bien précédemment via une comparaison des résultats fournis par celui-ci avec des résultats de mesures, plusieurs applications de l'outil font maintenant l'objet des travaux présentés dans ce chapitre.

Ainsi que nous l'avons indiqué précédemment, l'atout principal recherché consiste à fournir un moyen flexible et efficace permettant de caractériser un environnement électromagnétique riche et complexe en détectant et en caractérisant les diverses perturbations électromagnétiques présentes, quelles que soient leurs caractéristiques, et ceci dans de larges plages de temps et de fréquence.

Ce chapitre est bâti autour d'une étude expérimentale mettant en œuvre l'outil d'analyse exploité dans plusieurs applications distinctes. Dans ce but, un banc de mesure a été réalisé au laboratoire LEOST de l'IFSTTAR permettant de mettre en œuvre ces différentes applications. Le banc exploite différentes sources de perturbations. Nous considérons dans ce chapitre essentiellement les signaux affectant un lien radio GSM-R soit, dans ce nouveau cas de figure, des fréquences bien plus élevées que celles exploitées précédemment dans le cadre du lien montant eurobalise.

Ces applications sont divisées en deux grandes parties, la première concerne les perturbations non intentionnelles, telles que des phénomènes transitoires produits par le contact pantographe-caténaire, ou encore des signaux permanents, tels ceux issus de réseaux cellulaires publics proches en fréquence et distance. La seconde partie de ce chapitre est dévolue aux perturbations intentionnelles, produites notamment par des brouilleurs électromagnétiques. Celles-ci correspondent à des tentatives de mise en défaut des systèmes, dont la radio sol-trains en l'occurrence.

A la fin de ce chapitre, nous procéderons à un rappel des conclusions enregistrées lors des différentes expérimentations réalisées. Nous présenterons également quelques perspectives portant sur d'autres possibilités d'applications de l'outil d'analyse.

II. Présentation de la partie expérimentale

Afin d'évaluer les performances en opération de l'outil d'analyse, un banc de mesure a été mis en place au sein du laboratoire CEM du LEOST. Le sous-système de signalisation ferroviaire représenté par ce banc de test est le GSM-R. L'utilisation d'un banc de mesure a été préférée à des mesures in situ en contexte ferroviaire car il permet de bien maîtriser le contenu des signaux analysés, et ainsi de pouvoir contrôler le type de perturbation que l'on souhaite étudier. Il assure également une bonne flexibilité et répétitivité des essais, en mesure d'analyser de manière adéquate le comportement de l'outil dans différentes conditions opératoires.

II.1. Banc de mesure

Ce banc de mesure est composé des équipements suivants :

- un simulateur de réseau GSM (CMU 200 de Rohde & Schwarz),
- un mobile GSM-R,
- une source de perturbations,
- un oscilloscope LeCroy permettant l'acquisition des signaux dans le domaine des temps utilisé pour un post traitement à l'aide de l'outil d'analyse.

Deux coupleurs sont utilisés pour relier ces équipements entre eux. Ceux-ci facilitent les liaisons coaxiales nécessaires entre les différents équipements et le découplage requis entre voies. Ces coupleurs permettent également d'injecter les perturbations dans ce canal de propagation et de superposer les perturbations générées uniquement au signal reçu par le mobile GSM-R. Ce banc de mesure est présenté figure 4.1.

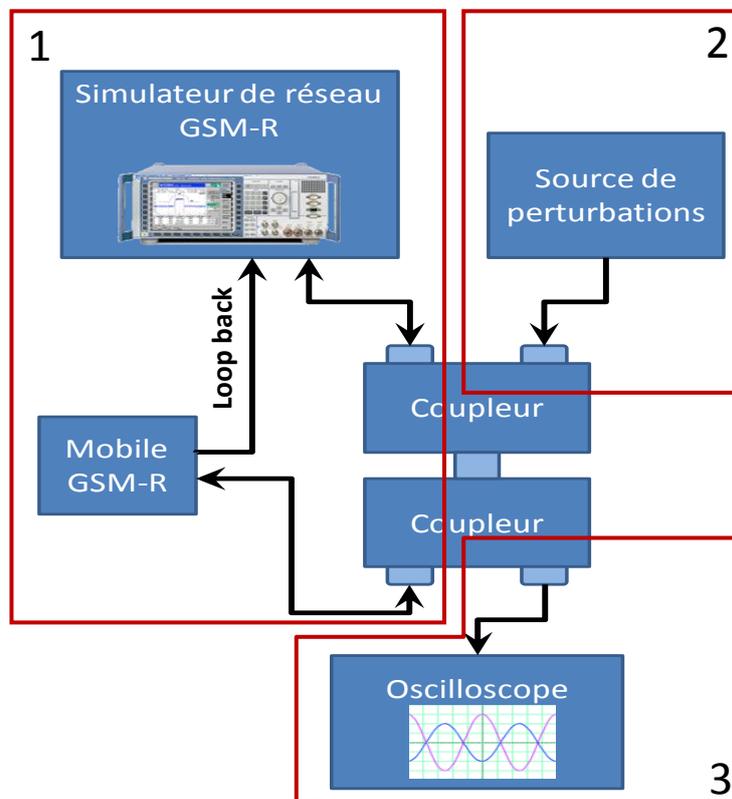


Figure 4.1 Schéma synoptique du banc de mesure pour l'étude des performances de l'outil d'analyse.

Le banc est composé de trois parties principales :

- 1- Partie communication GSM-R : Cette partie, notée 1, est composée du simulateur de réseau de communication cellulaire CMU 200 et du mobile GSM-R. Les liaisons entre ces deux équipements s'effectuent à travers des lignes coaxiales et les coupleurs associés. Le canal de fréquence choisi pour cette communication est le dernier canal GSM-R disponible en bande haute et utilisant la fréquence 924,8 MHz sur le lien descendant. Le mobile utilisé dans ce banc est doté de deux ports. Le premier port

autorise l'émission/réception (Tx/Rx) et permet de communiquer avec le CMU à travers les coupleurs et les liaisons coaxiales. Le second port est un port passif, sur lequel se trouve une copie du signal présent sur le premier port assortie d'une réduction de puissance. Ce port assure la fonction « Loop back » dans le montage. Il est relié directement au CMU. Cette fonction permet de récupérer les données échangées sans transiter par les coupleurs, et donc en s'affranchissant des perturbations sur cette voie. Ceci permet au CMU d'évaluer la qualité du canal en comparant les données échangées sur le canal à celles reçues à travers le « Loop back ».

- 2- Partie génération de perturbations : la seconde partie, notée 2 figure 4.1, est constituée par la source de perturbation injectée sur la voie de communication via les coupleurs. La source dépend de l'application étudiée lors des différentes sections de ce chapitre. Ce sera successivement un générateur de signaux aléatoires (GSA), nous l'avons déjà introduit lors du paragraphe III.2 du troisième chapitre puis, un brouilleur électromagnétique large bande que nous décrirons par la suite.
- 3- Partie acquisition : cette partie, notée 3, est située à la sortie du second coupleur. Elle permet de récupérer les signaux GSM-R échangés. Cette acquisition est assurée par un oscilloscope numérique de marque LeCroy. Les signaux sont enregistrés dans une fenêtre de temps de 0,2 ms avec un taux d'échantillonnage de 2,5 GSa/s, ce qui procure des enregistrements d'une taille de 5.10^5 échantillons.

Le banc de mesure instrumenté est représenté figure 4.2.

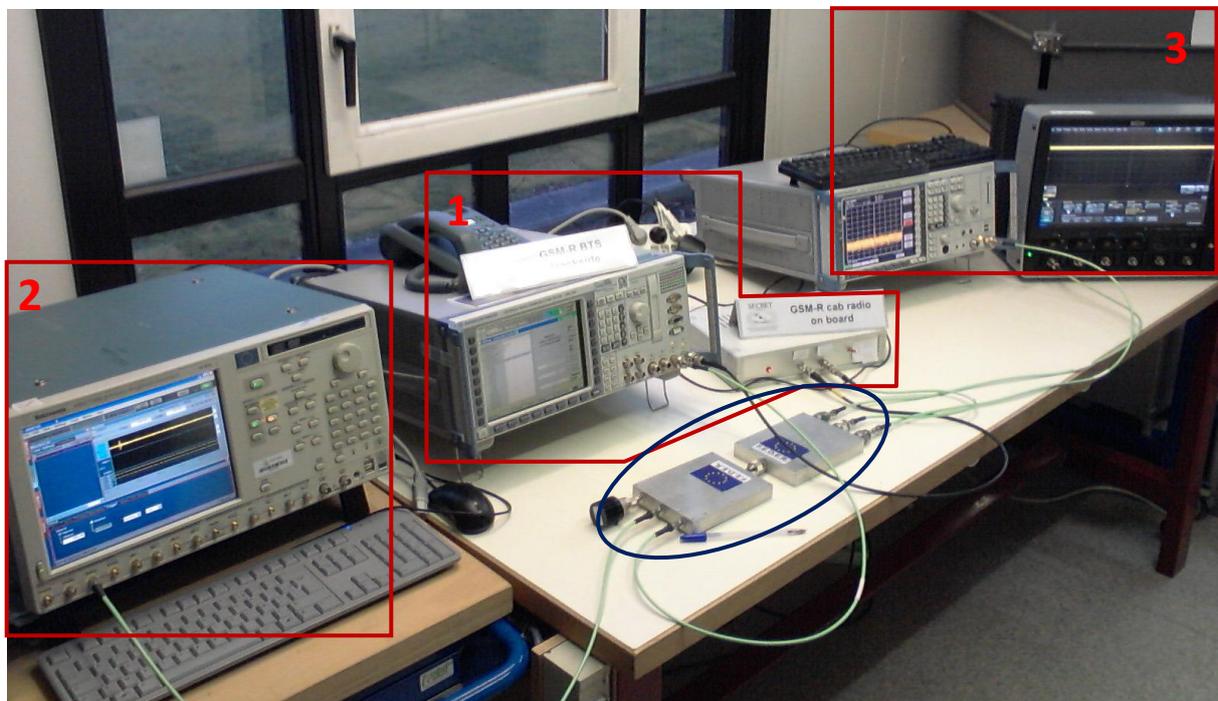


Figure 4.2 Banc de mesure réalisé.

Sur cette photographie, les différentes parties notées 1 à 3 décrites précédemment sont encadrées en rouge. La première contient le CMU et le mobile GSM-R, la deuxième contient le générateur de signaux arbitraires présenté dans le chapitre précédent, et la troisième partie

contient l'oscilloscope numérique. Un analyseur de spectre est également présent dans cette zone. Il permet la visualisation des signaux utilisés lors de la communication et présents dans le protocole GSM-R, mais ne joue aucun rôle dans l'acquisition des données.

Les coupleurs reliant via des liaisons coaxiales toute l'instrumentation sont cerclés en bleu.

II.2. Mode opératoire

Le simulateur établit une liaison GSM-R avec le mobile GSM-R puis, échange des données. La perturbation est injectée. Les conséquences sur la communication sont enregistrées sur le simulateur en termes de taux d'erreur voire d'interruption brutale de la communication. Parallèlement l'oscilloscope acquiert le signal et l'outil d'analyse effectue le post-traitement permettant de fournir les caractéristiques recherchées des signaux utiles et perturbateurs.

II.3. Signal analysé

Les signaux exploités selon le protocole GSM ou GSM-R sont modulés en GSMK (Gaussian Minimum Shift Keying) [1]. Ce type de modulation se traduit par une variation de la fréquence du signal dans le canal de propagation, se rapprochant ainsi d'une modulation de fréquence (FM).

Afin d'illustrer cette variation de la fréquence à l'intérieur du canal, un signal FM a été synthétisé avec les paramètres suivants :

- Fréquence porteuse : 925 MHz,
- fréquence de modulation : 200 kHz,
- durée du signal : 0,2 ms.

Le signal modulant s'annule à deux reprises sur des intervalles de temps de 20 μ s compris entre 0,05-0,07 ms et 0,15-0,17 ms.

La figure 4.3 représente dans sa première partie notée (a) le signal modulant dans le domaine des temps, et, dans sa seconde partie, notée (b) la représentation temps-fréquence du signal FM obtenue avec l'outil d'analyse utilisant une fenêtre de convolution de 2,9 μ s de durée. Celle-ci permet d'obtenir une résolution fréquentielle de 180 kHz, qui correspond à la largeur de bande d'un filtre GSM [2].

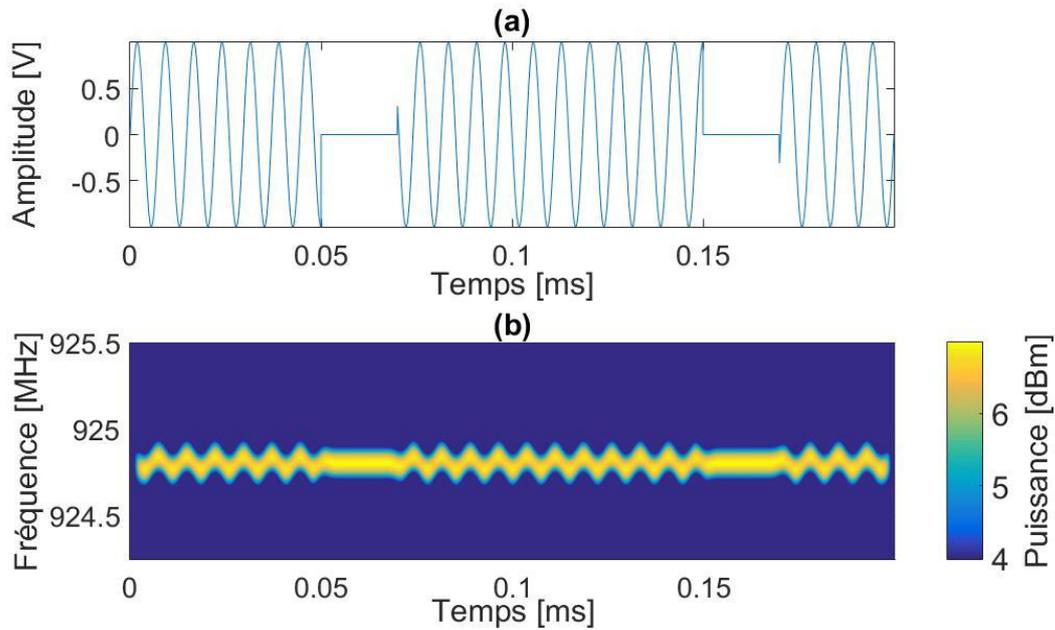


Figure 4.3 Illustration d'un signal synthétisé modulé en FM. (a) Signal modulant en fonction du temps, (b) Représentation temps-fréquence du signal modulé FM.

La figure 4.3 permet de visualiser la variation de la fréquence du signal modulé sur le canal de propagation. Cette fréquence est égale à la fréquence porteuse lorsque le signal modulant s'annule. Le résultat donné par l'outil d'analyse s'avère donc fidèle aux variations en fonction du temps et de la fréquence du signal analysé.

Cette fidélité dans le résultat d'analyse étant vérifiée, l'outil est maintenant utilisé pour réaliser des analyses sur des signaux réels modulés en GSMK. La figure 4.4 est une représentation temps-fréquence d'un signal GSM-R récupérée grâce au banc de mesure décrit précédemment et en l'absence de toute perturbation. Ce résultat est obtenu par l'outil d'analyse exploitant une fenêtre de convolution de 2,9 μ s.

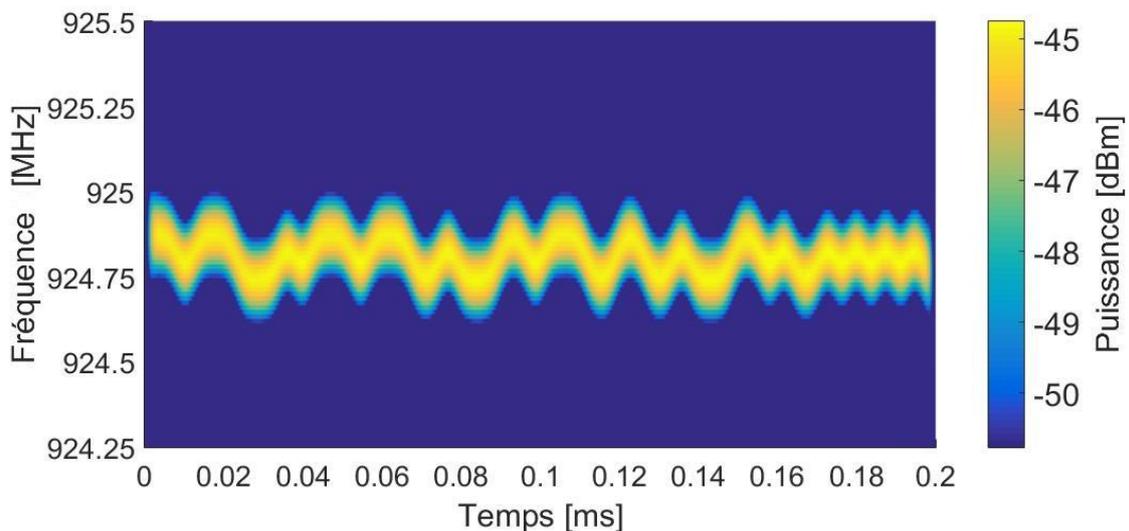


Figure 4.4 Représentation temps-fréquence du canal GSM-R en l'absence de toute perturbation sur une durée de 0.2 ms.

Cette représentation permet d'observer nettement l'évolution en fonction du temps du signal GSM-R, c'est-à-dire la variation de la fréquence de celui-ci à l'intérieur du canal dédié en fonction du débit binaire, sachant que la durée d'un bit est de 3,7 μ s.

A ce signal seront ajoutés désormais différents types de perturbations afin de mettre en évidence les applications de l'outil d'analyse créé dans la détection et la caractérisation de ces perturbations.

III. Détection et caractérisation des perturbations

Dans cette section, nous avons choisi de sélectionner trois catégories particulières de signaux perturbateurs soumis à l'analyse de l'outil ; des phénomènes transitoires brefs, des signaux permanents de haute fréquence, ainsi que des perturbations intentionnelles présentes dans la bande de communication et au-delà. Nous tenterons de vérifier que l'outil d'analyse s'adapte aisément, tout en exploitant une méthode de détection différente pour chacune de ces catégories.

III.1. Phénomènes transitoires brefs

Les phénomènes transitoires qui impactent directement le système GSM-R proviennent notamment du contact glissant entre la caténaire et le pantographe, en particulier en raison de la proximité entre ce contact et les antennes GSM-R placées sur le toit des trains [3]. Ces transitoires se superposent au signal GSM-R utile et rejoignent le récepteur. Ce processus est reproduit efficacement par le banc de mesure présenté précédemment figure 4.1.

III.1.a. Présentation du signal perturbateur exploité

Une particularité liée à ces perturbations transitoires est qu'elles présentent un niveau de puissance relativement élevé par rapport au signal utile GSM-R avec toutefois une durée très brève vis à vis de la durée d'un bit de donnée. Dans la bande de fréquence du GSM-R, la durée de ces transitoires établie lors d'études précédentes est en moyenne égale à 20 ns [4].

Les signaux transitoires utilisés dans cette étude ont été captés à proximité du contact caténaire pantographe à l'aide d'une antenne GSM-R fixée sur la toiture d'un train. Une telle antenne exploitée pour la radio sol-trains est représentée figure 4.5. Elle est également visible en condition d'utilisation Fig.1.6.



Figure 4.5 Antenne GSM-R utilisée à bord des trains pour les liaisons GSM-R.

Cette antenne est double bande. Sa bande passante couvre deux bandes de fréquence différentes ; celle du GSM-R (de 870 MHz à 960 MHz), et celle de la radio sol-trains analogique encore en vigueur sur certains réseaux et couvrant la gamme de 440 MHz à 470 MHz [5]. Un signal de perturbation enregistré par une telle antenne est présenté figure 4.6.

Ce signal est ensuite reproduit par le générateur de signaux arbitraire exploité dans le banc de mesure et utilisé à la demande pour la suite de cette étude.

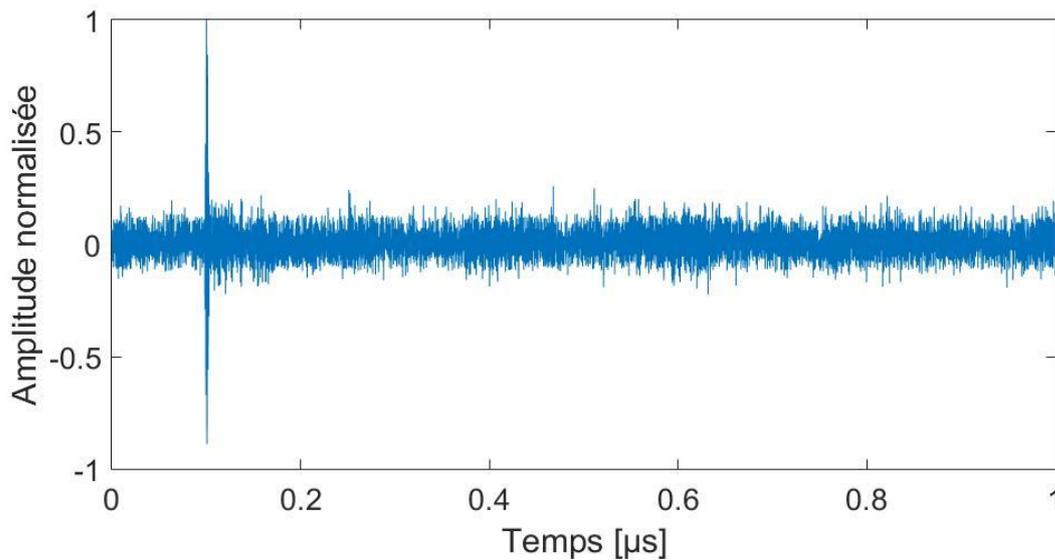


Figure 4.6 Signal transitoire réel sélectionné.

Nous notons que ce signal contient en particulier un phénomène transitoire à l'instant 0,1 µs, bref et d'amplitude crête à crête élevée. Etant données les caractéristiques de l'antenne utilisée, il contient également des signaux situés principalement dans la bande GSM-R / GSM, la radio sol-trains analogique n'étant pas exploitée dans la zone d'infrastructure ferroviaire couverte lors de l'acquisition. Notons également qu'à l'époque de cette acquisition, seuls des signaux 2G étaient exploités par les opérateurs dans cette bande de fréquence.

Sur le banc de mesure de la figure 4.1, la source de perturbation est constituée du générateur de signaux arbitraires (GSA). Le signal perturbateur est chargé dans le GSA afin d'être injecté dans le canal de communication avec le signal GSM-R à une fréquence de répétition réglable. La figure 4.7 constitue la représentation, en fonction du temps, du signal GSM-R en présence des signaux transitoires générés par le GSA toutes les 50 µs.

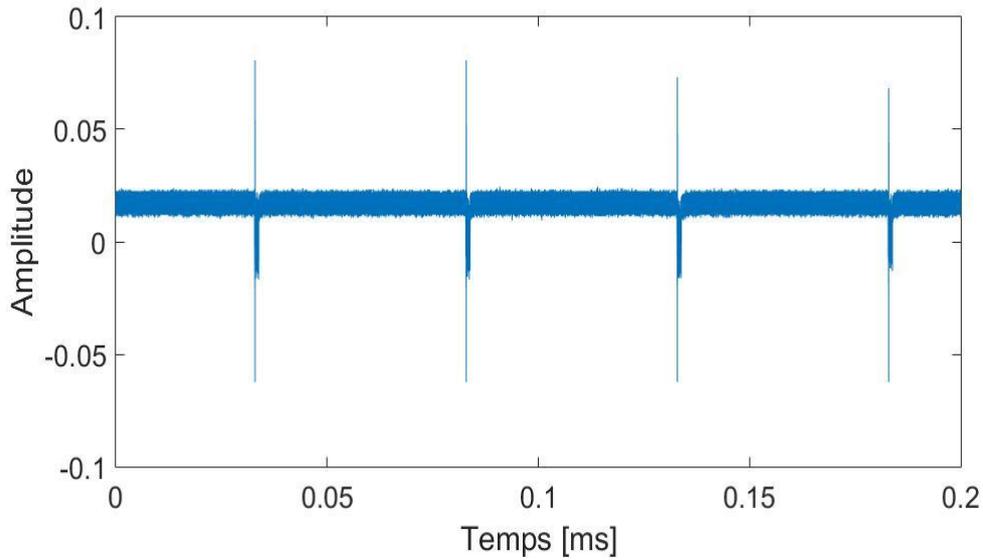


Figure 4.7 Représentation en fonction du temps du signal GSM-R en présence de transitoires toutes les 50 μ s.

La figure 4.8 constitue la représentation temps-fréquence du même signal, obtenue avec l'outil d'analyse et une fenêtre de convolution de 2,9 μ s.

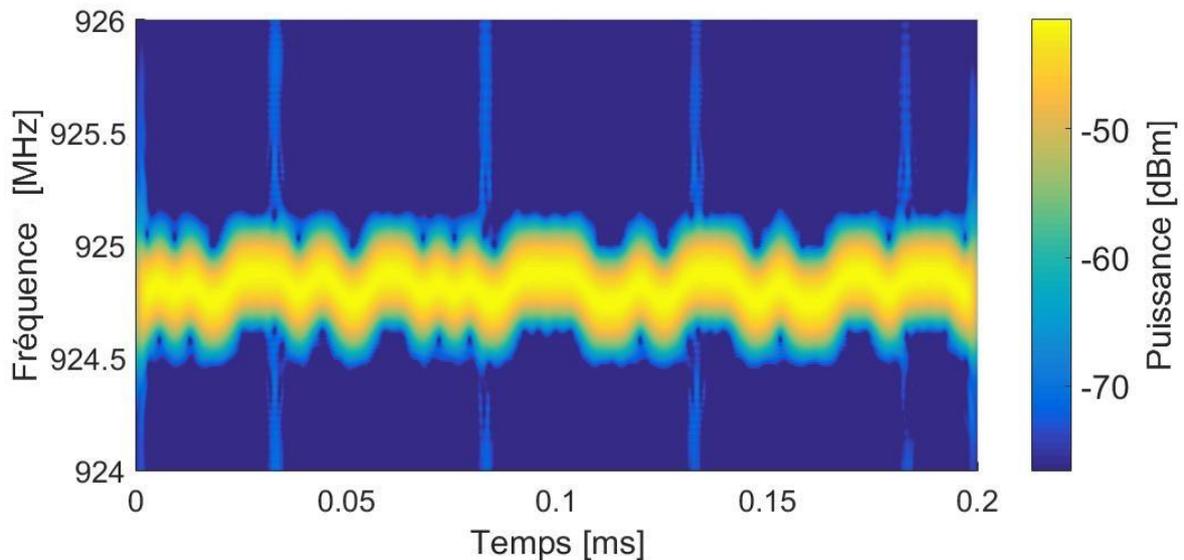


Figure 4.8 Représentation temps-fréquence du signal GSM-R en présence de transitoires toutes les 50 μ s.

La largeur de la fenêtre utilisée permet d'obtenir une résolution en fréquence satisfaisante. Elle ne permet cependant pas une estimation correcte de la puissance réelle associée aux signaux transitoires. En effet, cette durée est beaucoup plus large que celle d'un transitoire dans la bande de fréquence étudiée (20 ns). Une adaptation adéquate de cette largeur devient donc nécessaire afin de pouvoir détecter ce type de transitoire.

III.1.b. Méthode de détection des transitoires

La méthode de détection développée consiste à comparer les puissances du signal utile et celles des transitoires. Elle se déroule selon les étapes suivantes :

1. Déterminer la puissance du signal utile dans le canal GSM-R en réalisant la première convolution avec une fenêtre de temps de largeur égale à $2,9 \mu\text{s}$ (180 kHz).
2. Déterminer la puissance des signaux transitoires en réalisant la seconde convolution avec une fenêtre de 20 ns, une durée qui correspond à la durée d'un transitoire.
3. Comparer les niveaux des puissances obtenus des deux étapes précédentes.
4. Décider si les transitoires détectés perturbent réellement le signal GSM-R ou non.

La deuxième étape pose une difficulté pour déterminer correctement la puissance des transitoires. En effet, l'enjeu est de déterminer cette puissance en l'absence d'influence d'autres signaux, c'est-à-dire sur un canal de fréquence non occupé. Les phénomènes transitoires étant des signaux à larges spectres, nous faisons l'hypothèse que leurs puissances sont quasiment uniformes entre canaux de fréquence peu espacés [3]. Dès lors, si l'on arrive à déterminer la puissance du transitoire sur un canal non occupé de la bande GSM-R alors, nous pourrions estimer la valeur de cette puissance sur le canal étudié. Ceci est illustré par la figure 4.9 dans laquelle on peut voir le spectre du signal transitoire présenté figure 4.6.

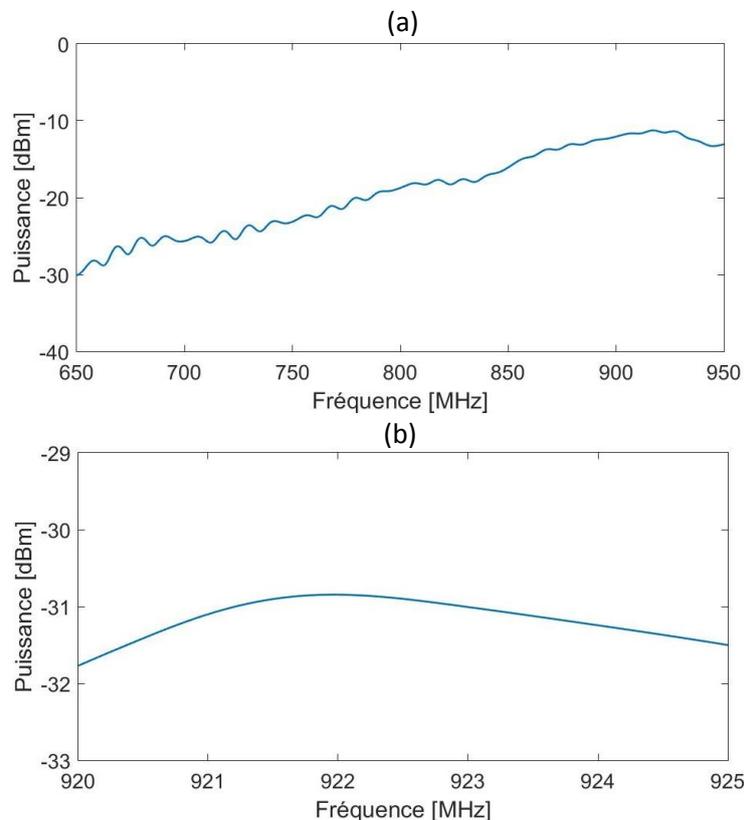


Figure 4.9 Spectre du signal transitoire utilisé : (a) Spectre entre 650 et 950 MHz, (b) Spectre entre 920 et 925 MHz

La partie (a) de la figure 4.9 permet de constater que le spectre du signal transitoire s'étale sur une large bande de fréquence. La puissance du transitoire paraît plus importante aux alentours de 900 MHz en raison des caractéristiques de l'antenne utilisée adaptée à la bande GSM-R. Quant à la partie (b) de la figure, elle permet d'observer le spectre du transitoire sur une bande plus étroite entre 920 et 925 MHz. Sur cette bande, cette puissance est quasiment constante.

Le fait d'utiliser une fenêtre de convolution étroite dégrade la résolution en fréquence, l'analyse devient donc difficile en présence de signaux permanents. Ceci est visible en particulier sur une représentation temps-fréquence du signal. La figure 4.10 est le résultat de l'analyse menée dans toute la bande GSM (canaux montant et descendant entre 875 MHz et 960 MHz) du signal GSM-R en présence des quatre signaux transitoires. Ce résultat est obtenu avec une fenêtre de largeur égale à 20 ns.

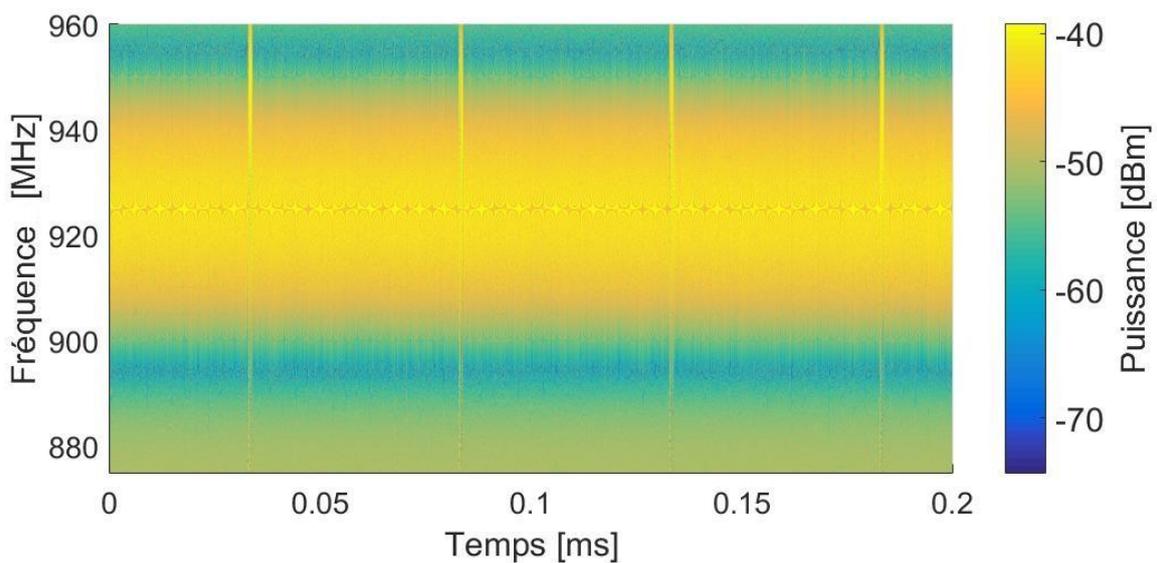


Figure 4.10 Représentation temps-fréquence de l'ensemble de la bande de fréquence du GSM obtenue avec une fenêtre d'analyse de 20 ns.

La largeur du lobe central du spectre de la fenêtre de 20 ns est égale à 100 MHz, ce qui ne permet pas de détecter efficacement les signaux transitoires dans la bande de fréquence du GSM-R.

Afin de remédier à ce problème, nous devons améliorer la résolution en fréquence pour réaliser l'analyse dans un canal de fréquence non occupé, tout en restant dans la bande GSM-R. La figure 4.11 constitue la représentation temps-fréquence du même signal obtenue cette fois avec une fenêtre de temps de 240 ns.

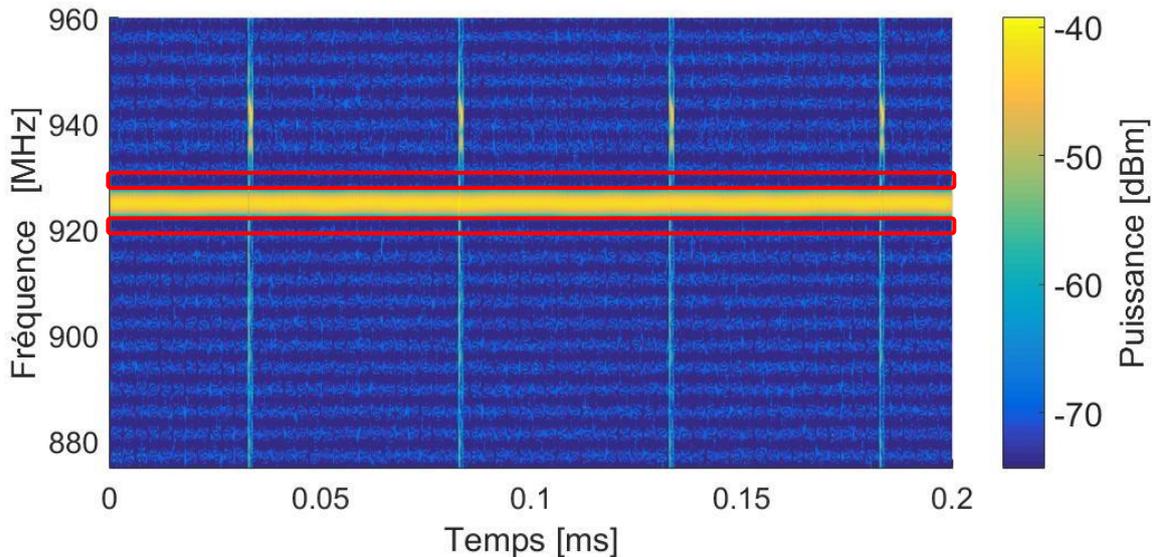


Figure 4.11 Représentation temps-fréquence de l'ensemble de la bande de fréquence du GSM obtenue avec une fenêtre d'analyse de 240 ns.

On remarque figure 4.10 que toute la bande de fréquence semble occupée en raison de la taille très étroite de la fenêtre, et qu'il est difficile d'identifier un canal libre pour déterminer la puissance des transitoires, ce qui s'avère encore plus délicat en présence de plusieurs signaux permanents. En revanche, figure 4.11, et grâce à l'utilisation d'une fenêtre plus large, l'occupation effective de la bande de fréquence apparaît plus clairement et montre cette fois un nombre de canaux effectivement occupés réduit. Ceci permet de repérer plus facilement un canal de fréquence libre, suffisamment proche du canal GSM-R étudié pour y évaluer la puissance affective associée au perturbateur. Par exemple, sur la même figure, les canaux de fréquence encadrés en rouge et correspondants respectivement à 920,6 MHz et 928,9 MHz peuvent être utilisés pour fournir une estimation correcte de la puissance des signaux transitoires.

Le choix de la taille de la fenêtre d'analyse possède donc une grande importance dans la détermination de la puissance des transitoires. Néanmoins, nous ne disposons pas de règle figée portant sur le choix de cette taille, celle-ci doit être choisie en fonction de l'occupation locale effective des canaux GSM-R. Il faut donc établir un compromis entre trouver facilement un canal de fréquence libre, et déterminer correctement la puissance des transitoires. En effet, plus la fenêtre utilisée est large, plus cette puissance se trouve étalée dans le temps lors de l'analyse, ce qui procure au final une puissance relevée plus faible que la puissance réelle présente dans le signal d'origine.

III.1.c. Effet de la largeur de la fenêtre sur la valeur trouvée de la puissance des transitoires

Afin de mettre en évidence l'effet de la largeur de la fenêtre d'analyse sur la valeur trouvée de la puissance des transitoires, la figure 4.12 fournit une représentation en « zero span » obtenue à la fréquence de 700 MHz issue d'une analyse temps-fréquence du signal transitoire présenté figure 4.6. Celle-ci utilise différentes largeurs de fenêtres.

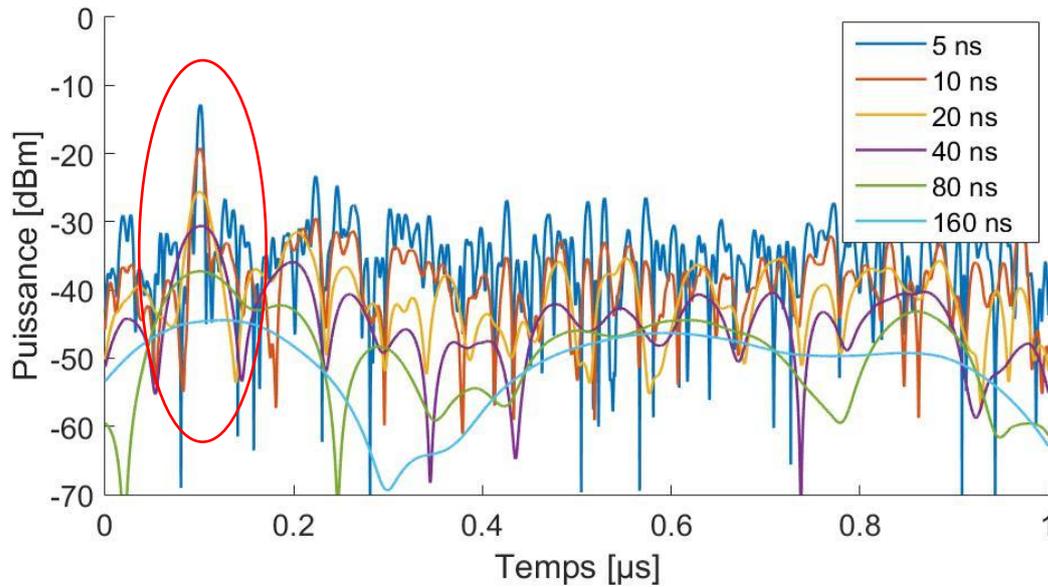


Figure 4.12 Représentation en "zero span" de la fréquence 700 MHz issue de l'analyse temps-fréquence d'un signal transitoire avec différentes tailles de fenêtres d'analyse.

La fréquence 700 MHz correspond à un canal assez éloigné de la bande GSM-R mais sur lequel le transitoire est encore bien présent, ceci a été illustré figure 4.9(a). En effet, comme précisé paragraphe III.1.a, le signal associé au transitoire présenté figure 4.6 est mesuré en environnement ferroviaire avec une antenne double bande et contient des signaux dans la bande GSM-R. Ces signaux risquent de fausser le calcul de la puissance des transitoires lors de l'utilisation de fenêtres étroites. L'outil d'analyse doit donc compenser afin de maintenir le résultat correct sur le même canal, avec différentes tailles de fenêtres.

La figure 4.12 permet de constater que la puissance calculée du transitoire, entourée en rouge, diminue avec l'augmentation de la taille de la fenêtre d'analyse. Le tableau 4.1 illustre l'évolution de la valeur de cette puissance en fonction de la taille de la fenêtre.

Tableau 4.1 Évolution de la puissance d'un signal transitoire en fonction de la largeur de la fenêtre d'analyse.

Taille en ns	5	10	20	40	80	160
Puissance en dBm	-12,82	-19,26	-25,62	-30,62	-37,26	-44,44

Selon le tableau 4.1, la valeur moyenne de l'atténuation de la puissance après chaque augmentation de la taille de fenêtre est de 6,32 dB. En d'autres termes, à chaque fois que la fenêtre d'analyse double sa taille, la puissance du transitoire est réduite de l'ordre de 6 dB, ce qui se traduit par une division par 4 de cette puissance en échelle linéaire. Nous pouvons en déduire une relation mathématique entre les différentes puissances des transitoires correspondantes à chaque taille de fenêtre. Nous supposons que l'on réalise l'analyse avec deux fenêtres de tailles différentes, w_1 et w_2 , et que le rapport de tailles entre ces deux tailles est $r = w_1/w_2$.

Pour un même transitoire, dont l'amplitude est mesurée en Volt, les puissances respectives obtenues avec ces deux fenêtres sont données par IV.1 et IV.2

$$P_1 = 20 \log(x_1) \quad \text{IV.1}$$

$$P_2 = 20 \log(x_2) \quad \text{IV.2}$$

Avec x_1 et x_2 les résultats d'analyses obtenus respectivement avec les fenêtres de tailles w_1 et w_2 . La relation entre x_1 et x_2 est donnée par IV.3

$$x_2 = x_1 r \quad \text{IV.3}$$

P_2 peut donc être déduit à partir de P_1 en utilisant le raisonnement suivant

$$P_2 = 20 \log(x_1 r) \quad \text{IV.4}$$

$$P_2 = 20 \log(x_1) + 20 \log(r) \quad \text{IV.5}$$

$$P_2 = P_1 + 20 \log(r) \quad \text{IV.6}$$

Le terme $20 \log(r)$ peut être considéré comme un facteur de correction. Connaissant P_1 , il permet de trouver la valeur P_2 qui correspond, dans le cas du GSM-R, à la puissance obtenue avec une fenêtre de 20 ns.

III.1.d. Comparaison entre les puissances du signal utile et des transitoires

La figure 4.13 représente une comparaison entre la puissance du signal GSM-R obtenue avec une fenêtre d'analyse de 2,9 μs de durée (Voir figure 4.8), et la puissance présente sur le canal 920,6 MHz obtenue avec une fenêtre d'analyse de 240 ns de durée (figure 4.11).

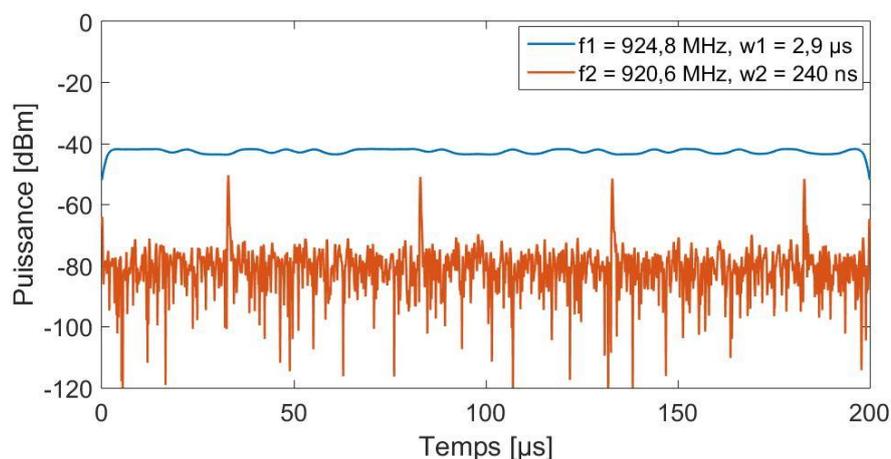


Figure 4.13 Comparaison entre la puissance associée au canal GSM-R 924,8 MHz obtenue avec une fenêtre de 2,9 μs et la puissance associée au canal 920,6 MHz obtenue avec une fenêtre de 240 ns sans aucune correction.

Ce résultat a été obtenu sans ajouter le facteur de correction lié à la largeur de la fenêtre d'analyse. La puissance des transitoires apparaît donc plus faible que la puissance du signal dans le canal GSM-R. Le résultat de la figure 4.14 permet de comparer les puissances des mêmes canaux mais en ajoutant cette fois ci le facteur de correction.

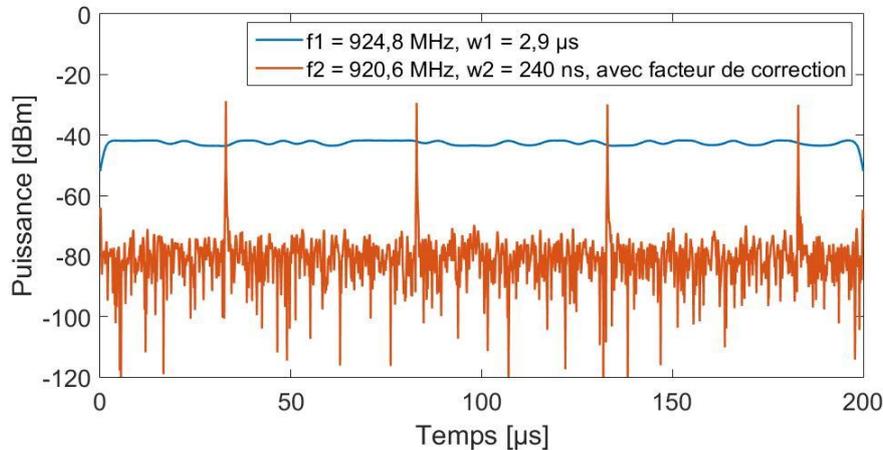


Figure 4.14 Comparaison entre la puissance associée au canal GSM-R 924,8 MHz obtenue avec une fenêtre de 2,9 μ s et la puissance associée au canal 920,6 MHz obtenue avec une fenêtre de 240 ns avec ajout du facteur de correction.

Le niveau de puissance du canal 920,6 MHz représenté ci-dessus a été obtenu en utilisant l'équation IV.7 et l'équation IV.8 ci-dessous, obtenues en appliquant l'équation IV.6.

$$P_{20\text{ ns}} = P_{240\text{ ns}} + 20 \log\left(\frac{240\text{ ns}}{20\text{ ns}}\right) \quad \text{IV.7}$$

$$P_{20\text{ ns}} = P_{240\text{ ns}} + 21,5836 \quad \text{IV.8}$$

La puissance $P_{240\text{ ns}}$ correspond à la puissance des transitoires apparaissant figure 4.13. Le facteur de correction n'est ajouté qu'aux instants d'apparition de ces transitoires, ce qui explique que seuls ceux-ci voient leurs puissances réévaluées figure 4.14.

La détection des transitoires et la correction selon la taille de la fenêtre d'analyse utilisée sont réalisés automatiquement par l'outil d'analyse.

Avec cette méthode, la détection des signaux transitoires ne nécessite plus la fixation d'un seuil arbitraire comme c'est le cas dans certaines méthodes de détection [6]. Le seuil de détection des transitoires est intrinsèque au signal lui-même, la puissance du signal utile étudiée détermine si les transitoires présents dans la même bande de fréquence ont ou non un impact sur l'intégrité du signal.

III.2. Perturbations permanentes

Parmi toutes les perturbations permanentes susceptibles d'entraver le bon fonctionnement du lien radio GSM-R, les signaux issus des réseaux cellulaires publics utilisant des canaux de fréquence adjacents constituent des situations avérées de brouillage. Les équipements fixes ou

les terminaux mobiles embarqués ou sur les quais exploitant des réseaux cellulaires voisins peuvent parfois développer localement des niveaux de puissance beaucoup plus importants que ceux du GSM-R et perturber la radio sol-trains.

Le banc de test présenté figure 4.1 est à nouveau utilisé dans l'étude de ce type de perturbation permanente. Comme il n'est pas possible avec ce banc de test de créer un second signal GSM sur un canal adjacent du signal GSM-R, le GSA est configuré afin de générer un signal sinusoïdal à la fréquence 925,1 MHz, avec une puissance supérieure à celle du signal GSM-R. Nous simulons ainsi l'occupation d'un canal adjacent au canal GSM-R exploité.

III.2.a. Méthode de détection

Afin de pouvoir détecter les perturbations permanentes, l'outil réalise dans un premier temps une analyse à l'aide d'une fenêtre de temps très large dans le but de localiser les différents canaux occupés et qui risquent de perturber le système GSM-R. La figure 4.15 présente le spectre du signal GSM-R en présence du signal sinusoïdal, obtenu par l'outil d'analyse avec une fenêtre de 52,3 μ s, ce qui correspond à une résolution en fréquence de 10 kHz.

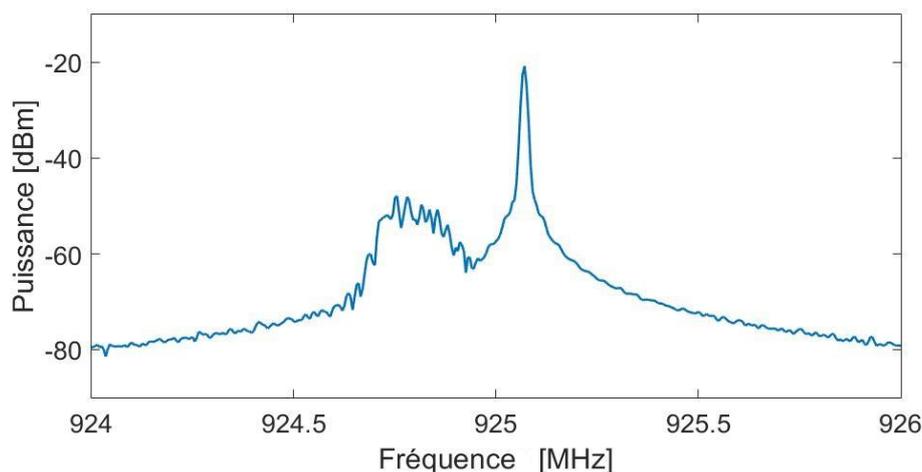


Figure 4.15 Spectre du signal GSM-R en présence d'une perturbation permanente, obtenu avec une RBW égale à 10 kHz (une fenêtre d'analyse de 52,3 μ s de largeur)

La figure 4.15 permet d'identifier séparément le spectre du signal GSM-R, centré sur la fréquence 924,8 MHz, ayant une puissance d'environ -48 dBm, et celui de la perturbation sinusoïdale à la fréquence de 925,1 MHz associée à une puissance égale à -21 dBm.

Une fois les signaux localisés sur le spectre et leurs puissances déterminées, une seconde convolution est réalisée avec une fenêtre de temps permettant d'avoir une résolution en fréquence de 180 kHz, et donc d'une durée égale à 2,9 μ s. Le résultat de cette convolution est représenté figure 4.16.

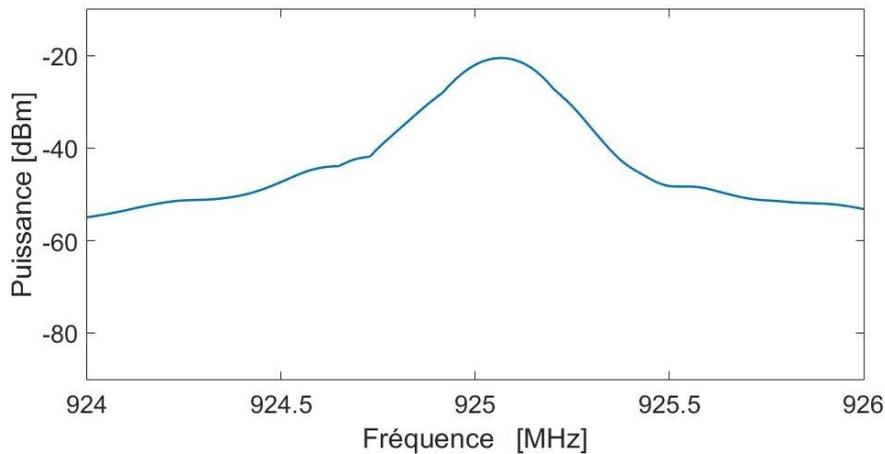


Figure 4.16 Spectre du signal GSM-R en présence d'une perturbation permanente, obtenu avec une RBW égale à 180 kHz (une fenêtre d'analyse de 2,9 μ s de largeur)

La figure 4.16 représente le spectre du signal GSM-R et de la perturbation sinusoïdale obtenue avec une RBW de 180 kHz, ce qui correspond à la largeur de bande du filtre de réception du système GSM-R. Sur cette figure, le signal GSM-R est totalement couvert par la perturbation permanente, ce qui permet de conclure que celle-ci impacte considérablement le signal utile. En effet, un calcul de la valeur du BER réalisé par le CMU sur 1000 trames GSM-R montre que la qualité de la communication est mauvaise ; sur une échelle de 1 à 7, 7 étant la limite à partir de laquelle la connexion GSM-R est interrompue, l'indice de qualité donnée par le CMU est de 5. Bien que le signal ne soit pas dans la bande, il est propagé suffisamment dans le récepteur via ses étages et filtres d'entrée pour pénaliser la qualité de la liaison.

III.2.b. Discussions et perspective pour cette méthode

Dans certaines zones géographiques étroites, le fort niveau des signaux reçus depuis les réseaux cellulaires publics par rapport à ceux issus de l'infrastructure dédiée GSM-R provoque, par phénomène d'intermodulation, des signaux non essentiels qui apparaissent sur les canaux du GSM-R. Un cas similaire s'est produit en décembre 2013 où la ligne de tramway T4 de la région parisienne utilisant le GSM-R comme système de signalisation a vu son trafic perturbé suite au déploiement récent d'un réseau 4G à proximité de cette ligne [7].

Dans cette configuration, un outil du type de celui proposé permettrait rapidement d'établir la cause des défauts de fonctionnement locaux de liaison sol-trains signalés par l'exploitation ferroviaire.

III.3. Perturbations intentionnelles

Les perturbations électromagnétiques d'origines intentionnelles (IEMI : Intentional Electromagnetic Interference) se caractérisent par des formes d'onde très différentes, leurs caractéristiques pouvant être dimensionnées sur demande, en fonction de la cible visée. Il existe différents types dispositifs de brouilleurs électromagnétiques dont certains développent des puissances modestes avec toutefois des capacités de brouillage locales significatives [8].

III.3.a. Présentation des brouilleurs électromagnétiques

Dans le cadre de ce travail, nous nous intéressons aux brouilleurs en mesure de perturber une liaison radio GSM-R, ou plus généralement les systèmes de communications.

Ces brouilleurs ont été catégorisés en fonction de leurs effets et de leurs caractéristiques techniques en cinq différents types classés de A à E [9] [10].

Type A : Brouilleurs simples

Ces brouilleurs sont constitués de différents oscillateurs et amplificateurs générant des signaux dans différentes bandes de fréquence. Ces oscillateurs balayent d'une manière très rapide la gamme de fréquences couverte en couvrant la totalité de la bande ciblée. La particularité de ce type de brouilleur est qu'il n'a pas besoin de s'enregistrer sur le réseau cible ou de connaître le protocole de communication utilisé. Le simple fait de balayer la bande de fréquence du système avec une puissance suffisante permet de brouiller les signaux de communication.

Type B : Brouilleurs intelligent désactivateur de réseau

Ce type de brouilleurs n'émettent pas de signal de brouillage, mais fonctionnent comme des capteurs. Ils disposent d'un numéro d'identification reconnu par les stations de base, et dès qu'ils détectent un mobile qui veut établir une communication ils font croire à la station de base que ce mobile n'est pas joignable ou n'a pas l'autorisation d'établir cette communication. Ces brouilleurs peuvent être évités dans le cas d'un appel d'urgence.

Type C : Balises intelligentes

Les dispositifs de type C fonctionnent comme des balises qui couvrent une certaine zone géographique. Les mobiles se trouvant dans cette zone reçoivent des consignes de ces balises qui peuvent aller de la désactivation de la sonnerie jusqu'à la désactivation du mobile lui-même.

Type D : Récepteurs directs

Ces dispositifs se comportent comme une station de base mobile et indépendante. Ils peuvent interagir d'une manière intelligente ou pas avec les mobiles à proximité. Cette interaction leur permet de sélectionner les mobiles à cibler pour il ne communique pas avec la station de base. Cette technique de brouillage permet une attaque sélective avec une économie en termes d'énergie, en effet, le signal de brouillage n'est émis que pendant les « time slots » alloués au mobile ciblé par le brouillage.

Type E : Bouclier EMI – Brouilleur passif :

Cette technique repose sur l'utilisation du principe de la cage de Faraday pour isoler certaines pièces dans les immeubles. Le but est de créer des locaux isolés de tous signaux électromagnétiques pour éviter toute sorte de perturbation. C'est le cas par exemple de certaines salles de réunion ou de classe d'enseignement.

Les brouilleurs de type A ont été choisis comme champ applicatif afin de poursuivre l'évaluation de l'outil d'analyse développé. Ce type de dispositif est en effet capable de

couvrir une large bande de fréquence couvrant tout la bande de fréquence associée à un service de radiocommunication tel que le GSM-R ou autre.

III.3.b. Présentation du brouilleur utilisé

Le brouilleur utilisé dans cette expérience génère un signal dont le signal de sortie balaye très rapidement toute la bande de fréquence couvrant de 845 MHz à 965 MHz. La figure 4.17 correspond à la représentation temps-fréquence du signal GSM-R exploité dans le canal sélectionné en présence du signal de brouillage issu du brouilleur large bande. Ce résultat est obtenu en utilisant l'outil d'analyse avec une fenêtre de temps de 0,2 μ s de largeur, ce qui correspond à une RBW de 2,615 MHz.

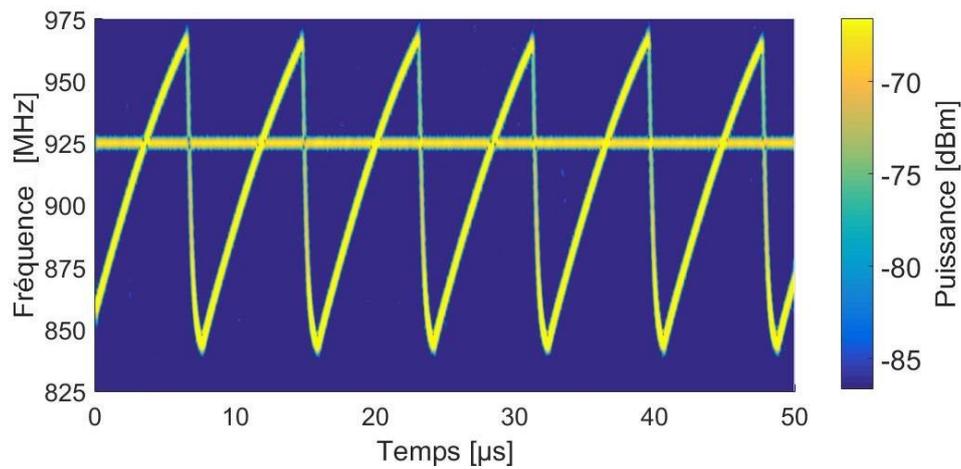


Figure 4.17 Représentation temps-fréquence du canal GSM-R en présence d'un signal généré par un brouilleur large bande.

Cette figure permet d'observer simultanément l'évolution du signal généré par le brouilleur sur cette bande, sur une durée de 50 μ s. On observe la dent de scie propre au balayage dont la période est voisine de 8 μ s. Ce résultat permet de déterminer à la fois la bande de fréquence couverte par ce signal et le rythme avec lequel il impacte chaque canal. Le spectre de ce signal issu de cette même analyse est donné figure 4.18.

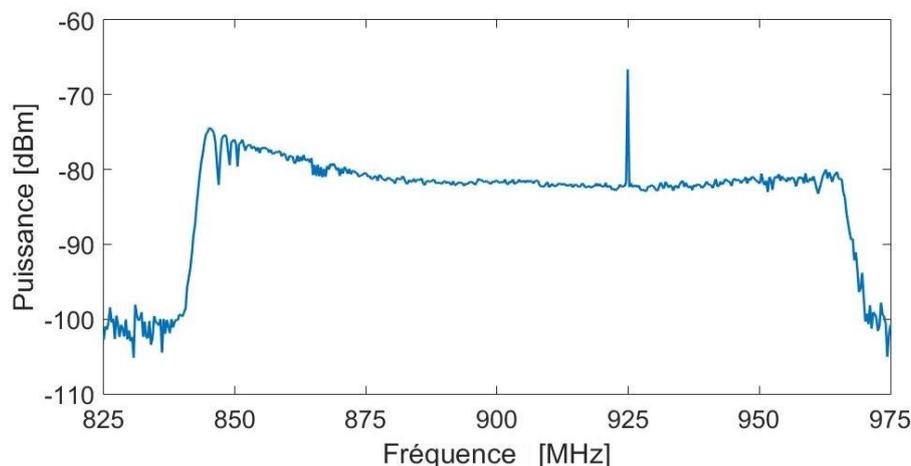


Figure 4.18 Spectre du signal GSM-R en présence d'un signal généré par un brouilleur entre 825 MHz et 975 MHz.

Deux caractéristiques essentielles peuvent être déduites des figures 4.17 et 4.18. La première se situe dans le domaine des temps, en effet, si on observe le signal uniquement sur un canal, on remarque que le brouillage apparaît à des instants précis comme un phénomène transitoire et n'est pas présent continuellement. La seconde se situe dans le domaine des fréquences, le signal du brouilleur utilisé est un signal à large bande qui couvre d'une manière quasi uniforme toute la bande du GSM, comme le montre la figure 4.18.

Rappelons ici que si un analyseur de spectre traditionnel peut fournir directement le résultat de la figure 4.18, il ne peut fournir celui de la figure 4.17 étant donnée sa vitesse de balayage beaucoup moins rapide que celle du brouilleur.

Cette double caractéristique du signal de brouillage fait qu'il peut être observé de manière différente en fonction du système ciblé par l'attaque. Les caractéristiques de ce système en termes de bande passante de filtre et temps de réponse sont donc déterminantes dans la manière où il perçoit ce brouillage. Le brouilleur peut ainsi être perçu soit comme un signal perturbateur quasi permanent, de puissance moyenne réduite dans sa bande passante par rapport à la densité spectrale de puissance effective du brouilleur ou, une série de transitoires traversant rapidement sa bande passante. Ceci est illustré figure 4.19 qui constitue une représentation temps-fréquence du signal précédent mais obtenu cette fois avec une fenêtre d'analyse de $2,9 \mu\text{s}$ correspondant à la RBW effective du filtre du GSM-R.

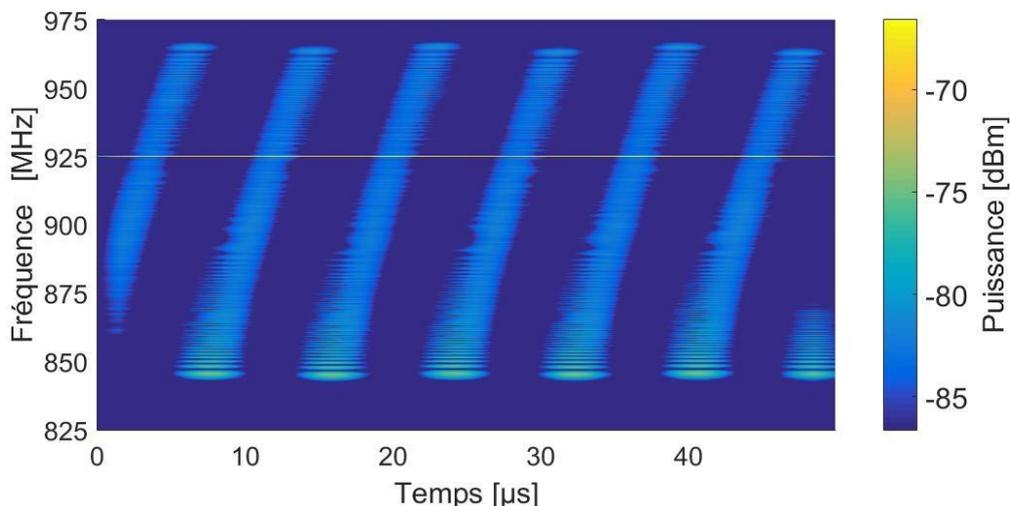


Figure 4.19 Représentation temps-fréquence du canal GSM-R en présence d'un signal généré par un brouilleur obtenue avec une fenêtre d'analyse de $2,9 \mu\text{s}$ et une RBW de 180 kHz.

Cette figure permet d'observer simultanément le signal GSM-R et le signal de brouillage avec les paramètres du filtre du récepteur GSM-R. On remarque par rapport au résultat de la figure 4.17 une diminution de la valeur apparente de puissance du signal brouilleur avec, cette fois un étalement nettement plus prononcé dans le domaine des temps. Ainsi, au-travers de ce filtre étroit, le signal de brouillage tend à maintenir son action de façon prolongée.

Bien que cette configuration des paramètres corresponde spécifiquement à cette configuration de filtre GSM-R, d'autres configurations sont mieux adaptées dans la détection et la caractérisation des signaux de brouillages. Examinons quelques-unes d'entre elles.

III.3.c. Méthode de détection

Il existe différentes méthodes de détection de signaux de brouillage, parmi lesquelles, certaines sont basées sur une étude statistique du spectre et de la répartition spectrale de la puissance de ces signaux, ou encore sur l'étude de l'impact direct du brouillage sur les données du signal GSM-R [11] [9].

L'outil d'analyse proposé peut être configuré pour détecter la présence de signaux de brouillage tels que celui présenté figure 4.15 en étudiant cette fois la répétition de ces signaux dans la bande de fréquence du brouilleur. En effet, on remarque sur cette figure que la périodicité de balayage de ce brouilleur de type A est constante. Ce signal, observé depuis un canal quelconque de la bande GSM-R, est similaire à une apparition régulière de signaux transitoires, comme illustré figure 4.20 qui présente la représentation « zero span » obtenue à la fréquence de 900 MHz.

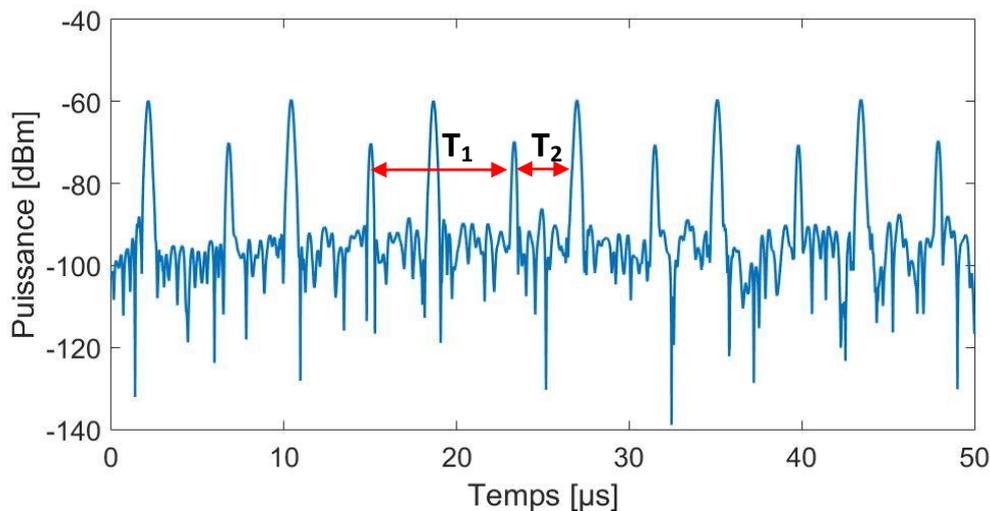


Figure 4.20 Représentation zero span du canal 900 MHz en présence d'un signal GSM-R et d'un signal de brouillage.

Cette figure illustre l'impact du brouilleur sur le canal 900 MHz et permet de constater que cet impact est similaire à des phénomènes transitoires qui apparaissent à des intervalles réguliers, ce qui n'est pas le cas des signaux transitoires non intentionnels. Deux informations en fonction du temps peuvent être extraites de cette illustration :

- T_1 : Cet intervalle détermine la période avec laquelle le brouilleur balaye toute la bande de fréquence qu'il occupe. Sa valeur est constante.
- T_2 : est l'intervalle de temps entre le début de chaque période et l'instant de passage du signal de brouillage par le canal analysé. La valeur de T_2 varie en fonction du canal analysé, plus celui-ci se rapproche de la limite supérieure de la bande de fréquence balayé par le brouilleur, plus la valeur de T_2 augmente jusqu'à être égale à T_1 , et inversement. Ceci est illustré figure 4.21.

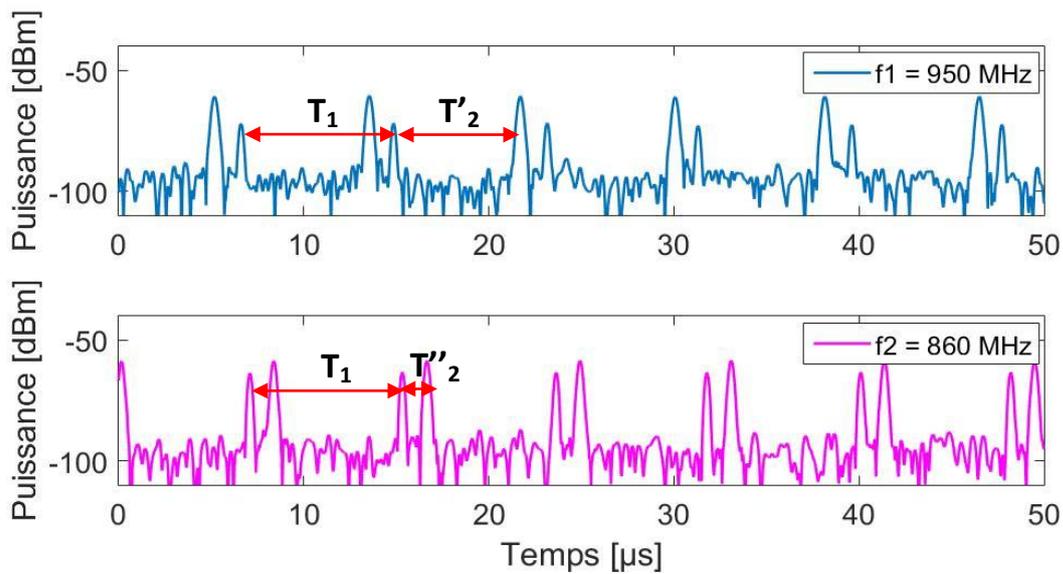


Figure 4.21 Représentation en mode zéro span des canaux 860 MHz et 950 MHz en présence d'un signal GSM-R et d'un signal de brouillage avec mise en évidence des intervalles de temps T_1 et T_2 .

Les positions des pics délimitant la période T_1 ne varient pas en fonction de la fréquence analysée, ces pics sont fixes et par conséquent la valeur de T_1 est constante. Ceci n'est pas le cas pour T_2 , en effet, comme le brouilleur balaye la bande de fréquence impactée en commençant par les fréquences les plus basses, la valeur de T'_2 est plus petite que celle de T_2 .

La vitesse de balayage du brouilleur est donc donnée par T_1 , qui est égale dans le cas du brouilleur utilisé à $8 \mu\text{s}$.

Ces mesures permettent d'orienter vers l'identification de la catégorie de brouilleur, ce qui constitue une information pertinente. La prise en compte de la fréquence du balayage dans la détection et la caractérisation des brouilleurs s'avère également importante. Pour étayer ce point, nous avons mené une nouvelle expérience reprenant à nouveau le banc de mesure utilisé précédemment. Deux signaux de brouillage possédant des périodes de $5 \mu\text{s}$ et de $10 \mu\text{s}$ ont été successivement injectés. A puissance égale, les deux brouilleurs présentent respectivement un BER de 0,272% et 0,031%, soit une efficacité de brouillage plus intense pour la période de balayage la plus faible.

Cette différence en termes d'impact sur la qualité de la communication prouve que la détection des IEMI issues des brouilleurs similaires à celui utilisé dans cette expérience doit être assurée par la détection de leurs caractéristiques en fonction du temps, notamment leurs périodes d'apparition sur le canal étudié et leur vitesse de balayage de la bande de fréquence impactée. Le rythme régulier de ces apparitions permet de les différencier des phénomènes transitoires non intentionnels.

L'outil d'analyse facilite la mesure et l'obtention rapide de ces caractéristiques physiques de brouillage.

IV. Conclusion du chapitre IV

Tel qu'il est conçu, l'outil d'analyse proposé autorise une bonne flexibilité de mesure en termes d'adaptation à la caractérisation de perturbations électromagnétiques très diverses.

Dans ce chapitre, différentes applications de l'outil d'analyse ont été traitées correspondant à des perturbateurs non intentionnels et intentionnels de caractéristiques temps-fréquence très diverses.

En environnement ferroviaire, traité comme champ d'application de la méthode dans ce mémoire, nous avons regroupé tableau 4.2, en fonction du type de perturbation, le potentiel de détection offert par l'outil d'analyse développé.

Type de perturbation	Exemple de source	Détection
Transitoire	Contact Pantographe /caténaire	Détermination des puissances des signaux utiles et des transitoires en réalisant la convolution avec deux fenêtres de tailles différentes. Correction des niveaux de puissance obtenus et comparaison
Permanente	Réseau cellulaire public	Localisation sur le spectre des signaux adjacents à la bande de fréquence GSM-R en utilisant une bonne résolution fréquentielle. Adaptation de la taille de la fenêtre d'analyse au GSM-R. Estimation de l'impact des perturbations permanentes en fonction de leur puissance et leur proximité avec les fréquences du GSM-R.
Intentionnelle	Brouilleurs	Détection sur un canal fréquentiel de perturbations transitoires régulière. Détermination de la puissance et de la fréquence de balayage. Estimation de l'impact sur le GSM-R

D'autres fonctionnalités pourront être adjointes en fonction des retours d'expérience futurs acquis. La flexibilité de la méthode d'analyse proposée permet en outre d'envisager son utilisation à d'autres domaines d'applications tels que celui de l'énergie électrique.

Avec la croissance de l'utilisation des équipements de mesure temps réel dans les études CEM, l'outil proposé peut également être optimisé pour être implémenté sur des plateformes d'analyse temps réel. En effet, sa stabilité en termes de temps de calcul représente un avantage important pour des utilisations dans des contextes complexes nécessitant l'utilisation de différentes résolutions en temps et en fréquence simultanément.

Bibliographie du chapitre IV

- [1] ETSI TS 100 959 V8.4.0, « Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Modulation » 04 Janvier 2002. [En ligne]. Available: <http://www.etsi.org/technologies-clusters/technologies/mobile/gsm>.
- [2] Maxim Integrated, «Introduction to GSM and GSM Mobile RF Transceiver Derivation,» 04 Juillet 2003. [En ligne].
- [3] S. Dudoyer, « Méthode de Détection et de Reconnaissance de Bruits Electromagnétiques permettant la Prédiction de leurs Effets sur les Transmissions GSM-R », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2013.
- [4] V. Deniau, N. Ben Slimen, S. Baranowski, H. Ouaddi, J. Rioult et N. Dubalen, « Characterisation of the em disturbances affecting the safety of the railway communication systems, » Eur. Phys. J. Appl. Phys., vol. 43, n° 12, pages 225-230, 2008.
- [5] N. Ben Slimen, « Recherche de procédures de caractérisation de l'environnement électromagnétique ferroviaire adaptés au contexte des systèmes de communication embarqués », Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2013.
- [6] J. Barros, M. Apraiz et R. I. Diego, « Review of signal processing techniques for detection of transient disturbances in voltage supply systems, » Proc. IEEE Int. Instrum. Meas. Technol. Conf., pages 450-455, 2013.
- [7] Agence Nationale des Fréquences, «Rapport d'intervention, Perturbation Tram Train Aulnay Bondy T4,» 2014.
- [8] D. Giri et F. M. Tesche, « Classification of intentional electromagnetic environments (IEME), » IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 46, n° 13, pages 322-328, Aout 2004.
- [9] S. Mili, «Caractérisation de l'environnement électromagnétique transport pour la reconnaissance de conditions électromagnétiques critiques,» Université Lille 1 Sciences et Technologies, Thèse de doctorat, 2013.
- [10] Radio Advisory Board of Canada, « Use of Jammer and Disabler Devices for Blocking PCS, Cellular & Related Services, » RABC Publication 01.3, Ottawa, 2001.
- [11] S. Mili, V. Deniau, D. Sodoier, M. Heddebaut et S. Ambellouis, « Jamming Detection Methods to Protect Railway Radio Communication, » methods, vol. 4, n° 17, 2015.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les travaux menés lors de cette thèse se proposent de contribuer à faciliter l'analyse et la caractérisation d'un environnement électromagnétique riche et complexe tel que l'environnement ferroviaire ou d'autres environnements industriels. De tels environnements sont caractérisés par la présence d'un nombre important de sources de perturbations électromagnétiques, issues par exemple de systèmes d'alimentation ou de dispositifs de conversion d'énergie, mais aussi d'un certain nombre de systèmes potentiellement vulnérables à ces perturbations, tels que des systèmes de télécommunication.

L'objectif de cette thèse a consisté à créer un outil d'analyse flexible, en mesure d'accompagner les études de compatibilité électromagnétique visant à caractériser ces environnements électromagnétiques complexes et diversifiés. Il s'agissait de concevoir un procédé d'analyse numérique unique, en dépit des différences fondamentales existant en termes d'échelles de temps et de gammes de fréquence à couvrir imposées par les différents systèmes et équipements à protéger. La méthode développée présente ainsi les mêmes performances en termes de caractérisation ou de capacité de calcul, quelles que soient les résolutions en temps ou en fréquence adoptées. Les fonctionnalités proposées par cet outil permettent de détecter et de caractériser les perturbations électromagnétiques dans le but d'évaluer leur impact sur les systèmes.

Dans la première partie de cette thèse, nous avons rappelé quelques éléments de définition générale de l'environnement électromagnétique. Dans ce but, nous avons présenté un certain nombre de sources de perturbations et évoqué les problématiques CEM d'émission et de vulnérabilité liées à ces sources ainsi qu'aux nouvelles technologies introduites. Nous avons également présenté de manière succincte, différentes méthodes de mesure spécifiées par les normes CEM et permettant l'évaluation de la vulnérabilité d'un système aux différents types de perturbations ou l'évaluation des niveaux des perturbations qu'ils émettent. Cette présentation s'est accompagnée d'une discussion portant sur les normes CEM ferroviaires et sur l'importance de leur évolution en raison des nouvelles problématiques CEM qui apparaissent. Nous nous sommes ensuite intéressés à ces problématiques CEM dans le domaine ferroviaire en présentant les caractéristiques de trois systèmes de signalisation, le GSM-R, l'eurobalise et le circuit de voie illustrant efficacement la diversité des échelles de temps et de gammes de fréquences à considérer. Nous avons abordé également la vulnérabilité de ces sous-systèmes face aux différents types de perturbations électromagnétiques présents.

L'étude de l'environnement électromagnétique ferroviaire nous permet de conclure que la diversité et la complexité de cet environnement nécessite, pour le caractériser, une méthode d'analyse qui soit flexible et facilement adaptable aux différents systèmes et signaux dont il est composé. Nous avons donc dédié la deuxième partie de cette thèse aux méthodes d'analyse qui conviennent aux études CEM d'un tel environnement. Nous nous sommes focalisés sur les méthodes temps-fréquence car celles-ci permettent un accès à la fois aux caractéristiques des signaux dans le domaine des temps et dans celui des fréquences. Deux de

ces méthodes temps-fréquence ont été plus particulièrement présentées, la transformée de Gabor, basée sur l'utilisation de la FFT et d'un filtre gaussien, et la transformée en ondelettes. Les caractéristiques de ces méthodes ont été abordées et nous avons pu relever certaines limites dans notre champ d'application en termes d'adaptabilité et de flexibilité. En effet, la FFT pose un problème dans le choix de la taille de fenêtre d'analyse et le nombre de fréquences analysées. Quant à la transformée en ondelettes, bien qu'elle soit adaptable en fonction de la fréquence, les résolutions en temps et en fréquence utilisées dépendent l'une de l'autre et ne permettent pas d'adopter une configuration flexible vis-à-vis des caractéristiques du système étudié ou des perturbations que l'on souhaite analyser.

Ces limitations nous ont donc amené à proposer puis à développer une méthode d'analyse spécifique basée sur la transformée de Fourier à court terme. Cette méthode se décompose en deux étapes. La première consiste à transposer dans le domaine des fréquences les signaux analysés sans prendre en considération leur durée ou la durée du pas de temps que l'on souhaite adopter. Ceci nous permet d'avoir un accès à toutes les fréquences contenues dans le signal, et donc d'obtenir un pas fréquence pouvant descendre jusqu'à 1 Hz. Cette caractéristique déterminante permet également de choisir les limites de la bande fréquence analysée en fonction du système étudié. La seconde étape mise en œuvre dans notre méthode consiste à réaliser une convolution avec une fenêtre rectangulaire. Bien que celle-ci présente l'inconvénient de créer des lobes secondaires importants dans le domaine des fréquences, la fenêtre rectangulaire offre toutefois certains avantages jugés déterminants dans notre cadre d'étude. La convolution avec une fenêtre rectangulaire permet d'avoir un pas de temps réduit à un seul échantillon avec un calcul très simple par rapport aux autres types de fenêtres telles que les fenêtres de Gauss ou de Hamming. Ceci nous permet d'atteindre une résolution en temps optimale. En ce qui concerne la résolution en fréquence, afin de remédier aux lobes secondaires induits par cette fenêtre, nous avons proposé de réaliser la convolution plusieurs fois consécutivement. Ainsi, trois convolutions successives permettent généralement d'obtenir un résultat satisfaisant rejetant très significativement l'impact des lobes secondaires, et ce sans dégrader considérablement le temps de calcul puisque le calcul de convolution par une fenêtre rectangle est très rapide. Nous avons également montré que, grâce à un calcul préalable, nous pouvons définir la largeur de la fenêtre rectangulaire afin qu'elle conduise à une résolution en fréquence en accord avec celle des systèmes étudiés et que l'on souhaite protéger.

La méthode a été développée sous forme d'un programme informatique exploité sous MatlabTM, nous avons donc pu en premier lieu, comparer ses résultats avec ceux de la transformée de Gabor. Cette comparaison a permis de démontrer que la méthode développée s'avère plus flexible que la transformée de Gabor. Avec des tailles de fenêtres d'analyse identiques pour les deux approches, la méthode décrite fournit plus d'informations dans le domaine des fréquences et une meilleure résolution dans le domaine des temps. De plus, et contrairement à la transformée de Gabor, cette méthode permet d'avoir un temps de calcul stable qui ne dépend que de la taille du signal analysé et non pas de la taille de la fenêtre d'analyse. Finalement, grâce à la décomposition en deux étapes, la méthode proposée permet d'appliquer des calculs parallèles pour analyser différents types de perturbations en réalisant la convolution avec différentes tailles de fenêtres.

Nous avons ensuite validé les résultats de l'outil d'analyse développé en menant des comparaisons avec des résultats mesurés. Il s'agissait notamment de vérifier que les résolutions en fréquence de l'analyse représentaient fidèlement les effets des filtres de fréquence équipant des récepteurs, en particulier au regard des interférences transitoires large bande pour lesquelles les bandes passantes des récepteurs impactent significativement les amplitudes des interférences reçues. Cette étape de validation a été réalisée à l'aide d'un générateur de signaux qui délivre un signal simultanément vers un analyseur de spectre et un oscilloscope. Les données récupérées par l'oscilloscope ont ensuite été analysées par l'outil réalisé, et les résultats de cette analyse ont été confrontés aux résultats de l'analyseur de spectre. En configurant l'outil selon des résolutions fréquentielles identiques au paramètre RBW de l'analyseur de spectre, nous obtenons des résultats équivalents permettant de conforter nos résultats.

Dans la dernière partie de cette thèse, nous avons développé des fonctionnalités plus spécifiques visant la détection et différenciant la caractérisation de perturbations transitoires et permanentes. Ces fonctionnalités ont été testées grâce à un banc de test émulant une communication GSM-R et réalisé au sein du LEOST. Nous avons commencé par les perturbations transitoires en les injectant sur le canal de transmission des signaux GSM-R. L'outil développé permet, après avoir détecté automatiquement les signaux transitoires, d'estimer la puissance qu'ils induisent sur le canal GSM-R et de comparer celle-ci aux puissances des signaux utiles. Nous avons ensuite appliqué des signaux correspondant à des perturbations permanentes. L'outil permet efficacement de localiser les signaux en présence sur l'axe des fréquences et d'estimer leur puissance via une résolution en fréquence très fine. En outre, il autorise une visualisation fidèle à celle d'un système à protéger donné (ici le récepteur GSM-R) en adaptant la résolution fréquentielle à la RBW du récepteur, permettant ainsi d'évaluer l'impact des perturbations sur le système à protéger. Enfin, nous avons remplacé les signaux permanents par des perturbations intentionnelles générées par un brouilleur électromagnétique large bande. La particularité de ce type de perturbation est qu'elles peuvent être considérées comme une perturbation transitoire répétitive ou une perturbation quasi permanente, et ce en fonction des réponses en temps et en fréquence du système victime. L'outil d'analyse permet de détecter ce type de perturbation en identifiant une apparition régulière de signaux transitoires. Il fournit ainsi quelques informations pertinentes quant au type de brouilleur employé. Une seconde étape d'analyse configurée suivant les caractéristiques du système victime permet d'évaluer l'impact du brouillage sur son fonctionnement.

L'outil d'analyse créé durant cette thèse présente des avantages en termes d'adaptabilité à différents systèmes que nous avons tenté de cerner. Sa facilité d'implémentation et son aptitude à traiter différents types de perturbations constituent également des éléments d'intérêt. Ces avantages lui permettent d'avoir un champ d'application au-delà de celui ferroviaire qui a constitué le champ applicatif de ce travail.

Un autre volet important de cet outil réside dans la relative simplicité de son algorithme, lui permettant d'être implémenté sur des plateformes de calcul non nécessairement très performantes. Les études CEM reposent généralement sur l'utilisation des analyseurs de

spectre comme équipement de mesure. Ces analyseurs offrent généralement assez peu de choix en termes de résolutions fréquentielles. En effet, celles-ci sont prédéfinies avec des valeurs données par le constructeur ou par les normes CEM. Pour remédier à cette rigidité, on se tourne de plus en plus vers l'utilisation des analyseurs temps réel dotés de calculateurs numériques permettant une meilleure flexibilité dans le choix de résolutions et un affichage en temps réel des contenus dans les domaines des temps et des fréquences des signaux mesurés. En revanche, ces analyseurs utilisent la FFT dans leur calcul numérique, ce qui pose une certaine limitation dans le choix des résolutions en temps et en fréquence et dans leur adaptation aux systèmes étudiés.

L'outil développé pourrait donc équiper les analyseurs temps réel permettant une flexibilité plus intéressante que celle offerte par la FFT. Son adaptabilité aux caractéristiques techniques des différents systèmes permettrait alors de créer des fonctionnalités dédiées à l'étude de certains systèmes spécifiques. Par exemple, l'analyseur ne serait plus ajusté uniquement en fonction de la fréquence, mais pourrait offrir le choix du système étudié, Eurobalise, réseau 2G/3G/4G, GPS ou autres, pour se configurer aux caractéristiques de ce système et caractériser son environnement électromagnétique en temps réel.

Liste des publications en relation avec les travaux de thèse

Journaux

M. R. Kousri, V. Deniau, M. Heddebaut, S. Baranowski

“*Evaluating Electromagnetic Railway Environment Using adaptive Time-Frequency Analysis*”, International Journal of Engineering and Technical Research (IJETR), Volume-4, Issue-3, pp 190-194, March 2016

Conférences avec acte

M. R. Kousri, V. Deniau, M. Heddebaut, S. Baranowski

“*Outil d’analyse temps-fréquence adapté aux problématiques CEM du milieu ferroviaire*”, 18^{ème} Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique (CEM 2016), Rennes 2016

M. R. Kousri, V. Deniau, M. Heddebaut, S. Baranowski, J. Rioult

“*Time-Frequency Processing Adapted for the Different Electromagnetic Compatibility Issues in the Railway Domain*”, 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC), Dresden, 2015, pp. 1272-1277

M. R. Kousri, V. Deniau, M. Heddebaut, S. Baranowski, J. Rioult

“*Time Frequency Processing Dedicated to Electromagnetic Compatibility Issues in the Railway Domain*”, Radio Science Conference (URSI AT-RASC), 2015 1st URSI Atlantic, Gran Canaria, Spain, 2015

Conférences sans acte

M. R. Kousri

“*Time Frequency Processing Dedicated to Electromagnetic Compatibility Issues in the Railway Domain*”, Journée doctorale de la recherche de RAILENIUM, Villeneuve d’Ascq, France, Octobre 2015

M. R. Kousri

“*Analyse temps-fréquence adaptée aux problématiques de compatibilité électromagnétique dans le milieu ferroviaire*”, Journée des doctorants de l’IFSTTAR, Marne la Vallée, France, Juillet 2015

M. R. Kousri

“*Outil d’analyse de l’environnement EM dimensionné pour les problématiques CEM du monde ferroviaire*”, Journée doctorale de la recherche de RAILENIUM, Villeneuve d’Ascq, France, Septembre 2014.

Résumé

L'environnement électromagnétique ferroviaire se caractérise par la coexistence de signaux de formes d'ondes diverses adressant des problèmes de CEM de natures très différentes. Ces signaux, dus à des sources qui occupent un spectre de fréquence étendu, sont parfois générés par des dispositifs de forte puissance. Les problèmes relèvent de domaines tels que l'énergie, la signalisation et la communication, et sont habituellement traités de façon disjointe. Leur résolution nécessite des méthodes d'analyse adaptées à chacune de ces problématiques.

La mobilité et la présence d'interférences transitoires requièrent des méthodes d'analyse temps-fréquence. La majorité de ces méthodes utilisent la FFT pour ses temps de calcul performants. Cependant la FFT présente des limitations en termes d'adaptabilité aux systèmes très différents étudiés. Les bandes de fréquence ne sont pas ajustables, et les résolutions en temps et en fréquence ne sont pas aisément adaptables à celles requises pour les systèmes considérés.

Ce travail de thèse porte sur un outil global d'analyse en mesure de pallier certaines limitations. Les résolutions en temps et en fréquence peuvent être choisies en fonction du système étudié et des perturbations ciblées (transitoires ou permanentes), afin de relier les perturbations à l'impact qu'elles ont sur un système donné. Les bandes de fréquence analysées, les pas de temps et de fréquence sont prédéfinis selon le système étudié, qu'il soit de basse ou de haute fréquence. Ces propriétés sont obtenues sans dégrader la rapidité de calcul, similaire à celle de la FFT et permettent l'implémentation de l'outil sur des équipements de mesure temps réel.

Abstract

The railway electromagnetic environment is characterized by the coexistence of various signal waveforms which address very different EMC problems. These signals are produced by sources occupying a wide frequency spectrum, and can be generated by high-power devices. Associated EMC issues are in fields such as energy, signaling and communication, and are usually treated by different approaches. Their resolution requires analysis methods adapted to these different fields.

The mobility and the presence of transient interferences can require time-frequency analysis methods. The majority of these methods uses the FFT due to its performing calculation time. However, the FFT is limited for adapting analysis resolution with the characteristics of different studied systems. The frequency bands are not adjustable, and the time and frequency steps are not readily adaptable to those required for the systems considered.

This thesis work deals with a comprehensive analysis tool able to overcome some limitations. The time and frequency resolutions can be selected according to the studied system and the targeted disturbances (transient or permanent), in order to highlight the impact that the interferences have on a given system. The analyzed frequency bands, the frequency and time steps are predefined according to the studied system, whether low or high frequency devices. These properties are obtained without degrading the calculation time performances, which are similar to FFT and allow the implementation of this tool on real time measurement equipment.