



HAL
open science

Étude de la vulnérabilité de systèmes électriques/électroniques automobiles vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles : analyse de risques et contre-mesures

Thomas Picon

► **To cite this version:**

Thomas Picon. Étude de la vulnérabilité de systèmes électriques/électroniques automobiles vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles : analyse de risques et contre-mesures. Autre [cs.OH]. Université de Bordeaux, 2019. Français. NNT : 2019BORD0176 . tel-04807269

HAL Id: tel-04807269

<https://theses.hal.science/tel-04807269v1>

Submitted on 27 Nov 2024

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

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

N° d'ordre : 88141

THÈSE CIFRE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR
SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

**Étude de la vulnérabilité de systèmes électriques/électroniques
automobiles vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles
– Analyse de risques et contre-mesures**

Par

Thomas PICON

Sous la direction de : Geneviève DUCHAMP

Co-encadrant : Tristan DUBOIS

Encadrant industriel : Marco KLINGLER

Soutenue le 10 Octobre 2019

Membres du jury :

PALADIAN Françoise, Institut Pascal	Professeur des Universités	Rapporteur
RENEIX Alain, XLIM	Directeur de recherche	Rapporteur
VINASSA Jean-Michel, IMS	Professeur des Universités	Président du jury
DUCHAMP Geneviève, IMS	Professeur des Universités	Directrice de thèse
KLINGLER Marco, Groupe PSA	Expert CEM	Co-encadrant
DUBOIS Tristan, IMS	Maître de Conférences	Co-encadrant

Confidentiel

RESUME

Les interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) consistent à tirer parti de la vulnérabilité EM d'un système électronique afin de le contraindre à se mettre dans un mode de dysfonctionnement déterminé ou non. De nombreuses sources ont été conçues depuis les années 90 et ont prouvé qu'elles sont capables de faire dysfonctionner un véhicule.

Dans ce contexte, la problématique de cette thèse est de proposer une méthodologie permettant l'étude de la vulnérabilité des systèmes électriques ou électroniques d'un véhicule automobile vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles. Deux parties principales ont été nécessaires afin de proposer une méthodologie permettant de prendre en compte la menace IEMI dans la conception des prochains véhicules.

La première partie a tout d'abord permis d'obtenir, par simulation numérique, les formes d'ondes des courants induits sur des faisceaux automobiles positionnés dans un véhicule pour n'importe quelle configuration d'attaque IEMI. Grâce à ces résultats, une quantification de ces courants en termes de formes d'ondes temporelles et de niveaux d'amplitude probables a été réalisée et a permis d'analyser le risque IEMI pour un constructeur automobile.

La seconde partie a permis de prendre en compte la menace IEMI en développant un banc d'essai sur table conçu d'après les résultats de l'analyse de risque de la première partie. Deux solutions de bancs d'essais adaptés aux signaux IEMI ont été proposées afin de pouvoir tester les équipements automobiles par rapport aux IEMI probables lors d'une attaque sur véhicule.

Mot clés : IEMI, Automobile, CEM, Simulations EM, Simulations électriques, Mesures CEM.

ABSTRACT

Intentional electromagnetic interferences (IEMI) consist of taking advantage of the EM vulnerability of an electronic system in order to force it to put itself in a dysfunction mode. Many sources have been designed since the 90s and have proven that they are able to disrupt a vehicle.

In this context, the goal of this thesis is to study the vulnerability of electric or electronic systems of a vehicle to cope with intentional electromagnetic attacks. Two main parts were needed to propose a methodology to consider the IEMI threat in the design of the future vehicles.

The first part allowed to obtain, by numerical simulation, the waveforms of the currents induced on automotive wire harnesses located in a vehicle for any IEMI attack configuration. Thanks to these results, a quantification of these currents in terms of waveform characteristics in time-domain and probable amplitude levels was realized and allowed to analyze the IEMI risk for a car manufacturer.

The second part considered the IEMI threat by developing a table test bench designed according to the results of the risk analysis of the first part. Two test bench solutions adapted to IEMI signals have been proposed in order to test automotive equipment with the probable IEMI interferences during an attack on a vehicle.

Key words : IEMI, Automotive, EMC, EM simulations, Electrical simulations, EMC measures.

Remerciements

La qualité d'une thèse est principalement liée à la qualité de son encadrement. Par conséquent, je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Marco KLINGLER d'avoir été l'initiateur de ce projet et de m'avoir choisi pour travailler à ses côtés. Son expertise, sa vision de l'industrie ainsi que sa vision du management humain m'ont énormément appris. Nos points d'avancement dans les box du service SIEP vont me manquer et travailler à ses côtés aura sûrement été le challenge le plus stimulant et le plus intéressant de ma carrière professionnelle.

Je veux ensuite remercier Monsieur Tristan DUBOIS pour son expertise, ses qualités rédactionnelles et humaines durant ces trois ans de thèse. Nos points réguliers du vendredi matin ont été des moments que j'ai énormément apprécié comme son encadrement lors de mes multiples venues au laboratoire.

Enfin, je tiens à remercier Madame Geneviève DUCHAMP pour avoir dirigé ma thèse. Son expertise rédactionnelle, sa rigueur ainsi que ses qualités humaines m'ont permis de réaliser des papiers scientifiques et un rapport final de très bonne qualité. Je tiens vraiment à vous remercier d'avoir été impliquée à ce point dans cette thèse alors que vos contraintes professionnelles auraient pu justifier un engagement moindre.

Dans un second temps, je tiens à remercier l'ANRT et le Groupe PSA qui ont financé ce projet et qui m'ont fait confiance pour réaliser ce sujet de thèse. De plus, je tiens à remercier l'OpenLab entre Le Groupe PSA et le laboratoire de l'Intégration du Matériau au Systèmes (IMS) de m'avoir accueilli dans vos locaux ainsi que de m'avoir fourni le matériel nécessaire afin de réaliser cette thèse.

Dans un troisième temps, je veux remercier mes rapporteurs Madame Françoise PALADIAN et Monsieur Alain REINEIX d'avoir bien voulu lire les 164 pages de mon manuscrit de thèse. Leurs remarques pertinentes et leurs questions lors de la soutenance ont permis de mettre en avant certaines perspectives du projet. Je remercie aussi Monsieur Jean Michel VINASSA d'avoir accepté de présider le jury lors de la soutenance.

Dans un quatrième temps, je tiens à remercier les personnes du service SIEP de m'avoir supporté et aidé lors de ces trois années de thèse. Je tiens particulièrement à remercier Monsieur Franck GUILLEMARD pour avoir géré toutes les questions adminis-

REMERCIEMENTS

tratives, Monsieur Mathieu MOZE, Vincent Aubry, Mathieu DONAIN, Arnaud DOUDET, Sergey ABRASHOV et Thomas LOPEZ pour toutes les discussions animées et intéressantes que l'on a eues. De plus, je veux remercier tous les stagiaires et doctorants qui m'ont aidé et supporté durant une partie de la thèse. La liste est longue : Robin, Fatimata, Jennifer, Nolwenn, Thibault, Fayçal, Youssef, Mama, Clovis, Thomas, Adrien, Elise, Marine, Florian... et j'en oublie sûrement. Je veux principalement remercier trois d'entre eux :

- Monsieur Julien MOREAU pour son expertise Matlab, son regard critique et son amour contagieux de la ville de Bordeaux.
- Monsieur Valentin BRESSON pour sa rigueur scientifique, sa modestie d'étudiant de SUPELEC ainsi que sa cooptation chez THALES qui n'était pas désintéressée !
- Monsieur Abdivall MAOULOUD, dit « Le Prince de Mauritanie » pour avoir embelli mes journées depuis le jour où on s'est rencontré. Il est devenu bien plus qu'un collègue, un ami qui me fait rire en toute circonstance malgré son rôle de commandant en chef au sein du pôle CEM du service SIEP.

Je tiens ensuite à remercier les personnes du laboratoire IMS et son groupe de doctorants qui m'ont soutenu lors de mes nombreuses visites à l'université de Bordeaux. La liste est encore longue : Simone, Hélène, Alexandrine, Jean-Yves, Quentin, Florent, Maxime, Guillaume, Laurine, Issam, Isabelle, Nicolas, Yanxi et Cyrile. Je tiens particulièrement à remercier :

- Monsieur Mathieu MAURES pour m'avoir aidé à réaliser mes PCB sous Multisim.
- Monsieur Romain Mathieu pour sa force de conviction et son regard de scientifique sur le monde automobile et sur l'écologie.

Ensuite, je veux remercier ma famille sur qui j'ai pu compter depuis mes débuts et spécifiquement Madame Sylvie PICON qui a été un soutien logistique et psychologique durant toute cette thèse. Je tiens aussi à remercier particulièrement Monsieur Gilbert PICON pour la relecture de mes rapports et la correction de mes fautes d'orthographe. Ce travail fut important au vu de mes talents rédactionnels !

De plus, j'aimerais remercier Madame Isabelle TRISTAN et Mademoiselle Flora TRISTAN de m'avoir supporté et fait grandir durant quasiment toute la durée de la thèse. Sans elles, je ne serai sûrement pas la personne que je suis devenu.

REMERCIEMENTS

Enfin je tiens à remercier mes amis proches sans qui je n'aurai sûrement pas passé l'épreuve de la thèse. Je veux remercier Ronan, Alan, Clément et Thibault pour leur sens de la discrétion et de la diplomatie, Florian et Jérôme pour leur maturité, Ludovic, Robin et Kaline pour leurs conseils pertinents, Amaël pour sa vision du capitalisme, Emilie et Lucile pour leurs talents de cuisinière, Chloé pour m'avoir beaucoup appris, Marie pour nos discussions sur notre future carrière politique, Marion, Laurent et Yanxin pour leur passion du ping, Yann pour son talent de protecteur ainsi que Mathieu pour m'avoir sauvé à de nombreuses reprises ! Le dernier mot de mes remerciements revient à Monsieur Christopher LE BRUSTIEC qui est le seul à m'avoir conseillé et supporté pendant toute la durée de la thèse. C'est sûrement la personne qui a été le plus impliqué et qui m'a le plus soutenu durant ces trois années. Je n'oublierai jamais ce que tu as fait pour moi.

« Je ne veux pas être le meilleur car ce sont les meilleurs qui partent en premier ! »

18/10/2004

25/05/2011

Table des matières

Table des matières	I
Table des figures	V
Liste des tableaux.....	IX
Introduction générale	1
<hr/>	
1 Chapitre 1 État de l’art sur les attaques IEMI sur véhicule	4
Introduction	6
1. Contexte automobile	6
1.1 Généralités	6
1.1.1 Configuration des faisceaux dans le véhicule	7
1.1.2 Configuration des équipements dans le véhicule	8
1.2 Vers la voiture autonome	9
2 Contexte CEM.....	10
2.1 Emissivité.....	11
2.2 Immunité	12
2.3 Notions de couplage et de propagation	12
2.3.1 Couplage Front Door ou Back Door	13
2.3.2 Couplage par rayonnement ou par conduction.....	14
2.3.3 Courant de mode commun et différentiel.....	14
2.4 Processus de validation CEM dans le domaine automobile.....	16
2.4.1 Essais sur table	17
2.4.2 Essais sur véhicule	22
2.4.3 Amélioration de l’architecture EE.....	23
2.4.4 La place de la simulation numérique dans les essais CEM	25
3. Contexte des IEMI	25
3.1 Historique.....	26
3.2 Les sources IEMI	26
3.2.1 Caractéristiques des signaux IEMI.....	27
3.2.2 Les IEMI comparées aux essais CEM actuels	32
3.3 Évaluation de la menace IEMI.....	33

TABLE DES MATIERES

3.3.1	Probabilité d'occurrence de la source lors d'une attaque.....	34
3.3.2	Environnement de l'attaque	36
3.3.3	Robustesse de la cible	38
4	But et démarche du travail de recherche	38
4.1	Signaux IEMI considérés dans l'étude.....	39
4.1.1	Fréquence centrale	39
4.1.2	Etalement spectral	40
4.1.3	Niveau d'amplitude du champ électrique émis	41
4.1.4	Caractéristiques des signaux IEMI considérés dans cette étude	41
4.2	Démarche de recherche et méthodologie	42
	Conclusion	44

2	Chapitre 2 Construction du modèle de simulation et cas d'étude	45
	Introduction	46
1.	La simulation électromagnétique	46
1.1	Choix du code de calcul électromagnétique 3D adapté	47
1.1.1	Méthode fréquentielle	47
1.1.2	Méthode temporelle	49
2	Validation du modèle de simulation utilisé.....	52
2.1	Démonstrateur physique	52
2.1.1	Caisse véhicule simplifiée.....	53
2.1.2	Liaisons électriques au sein du démonstrateur	54
2.1.3	L'antenne	55
2.1.4	Mesures réalisées	55
2.2	Modèle de simulation.....	56
2.3	Comparaison mesures / simulations.....	56
2.3.1	Validation du modèle de l'antenne.....	57
2.3.2	Validation du modèle de simulation.....	58
3	Simulation du courant de mode commun suivant la configuration du véhicule ...	60
3.1	Courant induit suivant la configuration des faisceaux dans le véhicule	61
3.1.1	Faisceau proche du châssis.....	61
3.1.2	Faisceau éloigné du châssis.....	63
3.2	Simulation du courant induit.....	65
3.2.1	Faisceau proche du châssis.....	65
3.2.2	Faisceau éloigné du châssis.....	67
3.2.3	Optimisation du temps de simulation.....	69
	Conclusion	72

3.	Chapitre 3 : Analyse de risque	74
	Introduction	75
1	Caractéristiques des formes d’ondes temporelles	75
1.1	Caractéristiques liées à la source	77
1.1.1	Influence de la durée de l’impulsion	77
1.1.2	Influence de la fréquence de la porteuse	79
1.2	Caractéristiques liées à configuration du véhicule	81
1.2.1	Influence de la position de la liaison	82
1.2.2	Influence de la configuration de la liaison	84
1.3	Formes d’ondes représentatives	85
2	Niveaux d’amplitude probables des courants induits	87
2.1	Facteurs liés à la source	87
2.1.1	Probabilité d’occurrence	87
2.1.2	Tension impulsionnelle générée par la source	94
2.2	Facteurs liés à l’environnement de l’attaque	96
2.2.1	Distance source /cible	97
2.2.2	Configuration du véhicule	97
2.2.3	Impédance de transfert	99
2.2.4	Longueur de la liaison	102
2.3	Niveaux de courants induits probables	103
2.3.1	Répartition des valeurs de courants liée à l’environnement de l’attaque	103
2.3.2	Répartition probabiliste liée à l’environnement de l’attaque	104
2.3.3	Courbe de niveau de risque globale	106
	Conclusion	108
4.	Chapitre 4 : Banc d’essai sur table afin d’appréhender la menace IEMI .	109
	
	Introduction	110
1.	Banc d’essai sur table automobile	111
2.	Bancs d’essais normalisés	112
2.1	Moyens de couplage	112
2.1.1	Antenne	112
2.1.2	Stripline et pince capacitive	113
2.1.3	La pince BCI	114
2.2	Comparaison des moyens de couplage	114
2.2.1	Evaluation du couplage et étude de ses variations	116
2.2.2	Choix de la meilleure méthode de couplage	118
2.3	Analyse fine des résultats	119
2.3.1	Caractérisation de la pince capacitive seule	119
2.3.2	Couplage entre la pince capacitive et le faisceau	120

TABLE DES MATIERES

2.4	Validation du banc d'essai	122
2.4.1	Présentation du banc	122
2.4.2	Exemple d'utilisation	124
3.	Proposition d'une méthode d'injection adaptée	127
3.1	La mini-stripline.....	128
3.2	Caractéristiques de la mini-stripline	130
3.2.1	Comparaison des coefficients de couplage	130
3.2.2	Déplacement de la mini-stripline	132
3.2.3	Exemple d'utilisation avec la mini-stripline	133
	Conclusion	135
<hr/>		
Conclusion générale.....		137
Perspectives		139
<hr/>		
Bibliographie		140
<hr/>		
Annexes		146
1	Annexe 1 : Base de données de mesures.....	146
1	1. Avant polarisation horizontale.....	146
1	2. Avant polarisation verticale	147
1	3. Côté polarisation horizontale	148
1	4. Côté polarisation verticale	149
2	Annexe 2 : Analyse des phénomènes physiques observés lors des mesures.....	150
2	1. Effet de la charge à l'extrémité de la liaison.....	150
2	2. Influence de la position des sièges.....	152
2	3. Influence de la polarisation de l'antenne	153
3	Annexe 3 : Simulations temporelles sur charge linéaire et non linéaire	154
3	1. Simulation sur une charge linéaire.....	154
3	2. Simulation sur une charge non linéaire.....	157
4	Annexe 4 : Modèle de simulation plus réaliste	161

Table des figures

Chapitre 1 :

Figure 1 : Schéma de l'architecture électrique et électronique d'un véhicule Peugeot [7].	7
Figure 2 : Configuration schématique d'un équipement électronique automobile	8
Figure 3 : Modèle CAO d'une planche de bord	8
Figure 4 : Configuration schématique d'un équipement électronique automobile [9].....	9
Figure 5 : Véhicule autonome du groupe PSA en phase de test	9
Figure 6 : Exemples de systèmes que le véhicule ne doit pas perturber par ses émissions EM.....	11
Figure 7 : Environnement EM du véhicule	12
Figure 8 : Schéma simplifié du courant de mode différentiel entre deux équipements	15
Figure 9 : Schéma simplifié du courant de mode commun entre deux équipements	15
Figure 10 : Processus de validation CEM en immunité et émissivité dans le domaine automobile.....	17
Figure 11 : Exemple d'essai Bulk Current Injection (BCI) sur un équipement automobile	18
Figure 12 : Essai d'immunité correspondant aux variations de la tension du réseau.....	19
Figure 13 : Essai d'immunité correspondant aux variations de la tension d'alimentation lors du démarrage à froid	19
Figure 14 : Pulse 3a correspondant aux transitoires couplés aux faisceaux.....	20
Figure 15 : Modèle de DES : Human body model (HBM)	20
Figure 16 : Modulations classiques lors d'essais sur table.....	21
Figure 17 : Gabarit d'émission pour certaines fonctions dans le véhicule.....	21
Figure 18: Véhicule Citroën lors d'un test d'immunité dans une chambre semi-anéchoïque	23
Figure 19 : Allure du spectre temporel et fréquentiel d'un signal IEMI classique	28
Figure 20 : Spectres fréquentiels de différents environnements électromagnétiques [36]	30
Figure 21 : Exemples de signaux IEMI modulés par une impulsion	31
Figure 22 : Schéma illustrant les facteurs contribuant au calcul du risque IEMI [16].....	33
Figure 23 : Cube d'évaluation des risques [17].....	34
Figure 24 : Bilan de liaison lors d'une IEMI sur un véhicule	36

TABLE DES FIGURES

Figure 25 : Répartition des sources IEMI [46] suivant leur fréquence centrale.....	39
Figure 26 : Répartition des sources IEMI [46] suivant leur étalement spectral	40
Figure 27 : Répartition des sources IEMI [46] suivant leur niveau d'amplitude de champ électrique émis	41
Figure 28 : Etapes de la méthodologie de l'étude	43

Chapitre 2 :

Figure 29 : Maillage surfacique selon la méthode MoM [52].....	48
Figure 30 : Cellule élémentaire d'une simulation FDTD [57]	50
Figure 31 : Choix de la méthode de calcul suivant le système à étudier [59].....	51
Figure 32 : Schéma de principe de la mesure du couplage sur le démonstrateur.....	53
Figure 33 : Caisse véhicule simplifiée	53
Figure 34 : Liaison sous capot	54
Figure 35 : Positions de l'antenne lors de l'essai	55
Figure 36 : Schéma de la mesure du couplage entre l'antenne et la liaison habitacle pour une configuration d'antenne (Position : Avant du véhicule, Polarisation : Verticale).....	55
Figure 37 : Modèle de simulation du démonstrateur sous CST	56
Figure 38 : Comparaison entre données de la documentation technique et de mesure à la simulation :	57
Figure 39 : Comparaison mesures / simulations du S21 suivant position et polarisation de l'antenne :	59
Figure 40 : Représentation schématique du modèle LDT	62
Figure 41 : Circuit électrique modélisant les ondes aller et retour dans une LDT	62
Figure 42 : Configuration LDT afin de mesurer le courant de mode commun.....	63
Figure 43 : Représentation schématique du modèle éloigné du châssis.....	64
Figure 44 : Configuration du faisceau éloigné du châssis afin de mesurer le courant de mode commun induit sur la liaison	64
Figure 45 : Simulation du courant de court-circuit dans le cas LDT :	66
Figure 46 : Méthode afin de simuler le courant de court-circuit dans le cas « flottant » :	68
Figure 47 : Comparaison des paramètres S dans la configuration LDT et « flottant »	69
Figure 48 : Optimisation du temps de calcul	71

Chapitre 3 :

Figure 49 : Facteurs influençant le courant induit lors d'un scénario IEMI	75
Figure 50 : Exemple illustrant les trois phases caractéristiques des courants induits	76
Figure 51 : Formes d'ondes du courant induit suivant la durée de la tension d'excitation générée à l'entrée de l'antenne.....	78
Figure 52 : Formes d'ondes du courant induit suivant la fréquence de la porteuse de la tension d'excitation générée à l'entrée de l'antenne	80
Figure 53 : Formes d'ondes du courant induit suivant la position de la liaison dans le véhicule.....	83
Figure 54 : Formes d'ondes du courant induit suivant la configuration de la liaison dans le véhicule.....	84
Figure 55 : Enveloppe des courants induits simulés sur véhicule lors d'une attaque IEMI	86
Figure 56 : Forme d'onde représentative des courants induits sur véhicule lors d'une attaque.....	86
Figure 57 : Poids donnés par les experts CEM pour chaque classe liée à la disponibilité des composants	91
Figure 58 : Relation entre la probabilité d'occurrence d'une source et sa tension impulsionnelle.....	96
Figure 59 : Niveau du risque suivant la distance source / cible	97
Figure 60 : Paramètre S21 représentant le couplage entre les différentes liaisons	98
Figure 61 : Simulation du courant induit sur la liaison habitacle.....	101
Figure 62 : Résultat de la simulation du courant de court-circuit sur une liaison de 50 cm	102
Figure 63 : Répartition des valeurs de courants induits suivant différentes configurations	104
Figure 64 : Fonction F permettant de représenter la probabilité d'avoir au minimum un niveau de courant induit selon l'environnement d'une attaque IEMI	105
Figure 65 : Probabilité d'occurrence de la source en fonction du courant induit.....	106
Figure 66 : Courbe de risque globale permettant de quantifier le risque IEMI.....	107

Chapitre 4 :

Figure 67 : Configuration générique d'un banc d'essai sur table.....	111
Figure 68 : Setup de banc d'essai sur table avec antenne	112
Figure 69 : Setup de bancs d'essai sur table :	113
Figure 70 : Setup de banc d'essai sur table avec une pince BCI.....	114
Figure 71 : Configuration du setup afin de comparer les différents moyens de couplage	115
Figure 72 : Paramètre S21 représentant le couplage entre le moyen d'injection et l'extrémité du faisceau où l'EST devrait être connecté	116
Figure 73 : Etude des paramètres S21 pour les quatre moyens de couplage.....	117
Figure 74 : Caractérisation de la pince capacitive :	120
Figure 75 : Paramètres S21 mesurés entre les différents ports d'injection et le faisceau	121
Figure 76 : Schéma de principe du trajet du signal injecté dans la pince capacitive	122
Figure 77 : Setup du banc d'essai	123
Figure 78 : Signal généré pour la démonstration	125
Figure 79 : Formes d'ondes de courants induits mesurées à l'extrémité du faisceau où l'EST est censé être connecté.....	126
Figure 80 : Mini-stripline.....	129
Figure 81 : Mesure de couplage entre la mini-stripline et l'extrémité du faisceau	130
Figure 82 : Etude des paramètres S21 pour les deux moyens de couplage.....	131
Figure 83 : Etude du paramètre S21 lors du déplacement de la mini-stripline sous le faisceau	132
Figure 84 : Banc d'essai sur table avec la mini-stripline	134
Figure 85 : Résultat d'un exemple d'utilisation du banc d'essai :	135

Liste des tableaux

Chapitre 1 :

Tableau 1 : Caractéristiques des essais d’immunité sur table	22
Tableau 2 : Classification des interférences EM suivant leurs BF et br [35]	29
Tableau 3 : Comparaison des caractéristiques des essais d’immunité automobiles actuels sur table aux IEMI.....	32
Tableau 4 : Caractéristiques physiques des signaux IEMI considérés dans l’étude.....	41

Chapitre 3 :

Tableau 5 : Caractéristiques des formes d’ondes des courants induits suivant la durée de la tension d’excitation générée à l’entrée de l’antenne.	79
Tableau 6 : Caractéristiques des formes d’ondes des courants induits suivant la fréquence de la porteuse de la tension d’excitation.	81
Tableau 7 : Caractéristiques des formes d’ondes suivant la position de la liaison	83
Tableau 8 : Caractéristiques des formes d’ondes des courants induits suivant la configuration de la liaison dans le véhicule	85
Tableau 9 : Classification des niveaux de disponibilité des composants [39]	88
Tableau 10 : Classification des connaissances requises [39]	89
Tableau 11 : Classification du coût [39]	90
Tableau 12 : Classification de la mobilité de la source [39]	90
Tableau 13 : Classes d’occurrence de la source [42]	93
Tableau 14 : Classification des sources en fonction de leurs tensions impulsionnelles et des caractéristiques permettant de calculer leurs probabilités d’occurrence.....	94
Tableau 15 : Tableau permettant de relier la tension impulsionnelle à la probabilité d’occurrence.....	95
Tableau 16 : Exemples de calculs de valeurs de courants induits.....	103

Chapitre 4 :

Tableau 17 : Classement des quatre moyens de couplage normalisés afin d’injecter le signal IEMI sur un faisceau automobile..... 118

Tableau 18 : Caractéristiques du coefficient de transmission S21 de la pince capacitive
..... 126

Introduction générale

Depuis les années 1990, l'électronique n'a pas cessé de prendre de l'importance et les systèmes électroniques sont devenus de plus en plus intégrés et complexes. Dans l'automobile, cela s'est traduit par des avancées importantes et le concept de voiture ne se limite plus à la mobilité de personnes. Elle doit, en plus de sa fonction initiale, apporter un confort et assister de plus en plus le conducteur. Dans la prochaine décennie, nous assisterons au développement et à la commercialisation de véhicules autonomes connectés, qui seront amenés à gérer des configurations de conduite de plus en plus complexes, telles que le dépassement automatique et le déplacement en convois à grande vitesse. Ces développements seront accompagnés par une introduction progressive de fonctions continuellement plus sophistiquées, s'appuyant sur un large éventail de technologies de détection (LIDAR, ultrason, RADAR, caméra, ...) et de fusion de données, et conduisant à un accroissement permanent du nombre de fonctions à haut niveau de sûreté de fonctionnement (SDF). Cette dernière ne s'appliquera plus uniquement au véhicule seul, mais à tout un ensemble de véhicules dans le cas de convois autonomes à grande vitesse et les conséquences d'une défaillance au niveau d'un véhicule seront alors d'autant plus importantes.

Dans le développement de ces futurs véhicules autonomes connectés, la compatibilité électromagnétique (CEM) est prise en compte dès la phase de spécification du système électrique/électronique (EE) afin de garantir, dans ce contexte en particulier, que des perturbations électromagnétiques (EM) de n'importe quelle nature, ne puissent conduire ces systèmes EE à une défaillance contraire à la sécurité.

Ces risques CEM peuvent être des risques connus et identifiés tels que les sources d'origine humaine qu'elles soient intentionnelles (émetteurs de radio diffusion, portables, ...) ou non intentionnelles (appareils électriques divers et variés, lignes à haute tension, caténaires, ...) et les sources naturelles (foudre, décharges électrostatiques (DES), ...). Parmi les risques dont les sources sont d'origine humaine et intentionnelles, de nouveaux risques CEM voient actuellement le jour dans le domaine de la cyber-sécurité ainsi que dans le domaine des interférences EM intentionnelles.

Concernant la cyber-sécurité, deux risques sont principalement étudiés : l'anti-compromission ainsi que les attaques par canaux auxiliaires (side channel attacks). Les risques d'anti-compromission concernent la capture des émissions non intentionnelles d'un système EE de manière non intrusive et sans intervention sur le système (par conduction électrique ou rayonnement EM), afin d'obtenir des informations privées ou confidentielles. Les attaques par canaux auxiliaires consistent, en agissant physiquement sur le système par des moyens électriques et/ou EM, à obtenir frauduleusement une clé de cryptage en analysant comment il réagit. Ces risques ne sont pas considérés dans le cadre de cette thèse.

Les interférences EM intentionnelles (IEMI) quant à elles, consistent à tirer parti de la vulnérabilité EM d'un système EE (liée à sa susceptibilité et son immunité) afin de le contraindre à se mettre dans un mode de dysfonctionnement déterminé ou non. Ces techniques peuvent être utilisées de manière bienveillante (ex : immobilisation de véhicules par les forces de l'ordre) ou de manière malveillante avec l'intention de nuire (création d'un accident pour des actes terroristes). Deux principales voies d'interférences sont possibles. La première utilise le biais des liaisons de radiocommunication (brouillages radio) et la seconde vise les constituants EE du système lui-même (équipements, calculateurs, signaux fonctionnels, ...). Le brouillage de liaisons de radiocommunication est une méthode bien connue depuis les premières applications historiques de la radioélectricité, et ne peut être évité que par la détection du phénomène au même titre que la rupture de la liaison radioélectrique (obstacles, défaillance de l'émetteur ou du récepteur, ...). Les interférences intentionnelles visant directement les constituants EE du système sont, pour leur part, une nouvelle menace dans le domaine automobile, spécifiquement dans le cadre de la voiture autonome où tous les véhicules sont connectés entre eux.

Les IEMI ont été étudiées dans le domaine militaire dans les années 80 afin de comprendre comment perturber voire détruire intentionnellement les systèmes EE ennemis et d'autre part pour se prémunir contre les attaques EM adverses par des protections de différentes natures (durcissement) et des règles de conception [1]. Depuis quelques années, un nombre de publications de plus en plus important est disponible sur ce sujet des IEMI, mais principalement sur les infrastructures et installations publiques ou militaires contenant en général comme cible, des réseaux informatiques. Les projets européens STRUC-TURES [2] et HIPOW [3] en particulier, se concentrent sur les infrastructures civiles critiques. En parallèle, le domaine ferroviaire, au travers du projet européen SECRET [4], étudie spécifiquement les risques d'attaques EM malveillantes par brouillage radioélec-

trique des liaisons d'information train – infrastructures ferroviaires (GSM-R), ainsi que les parades possibles (détection des brouilleurs, ...). Dans l'automobile, plusieurs projets ont également vu le jour depuis 2010. Les projets européens de stop véhicule SAVELEC [5] et SALSAS² [6], permettant d'arrêter de façon sécuritaire une voiture, a pour but d'aider la police lors de courses poursuites. Ces projets montrent qu'il est déjà possible de perturber via des ondes EM intentionnelles une voiture afin de la contraindre à s'arrêter.

Dans ce contexte global, la problématique de cette thèse est l'étude de la vulnérabilité des systèmes EE d'un véhicule automobile vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles. Le principal objectif est de fournir une méthodologie permettant d'obtenir les éléments techniques et scientifiques pour évaluer le risque IEMI sur véhicule et ainsi adapter les référentiels du constructeur afin de prendre en compte ce risque pour le développement des prochains véhicules. Deux parties principales seront nécessaires pour arriver à cet objectif. La première partie devra quantifier les niveaux d'interférences probables dans le véhicule lors d'une attaque. La seconde partie se concentrera essentiellement sur la prise en compte de cette menace en proposant un banc d'essai sur table pour appréhender le plus efficacement cette menace au niveau de la conception des prochains véhicules.

Ces deux parties vont s'articuler en quatre chapitres afin de répondre à la problématique de la thèse. Le premier exposera plus en détail le contexte automobile en présentant les processus CEM actuels afin de tester les véhicules contre les perturbations EM de l'environnement ainsi que les spécificités du risque IEMI pour un véhicule. Il se terminera par la démarche de recherche à mettre en place pour évaluer, le plus efficacement possible, la menace IEMI pour un constructeur automobile. Dans un second temps, une méthode de simulation permettant d'obtenir les formes d'ondes des courants induits sur les faisceaux lors d'une attaque sera validée et utilisée pour des scénarios déterminés. Dans un troisième chapitre, une analyse du risque IEMI sur véhicule sera effectuée. Elle déterminera les caractéristiques du courant probable induit sur les faisceaux d'un véhicule lors d'un scénario IEMI en fonction de multiples facteurs. Ce chapitre clôturera la partie analyse de risque de la thèse. Enfin dans un dernier chapitre, un banc d'essai sur table, basé sur les résultats des précédents chapitres, sera présenté afin de proposer une méthode de test adaptée à la menace IEMI. De cette façon, le constructeur automobile aura en sa possession une méthodologie et tous les éléments scientifiques afin d'adapter ses référentiels de tests contre cette menace.

1 Chapitre 1

État de l'art sur les attaques IEMI sur véhicule

Sommaire

1	Chapitre 1 État de l'art sur les attaques IEMI sur véhicule	4
	Introduction	6
1.	Contexte automobile	6
1.1	Généralités	6
1.1.1	Configuration des faisceaux dans le véhicule	7
1.1.2	Configuration des équipements dans le véhicule	8
1.2	Vers la voiture autonome	9
2	Contexte CEM.....	10
2.1	Emissivité.....	11
2.2	Immunité	12
2.3	Notions de couplage et de propagation	12
2.3.1	Couplage Front Door ou Back Door	13
2.3.2	Couplage par rayonnement ou par conduction.....	14
2.3.3	Courant de mode commun et différentiel.....	14
2.4	Processus de validation CEM dans le domaine automobile.....	16
2.4.1	Essais sur table	17
2.4.2	Essais sur véhicule	22
2.4.3	Amélioration de l'architecture EE.....	23
2.4.4	La place de la simulation numérique dans les essais CEM	25
3.	Contexte des IEMI	25
3.1	Historique.....	26
3.2	Les sources IEMI	26
3.2.1	Caractéristiques des signaux IEMI.....	27
3.2.2	Les IEMI comparées aux essais CEM actuels.....	32
3.3	Évaluation de la menace IEMI.....	33
3.3.1	Probabilité d'occurrence de la source lors d'une attaque	34
3.3.2	Environnement de l'attaque	36
3.3.3	Robustesse de la cible	38
4	But et démarche du travail de recherche	38
4.1	Signaux IEMI considérés dans l'étude.....	39
4.1.1	Fréquence centrale	39
4.1.2	Étalement spectral	40

CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART SUR LES ATTAQUES IEMI SUR VEHICULE

4.1.3	Niveau d'amplitude du champ électrique émis	41
4.1.4	Caractéristiques des signaux IEMI considérés dans cette étude	41
4.2	Démarche de recherche et méthodologie	42
	Conclusion	44

Introduction

Après avoir introduit le sujet et donné son contexte dans l'introduction générale, ce premier chapitre présente un état de l'art des attaques IEMI vis-à-vis de l'architecture électrique / électronique (EE) d'un véhicule. Dans une première partie, des généralités sur l'architecture électronique (AE) d'un véhicule vont être présentées avant d'exposer les processus CEM mis en place actuellement par le groupe PSA afin de prendre en compte les interférences électromagnétiques (EM) lors de la conception des nouveaux véhicules. Dans une seconde partie, les spécificités du contexte IEMI seront exposées et la comparaison entre les essais actuels et les signaux IEMI permettra de déterminer si les essais actuels prennent en compte cette menace totalement, partiellement ou pas du tout. Enfin, une dernière partie conclura sur la stratégie à mettre en œuvre dans le cadre de cette thèse afin d'appréhender le plus efficacement possible la menace IEMI sur un véhicule.

1. Contexte automobile

1.1 Généralités

L'architecture d'un véhicule est composée, d'un point de vue électrique, d'un réseau de faisceaux de câbles permettant de transiter des informations entre les différents équipements (capteurs, actionneurs, calculateurs). Ces équipements électriques et électroniques sont de plus en plus importants au sein d'un véhicule. Cette tendance a de fortes chances de s'accroître dans les années à venir avec l'arrivée sur le marché des véhicules hybrides, 100 % électriques et autonomes. L'ensemble de ces équipements réalise un nombre croissant de fonctions diverses pour l'utilisateur du véhicule comme :

- Des fonctions de sécurité : anti-blocage des roues, contrôle dynamique de stabilité, airbags, contrôle de pression des pneus ...
- Des fonctions de confort : autoradio, navigation, climatisation, aide au stationnement ...
- Des fonctions d'aide à la conduite (ADAS) : régulateur et limiteur de vitesse, gestion des voies sur autoroute, détection des distances de sécurité ...

Par conséquent, les équipements sont d'une très grande diversité afin de pouvoir répondre à ces diverses fonctions. Ils sont le plus souvent composés de cartes électroniques insérées dans des boîtiers, peuvent compter jusqu'à plusieurs dizaines de ports d'entrées ou de sorties et sont connectés entre eux par des faisceaux de câbles.

Le nombre d'équipements étant important au sein d'un véhicule, celui-ci possède par conséquent un réseau de faisceaux complexes pouvant contenir jusqu'à plusieurs kilomètres de fils électriques mis bout à bout. Ces faisceaux de câbles qui propagent les signaux électriques utiles au fonctionnement des équipements électroniques, sont le plus souvent non blindés et sont disposés dans différentes parties du véhicule, plus ou moins éloignées du châssis faisant office de plan de masse. Certains faisceaux peuvent contenir plusieurs dizaines de conducteurs dans différentes configurations, (torsadés, brins non torsadés, différentes sections pour les signaux type CAN, puissance etc...) notamment au niveau du tableau de bord où se trouve la majorité des équipements électroniques. Ceci rend l'architecture électronique (AE) du véhicule très complexe (Fig.1).

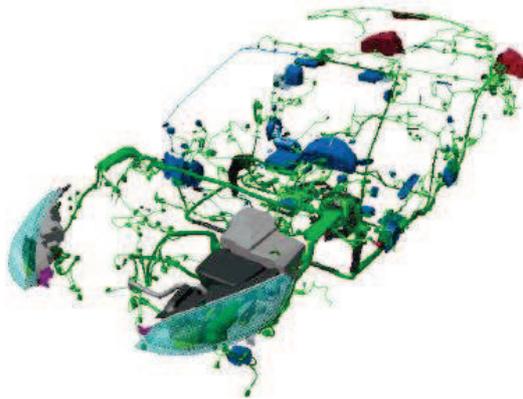


Figure 1 : Schéma de l'architecture électrique et électronique d'un véhicule Peugeot [7]

1.1.1 Configuration des faisceaux dans le véhicule

La configuration du réseau des faisceaux dans le véhicule est variable suivant les différentes parties du véhicule. Dans la partie habitacle, la plupart des faisceaux sont de l'ordre de 2 à 3 mètres de long et sont proches du châssis considéré comme le plan de masse du véhicule (Fig. 2). Ils permettent de faire transiter les informations de la partie avant à l'arrière du véhicule comme par exemple pour allumer les différents feux stop à l'arrière du véhicule.

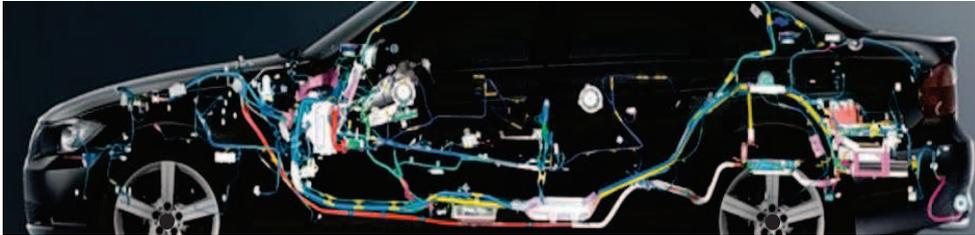


Figure 2 : Configuration schématique d'un équipement électronique automobile

La seconde configuration de faisceaux dans le véhicule est localisée dans le tableau de bord. Le réseau de câblage est principalement situé dans cette partie du véhicule. La plupart des faisceaux sont dans ce cas éloignés du châssis (minimum 50 cm), puisqu'ils sont localisés dans la partie plastique de la planche de bord, et mesurent en moyenne 50 cm [8]. Un modèle CAO d'une planche de bord est illustré en figure 3.

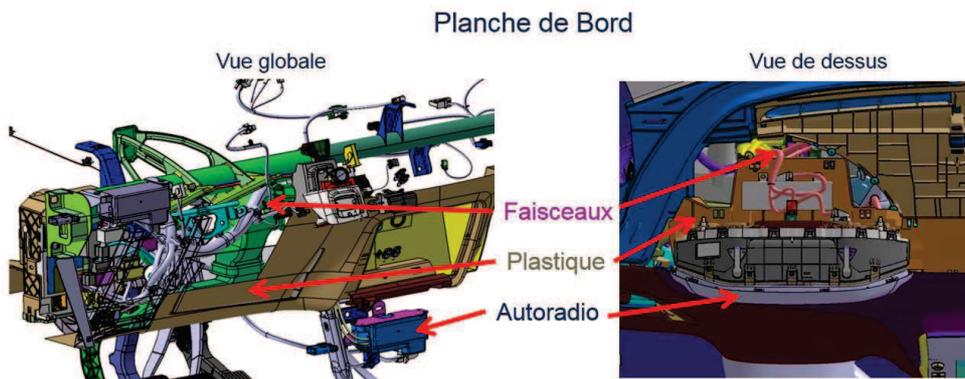


Figure 3 : Modèle CAO d'une planche de bord

1.1.2 Configuration des équipements dans le véhicule

Dans le cas général, les équipements électroniques utilisés ont plusieurs ports d'entrées connectés aux différents brins du faisceau auquel ils sont reliés. Ils sont dans la plupart des cas « flottants » c'est-à-dire non directement reliés à la caisse véhicule (Fig. 4). La masse du circuit imprimé est reliée à un ou plusieurs conducteurs du faisceau, appelés fils de masse, qui sont connectés à des points de masse bien localisés sur la caisse et considérés comme des mises à la masse fonctionnelle. Ces points de masse sont plus ou moins distants de l'équipement et généralement communs à plusieurs équipements. Leurs emplacements sont dictés par des contraintes technico-économiques. A l'heure actuelle, dans les véhicules du groupe PSA, très peu d'équipements possèdent une connexion directe à la masse.

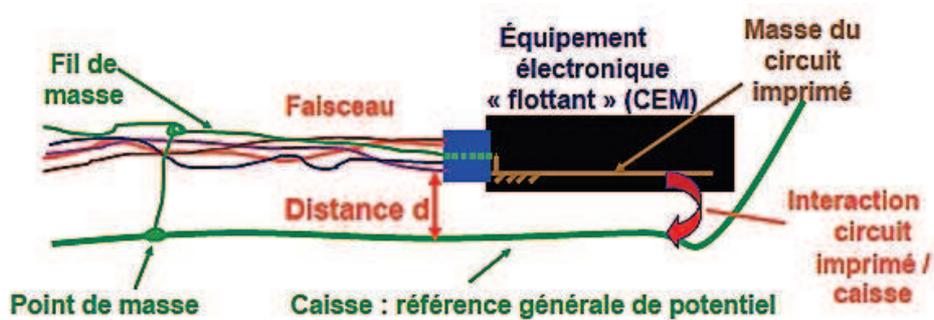


Figure 4 : Configuration schématique d'un équipement électronique automobile [9]

1.2 Vers la voiture autonome

Comme indiqué précédemment, nous assisterons dans la prochaine décennie au développement et à la commercialisation de véhicules autonomes connectés, qui seront amenés à gérer des configurations de conduite de plus en plus complexes, telles que le dépassement automatique et le déplacement en convois à grande vitesse. Des essais sur prototype (Fig. 5) sont déjà réalisés actuellement comme en atteste les 125 000 km réalisés en mode autonome sur autoroute par un véhicule du groupe PSA en 2017 [10].



Figure 5 : Véhicule autonome du groupe PSA en phase de test

Ces développements seront accompagnés par une introduction progressive de fonctions continuellement plus sophistiquées en terme d'AE conduisant à un accroissement permanent du nombre de fonctions à haut niveau de sûreté de fonctionnement et donc de l'électronique embarquée. Ceci augmentera probablement le nombre d'équipements ainsi que de faisceaux de câbles dans le véhicule. De plus, ces véhicules seront connectés entre eux. Une défaillance dans le cas de convois autonomes à grande vitesse aura donc des conséquences sur un ensemble de véhicules et non plus sur un véhicule comme dans le cas actuel. Par consé-

quent, la sécurité du véhicule au niveau fonctionnel doit avoir un haut niveau de robustesse au niveau mécanique, électrique et électromagnétique.

Comme dit précédemment, la plupart des faisceaux sont non blindés et donc se comportent comme autant de structures susceptibles d'émettre, d'induire ou de propager des perturbations électromagnétiques. Par exemple, dans le cas d'une perturbation électromagnétique illuminant le véhicule, les courants parasites induits sur le réseau de câblages et guidés jusqu'à l'entrée des équipements électroniques peuvent être à l'origine de dysfonctionnements de ces équipements. La complexité de l'AE du véhicule autonome le rend, potentiellement, plus susceptible aux perturbations électromagnétiques. Par conséquent, cette vulnérabilité doit être étudiée par les constructeurs automobiles.

Le domaine qui est en charge d'anticiper ces éventuels problèmes est la compatibilité électromagnétique (CEM) qui caractérise l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante (immunité) sans produire lui-même des perturbations intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement (émission). Ce domaine est déjà prépondérant dans l'industrie automobile afin d'assurer la sécurité de fonctionnement des véhicules et il le sera de plus en plus avec l'arrivée de la voiture autonome. Par conséquent, dans le développement des futurs véhicules autonomes connectés, la sécurité d'un point de vue CEM doit donc être prise en compte dès la phase de spécification du système EE afin de garantir la sécurité de l'utilisateur. Dans la prochaine partie, le contexte CEM dans le domaine automobile ainsi que les processus mis en place actuellement par le groupe PSA afin de prendre en compte les interférences EM lors de la conception des nouveaux véhicules sont exposés.

2 Contexte CEM

La compatibilité électromagnétique (CEM) est l'aptitude d'un appareil ou d'un système électrique ou électronique à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques gênantes pour tout ce qui se trouve dans cet environnement et sans être perturbé par celui-ci [11]. Par conséquent, deux parties sont donc nécessaires lorsqu'on évalue la compatibilité électromagnétique d'un système :

- Limiter son émissivité c'est-à-dire limiter le niveau des émissions non désirées liées à son fonctionnement.

- Améliorer son immunité c'est-à-dire que le système doit être suffisamment robuste afin de continuer à fonctionner normalement même dans un environnement ayant des contraintes EM diverses.

2.1 Emissivité

L'émissivité du véhicule correspond aux perturbations émises par le véhicule lors de son fonctionnement. Ses émissions peuvent, tout d'abord, perturber le véhicule lui-même, ses équipements ou la santé de l'utilisateur de celui-ci. De nombreuses normes sont édictées afin de contraindre le véhicule à ne pas perturber son environnement interne. Les limitations des expositions aux champs magnétiques et électriques protègent la santé de l'utilisateur et les limitations des émissions des équipements permettent de s'assurer qu'aucun équipement n'en perturbe un autre (intra-compatibilité) comme, par exemple, avec la protection de la réception radio face aux émissions des équipements à bord... De plus, les émissions du véhicule peuvent aussi perturber l'environnement extérieur comme d'autres véhicules, des infrastructures de communication (réseaux de téléphonie ou RADAR d'aéroports), ou des infrastructures critiques (Fig. 6). La norme en termes de niveaux admis est donnée dans l'ECE R10 [12].

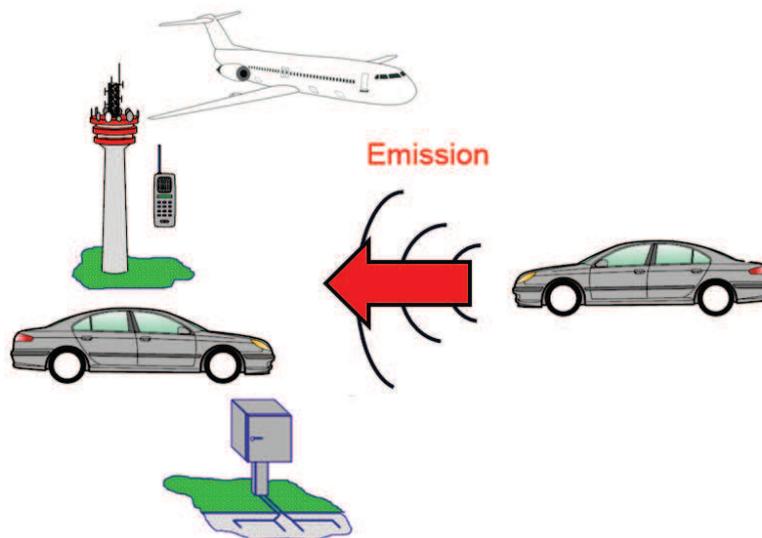


Figure 6 : Exemples de systèmes que le véhicule ne doit pas perturber par ses émissions EM

2.2 Immunité

L'immunité du véhicule correspond à son aptitude à ne pas être perturbé par une source EM extérieure ou au sein du véhicule. Ces sources peuvent être de différentes natures (Fig. 7) : des sources naturelles comme la foudre ou les décharges électrostatiques (DES), des sources intentionnelles comme les RADAR des aéroports ou les téléphones portables, des sources non intentionnelles qui peuvent être industrielles ou non comme les lignes à haute tension ou les caténaires dans le domaine ferroviaire. Cette multitude de contraintes doit être prise en compte dès la phase de conception du véhicule. Les exigences de validation et d'homologation sont données dans la norme ECE R10 [12].

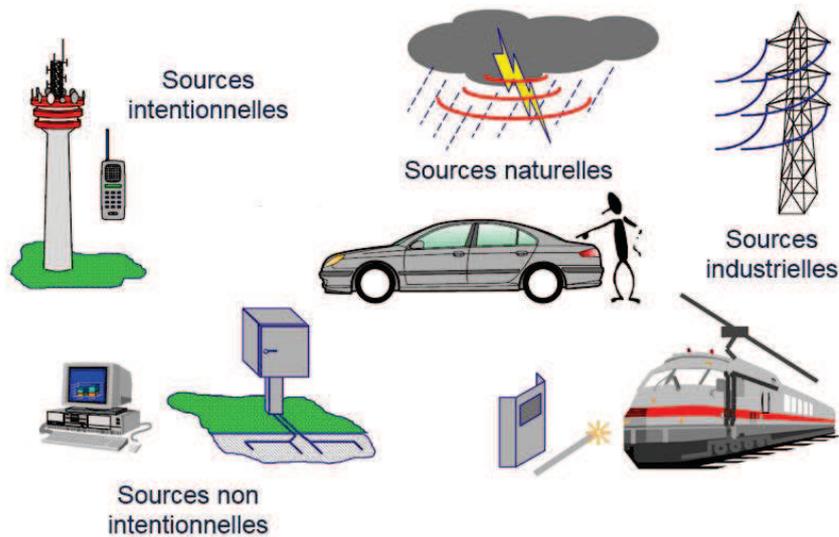


Figure 7 : Environnement EM du véhicule

2.3 Notions de couplage et de propagation

Afin de comprendre comment un véhicule peut être perturbé par une onde EM, il est nécessaire de définir la notion de couplage au sein du véhicule. On appelle couplage le processus par lequel l'énergie de la source EM perturbatrice atteint la victime. Le couplage peut être classé suivant le lieu où celui-ci se produit ainsi que par le mécanisme physique caractérisant ce couplage. On peut distinguer le couplage Front Door ou Back Door, par rayonnement ou par conduction.

2.3.1 Couplage Front Door ou Back Door

Lorsque l'onde se propage jusqu'au véhicule, elle peut tout d'abord se coupler à des systèmes dédiés à recevoir les ondes comme les antennes du véhicule. Ce couplage est appelé couplage Front Door. Les ondes, se couplant sur ces récepteurs, induisent un fort courant qui se propage et perturbe les circuits connectés à ces récepteurs. L'efficacité de ce mode de pénétration est optimale si la fréquence de la perturbation se situe dans le spectre de fonctionnement du système. Dans le cas de systèmes blindés, ce mode de couplage est privilégié. En effet dans ce cas, les systèmes non dédiés à recevoir des ondes EM sont blindés et le couplage Front Door est le seul possible. La voiture ayant une multitude d'antennes, le couplage Front Door peut induire des perturbations sur le système. Cependant ces agressions auront peu de chance de créer un risque critique pour le véhicule. En effet, les principales antennes des voitures sont la plupart du temps connectées à des dispositifs liés au confort de l'utilisateur (autoradio, Bluetooth, GPS, capteurs pression pneu etc.) et leurs conceptions prennent déjà en compte les éventuelles perturbations.

Le second mode de couplage s'effectue sur des systèmes non dédiés à recevoir des ondes EM. Ce couplage est dit Back Door. Celui-ci se réalise principalement sur les faisceaux de câbles comme ceux d'alimentation ou d'échange de données. Ce mode de couplage se produit le plus souvent au travers des ouvertures d'une structure (fenêtres, toits ouvrants...) ou des défauts de blindage inhérents à la construction de la structure (non blindage des faisceaux, parties en matériaux composites). La pénétration des ondes au travers des ouvertures dépend de leurs géométries et du rapport liant leurs dimensions à la longueur d'onde de la perturbation. L'atténuation est d'autant plus grande que l'ouverture est petite par rapport à la longueur d'onde. La voiture comportant de larges ouvertures (fenêtres, pare-brise...), les ondes EM peuvent pénétrer à l'intérieur de celles-ci à partir de quelques dizaines de MHz. De plus, la structure métallique du véhicule peut faire office de cavité, ce qui va amplifier les phénomènes de résonance et de couplage au niveau des faisceaux de câbles qui vont jouer le rôle d'antennes réceptrices. Les courants ainsi induits sur les câbles sont alors transmis au niveau des équipements. Par la suite, ces courants peuvent générer leurs dysfonctionnements, voire leurs destructions qui peuvent s'avérer critiques pour la sécurité de l'utilisateur.

2.3.2 Couplage par rayonnement ou par conduction

Le couplage d'une interférence EM sur un véhicule peut se produire par rayonnement ou par conduction. Tout d'abord, le couplage par rayonnement induit par un champ électrique, champ magnétique ou champ EM génère un courant perturbateur sur les antennes, les faisceaux ou directement au niveau des équipements du véhicule. Ce couplage s'effectue majoritairement sur les faisceaux de câbles puisque peu de champ se couple directement sur les équipements car ces derniers sont souvent insérés dans des boîtiers métalliques et leurs dimensions sont petites devant la longueur d'onde [6]. Le couplage par rayonnement champ à faisceau est soit un couplage champ électrique à câble, soit un couplage champ magnétique à boucle [13] et génère, dans les brins des faisceaux, un courant perturbateur. Ce courant est ensuite conduit par le faisceau jusqu'à l'équipement. Un autre type de couplage appelé couplage par conduction peut ensuite se produire. Ce type de couplage peut être divisé en trois que l'on nomme classiquement couplage par impédance commune, couplage par diaphonie capacitive et par diaphonie inductive. Un couplage par impédance commune peut se produire lorsque deux équipements sont connectés ensemble par une même impédance (souvent une impédance de masse). Lors du passage d'un courant dans cette impédance commune, une différence de potentielle apparaît à ses bornes induisant automatiquement une modification des tensions aux bornes des équipements pouvant ainsi les perturber. Un couplage par diaphonie capacitive ou inductive existe lors du rapprochement physique de deux équipements, cartes, câbles ou pistes de circuit imprimé. En effet, cette proximité implique l'existence d'une capacité et d'une mutuelle inductance parasite permettant à un signal de passer d'un élément à un autre élément voisin.

2.3.3 Courant de mode commun et différentiel

Le constructeur automobile ne connaissant pas l'architecture électronique des équipements qui sont réalisés par ses fournisseurs, il se focalise sur les perturbations qui sont induites sur les faisceaux du véhicule lors du couplage de l'onde EM. Physiquement, lorsqu'une onde EM se couple sur un faisceau, elle génère un courant perturbateur au sein de celui-ci. Ces courants peuvent être de mode commun ou différentiel.

Lorsque le couplage de l'onde sur le faisceau génère un courant sur un seul des conducteurs du faisceau, le courant perturbateur se propage selon un mode dit « différentiel » et on parle ainsi de courant de mode différentiel. Le courant de mode différentiel se propage donc sur l'un des conducteurs, puis à travers l'équipement et revient par un autre conducteur. Une propagation de mode différentiel est illustré sur la figure 8 où deux équipements A et B sont reliés par un faisceau de câbles (ici modélisé par deux conducteurs).

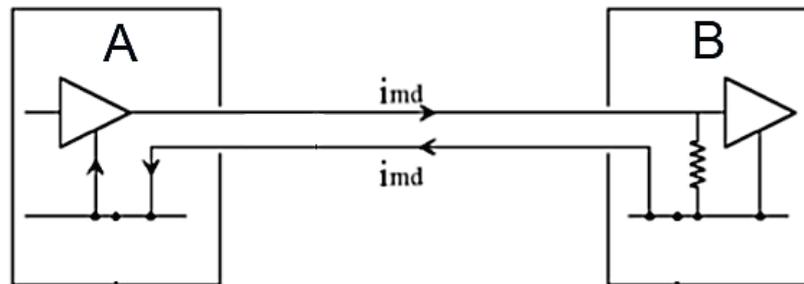


Figure 8 : Schéma simplifié du courant de mode différentiel entre deux équipements

Lorsque l'onde EM se couple sur le faisceau et génère un courant sur l'ensemble de ses conducteurs alors la propagation du courant s'effectue en mode commun. Le courant de mode commun se propage sur les brins des faisceaux puis au niveau du plan de masse à travers les capacités parasites ou via les points de masse localisés sur la caisse. Ce mode de propagation est illustré sur la figure 9 où deux équipements A et B sont reliés par un faisceau et par la terre (ici modélisé par deux conducteurs).

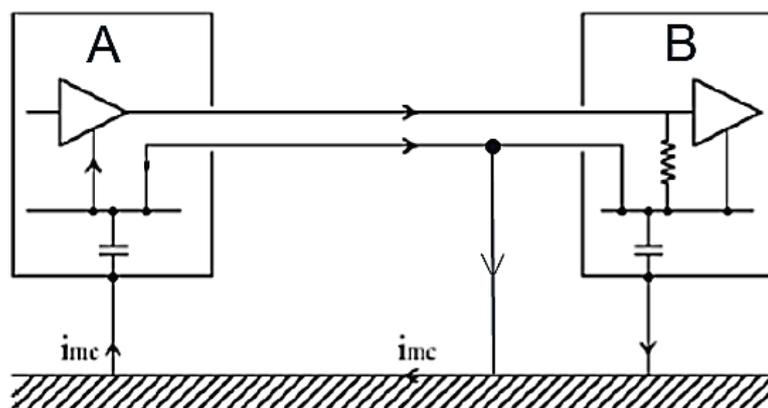


Figure 9 : Schéma simplifié du courant de mode commun entre deux équipements

Dans le cas automobile, lorsqu'une perturbation EM se couple sur un faisceau, elle se couple globalement de façon homogène sur tous les fils du faisceau. Par conséquent, le courant de mode différentiel est souvent négligeable devant celui de mode commun [14]. Si on considère le mode différentiel comme négligeable devant le mode commun, c'est alors le courant de mode commun qui est le plus critique d'un point de vue CEM. C'est donc une quantité physique essentielle à quantifier afin de prendre en compte les contraintes CEM lors de la conception d'un véhicule.

2.4 Processus de validation CEM dans le domaine automobile

Lors de la conception de véhicules et avant leur commercialisation, un constructeur automobile se doit de tester les véhicules d'un point de vue de leur compatibilité électromagnétique. Pour cela, un processus de validation CEM est mis en œuvre. Il peut être schématisé par la figure 10. On distingue deux étapes :

- La première étape est assurée par les fournisseurs équipementiers. Elle consiste à tester les équipements automobiles sur table afin de mesurer leurs niveaux d'émissivité et d'immunité. Ceux-ci doivent être conformes aux normes des essais d'émissivité et d'immunité du constructeur automobile (B217110 pour le groupe PSA). Si les équipements ne sont pas conformes aux exigences des normes, ils doivent être reconçus par les fournisseurs équipementiers afin de les tenir. Si ceux-ci sont conformes, ils sont ensuite placés dans l'AE du véhicule et leurs fonctionnements dans cette AE sont testés par des essais sur véhicule.
- La seconde étape est assurée par le constructeur systémier. Elle consiste à tester le bon fonctionnement du véhicule avec l'ensemble de ses équipements dans des configurations représentant l'environnement extérieur. Son fonctionnement doit respecter la norme des essais d'émissivité et d'immunité sur véhicule du constructeur automobile (B217111 pour le groupe PSA). Si, lors des essais, des dysfonctionnements ainsi que des niveaux d'émissivité trop élevés sont observés, soit l'équipement en cause est renvoyé au fournisseur afin de le rendre moins émissif ou plus robuste, soit l'architecture du véhicule est changée afin de tenir les exigences de la norme. Si l'ensemble du véhicule est en accord avec les exigences de la norme, le véhicule peut être commercialisé et sa sécurité de fonctionnement d'un point de vue CEM est assurée par le constructeur.

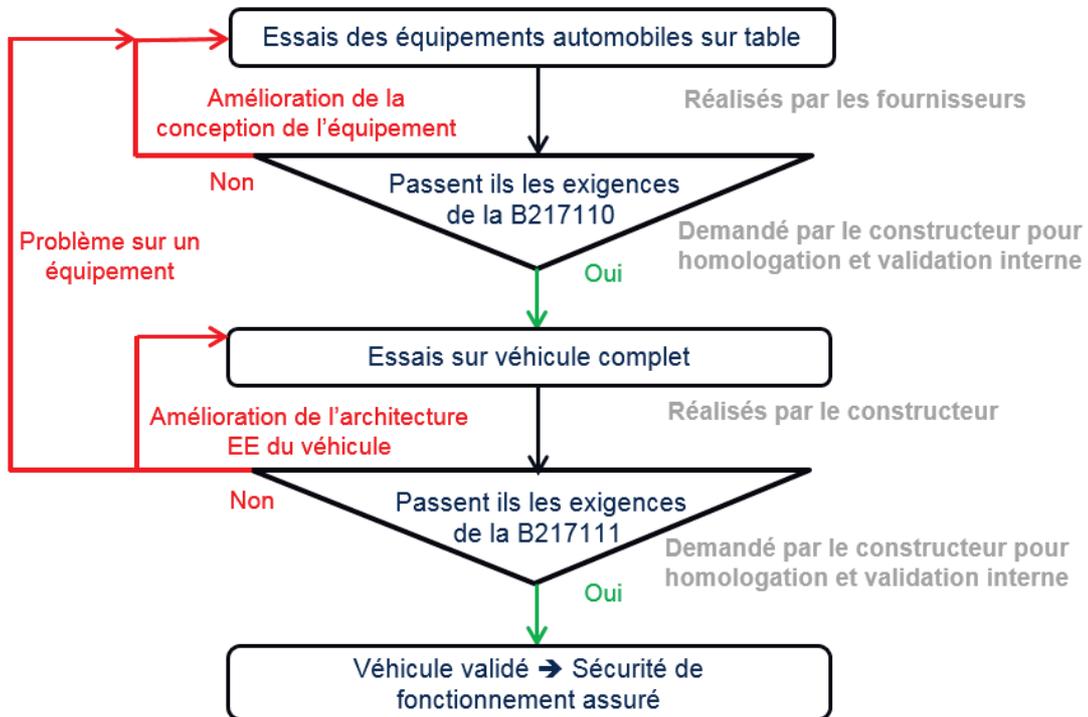


Figure 10 : Processus de validation CEM en immunité et émissivité dans le domaine automobile

Afin de préciser les tests effectués et leurs limites, les prochaines parties vont détailler les essais sur table et sur véhicule ainsi que les solutions qui peuvent être apportées pour assurer la sûreté de fonctionnement de celui-ci.

2.4.1 Essais sur table

Les essais sur équipements, appelés essais sur table, sont réalisés par les fournisseurs et ont pour objectif de tester dans un premier temps les équipements dans un setup contrôlé. Pour le constructeur automobile, cette exigence est imposée au fournisseur et a pour but de limiter les essais sur véhicule qui sont plus coûteux en termes de moyens matériels, humains et financiers. Les essais sur table en émissivité consistent à mesurer les interférences EM conduites et rayonnées émises par un équipement lors de son fonctionnement et de les comparer avec les niveaux d'exigences de la norme B217110.

Les essais sur équipement en immunité essaient de reproduire les perturbations que l'on peut retrouver sur véhicule et qui peuvent être causées soit par des sources externes (immunité au champ EM ou décharges électrostatiques (DES)), soit par perturbations internes (transitoires sur le réseau 12V, immunité aux émetteurs embarqués...). Ces essais d'immunité sur équipements sont constitués la plupart du temps d'un équipement sous test (EST) relié à un faisceau de câbles placé à 5 cm au-dessus d'un plan de masse. Un exemple est donné en figure 11. Pour des raisons pratiques et de reproductibilité, la configuration de test sur table doit être aussi simple et fixe que possible.

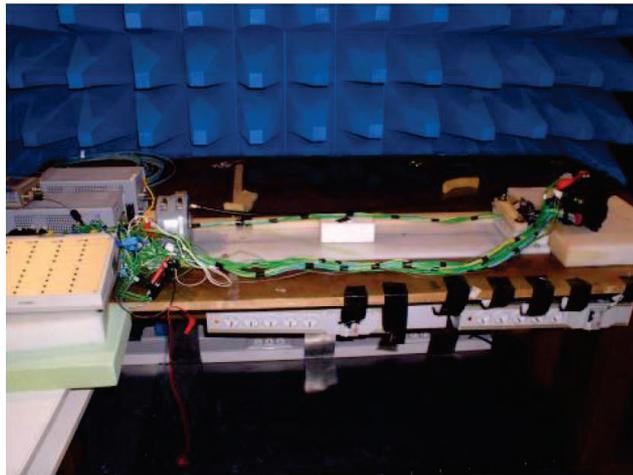


Figure 11 : Exemple d'essai Bulk Current Injection (BCI) sur un équipement automobile

Ces tests permettent d'identifier et de résoudre les problèmes CEM avant la validation sur véhicule. Six grandes familles de tests sont définies par les constructeurs automobiles :

- Les tests électriques qui essaient de reproduire une baisse de tension d'alimentation de la batterie, la destruction d'un fusible, l'inversion de tension de la batterie, un défaut au niveau de l'alternateur ainsi qu'un court-circuit entre les calculateurs. Ces essais correspondent à des essais d'immunité sur un équipement par rapport à des variations de tension d'alimentation d'une durée de la dizaine de secondes. Un exemple de signal d'interférence typique pour ce genre d'essai est donné ci-dessous en figure 12.

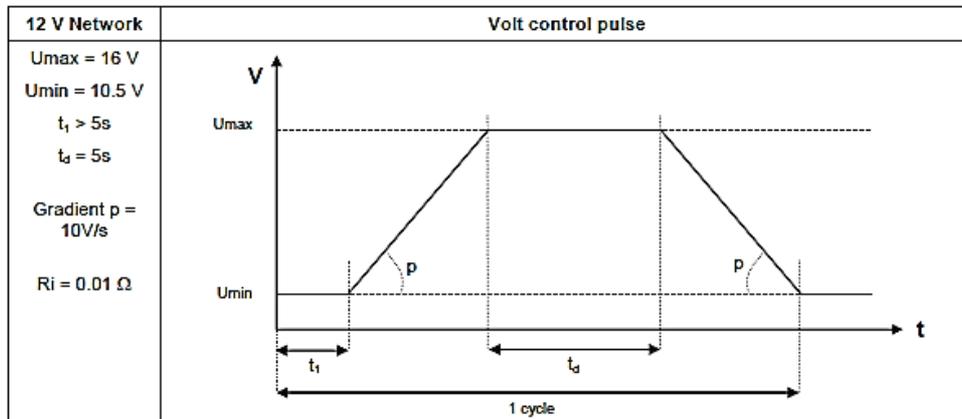


Figure 12 : Essai d'immunité correspondant aux variations de la tension du réseau

- Les tests transitoires lents, interruptions courtes et ondulations du réseau qui correspondent aux vibrations dans les relais qui génèrent des interruptions courtes au démarrage et arrêt du moteur, à la déconnection soudaine d'une charge, à la perte de connexion de la batterie et aux ondulations de tension de l'alternateur. Ces essais correspondent à des essais d'immunité sur un équipement par rapport à des variations de tension d'alimentation plus courtes que les essais électriques et incluant des transitoires lents sur des durées de l'ordre de la centaine de ms. Un exemple de signal d'interférence testé est donné ci-dessous en figure 13.

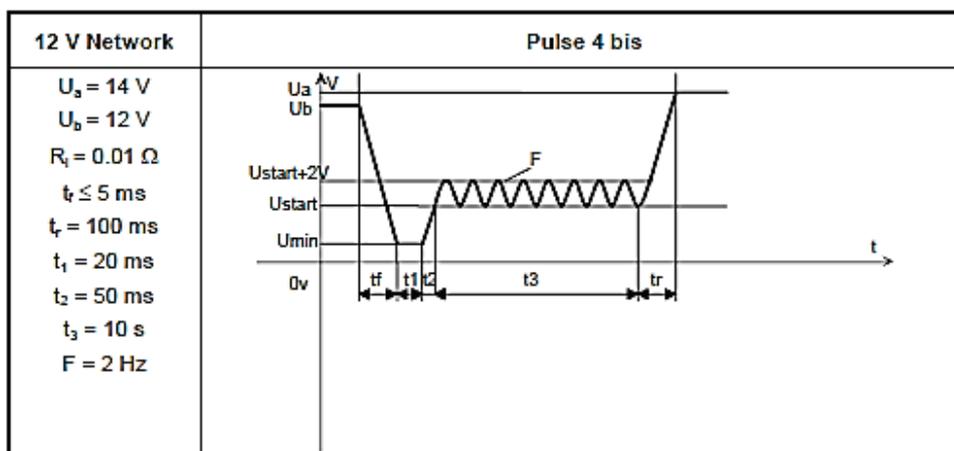


Figure 13 : Essai d'immunité correspondant aux variations de la tension d'alimentation lors du démarrage à froid

- Les tests transitoires rapides qui correspondent aux transitoires générés par le débranchement de charges inductives (moteurs, etc.) et aux transitoires rapides résultant de processus de commutation (arcs électriques dans les relais...). Ces essais correspondent à des essais d'immunité sur un équipement par rapport à des impulsions de tension avec des durées de l'ordre de la centaine de μ s. Un exemple est donné ci-dessous en figure 14.

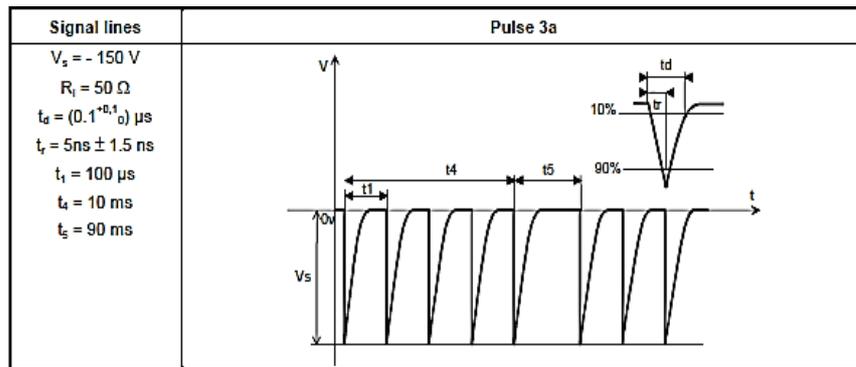


Figure 14 : Pulse 3a correspondant aux transitoires couplés aux faisceaux

- Les décharges électrostatiques (DES) qui correspondent à un passage de courant électrique entre deux objets possédant des potentiels électriques différents sur un temps extrêmement court. Les tests DES modélisent les décharges que l'utilisateur peut produire sur le véhicule dans l'habitacle ou sur la carrosserie. Un exemple de forme d'onde DES est donné ci-dessous en figure 15.

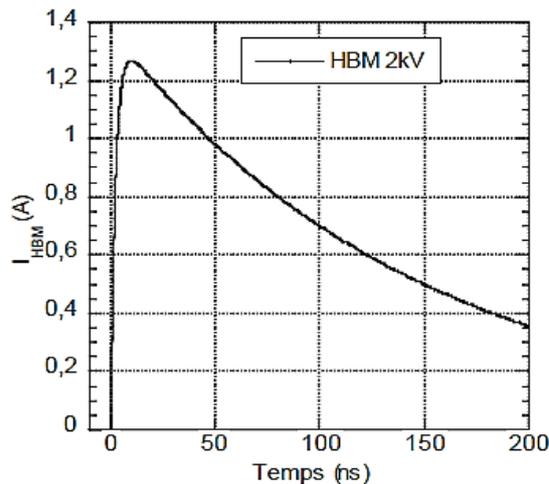


Figure 15 : Modèle de DES : Human body model (HBM)

- Les essais CEM en immunité en réponse aux champs électriques et magnétiques que l'on peut retrouver à l'intérieur du véhicule ainsi qu'aux courants perturbateurs couplés sur les faisceaux. Dans la plupart des cas, les équipements sont testés avec des signaux qui ont des modulations classiques de types Continuous Wave (CW), Amplitude Modulation (AM) et Pulse Modulation (PM) (Fig. 16). Afin d'établir une comparaison entre les différentes familles d'essais, les essais les plus sévères testent les équipements avec des niveaux de courants perturbateurs de l'ordre de 200 à 300 mA sur une bande de fréquence pouvant aller jusqu'à 3 GHz pour un essai d'immunité aux champs rayonnés. Concernant les signaux les plus sévères en terme d'occupation spectrale, les signaux de type PM ont une largeur spectrale maximale de l'ordre de la centaine de kHz (pulse de l'ordre de la dizaine de μ s).

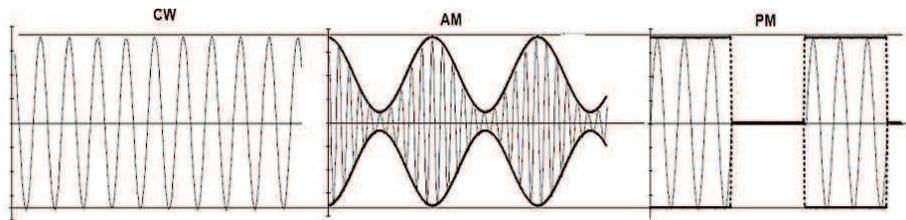


Figure 16 : Modulations classiques lors d'essais sur table

- Les essais CEM radio fréquence (RF) d'émissivité qui correspondent aux limitations d'émission EM des équipements dans toutes les parties du véhicule (moteur, habitacle), aux émissions conduites au sein des faisceaux ainsi qu'aux bruits électriques générés lors de commutations. Un exemple de gabarit d'émission à tenir pour les équipements est donné en figure 17.

		Peak limit detector "permanent" noises		Peak limit detector "Short duration" noises (1)		Average value limit detector	
		Class	Limit in dB μ V/m	Class	Limit in dB μ V/m	Class	Limit in dB μ V/m
Services and frequencies (radiodiffusion) (MHz) (6)							
LW (2)	0.15 – 0.30	4	56 43 (quasi peak)(5)	3	62 49 (quasi peak)(5)	4	36
MW (2)	0.53 – 1.8	3	56 43 (quasi peak)(5)	2	62 49 (quasi peak)(5)	3	36
SW (2)	5.9 – 6.2	3	52	2	58	3	32
FM (2)	76 - 108	5	38 25 (quasi peak)(5)	4	44 43 (quasi peak)(5)	5	18
DAB III (2)	171 - 245	-	42	-	48	4	22
DTTV	470 - 770	3	57	2	63	3	47
DAB L band	1447 - 1494	-	44	-	50	4	24
SDARS	2320 - 2345	-	50	-	56	4	30

Figure 17 : Gabarit d'émission pour certaines fonctions dans le véhicule

Le tableau 1 ci-dessous résume les essais d'immunité sur table en termes de formes d'ondes des signaux de test, de leurs durées ainsi que de leurs niveaux d'amplitudes.

Types d'essais	Forme d'onde	Durée	Niveau d'amplitude max
Électrique	Pulse sans modulation	1 à 10 s	Variation autour de la tension batterie de quelques V
Transitoires lents	Pulse sans modulation ou CW	1 ms à 1 s	Variation autour de la tension batterie de quelques V
Transitoires rapides	Pulse sans modulation	10 µs à 1 ms	De l'ordre de 100 à 500 V
DES	Pulse sans modulation	10 à 100 ns	Jusqu'à 8 A à 500 V
CEM d'immunité	Modulation CW, AM, PM	1 à 10 µs pour les plus courts	200 à 300 mA ou 600 V/m

Tableau 1 : Caractéristiques des essais d'immunité sur table

Tous ces tests sont une première étape à passer avant les essais sur véhicule. Malheureusement, un équipement qui passe avec succès les essais sur table peut poser problème lors des essais véhicule. En effet, lors d'un essai sur table, l'équipement est testé seul et non au sein du système dans lequel il s'insère. La configuration ainsi que les caractéristiques du test sont donc différentes. Les essais sur véhicule ne pourront donc jamais être totalement remplacés par ceux sur table.

2.4.2 Essais sur véhicule

Les essais CEM sur véhicule complet sont effectués par les constructeurs automobiles dans des chambres semi-anéchoïques (Fig. 18) afin de tester :

- L'émissivité du véhicule afin que ses équipements ne perturbent pas d'autres équipements situés dans et à l'extérieur du véhicule.
- La susceptibilité du véhicule par rapport à l'environnement EM dans lequel il sera amené à fonctionner.



Figure 18: Véhicule Citroën lors d'un test d'immunité dans une chambre semi-anéchoïque

Certains de ces essais sont obligatoires afin de pouvoir homologuer le véhicule et des normes internes spécifiques à chaque constructeur définissent des règles plus strictes afin de s'assurer du bon fonctionnement du véhicule dans son environnement.

Les essais en émissivité consistent à mesurer les perturbations émises par le véhicule lors de son fonctionnement et à vérifier qu'elles ne dépassent pas les exigences des niveaux de perturbations EM données par la norme constructeur (B217111). Concernant les essais d'immunité, ils consistent, la plupart du temps, en la génération de champs EM avec une antenne dirigée sur un véhicule. Les champs générés ont une modulation de type CW, AM ou PM (Fig. 16) sur des bandes de fréquences allant de la centaine de kHz à plusieurs GHz. Ces bandes sont le plus souvent associées à un besoin spécifique du véhicule (radio, GSM...) ou à une contrainte EM de l'environnement (RADAR, émetteurs embarqués...). Pour les essais les plus sévères, les niveaux de champs sont de l'ordre de 600 V/m et les durées des signaux PM les plus courts sont de l'ordre de la μ s [15].

2.4.3 Amélioration de l'architecture EE

Lorsqu'un équipement n'arrive pas à respecter les exigences des normes constructeurs sur véhicule, deux solutions sont envisagées : soit le problème vient d'un équipement en particulier et l'équipementier doit refaire le design de celui-ci afin de passer ces tests, soit le problème vient de l'AE du véhicule et celle-ci doit parfois être revue afin d'améliorer certaines fonctionnalités perturbées par des interférences EM. La modification se limite, dans la plupart des cas, au blindage de certains faisceaux ou équipements afin de les rendre plus

robustes, à l'ajout de ferrites pour limiter l'émissivité EM ou à un changement de l'implantation des faisceaux dans le véhicule. Dans des cas où de nouvelles fonctionnalités sont implantées au sein du véhicule (véhicule autonome), de nombreuses nouvelles architectures EE vont devoir être repensées afin d'améliorer la robustesse du véhicule. Deux stratégies vis-à-vis de cette problématique vont être rapidement données dans cette partie.

La première stratégie consiste à mettre en place des systèmes de sauvegarde ou de remplacement appelés systèmes redondants [16]. Ceci permet, lors d'interférences EM, que le dispositif continue à fonctionner même si les principaux sous-systèmes sont perturbés ou détruits et à condition que tous les systèmes ne soient pas perturbés en même temps. La redondance est très utilisée dans le domaine ferroviaire ou aéronautique. Elle permet d'assurer un haut niveau de sécurité même si un capteur ne fonctionne plus ou ne donne plus les bonnes informations. Dans l'automobile actuelle, les systèmes redondants sont encore peu nombreux. La voiture autonome devra toutefois certainement en utiliser afin d'améliorer son immunité, surtout pour les fonctions sécuritaires du véhicule même si les coûts associés sont importants.

La seconde stratégie est de baisser la réceptivité du véhicule [17], c'est-à-dire sa capacité à capter les ondes EM. De nombreuses solutions sont données dans la littérature [18], [19] afin d'abaisser les niveaux de perturbations engendrés par le couplage des interférences EM sur les faisceaux du véhicule. Le blindage des faisceaux, la mise en place de filtres au niveau des entrées des équipements et l'utilisation de ferrites sont les solutions les plus classiques afin d'atténuer la réceptivité du véhicule et donc d'améliorer son immunité. Des méthodes permettant d'améliorer l'architecture du véhicule en identifiant les points faibles d'une architecture EE ont aussi été développées comme les arbres de défaillances et les diagrammes d'incertitudes [20], [21]. Tout ceci permettra, dans l'avenir, d'améliorer l'immunité du véhicule autonome vis-à-vis d'interférences EM.

En conclusion, lorsque les équipements et le véhicule passent avec succès les essais sur table et sur véhicule de la norme B217110 et B217111, ce qui demande parfois une amélioration de la conception d'équipement ou de l'AE du véhicule, le véhicule peut être commercialisé et le constructeur assure sa sûreté de fonctionnement d'un point de vue CEM.

2.4.4 La place de la simulation numérique dans les essais CEM

Même si les processus de validation CEM dans le domaine automobile sont réalisés majoritairement par des essais physiques, la simulation numérique EM trouve aussi sa place dans les processus de validation CEM en amont des phases de conception afin d'anticiper le bon fonctionnement de l'architecture EE. Elle est souvent utilisée pour établir et valider des règles de conception. L'énorme avantage de la simulation numérique par rapport aux essais réels est son coût très inférieur comparé aux moyens humains et matériels à mettre en place pour réaliser des essais physiques. De plus, elle peut être utilisée 24h / 24 et la pertinence de ses résultats a déjà été démontrée dans de nombreux papiers scientifiques [22], [23], [24]. La simulation numérique est donc de plus en plus utilisée dans les premières phases de conception que ce soit au niveau équipementier ou constructeur. Les détails sur les méthodes numériques des logiciels EM seront donnés dans le chapitre 2.

3. Contexte des IEMI

Comme indiqué dans l'introduction, de nombreux projets [5], [6] ont déjà prouvé que des sources IEMI sont capables de perturber les véhicules mis en circulation après 1990. Après avoir présenté le contexte CEM automobile, il est désormais nécessaire de définir les spécificités des interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) afin de déterminer si les essais CEM automobiles actuels prennent en compte cette menace totalement, partiellement ou pas du tout.

Les interférences électromagnétiques intentionnelles (IEMI) sont une nouvelle menace à prendre en compte pour l'industrie automobile. Les sources IEMI génèrent des impulsions électromagnétiques de très courtes durées, allant de la centaine de ps jusqu'à quelques μs . Celles-ci permettent d'émettre des ondes EM de fortes puissances générant des champs électriques pouvant aller jusqu'à la centaine de kV / m sur une large bande de fréquences pouvant aller jusqu'à quelques GHz. D'après la partie précédente, les essais réalisés par les constructeurs automobiles ne couvrent pas des perturbations ayant un niveau de puissance aussi élevé et une bande de fréquence aussi large. Il est donc nécessaire de prendre en compte cette nouvelle menace. Cette partie va donc décrire plus en détail le contexte des IEMI pour pouvoir définir une démarche de recherche efficace afin d'obtenir des éléments scientifiques pertinents permettant d'appréhender cette nouvelle menace.

3.1 Historique

L'origine des sources IEMI provient des essais nucléaires en haute altitude réalisés par les Américains et les Russes lors de la guerre froide dans les années 60 [25]. Lors de ces essais, certaines de leurs infrastructures critiques liées à l'énergie et aux communications ont été perturbées. Les conclusions de ces essais ont prouvé que, lors de l'explosion, une forte impulsion EM est générée et vient se coupler aux lignes d'alimentation entraînant les perturbations observées. Ces essais furent les prémices du concept d'IEMI, c'est-à-dire utiliser des sources impulsionnelles EM afin de perturber un système électrique / électronique (EE). Dans les années 2000, de nombreuses études ont prouvé que des champs EM suffisamment intenses peuvent perturber voire détruire des systèmes électroniques [26], [27] et, par conséquent, affecter toutes les infrastructures basées sur des systèmes EE. Les progrès sur les sources EM de hautes puissances ont soulevé l'inquiétude dans la communauté des électroniciens puisqu'elles pourraient être déployées afin d'interférer avec le bon fonctionnement des systèmes électroniques modernes à des fins criminelles. Le terme d'Interférences ElectroMagnétiques Intentionnelles (IEMI) a ensuite été introduit [28]. Depuis les années 2010, de nombreux projets ont vu le jour allant de la création de nouvelles sources EM impulsionnelles [29], [30] jusqu'aux nouveaux moyens de protection avec la mise en place de méthodes permettant de se prémunir contre ce type de perturbations [31], [32].

3.2 Les sources IEMI

Les sources IEMI génèrent des impulsions électromagnétiques de très courte durée, allant de la centaine de μs jusqu'à quelques μs , permettant d'émettre une onde de forte puissance sur une large bande de fréquences. Les niveaux de puissance, la durée de l'impulsion ainsi que sa forme varient suivant les différents types de sources. Ceci engendre différentes conséquences pour la cible allant du simple brouillage à sa totale destruction. Afin de pouvoir déterminer les types de sources IEMI à prendre en compte dans une étude, une classification suivant leurs conséquences par rapport à une attaque sur un système a été proposée dans [33]. La règle des « quatre D » permet de définir ce critère :

- Les sources « Deny » qui permettent de brouiller un système pendant une période choisie. Ces systèmes sont relativement simples à réaliser avec une puissance limitée.

- Les sources « Disrupt » qui perturbent un système. Comparées aux brouilleurs, les sources perturbatrices peuvent mettre un système dans un état non initialement prévu. Ces sources sont plus complexes à réaliser et demandent plus de puissance.
- Les sources « Destroy » qui émettent assez de puissance pour détruire physiquement le système. Ces sources sont difficiles à réaliser et requièrent un niveau de puissance très élevé.
- Les sources « Deceive » qui arrivent à leurrer le système c'est-à-dire que le système perturbé fournit, à l'utilisateur de celui-ci, des informations qui ne sont plus représentatives de la réalité. Ces sources sont très complexes à réaliser mais nécessitent un niveau de puissance limité.

Comme indiqué, les types de sources IEMI ont des caractéristiques physiques différentes suivant les niveaux de conséquences engendrées sur la cible lors d'une attaque. Les caractéristiques physiques des signaux IEMI mis en jeu vont être exposées dans le prochain paragraphe.

3.2.1 Caractéristiques des signaux IEMI

Les champs émis par les sources IEMI sont directement reliés aux tensions impulsionnelles générées à l'entrée de leurs antennes. Ces tensions, appelées signaux IEMI, ont majoritairement des formes d'ondes constituées d'une sinusoïde, dont la fréquence correspond à la fréquence centrale à laquelle on veut émettre, modulée par un signal de type « porte » ayant une durée allant de la centaine de ps jusqu'à la dizaine de μs et avec des temps de montée et de descente de l'ordre de la ns (Fig. 19(a)). L'amplitude de ces tensions peut aller de quelques kV à quelques MV . Par conséquent, les sources IEMI génèrent de forts champs électriques entraînant des conséquences plus ou moins importantes sur des systèmes électroniques [34].

D'un point de vue fréquentiel, le spectre des signaux IEMI est centré sur la fréquence porteuse du signal et s'étale autour de cette porteuse suivant la durée de l'impulsion. Cet étalement peut aller de quelques MHz à plusieurs centaines de MHz . Il est le plus souvent défini par la bande de fréquence comprise entre la fréquence haute f_h et basse f_b correspondant aux fréquences où l'amplitude spectrale est inférieure de 10 dB de l'amplitude de la fréquence de la porteuse. (Fig. 19(b)).

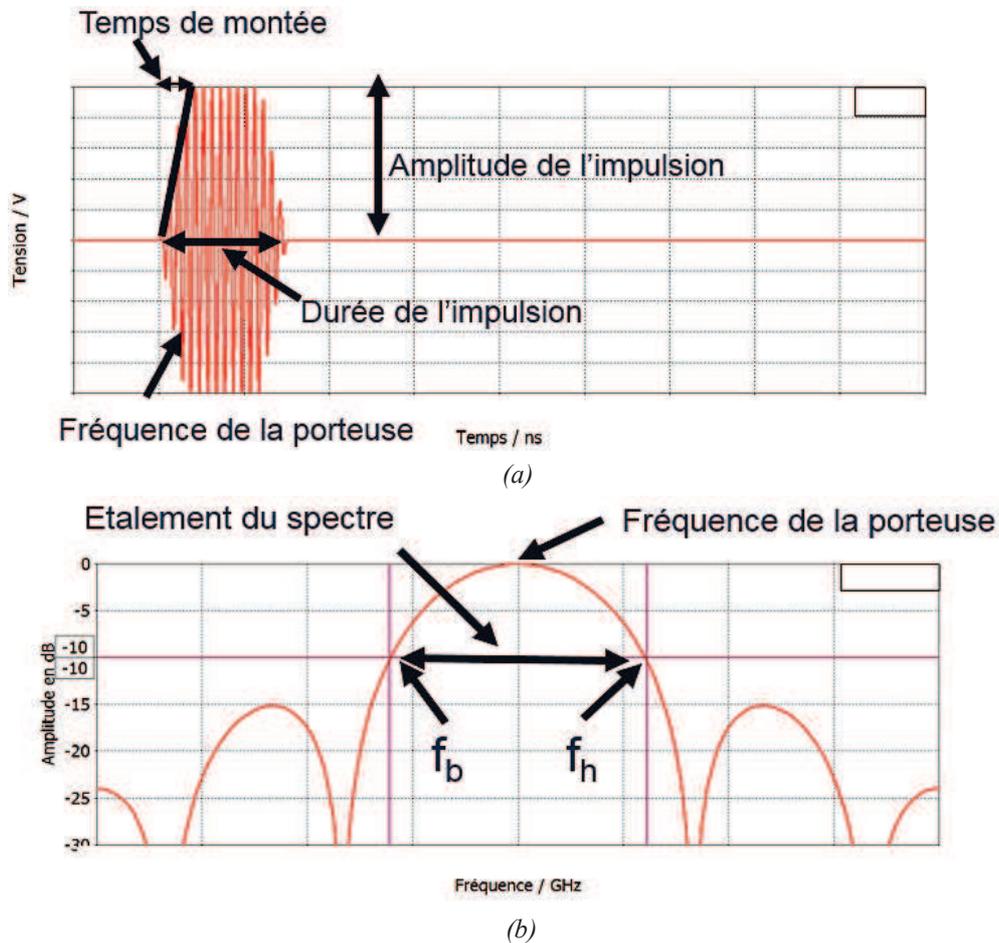


Figure 19 : Allure du spectre temporel et fréquentiel d'un signal IEMI classique

(a) Allure temporelle

(b) Allure du spectre fréquentiel

3.2.1.1 Caractéristiques dans le domaine fréquentiel

L'étalement spectral d'un signal IEMI est plus ou moins important suivant sa durée dans le domaine temporel. D'après la norme IEC 61000-2-13 [35], les interférences électromagnétiques peuvent être classées suivant quatre catégories caractérisant la largeur de leur spectre fréquentiel. Cette largeur est quantifiée à travers les paramètres B_F et b_f , définis dans le tableau 2 avec f_h et f_b correspondant respectivement aux fréquences haute et basse comme illustré sur la figure 19 (b).

Classification suivant leurs encombrements spectraux pour des interférences EM	Fractional Bandwidth $B_F = 2 * \frac{f_h - f_b}{f_h + f_b}$	Band Ratio $b_r = \frac{f_h}{f_b}$
Hypobande	$0.00 < B_F \leq 0.01$	$0.00 < b_r \leq 1.01$
Mesobande	$0.01 < B_F \leq 0.25$	$1.01 < b_r \leq 1.29$
Sub-Hyperbande	$0.25 < B_F \leq 1.50$	$1.29 < b_r \leq 7.00$
Hyperbande	$1.50 < B_F \leq 2.00$	$7.00 < b_r \leq \infty$

Tableau 2 : Classification des interférences EM suivant leurs B_F et b_r [35]

La norme IEC 61000-2-13 définit quatre catégories :

- La catégorie hypobande où quasiment toute l'énergie est concentrée autour de la fréquence centrale.
- La catégorie mesobande où l'étalement spectral du signal se situe sur une plage de fréquences qui correspond au maximum à 30 % de la fréquence centrale.
- La catégorie sub-hyperbande et hyperbande où l'étalement spectral du signal se situe sur une très large plage de fréquences qui correspond à plus de 30 % de la fréquence centrale.

Après avoir classé les signaux IEMI suivant leurs encombrements spectraux, il est important de considérer les plages de fréquences auxquelles ces signaux sont émis. L'étude [36] permet de situer les spectres fréquentiels de différentes perturbations EM (Fig. 20). Tout d'abord, on observe que les IEMI sont des interférences ayant des plages de fréquences plus élevées que celles de la foudre (lightning) et des impulsions EM de haute altitude (HEMP). Ceci s'explique simplement car ces deux types d'impulsions ne contiennent pas de fréquence porteuse comme les signaux IEMI.

Concernant les IEMI, elles sont globalement comprises entre 100 MHz et une dizaine de GHz. Les signaux mesobande et hyperbande, présentant un large spectre fréquentiel, se situent entre 100 MHz et quelques GHz tandis que les signaux hypobande apparaissent plus haut en fréquence, avec des fréquences centrales pouvant aller jusqu'à 10 GHz. La limite en fréquence des signaux hyperbande et mesobande (quelques GHz) est due aux temps de montée et aux durées d'impulsion des générateurs impulsionnels actuels. Pour les signaux hypobande, leurs plages de fréquences sont étroites. Ils sont donc proches des signaux CW et les générateurs de signaux CW actuels peuvent facilement monter plus haut en fréquence.

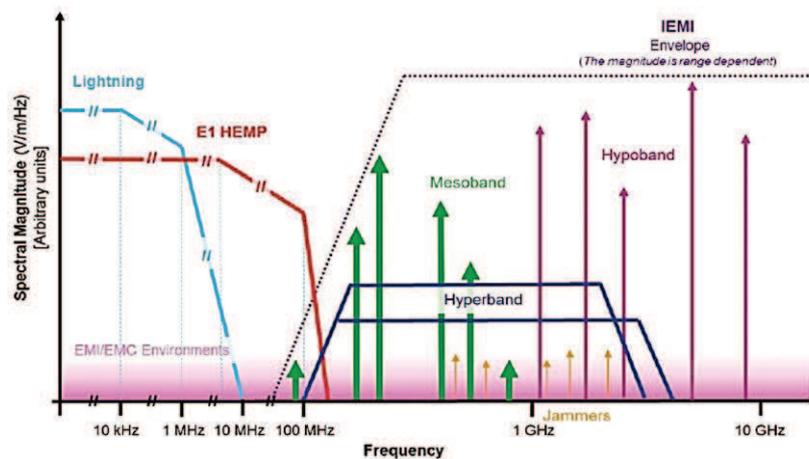


Figure 20 : Spectres fréquentiels de différents environnements électromagnétiques [36]

Ces différentes sources ont différents avantages pour perturber une cible. Tout d'abord, les signaux hypobande étant proches des signaux CW, la puissance du signal est essentiellement comprise au niveau de la fréquence centrale. Si les fréquences de susceptibilité de la cible sont inconnues, ce qui est classiquement le cas, ces signaux ont peu de chances de venir perturber un équipement électrique puisqu'il faudrait que la fréquence de la source corresponde à une fréquence de susceptibilité de l'équipement.

Ensuite, les signaux sub-hyperbande ou hyperbande ont un large spectre ce qui permet d'augmenter leurs chances de couplage avec un équipement électronique. Cependant, une telle bande passante implique aussi que la puissance du signal IEMI généré est répartie sur une large bande de fréquence, diminuant ainsi l'effet qu'il peut avoir sur un système.

Enfin, les signaux mesobande offrent un bon compromis entre la puissance répartie et une large bande de fréquences, ce qui en fait la perturbation IEMI la plus efficace pour perturber un équipement électronique lorsque les fréquences de susceptibilité de la cible ne sont pas connues [37].

3.2.1.2 Caractéristiques dans le domaine temporel

Après avoir classé les sources selon leurs spectres fréquentiels, il est nécessaire d'associer les formes temporelles à chaque type de source. La figure 21 expose les formes d'ondes temporelles ainsi que leurs spectres normalisés associés pour les trois types de signaux IEMI différents en termes de classification spectrale et ayant une fréquence centrale d'1 GHz :

- La figure 21(a) correspond à un signal hyperbande ayant une largeur spectrale d'environ 1.8 GHz. Son B_F est proche de 2 et son b_r est très élevé.
- La figure 21(b) expose un signal mesobande ayant une largeur spectrale d'environ 120 MHz. Son B_F et son b_r sont de 0.12 et 1.13 respectivement.
- La figure 21(c) expose un signal hypobande ayant une largeur spectrale d'environ 1.4 MHz. Son B_F et son b_r sont de 0.0014 et 1.0014 respectivement.

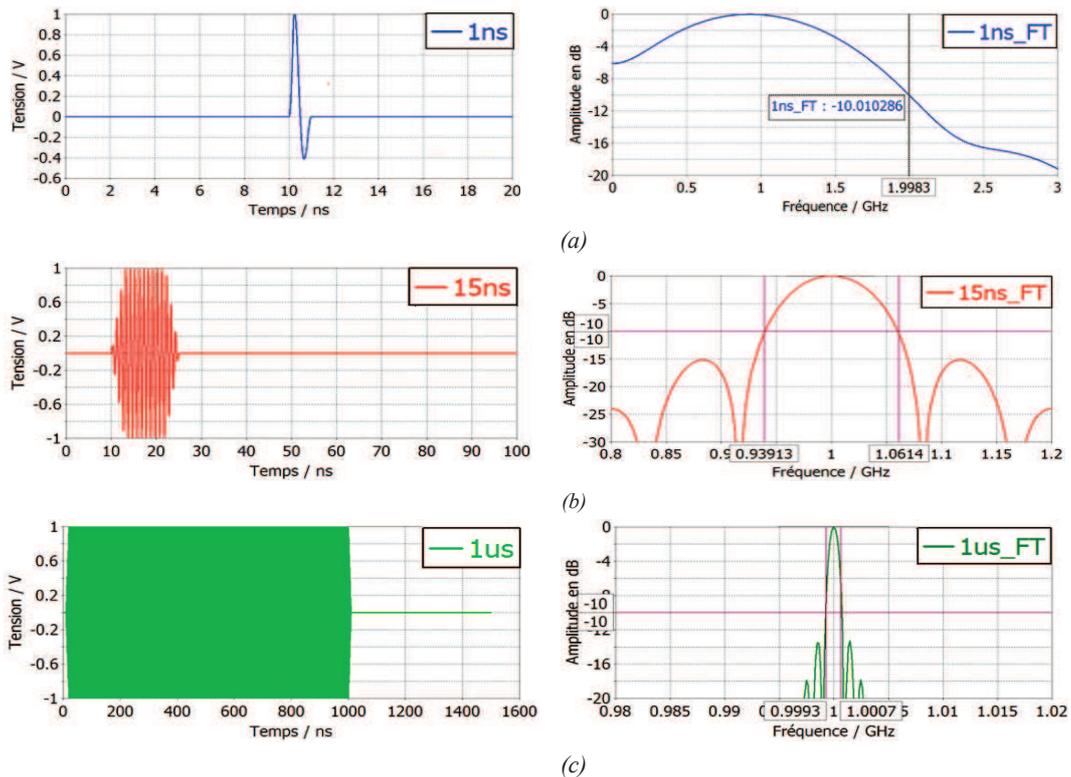


Figure 21 : Exemples de signaux IEMI modulés par une impulsion
 (a) Signal Hyperbande : $B_F = 2$, $b_r = \infty$, (b) Signal Mesobande : $B_F = 0.12$, $b_r = 1.13$
 (c) Signal Hypobande : $B_F = 0.0014$, $b_r = 1.0014$

De plus, afin de perturber le véhicule sur un temps relativement long, la plupart des sources IEMI sont capables d'émettre ces différents types de signaux à intervalle de répétition défini lors de la conception de la source. Ces fréquences de répétition sont la plupart du temps comprises entre la centaine de Hz et la centaine de kHz [29].

3.2.2 Les IEMI comparées aux essais CEM actuels

Les sources IEMI ont donc été caractérisées en fonction de leurs caractéristiques fréquentielles et leurs formes temporelles. Une comparaison des caractéristiques des IEMI à celle des signaux des essais sur table automobile actuels a été effectuée en partant des données du tableau 1 et est présentée dans le tableau 3.

Types d'essais	Forme d'onde	Durée	Niveau d'amplitude max
Electrique	Pulse sans modulation	1 à 10 s	Variation autour de la tension batterie de quelques V
Transitoires lents	Pulse sans modulation ou CW	1 ms à 1 s	Variation autour de la tension batterie de quelques V
Transitoires rapides	Pulse sans modulation	10 μ s à 1 ms	De l'ordre de 100 à 500 V
DES	Pulse sans modulation	10 à 100 ns	Jusqu'à 8 A à 500 V
CEM d'immunité	Modulation CW, AM, PM	1 à 10 μ s pour les plus courts	200 à 300 mA ou 600 V/m
IEMI	Sinus amorti, Sinus modulé par une porte, Sinus modulé par une porte	100 ps à 1ns → Hyperbande 10 ns à 100ns → Mesobande 100 ns à 100 μ s → Hypobande	De 100 V / m à plus de 100 kV / m

Tableau 3 : Comparaison des caractéristiques des essais d'immunité automobiles actuels sur table aux IEMI

On note que la durée des signaux IEMI est plus courte et leur amplitude plus grande que celles des signaux de test des essais sur table actuels. Par conséquent, cette comparaison démontre que les essais réalisés par les constructeurs automobiles ne couvrent en aucun cas la menace IEMI que ce soit au niveau de la forme d'onde ou du niveau d'amplitude. Il est donc désormais nécessaire d'évaluer globalement le risque IEMI actuel pour un constructeur automobile.

3.3 Évaluation de la menace IEMI

Les deux sections précédentes ont permis de présenter les signaux considérés dans un contexte CEM automobile ainsi que les caractéristiques principales des signaux qui peuvent être générés par des sources IEMI. Cela a permis de mettre en avant la non prise en compte des signaux IEMI dans les essais CEM. Par conséquent, le risque qu'une automobile puisse être perturbée par un signal IEMI existe et n'est à l'heure actuelle pas estimé. Dans cette section, nous allons présenter, d'après la bibliographie, les techniques et méthodes classiquement utilisées permettant d'évaluer la menace IEMI pour des cibles embarquant des systèmes électriques et électroniques.

D'après la littérature [38], le risque est défini comme la possibilité de survenue d'un événement indésirable, la probabilité d'occurrence d'un péril probable ou d'un aléa. L'évaluation du risque IEMI est classiquement corrélée à trois facteurs, identifiés en figure 22 [16].

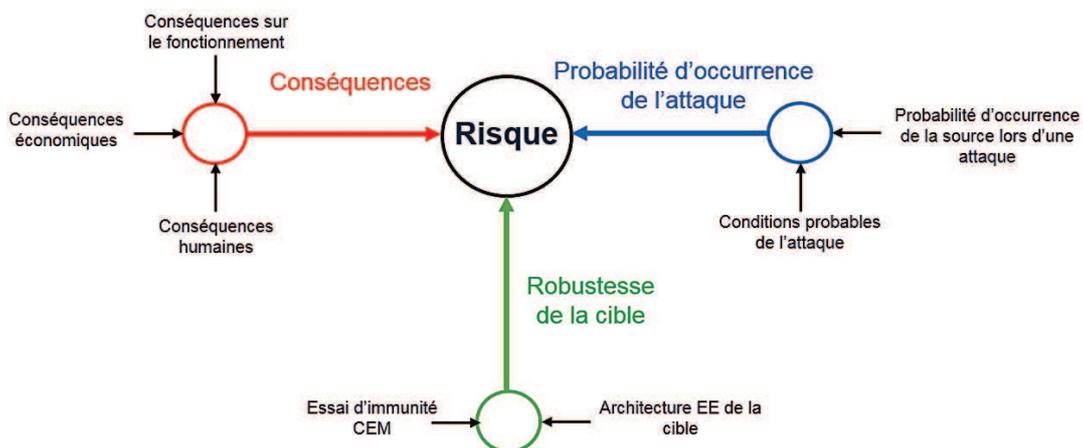


Figure 22 : Schéma illustrant les facteurs contribuant au calcul du risque IEMI [16]

La probabilité d'occurrence de l'attaque est le premier facteur. Elle correspond à la probabilité d'occurrence de la source IEMI suivant différents critères techniques et non techniques ainsi qu'à l'environnement de l'attaque. Ensuite, la robustesse de la cible caractérise la susceptibilité de la cible face à une IEMI. Elle est classiquement liée aux différents essais CEM déjà réalisés puisque les essais CEM renseignent sur l'immunité d'un système électronique face à des interférences électromagnétiques. Enfin, les conséquences sur la cible représentent celles qu'auraient une attaque IEMI sur un système électronique et les personnes qui en dépendent.

Ces trois facteurs vont être détaillés dans les prochaines parties. Afin de faciliter la compréhension, les exemples choisis mettront en avant des scénarios d'attaque IEMI sur un véhicule.

3.3.1 Probabilité d'occurrence de la source lors d'une attaque

La probabilité d'occurrence de la source correspond à la probabilité que la source soit utilisée lors d'une attaque IEMI suivant de multiples facteurs. Ces facteurs sont liés aux caractéristiques techniques et de conception de la source. Il est essentiel d'évaluer « leurs poids » dans le calcul de la probabilité d'occurrence de la source dans une attaque. De nombreuses études ont été réalisées afin de pouvoir quantifier les multiples facteurs influant sur cette probabilité. Une première représentation a été proposée sous forme de cube d'évaluation des risques dans [17] (Fig. 23). Elle montre clairement que cette probabilité d'occurrence dépend du niveau de la menace, de la mobilité de la source ainsi que du défi technologique que constitue la conception de cette source.

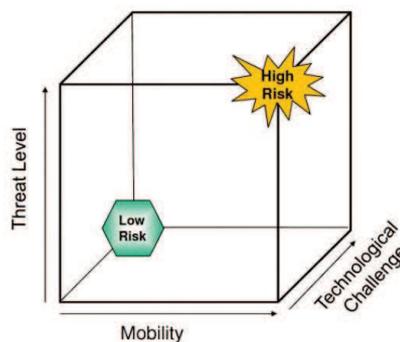


Figure 23 : Cube d'évaluation des risques [17]

A partir de cette représentation, trois classifications différentes suivant plusieurs critères non techniques ont déjà été réalisées dans [36], [39], [40]. Dans la plus avancée d'entre elles, F. Sabath a développé une méthode utilisant une classification détaillée selon plusieurs critères et permettant de calculer plus précisément cette probabilité d'occurrence [39]. Cette méthode se base sur quatre critères essentiels :

- La disponibilité des composants est le premier facteur important afin d'évaluer la probabilité d'occurrence d'une source. En effet, si une personne lambda peut trouver sur internet un nombre important d'informations pour se procurer du matériel lié aux attaques IEMI [41], il est cependant compliqué d'obtenir des composants de sources EM de fortes puissances.
- Le niveau technologique nécessaire afin de réaliser une source IEMI fait également partie des critères à prendre en compte dans le calcul de sa probabilité d'occurrence. Les personnes ayant des compétences en électromagnétisme ne sont pas nombreuses. Il paraît donc difficile de concevoir un système complexe permettant de générer des ondes EM sans avoir un minimum de connaissance sur le sujet.
- Le coût est un critère essentiel et sûrement le plus déterminant afin d'évaluer la possibilité de fabriquer une source IEMI pour mener une attaque. Plus la source est de forte puissance, plus les composants électroniques nécessaires pour la concevoir sont coûteux.
- La mobilité est le dernier critère important pour juger de la probabilité d'occurrence d'une source IEMI lors d'une attaque. Il est évident que plus la source est proche de la cible, plus elle sera capable de générer des perturbations de forts niveaux sur la cible. Enfin, plus sa mobilité est importante, plus elle est facile à dissimuler ce qui représente une caractéristique essentielle pour des personnes malveillantes.

D'après [39] et [42], cette approche multifactorielle permet de calculer une probabilité d'occurrence de la source lors d'une attaque. Celle-ci sera déterminante pour quantifier les perturbations probables induites lors d'une attaque IEMI au sein d'un véhicule.

3.3.2 Environnement de l'attaque

La seconde partie à étudier, pour évaluer la probabilité d'occurrence de l'attaque d'après la figure 22, correspond aux conditions environnementales probables de l'attaque. Ces conditions représentent l'atténuation que va subir le champ généré par la source IEMI due à l'environnement dans lequel elle va se propager ainsi que lors de son couplage avec la cible.

Dans le cas d'une attaque sur un véhicule, un bilan de liaison, afin de comprendre les éléments engendrant des atténuations, a été réalisé en figure 24 correspondant aux chemins empruntés par une IEMI de sa source jusqu'à l'équipement perturbé.

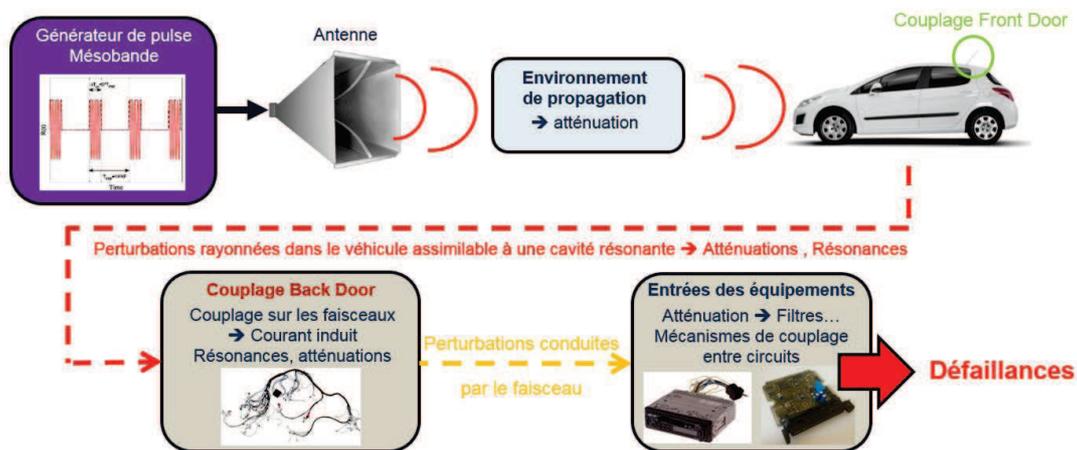


Figure 24 : Bilan de liaison lors d'une IEMI sur un véhicule [6]

Le premier facteur à considérer est la distance de la source par rapport au véhicule cible. Le second facteur à considérer est le couplage de l'onde sur un faisceau automobile pour évaluer le courant de mode commun généré. Ce courant va ensuite se propager à l'extrémité du faisceau et perturber l'équipement. Lors du couplage, qu'il soit de type Front Door ou Back Door, le courant induit généré subira des atténuations ou des résonances dépendant du type de véhicule, de la longueur des faisceaux, de l'équipement, de la fréquence du signal IEMI etc ... Ces deux éléments vont être détaillés dans la suite de cette partie afin de définir comment la distance et le couplage ont un impact sur l'évaluation de la menace IEMI.

3.3.2.1 Environnement de propagation

Lors d'une attaque IEMI, l'environnement de propagation de l'onde EM est, la plupart du temps, l'air, à condition qu'il n'y ait pas d'obstacle entre la source et la cible. Par conséquent, la seule composante à prendre en compte dans l'atténuation du champ EM est la distance entre l'antenne et la cible. La formule de Friis nous donne l'atténuation de la puissance en fonction de cette distance :

$$\frac{Pr}{Pe} = \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 Ge * Gr \quad (\text{Eq.1})$$

Dans cette équation, Ge représente le gain de l'antenne d'émission, Gr est le gain de l'antenne de réception représentant, dans ce cas, le faisceau dans le véhicule, Pe est la puissance fournie à l'antenne d'émission, Pr est la puissance reçue à l'antenne de réception, d représente la distance entre l'émetteur et le récepteur et λ la longueur d'onde du signal émis.

La quantité $\left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2$ représente l'atténuation de l'espace libre entre l'émetteur et le récepteur. La puissance reçue au niveau du système attaqué sera donc atténuée par l'inverse de la distance au carré. Cette caractéristique de l'environnement de propagation est essentielle dans un scénario impliquant des IEMI. En effet, plus la cible sera éloignée de la source moins les niveaux de champs au niveau de la cible seront importants.

3.3.2.2 Couplage de l'IEMI

Comme déjà mentionné, le couplage d'une IEMI peut se faire de façon Front Door c'est-à-dire via les antennes de réception du système ou de façon Back Door c'est à dire via les faisceaux de câbles ou directement sur les cartes électroniques des équipements. Le couplage le plus efficace et le plus simple à étudier est le couplage Front Door. Cependant, il est rare que les équipements sensibles d'un système soient connectés à une antenne. En effet, ceux-ci sont généralement connectés à leur alimentation ou à d'autres équipements via des faisceaux de câble. Dans un scénario IEMI, le couplage Back Door est donc plus souvent considéré [6]. Vue la complexité des systèmes, les mécanismes de couplage Back Door sont très difficiles à étudier.

Dans le cas d'un scénario IEMI sur un véhicule, les champs EM générés par une source IEMI vont se propager jusqu'au véhicule puis vont pénétrer à l'intérieur du véhicule par des ouvertures telles que les fenêtres et le pare-brise. La structure de la caisse va alors agir comme une cavité provoquant des réflexions et donc des mécanismes de résonance à l'intérieur du véhicule induisant, dans certain endroit de la cavité, des zones avec des niveaux de champ élevés et d'autre zone avec des niveaux de champ faibles. Si un faisceau de câbles ou un équipement se trouve dans une zone avec des niveaux de champs élevés, l'onde électromagnétique va y induire des courants parasites, le plus souvent de mode commun, qui vont pouvoir se propager vers l'équipement sensible. Les courants induits vont ainsi dépendre de la longueur et de l'emplacement des faisceaux, de l'équipement électronique connecté à ces faisceaux, de la fréquence du signal IEMI etc... Ces mécanismes de couplage entre onde EM et faisceau sont donc très complexes et font toujours l'objet de nombreuses études et publications [43], [44] et [45]. Ces phénomènes sont souvent étudiés grâce aux outils de simulation numérique.

3.3.3 Robustesse de la cible

Enfin le dernier point important à prendre en compte est la robustesse de la cible qui permet de définir le niveau de susceptibilité de la cible face à une interférence de type électromagnétique. Évidemment, les essais CEM permettent déjà de donner un niveau minimum d'immunité pour des systèmes électronique mais ne considèrent en aucun cas les formes d'ondes et les niveaux d'amplitude propres aux IEMI. Comme dit précédemment dans le contexte automobile et illustré dans le tableau 3, les véhicules actuels ne sont pas testés face aux signaux de type IEMI.

4 But et démarche du travail de recherche

Le but de l'étude est de proposer une méthodologie permettant, d'une part, d'évaluer le risque IEMI pour un véhicule lors d'une attaque et, d'autre part, de proposer un essai sur table qui pourrait être associé aux essais CEM déjà réalisés afin de prendre en compte ce risque. Avant de présenter la démarche de recherche utilisée dans le cadre de ce travail, différents points doivent être précisés notamment concernant le choix du type de source et de signaux IEMI considérés.

4.1 Signaux IEMI considérés dans l'étude

Pour déterminer les types de signaux IEMI considérés dans cette étude, une analyse des caractéristiques des différentes sources IEMI répertoriées dans la littérature a été réalisée. Pour cela, une base de données des différentes sources IEMI rayonnées conçues depuis les années 90 et disponible dans la littérature [46] a été analysée. Cette base de données recense les différentes caractéristiques des sources en termes de fréquence centrale et d'étalement spectral (hyperbande, mesobande...) du signal IEMI émis ainsi que les niveaux d'amplitude des tensions d'excitation générés. De plus, d'autres paramètres tels que la mobilité ou le coût des sources ont aussi été recensés et seront utilisés plus tard dans l'étude.

4.1.1 Fréquence centrale

L'analyse réalisée donne plusieurs résultats très intéressants permettant de borner les signaux IEMI que nous considérerons dans ce travail. Concernant la fréquence centrale, comme le montre la figure 25, 70 % des sources IEMI ont une fréquence centrale comprise entre 300 MHz et 2 GHz.

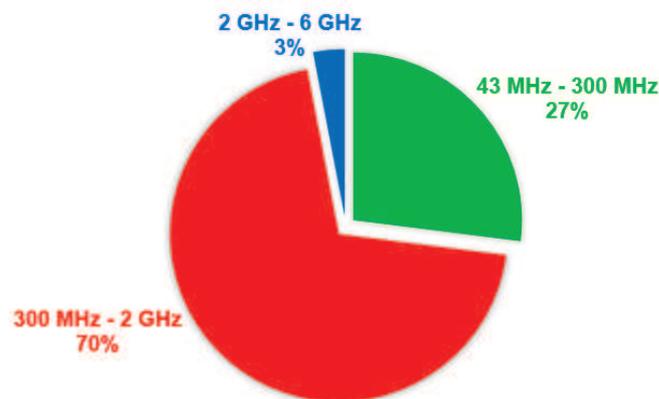


Figure 25 : Répartition des sources IEMI [46] suivant leur fréquence centrale

Cette bande de fréquence sera par conséquent celle utilisée lors de notre étude car :

- Les sources IEMI émettant pour des fréquences en dessous de 300 MHz ont des antennes trop grandes pour être dissimulées. Pour des fréquences de l'ordre de la centaine de MHz, la longueur de l'antenne est de plusieurs mètres, ce qui la rend difficilement dissimulable et transportable. Des personnes malveillantes utilisant ce type de source pour attaquer un véhicule seraient facilement repérables et ne constitueraient pas une menace dans notre cas d'étude.

- Les sources IEMI émettant à des fréquences supérieures à 2 GHz ont une portée trop faible pour constituer une vraie menace. La portée étant inversement proportionnelle à la fréquence, une source EM mobile émettant à des fréquences supérieures à 2 GHz demanderait trop de puissance pour pouvoir attaquer un véhicule sur une portée de 10 mètres.

4.1.2 Etalement spectral

Concernant l'étalement spectral illustré en figure 26, les sources ont globalement un large spectre fréquentiel puisque les sources hypobande ne représentent que 9 % des sources. Ceci confirme que les sources les plus susceptibles de perturber un système électronique sont celles ayant un spectre fréquentiel étalé.

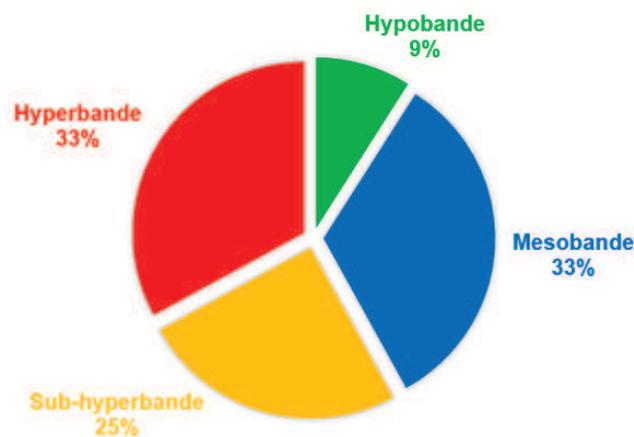


Figure 26 : Répartition des sources IEMI [46] suivant leur étalement spectral

D'après la partie 2 consacrée au contexte des IEMI, le signal mesobande offre un bon compromis entre la puissance répartie et une large bande de fréquences, ce qui en fait la perturbation IEMI la plus pertinente pour réussir à perturber un véhicule par une source de type IEMI lorsqu'on ne connaît pas les fréquences de susceptibilité de la cible. L'étude considère que l'agresseur n'a pas connaissance de ces fréquences puisque celui-ci voudrait, la plupart du temps, perturber n'importe quel véhicule de n'importe quel constructeur. Les signaux mesobande qui correspondent à un étalement spectral de 10 MHz à 200 MHz [37] sont donc ceux qui seront pris en compte dans notre étude. Ils correspondent à des durées d'impulsions allant de quelques ns jusqu'à la centaine de ns et représentent 33 % des sources répertoriées.

4.1.3 Niveau d'amplitude du champ électrique émis

Concernant le niveau d'amplitude de champ électrique émis, les niveaux de champ émis par les sources IEMI sont à 89 % compris entre 1 kV et 1 MV (Fig. 27). L'ensemble de ces niveaux seront pris en compte dans l'étude. Ils seront pondérés par la probabilité d'occurrence de la source étant capable d'émettre de tels niveaux d'amplitude.

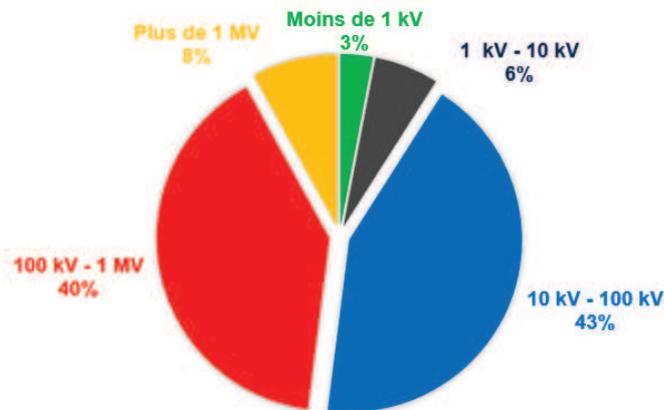


Figure 27 : Répartition des sources IEMI [46] suivant leur niveau d'amplitude de champ électrique émis

4.1.4 Caractéristiques des signaux IEMI considérés dans cette étude

Le tableau 4 résume les caractéristiques des signaux IEMI que l'on considérera dans notre étude en se basant sur les parties précédentes et sur les informations de la base de données [46].

	Fréquence centrale	Etalement spectral	Durée d'impulsion	Amplitude d'excitation
Min	300 MHz	10 MHz	qq ns	100 V
Max	2 GHz	200 MHz	qq 100 ns	1 MV

Tableau 4 : Caractéristiques physiques des signaux IEMI considérés dans l'étude

4.2 Démarche de recherche et méthodologie

D'après toutes les conclusions précédemment exposées, la méthodologie développée permettant d'évaluer le risque IEMI sur une automobile doit comprendre deux phases. Elle doit tout d'abord analyser le risque en quantifiant les courants de mode commun induits probables au sein du véhicule lors d'une attaque en termes de formes d'ondes et de niveaux d'amplitude. Ceci permettra dans une seconde phase de créer un banc sur table pour tester les équipements automobiles avec les formes d'ondes et les niveaux de courants trouvés sur véhicule, représentatifs des signaux que rencontrerait un équipement lors d'une attaque réelle. Cela permettra de proposer une solution permettant de prendre en compte la menace IEMI dans la conception des prochains véhicules.

Pour évaluer les courants de mode commun lors du couplage de l'onde IEMI sur les faisceaux automobiles, il est nécessaire dans un premier temps, de déterminer une méthode permettant d'obtenir les caractéristiques de la forme d'onde du courant de mode commun. Plusieurs solutions auraient pu être envisageables.

La première solution aurait pu être de mesurer expérimentalement les courants de mode commun induits sur des faisceaux automobiles soumis à une IEMI. Il aurait alors fallu se procurer une source IEMI émettant des impulsions EM mesobande ainsi qu'un véhicule du commerce, équipé de systèmes de mesures permettant d'obtenir les courants induits sur les différents faisceaux. Cependant, l'AE complexe du véhicule avec ses nombreux faisceaux et la configuration propre de chaque véhicule (dimension, matériaux, placements des équipements ...) rendent le problème très complexe à étudier et variable selon le type de véhicule et les équipements considérés. De plus, une légère modification lors d'une expérience pourrait amener à des conclusions différentes et il serait compliqué d'en expliquer la cause. Enfin réaliser des mesures dans un environnement EM extrême est une tâche très difficile et très coûteuse.

Au vu de la complexité des scénarios à étudier et le coût que pourrait engendrer de tels essais sur véhicule, la simulation EM numérique 3D a été adoptée afin de pouvoir simuler n'importe quel scénario IEMI. En effet, la simulation numérique donne plusieurs avantages, notamment en termes de disponibilité et de coût. Cependant, un modèle de simulation numérique se doit d'être validé par des mesures avant de pouvoir l'utiliser pour simuler des scénarios d'attaques IEMI sur la bande de fréquence de l'étude allant de 300 MHz à

2 GHz. Une seconde difficulté à prendre en compte lorsque l'on réalise des simulations numériques est le temps de simulation. Il est directement corrélé à la complexité de la structure. En effet, le nombre de faisceaux dans un véhicule étant très importants (plus de 2 km), les ressources nécessaires pour simuler l'ensemble de l'AE d'un véhicule du commerce seraient trop volumineuses. La simulation d'un scénario réel composée d'une source EM émettant des impulsions EM mesobande sur un véhicule du commerce est donc trop complexe à mettre en place. Comme pour les solutions de type « essais physiques », il est nécessaire de simplifier le problème en évaluant le couplage entre une source IEMI et un véhicule avec une configuration simplifiée.

Il a donc été décidé de considérer une caisse nue métallique, dans laquelle sera placée des fils de cuivre représentant les faisceaux et des charges modélisant les équipements électroniques. Cette caisse permettra alors de représenter l'environnement EM d'un véhicule. De plus, la caisse étant dépourvue d'absorbant, le couplage entre l'antenne et le faisceau sera optimisé. Les résultats obtenus seront donc majorants par rapport à la réalité et permettront l'étude d'un pire cas, tout à fait adéquate pour une étude d'immunité sur les IEMI.

Afin de conclure, la figure 28 résume les différentes étapes de la méthodologie de l'étude.

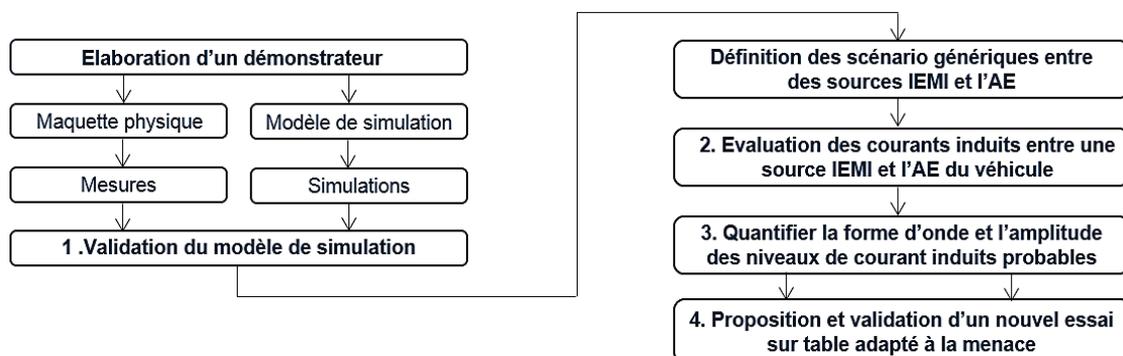


Figure 28 : Etapes de la méthodologie de l'étude

La première étape consiste à valider un modèle de simulation permettant de simuler des scénarios impliquant des IEMI et un véhicule sur la bande de fréquence 300 MHz – 2 GHz. Ce modèle sera dans une seconde étape utilisé pour déterminer les formes d'ondes des courants de mode commun induits sur les faisceaux du véhicule lors d'une attaque IEMI. Cela permettra notamment d'extraire des informations sur les mécanismes de propagation et de couplage entre l'onde EM et les faisceaux automobiles. Dans un troisième temps, une ana-

lyse de risque sera réalisée afin de quantifier la forme d'onde et l'amplitude des courants induits probables lors d'une attaque. De cette façon, nous aurons en notre possession tous les éléments techniques et scientifiques permettant de créer un banc sur table adapté aux IEMI permettant de tester des équipements automobiles. Par conséquent, dans une quatrième et dernière étape, un banc sur table sera développé permettant de tester les équipements avec des courants induits représentatifs de ceux trouvés lors des simulations sur véhicule. De cette façon, la vulnérabilité des systèmes EE d'un véhicule automobile vis-à-vis d'attaques électromagnétiques intentionnelles sur véhicule sera prise en compte de manière globale.

Conclusion

Ce chapitre a tout d'abord permis de présenter le contexte et la problématique de notre étude en exposant le contexte CEM dans le domaine automobile ainsi que les spécificités des interférences électromagnétiques intentionnelles. Ceci a permis de prouver que les processus actuels dans le domaine automobile ne prennent pas en compte la menace IEMI. Par la suite, une démarche de recherche appropriée a été mise en place afin d'évaluer au mieux la menace IEMI dans ce contexte. Le prochain chapitre va développer la première étape de cette approche en validant un modèle de simulation simplifié sur la bande de fréquence 300 MHz – 2 GHz par une comparaison mesures – simulations, puis va exposer la méthode de simulation pour obtenir le courant de mode commun induit sur les faisceaux dans différentes configurations du véhicule, lors de scénario IEMI.

2 Chapitre 2

Construction du modèle de simulation et cas d'étude

Sommaire

2	Chapitre 2 Construction du modèle de simulation et cas d'étude	45
	Introduction	46
1.	La simulation électromagnétique	46
1.1	Choix du code de calcul électromagnétique 3D adapté	47
1.1.1	Méthode fréquentielle	47
1.1.2	Méthode temporelle	49
2	Validation du modèle de simulation utilisé	52
2.1	Démonstrateur physique	52
2.1.1	Caisse véhicule simplifiée	53
2.1.2	Liaisons électriques au sein du démonstrateur	54
2.1.3	L'antenne	55
2.1.4	Mesures réalisées	55
2.2	Modèle de simulation	56
2.3	Comparaison mesures / simulations	56
2.3.1	Validation du modèle de l'antenne	57
2.3.2	Validation du modèle de simulation	58
3	Simulation du courant de mode commun suivant la configuration du véhicule ...	60
3.1	Courant induit suivant la configuration des faisceaux dans le véhicule	61
3.1.1	Faisceau proche du châssis	61
3.1.2	Faisceau éloigné du châssis	63
3.2	Simulation du courant induit	65
3.2.1	Faisceau proche du châssis	65
3.2.2	Faisceau éloigné du châssis	67
3.2.3	Optimisation du temps de simulation	69
	Conclusion	72

Introduction

L'approche scientifique globale de notre étude repose sur l'utilisation de la simulation numérique afin d'obtenir les courants de mode commun induits sur les faisceaux lors d'une attaque IEMI. D'après le chapitre précédent, la simulation d'un scénario simplifié d'une attaque IEMI sur véhicule est la solution la plus appropriée lorsque l'on veut quantifier ces courants. Il n'existe pas, à notre connaissance dans la littérature scientifique, de modèle de simulation véhicule ayant été validé par des mesures sur la bande de fréquence choisie pour notre étude (300 MHz – 2 GHz). Par conséquent, il est tout d'abord nécessaire de valider par des mesures le modèle de simulation que l'on utilisera par la suite pour quantifier les courants induits. Un démonstrateur physique similaire au modèle de simulation simplifié a donc été conçu pour vérifier la validité du modèle développé en comparant mesures et simulations pour des résultats de couplage sur toute la bande de fréquence.

Dans ce chapitre, un état de l'art sur la simulation EM numérique va être premièrement exposé. Il s'en suivra la présentation du démonstrateur physique ainsi que de son modèle de simulation. La validation par comparaison entre les résultats de mesures et de simulations sera ensuite démontrée en considérant le cas du couplage entre une antenne et un faisceau localisé à l'intérieur du véhicule. Enfin, le modèle de simulation sera utilisé dans le cas d'un scénario IEMI pour évaluer les courants de mode commun induits sur les faisceaux. Les résultats seront analysés et une optimisation du temps de calcul de simulation sera proposée.

1. La simulation électromagnétique

Comme expliqué précédemment, la simulation électromagnétique permet une optimisation des coûts et un gain de temps lors de l'analyse de phénomènes CEM sur véhicule. Dans le cadre de cette thèse, l'étude des perturbations électromagnétiques IEMI au sein d'un véhicule se fera donc principalement par simulation numérique. Tout d'abord, il est important d'envisager et de mieux comprendre les différentes méthodes de modélisation d'un problème électromagnétique. Deux principales approches sont souvent employées :

- L'approche analytique consiste à modéliser, à l'aide des équations mathématiques, les phénomènes liés à la propagation des ondes EM tels que la réflexion et la diffraction. Pour être efficace, cette méthode est essentiellement utilisée dans le cas de géométries simples.

- La simulation numérique 3D consiste à modéliser une structure et calculer la répartition des champs EM dans un environnement donné en résolvant les équations de Maxwell à l'aide de codes de calcul temporels ou fréquentiels. Ceux-ci sont développés soit de façon spécifique en laboratoire, soit proposés par les éditeurs de logiciels.

Dans notre étude, la méthode analytique ne pourra pas être appliquée pour la modélisation des couplages champ à faisceaux se produisant dans le véhicule. En effet, la géométrie complexe du système ainsi que les multiples pertes et réflexions au sein du véhicule ne permettent pas d'utiliser cette méthode [48].

Dans le cas de simulation sur des systèmes complexes tels que des véhicules, la simulation numérique 3D est la méthode la plus couramment utilisée [22], [23]. Différentes techniques sont proposées [49]. Chaque technique permet d'analyser différents types de problèmes CEM suivant la taille du système à modéliser devant la longueur d'onde ainsi que la bande de fréquence de l'étude. Par conséquent, il est nécessaire pour chaque étude de choisir la méthode adaptée à la problématique que l'on veut résoudre. Ces méthodes se basent sur des approches mathématiques dans le domaine temporel ou fréquentiel. Les plus classiquement utilisées vont être détaillées par la suite.

1.1 Choix du code de calcul électromagnétique 3D adapté

Plusieurs logiciels de simulation numérique, comme CST, Feko ou HFSS permettent de modéliser une structure complexe et de caractériser en trois dimensions son environnement EM. Ces logiciels utilisent généralement une approche temporelle ou fréquentielle permettant de résoudre les équations de Maxwell. Ces deux approches offrent des avantages et des inconvénients suivant le problème que l'on souhaite résoudre. Cette partie a pour objectif de déterminer la méthode numérique la plus adaptée à notre problématique.

1.1.1 Méthode fréquentielle

La méthode fréquentielle consiste à résoudre les équations de Maxwell afin de calculer le champ EM au sein d'une structure pour chacune des fréquences de l'étude. Chaque fréquence où l'on souhaite que le champ EM soit calculé nécessite une nouvelle résolution de

ces équations. Le temps de calcul n'étant pas négligeable lors des simulations EM sur des systèmes complexes, il est ainsi difficile de simuler un système sur une large bande de fréquence en un temps raisonnable. Par conséquent, la méthode fréquentielle est généralement utilisée lorsqu'un petit nombre d'échantillons de fréquences doit être calculé. Elle est particulièrement efficace pour traiter des problèmes en hautes fréquences, sur une bande étroite et pour des structures de petite taille devant la longueur d'onde.

Il existe plusieurs méthodes de résolution des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel. Deux d'entre elles sont particulièrement utilisées, à savoir la méthode des moments et la méthode des éléments finis :

- La méthode des moments (Method of Moments en anglais, MoM) est une technique qui permet de résoudre les équations de Maxwell sous forme intégrale en les réduisant à un système linéaire d'équations. Elle permet de déterminer directement, et de manière précise, la distribution du courant dans les structures étudiées et de pouvoir calculer ensuite le champ rayonné en tout point de l'espace. L'application de la MoM sur une structure conductrice nécessite une modélisation surfacique au préalable par la discrétisation de cette structure en éléments sous-dimensionnés par rapport à la longueur d'onde d'excitation. Les éléments filaires sont discrétisés en segments et les surfaces généralement en triangles (Fig. 29). Plus la fréquence augmente, plus la longueur d'onde est petite. Il faut donc des triangles de dimensions plus petites pour discrétiser la structure, ainsi le nombre de cellules et le temps de calcul dépendent de la fréquence. De nombreuses publications ont déjà été réalisées en appliquant cette méthode, en particulier sur les connecteurs des véhicules électriques [50], [51].

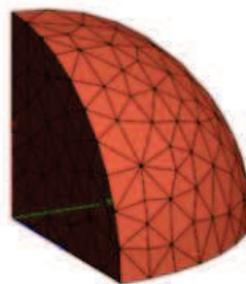


Figure 29 : Maillage surfacique selon la méthode MoM [52]

- La méthode des éléments finis (FEM) est utilisée pour résoudre les équations aux dérivées partielles [53]. Cela permet de calculer numériquement le comportement d'objets complexes, à condition qu'ils soient continus et décrits par une équation aux dérivées partielles linéaire et qu'ils soient discrétisés en petits éléments surfaciques ou volumiques. Cette méthode est largement utilisée dans plusieurs disciplines (mécanique, EM, ...) et permet de résoudre des problèmes complexes mais demande des ressources mémoires volumineuses. L'avantage majeur de cette méthode est que les propriétés électriques et géométriques peuvent être définies indépendamment. Cela permet d'optimiser la discrétisation en augmentant le nombre d'éléments pour des régions à géométrie complexe et disposer d'un nombre modéré d'éléments dans des régions ouvertes. Cette méthode est plutôt utilisée dans le domaine de la CEM pour la simulation d'émission conduite et est efficace pour simuler des structures de petite taille par rapport à la longueur d'onde comme les circuits imprimés [54].

1.1.2 Méthode temporelle

La méthode temporelle donne la possibilité de calculer les paramètres de couplage et le champ EM sur une large bande de fréquences avec un seul calcul (temps de calcul plus court). Il existe trois méthodes de résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel :

- La première méthode est la technique de calcul par différences finies dans le domaine temporel (FDTD). Cette méthode consiste à représenter sous forme différentielle les équations de Maxwell [55]. Le calcul des dérivées spatiales et temporelles s'effectue grâce à l'approximation dite des différences centrées basées sur la discrétisation de l'espace et du temps. La région modélisée est représentée par deux grilles de points discrets intercalées d'une demi-maille. Une grille contient les points où sont calculés les champs électriques et l'autre grille contient les points où sont calculés les champs magnétiques. Ces grilles sont appelées « cellules élémentaires » (Fig. 30). L'assemblage de toutes les cellules permet de visualiser la répartition du champ EM global dans le volume de la structure, en trois dimensions. Le temps de calcul est donc proportionnel au volume de la structure et au nombre de cellules élémentaires. D'après la littérature, la méthode FDTD est efficace pour modéliser des structures larges avec un grand nombre de cellules [56].

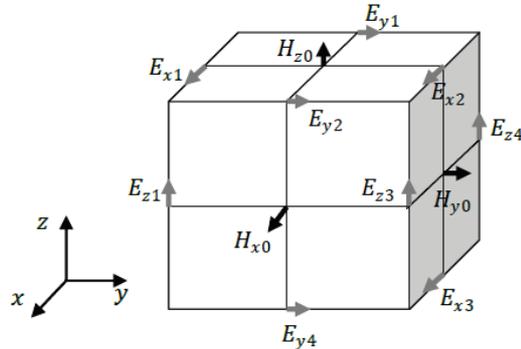


Figure 30 : Cellule élémentaire d'une simulation FDTD [57]

- La deuxième méthode utilisée est la théorie des lignes de transmission (TLM) permettant de caractériser un environnement EM. La méthode TLM a été proposée en 1971 par Peter B. Johns associé à Raymond L. Beurle, et constitue une approche cousine de l'algorithme FDTD. Comme pour la méthode FDTD, on cherche à résoudre les équations régissant la propagation d'ondes électromagnétiques en discrétisant l'espace et le temps selon des pas déterminés. La principale différence avec la méthode précédente est de calculer le champ EM dans chaque cellule à l'aide d'un réseau de lignes de transmission. Elle est efficace pour modéliser de larges structures et permet de couvrir une très large bande de fréquences tout en réduisant le temps de calcul [58].
- La troisième méthode est la technique d'intégration finie (FIT). Cette technique repose sur un schéma de discrétisation spatiale sous forme de grille pour calculer numériquement les champs électromagnétiques dans une structure. Elle préserve les propriétés topologiques de base des équations continues telles que la conservation des charges et de l'énergie. La méthode FIT a été proposée en 1977 par Thomas Weiland et a été progressivement améliorée au cours des années. L'idée fondamentale de cette approche est d'appliquer les équations de Maxwell de manière intégrale. Elle fonctionne en mesurant l'énergie transmise entre les différentes sources, dans le temps et l'espace, et la précision de maillage est définie par l'utilisateur afin de réduire le temps de calcul. Cette méthode est efficace pour modéliser des structures à géométrie complexe et pour prendre en compte avec une bonne précision les conditions aux limites ainsi que les propriétés électriques des matériaux. Il s'agit d'une méthode de simulation capable de résoudre n'importe

quel type de caractérisation EM ou de calcul de paramètres S sur une large bande de fréquences. En pratique, cette méthode est très efficace pour les structures électriquement larges, où les dimensions sont grandes devant la longueur d'onde.

La figure 31 résume les différentes méthodes de calcul suivant la dimension de la structure et la largeur de la bande de fréquence de l'étude.

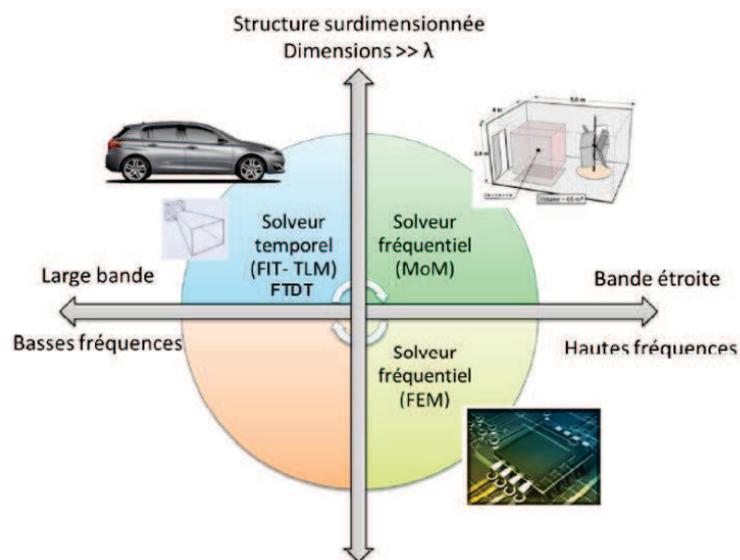


Figure 31 : Choix de la méthode de calcul suivant le système à étudier [59]

La bande de fréquence considérée dans notre étude étant large (300 MHz – 2 GHz) et le véhicule de grande taille devant la longueur d'onde, le temps de calcul sur cette bande de fréquence avec une méthode fréquentielle serait beaucoup trop grand. Les codes de calculs EM basés sur la méthode temporelle vont donc être privilégiés. La méthode FIT est de plus efficace pour modéliser des structures à géométrie complexe comme un véhicule. C'est pourquoi, cette méthode sera utilisée pour les simulations de notre étude. L'objectif de nos travaux n'étant pas celui de développer un code spécifique, nous avons choisi un logiciel commercial disponible et proposant la méthode FIT. Le logiciel CST Micro-Wave Studio est un logiciel de simulation électromagnétique 3D de la société Dassault. Avec ce logiciel, il est possible d'utiliser la méthode de calcul temporelle FIT afin de d'obtenir numériquement le champ électromagnétique au sein d'une structure comme un véhicule. Par conséquent, il a été choisi pour notre étude.

2 Validation du modèle de simulation utilisé

Comme précédemment expliqué dans l'introduction de ce chapitre, peu de modèles de simulation véhicule ont déjà été validés par des mesures sur des démonstrateurs réels et pour une large bande de fréquence comme celle de notre étude (300 MHz – 2 GHz). Afin de prouver que le modèle de simulation représente la réalité, il est nécessaire de démontrer par un essai simple et réalisable que les résultats de mesures et de simulations sont assez proches pour que le modèle puisse être utilisé pour des scénarios IEMI.

D'après le chapitre 1, lors d'une attaque IEMI, l'onde émise par la source se couple sur un faisceau et génère un courant de mode commun qui viendra ensuite perturber un équipement localisé à l'extrémité d'un faisceau de câble. Le phénomène physique à étudier est donc le couplage entre l'antenne de la source émettant dans la bande 300 MHz – 2 GHz et l'extrémité d'un faisceau dans le véhicule. Par conséquent, l'expérience proposée afin de quantifier ce couplage et de valider le modèle de simulation est la mesure de paramètres S entre une antenne et un faisceau simplifié situé dans la caisse véhicule. Il est important de rappeler que le choix d'utiliser un scénario simplifié permet de favoriser le couplage et de se placer ainsi dans des niveaux de couplage « pire cas ». Les résultats obtenus sont donc majorants par rapport à la réalité et permettront de laisser une marge de sécurité lors de la prise en compte de cette menace par des contre-mesures sur table.

Cette partie va tout d'abord présenter le démonstrateur physique avec ses principaux composants puis le modèle de simulation associé avec ses principales caractéristiques. Il s'en suivra la comparaison entre mesure et simulation avec une analyse approfondie permettant de valider le modèle de simulation.

2.1 Démonstrateur physique

Le démonstrateur physique est composé de trois principaux éléments détaillés par la suite :

- La caisse véhicule simplifiée,
- Les liaisons dans le véhicule,
- L'antenne.

Ce démonstrateur va permettre de mesurer le couplage entre l'antenne et l'extrémité d'un faisceau. La figure 32 présente le schéma de principe global avec ses principaux éléments.

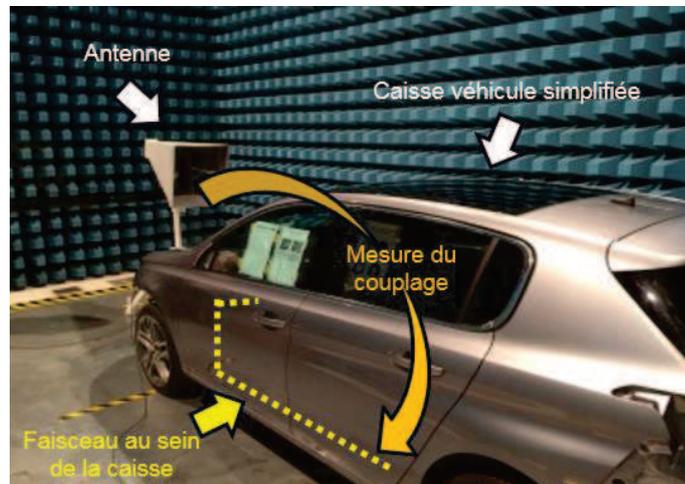


Figure 32 : Schéma de principe de la mesure du couplage sur le démonstrateur

2.1.1 Caisse véhicule simplifiée

La caisse véhicule que nous avons utilisée a été conçue par rapport au modèle 308 de la marque Peugeot. Dans la bande de fréquence de l'étude (300 MHz – 2 GHz), les éléments plastiques sont transparents pour les ondes électromagnétiques, ils ne sont donc pas nécessaires. Par conséquent, cette caisse n'est constituée que de ses parties métalliques (Fig. 33) et des éléments fonctionnels (siège conducteur, roues etc...). De plus, aucun équipement n'est présent afin de pouvoir simplifier l'environnement EM du véhicule et d'isoler le phénomène physique à étudier.



Figure 33 : Caisse véhicule simplifiée

2.1.2 Liaisons électriques au sein du démonstrateur

La complexité des faisceaux utilisés dans le domaine automobile génère des temps de simulation importants et une implémentation expérimentale complexe. Par conséquent, notre choix est d'utiliser des fils de cuivre dans les modèles de simulation et dans le démonstrateur physique. Cette configuration peut être qualifiée de « pire cas » car utiliser des fils de cuivre permet de minimiser les pertes par absorption induites par les diélectriques des câbles, et ainsi favoriser les phénomènes de résonances et les courants induits. De plus, de nombreuses études sur la compatibilité électromagnétique des véhicules mesurant le courant induit par le couplage d'ondes électromagnétiques sur des faisceaux électriques réduits à quelques conducteurs [14], [60], [61], ont montré de bons résultats.

Afin de se placer dans des parties du véhicule différentes d'un point de vue EM, trois fils de cuivre dénudés ont été placés suivant des chemins réalistes par rapport à un véhicule du commerce (Fig. 34) :

- Une liaison habitacle (longueur 220 cm)
- Une liaison sous capot (longueur 126 cm)
- Une liaison habitacle → sous capot (longueur 105 cm)



Figure 34 : Liaison sous capot

2.1.3 L'antenne

L'antenne choisie pour les essais est une antenne cornet double ridge à fort gain conçue pour rayonner dans la bande de fréquence 300 MHz - 2.8 GHz qui comprend la bande de fréquence de notre étude.

Deux positions d'antenne par rapport au véhicule et deux polarisations (horizontale et verticale) sont étudiées : une sur le côté et une devant le véhicule. (Fig. 35).

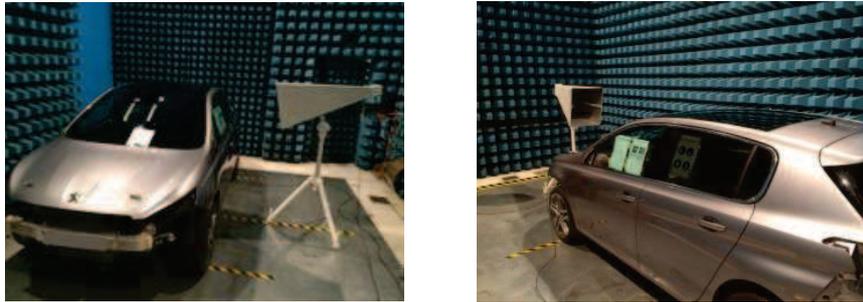


Figure 35 : Positions de l'antenne lors de l'essai

2.1.4 Mesures réalisées

L'expérience a pour but la comparaison des paramètres S simulés et mesurés caractérisant le couplage entre l'antenne et une extrémité d'un des fils de cuivre. Les mesures de paramètres S ont été effectuées avec un analyseur de réseau vectoriel (VNA) à deux ports (Fig. 36).

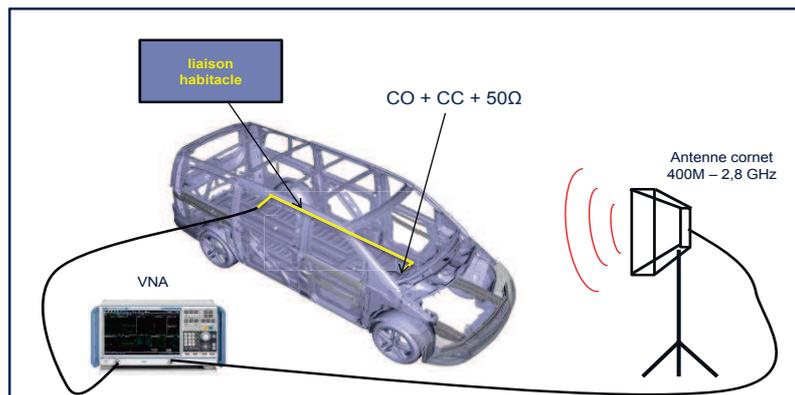


Figure 36 : Schéma de la mesure du couplage entre l'antenne et la liaison habitacle pour une configuration d'antenne (Position : Avant du véhicule, Polarisation : Verticale)

Afin d'étudier différentes configurations de couplage, des mesures ont été réalisées entre l'antenne et les trois liaisons de cuivre, pour deux positions et deux polarisations de l'antenne. De plus, lors des mesures, différentes charges (court-circuit (CC), circuit ouvert (CO), 50Ω) ont été connectées à la seconde extrémité des fils. Plus d'une centaine de mesures de paramètres S ont été réalisées pour toutes les différentes configurations citées et celles-ci constituent une base de données volumineuse (annexe 1) qui sera utilisée par la suite pour valider le modèle de simulation.

2.2 Modèle de simulation

Le modèle de simulation a pour origine un modèle CAO d'une 308 remaniée afin qu'il soit le plus proche possible du démonstrateur physique. Comme précédemment expliqué, le logiciel de simulation utilisé est CST MicroWave Studio qui s'appuie sur un solveur temporel utilisant la technique FIT. La complexité et la taille du modèle ainsi que sa bande de fréquence expliquent le nombre important de mailles nécessaires pour réaliser une simulation (plus de 110 millions). Une simulation du couplage entre antenne et liaison dure en moyenne 2 jours avec un ordinateur ayant 32 Go de RAM. Le modèle de simulation essaye de représenter le plus fidèlement possible le démonstrateur physique. L'antenne, les liaisons et les sièges ont donc été positionnés comme lors des essais réels (Fig. 37).

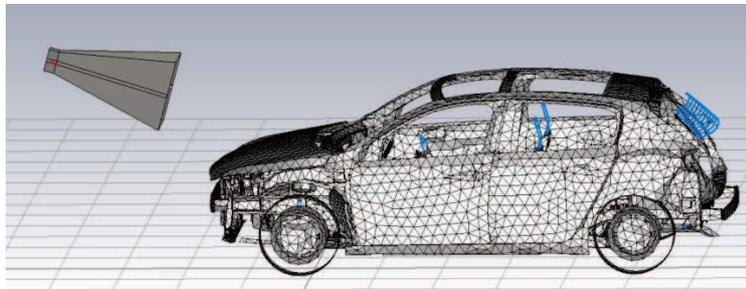


Figure 37 : Modèle de simulation du démonstrateur sous CST

2.3 Comparaison mesures / simulations

Afin de valider le démonstrateur, trois paramètres ont été comparés entre simulation et mesure :

- Le gain et le paramètre S_{11} de l'antenne pour prouver la bonne modélisation de l'antenne.
- Le paramètre de transmission S_{21} entre l'antenne et l'extrémité des différentes liaisons.

2.3.1 Validation du modèle de l'antenne

Dans la littérature, de nombreux articles expliquent la modélisation d'antenne double ridge [62], [63]. Le gain donné par la documentation technique [64] ainsi que le paramètre S_{11} mesuré, sont comparés avec ceux simulés dans la bande de fréquence donnée par le constructeur 300 MHz – 2.8 GHz (Fig. 38).

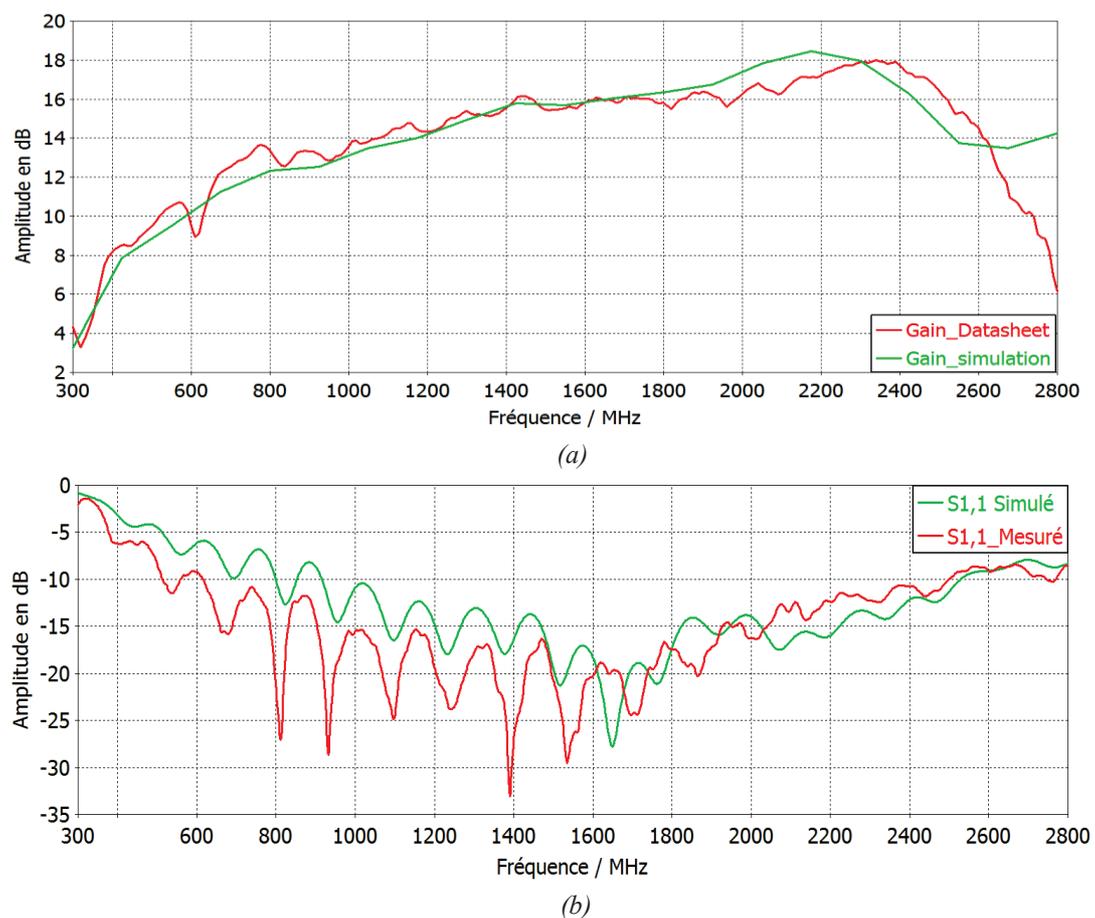


Figure 38 : Comparaison entre données de la documentation technique et de mesure à la simulation :

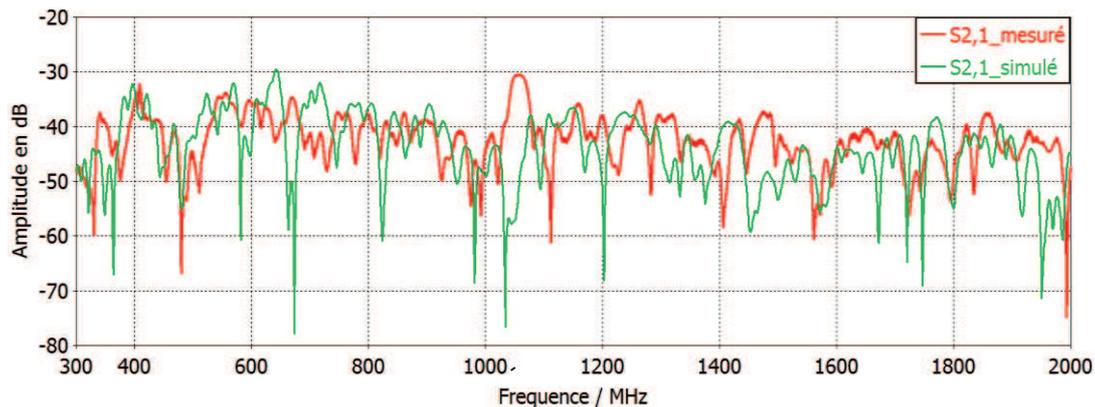
(a) Le gain de l'antenne

(b) Le paramètre S_{11}

Le gain de l'antenne fourni par la documentation technique est proche à 2 dB près de celui simulé. Des différences plus importantes de l'ordre de 5 dB en moyenne sont visibles entre 300 MHz et 1.5 GHz pour le paramètre S_{11} . Ceci s'explique car les dimensions exactes de l'intérieur de l'antenne ainsi que des informations sur le port d'excitation étaient manquantes pour la simulation. Cependant, les résonances sont aux mêmes fréquences, l'allure de la courbe est identique et les différences observées influent peu sur l'énergie transmise par l'antenne (90 % de la puissance est transmise pour un S_{11} inférieur à -10 dB). Cette modélisation d'antenne est donc jugée suffisante afin de pouvoir comparer les différents résultats de couplage entre antenne et faisceau dans le cadre de notre étude.

2.3.2 Validation du modèle de simulation

Le paramètre important à comparer pour valider le modèle de simulation est le paramètre S_{21} qui donne le couplage entre l'antenne et les liaisons dans le véhicule sur la bande de fréquence 300 MHz – 2 GHz. La figure 39 compare les modules des paramètres S_{21} mesurés et simulés entre l'antenne et une des extrémités de la liaison habitacle pour quatre couples de position et polarisation d'antenne différents. Dans ces configurations de mesures, une charge de 50 Ω est connectée à l'autre extrémité de la liaison cuivre. La comparaison a aussi été réalisée pour des conditions de charges et des liaisons différentes de celles exposées et les conclusions sont identiques à celles présentées ci-après (voir annexe 1).



(a)

Figure 39 : Comparaison mesure simulation du S_{21} suivant position et polarisation de l'antenne:

(a) Avant du véhicule et polarisation horizontale

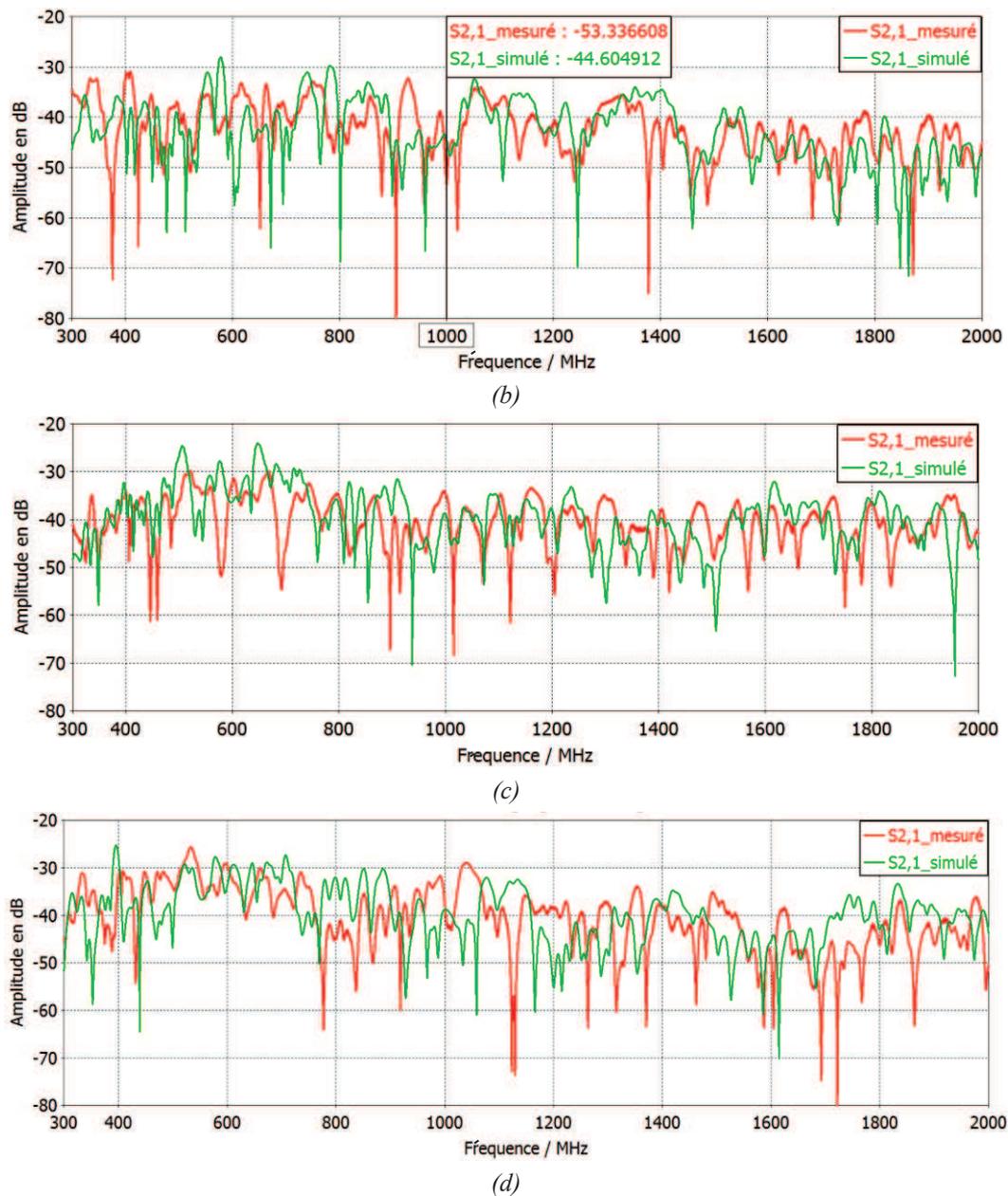


Figure 39 : Comparaison mesures / simulations de S_{21} suivant position et polarisation de l'antenne :

- (b) Avant du véhicule et polarisation verticale
- (c) Côté du véhicule et polarisation horizontale
- (d) Côté du véhicule et polarisation verticale

Une concordance plutôt satisfaisante est obtenue entre les mesures et les simulations. Les principales différences observées de 5 à 10 dB sont, pour la plupart des cas, dues à un décalage des fréquences d'antirésonance. Ces décalages peuvent être provoqués, premièrement, par le modèle de l'antenne qui n'est pas parfaitement identique à la mesure (cf. Fig. 38), deuxièmement, à cause de la complexité du démonstrateur car les caractéristiques des matériaux, le positionnement des sièges de la voiture et la longueur de la liaison ne sont pas parfaitement identiques en mesure et en simulation. Enfin, une analyse plus complète des phénomènes physiques observés lors des mesures comme l'effet de la charge à l'extrémité de la liaison, de la position des sièges et de la polarisation de l'antenne est donnée dans [65] et dans l'annexe 2.

L'objectif de ce modèle est de pouvoir obtenir par simulation l'ordre de grandeur et les principales caractéristiques des courants de mode commun induits sur un faisceau lors d'un scénario IEMI dans un « pire cas ». Nous ne cherchons pas une méthodologie complète et précise en terme de simulation numérique permettant d'avoir un modèle aussi proche que possible d'un véhicule réel. Dans ces conditions, on considère qu'un assez bon accord est obtenu entre les mesures et les simulations, ce qui valide le modèle de simulation utilisé.

3 Simulation du courant de mode commun suivant la configuration du véhicule

Le modèle de simulation étant validé, il est possible de l'utiliser dans le cas d'un scénario d'attaque IEMI. Comme indiqué dans le premier chapitre, le principe du scénario considéré dans notre cas d'étude est de générer à l'entrée de l'antenne un signal mesobande et d'obtenir la forme d'onde du courant induit sur la liaison. Même si la simulation permet à moindre coût d'étudier différents cas de scénario IEMI, une telle simulation reste lourde, consommatrice en temps. Par conséquent, une méthodologie basée sur l'association de la simulation EM et de la simulation électrique, a été mise en œuvre permettant d'optimiser le temps de simulation.

3.1 Courant induit suivant la configuration des faisceaux dans le véhicule

Comme déjà indiqué, lors d'une attaque IEMI, le couplage de l'onde sur un faisceau génère un courant de mode commun au sein de celui-ci. Dans toute la prochaine partie, ce courant sera nommé courant induit. L'objectif de cette partie est d'obtenir ce courant pour n'importe quelle configuration des faisceaux dans le véhicule. D'après le chapitre 1, la plupart des faisceaux dans une configuration réelle sont « flottants » c'est-à-dire non directement reliés au châssis et donc éloignés du plan de masse par rapport à la longueur d'onde. Comme celle-ci, à 2 GHz, est de 15 cm, de nombreux faisceaux se trouvent dans cette configuration. Il est donc nécessaire de définir deux configurations : une première où le faisceau est à moins de 15 cm du plan de masse et appelé faisceau proche du châssis ainsi qu'une seconde où le faisceau est « flottant » et appelé faisceau éloigné du châssis.

Concernant la position des faisceaux dans le véhicule, trois positions de liaisons ont été étudiées dans trois environnements EM différents. D'après les résultats obtenus précédemment et détaillés en annexe, le maximum de couplage se produit lorsque le faisceau est dans l'habitacle. Afin de se placer dans le pire cas, cette configuration sera retenue pour nos simulations.

3.1.1 Faisceau proche du châssis

Lorsque le faisceau se trouve proche du châssis et que sa longueur est grande devant la longueur d'onde, on peut utiliser la théorie des lignes de transmission (LDT) avec pertes afin de calculer les courants induits [66], [67] par une onde électromagnétique. Ce cas représente, par exemple, les faisceaux dans l'habitacle passant à côté des sièges conducteur et passager. La figure 40 schématise ce cas.

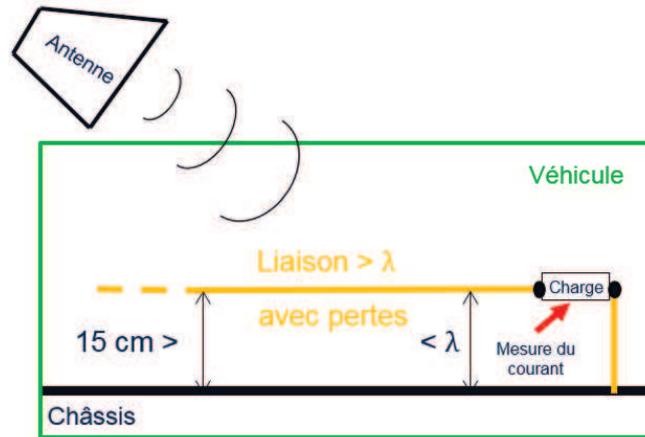


Figure 40 : Représentation schématique du modèle LDT

Lors du couplage de l'onde sur le faisceau, un courant induit est généré sur la liaison (Fig. 41). La théorie des LDT, permet de calculer le courant $I(x)$ en tout point de la ligne en connaissant le courant incident I_i (correspondant au courant induit) et le coefficient de réflexion Γ en bout de ligne (Eq.2).

$$I(x) = I_i(e^{-\gamma x} - \Gamma e^{+\gamma x}) \quad (\text{Eq.2})$$

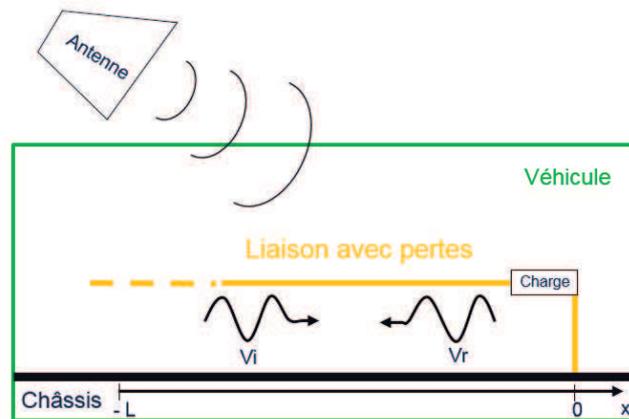


Figure 41 : Circuit électrique modélisant les ondes aller et retour dans une LDT

D'après l'équation 2, si Γ vaut -1 (court-circuit), alors le courant induit, c'est-à-dire le courant incident, se calcule tout simplement de la façon suivante :

$$I_i = \frac{I(0)}{2} \quad (\text{Eq.3})$$

En conclusion, pour déterminer le courant induit dans cette configuration de faisceau, il suffit de court-circuiter le faisceau et de calculer par simulation le courant de court-circuit et de le diviser par 2. Cette configuration est présentée en figure 42.

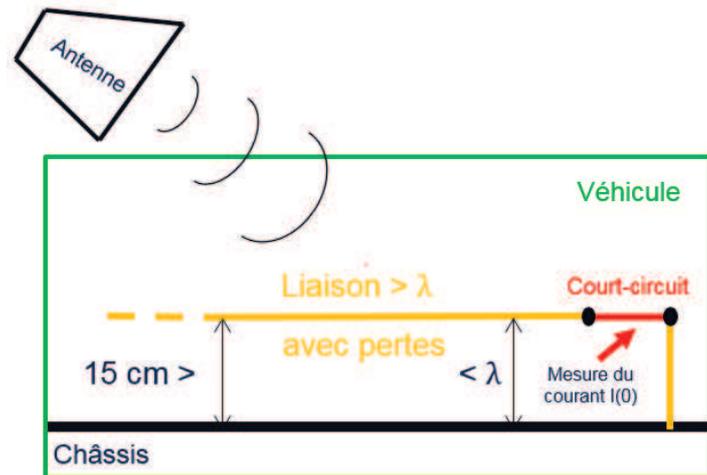


Figure 42 : Configuration LDT afin de mesurer le courant de mode commun par le courant de court-circuit

3.1.2 Faisceau éloigné du châssis

La méthode utilisant la théorie des lignes de transmission ne représente qu'une petite partie des configurations dans le véhicule. Majoritairement, les faisceaux sont éloignés du châssis comme le cas des faisceaux présents dans la planche de bord. Cette configuration est illustrée dans la figure 43. Nous nous placerons dans le cas où :

- Le faisceau est éloigné d'au moins 15 cm du châssis.
- La longueur de la liaison à droite et à gauche L doit être grande devant la longueur d'onde. Classiquement, l'équation 4 doit être respectée avec c célérité de la lumière et d_{imp} la durée du signal IEMI envoyée à l'antenne.

$$L > \frac{c}{2} * d_{imp} \quad (\text{Eq.4})$$

- Le port de mesure doit se situer de façon à respecter l'équation 4 et est placé, par conséquent, le plus souvent au centre de la liaison lors des simulations (Fig. 43).

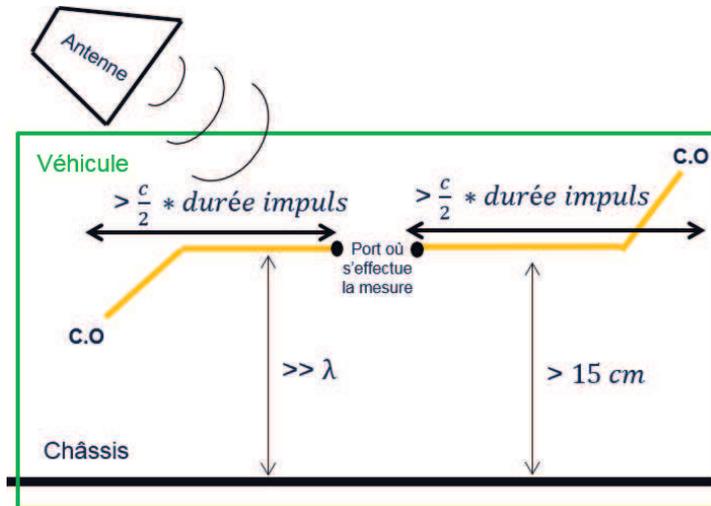


Figure 43 : Représentation schématique du modèle éloigné du châssis

Comme lors de la configuration LDT, un court-circuit est placé au niveau du port de mesure lors de la simulation. Ceci permettra d'obtenir directement le courant induit ainsi que les différentes réflexions dans la liaison sans phénomène de superposition (longueur des brins suffisantes). Dans cette configuration, le courant de court-circuit correspond directement au courant de mode commun induit. Cette configuration est donnée en figure 44.

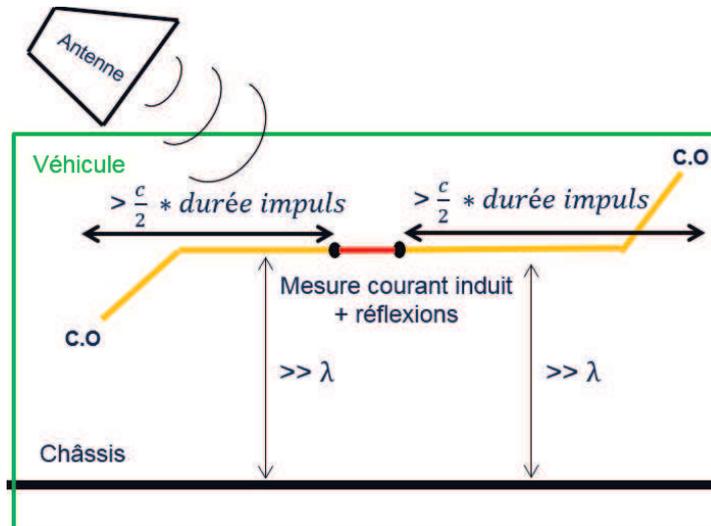


Figure 44 : Configuration du faisceau éloigné du châssis afin de mesurer le courant de mode commun induit sur la liaison

3.2 Simulation du courant induit

Pour obtenir les courants induits pour les deux configurations de faisceaux proches ou éloignés du châssis, il suffit de réaliser une simulation 3D du modèle de simulation en plaçant la liaison dans une des deux configurations. Un court-circuit sera placé au niveau du centre ou de l'extrémité du faisceau, suivant les configurations, afin d'obtenir le courant induit selon ce qui a été précédemment exposé.

3.2.1 Faisceau proche du châssis

Afin de présenter un exemple de scénario IEMI dans une configuration LDT, une simulation a été effectuée en injectant, à l'entrée de l'antenne, un signal mesobande proche de la bande sub-hyperbande (durée de 10 ns et des temps de montée de 3 ns) à une fréquence porteuse d'1 GHz. Les résultats sont présentés dans la figure 45 et permettent de visualiser les conditions de simulation ainsi que la forme d'onde du courant de court-circuit correspondant au double du courant de mode commun induit.

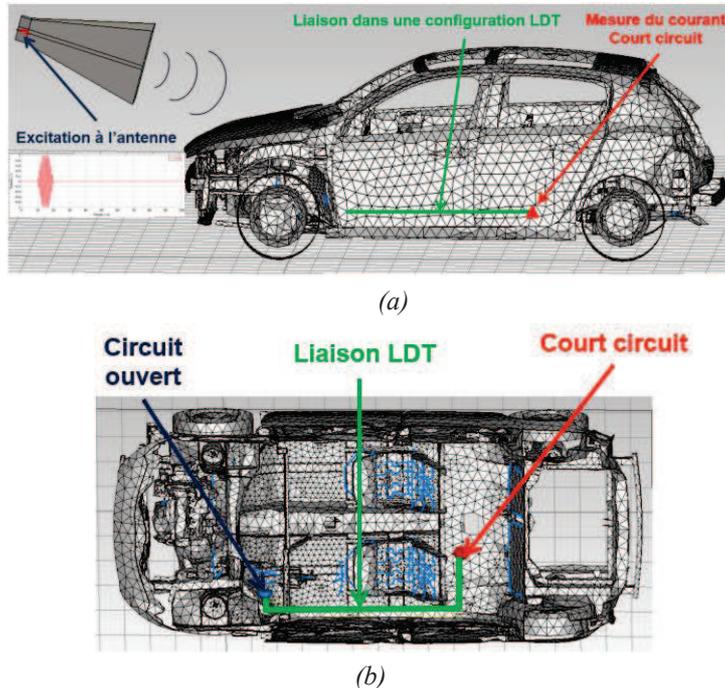


Figure 45 : Simulation du courant de court-circuit dans le cas LDT :

(a) Modèle 3D de la simulation sous CST

(b) Configuration du faisceau sous CST

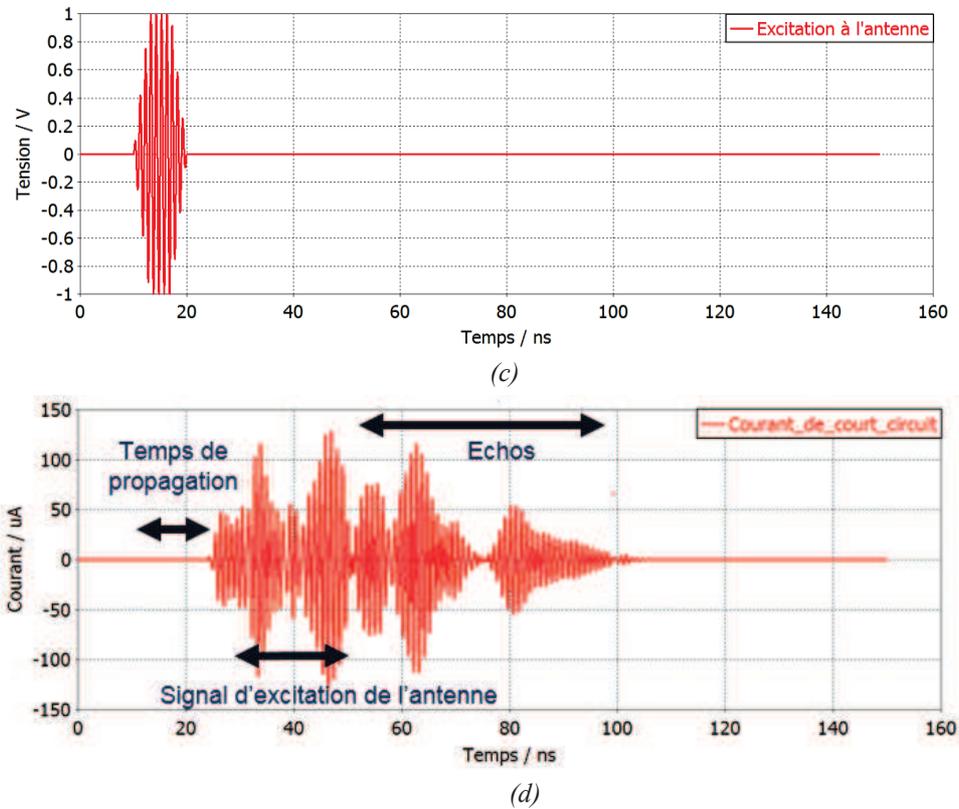


Figure 45 : Simulation du courant de court-circuit dans le cas LDT :

(c) Tension d'excitation à l'antenne

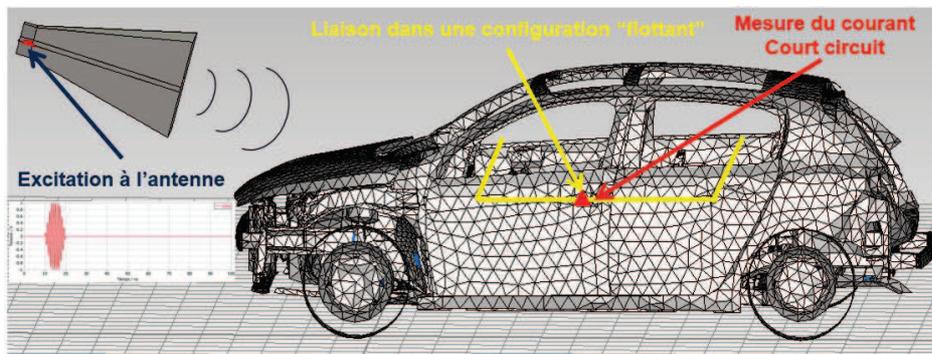
(d) Courant de court-circuit

Le résultat de la figure 45 (d) montre, tout d'abord, le temps de propagation de l'onde depuis l'antenne jusqu'à l'extrémité de la liaison habitacle. L'antenne étant à 4.5 mètres du port de mesure, il faut environ 14 ns pour que l'onde arrive à l'extrémité de la liaison. Ce temps correspond à la différence entre le début de l'excitation à l'antenne et le début du signal du courant de court-circuit obtenu. De plus, après le signal d'excitation de l'antenne, plusieurs rebonds correspondant à des échos dans le véhicule peuvent être remarqués. Certaines investigations effectuées par simulation ont montré que les réflexions multiples des interférences électromagnétiques à l'intérieur de la caisse véhicule sont la raison principale de ces échos (cf annexe 3).

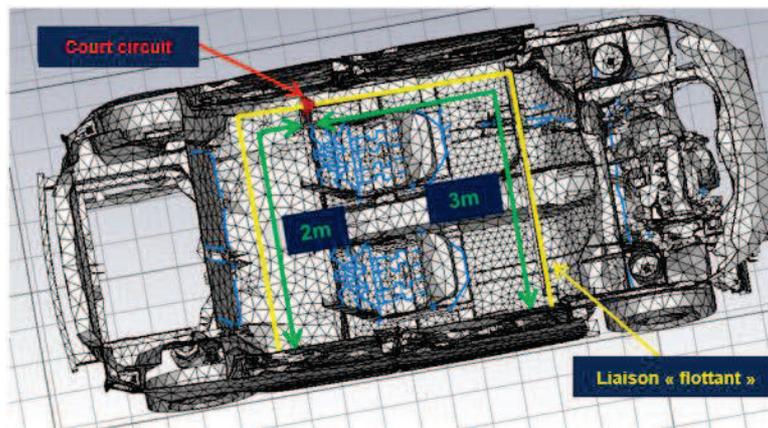
Le courant maximal de court-circuit obtenu dans ce scénario de simulation est de l'ordre de 130 μA pour un signal d'excitation de l'antenne d'amplitude 1 V et de fréquence porteuse 1 GHz. Le courant maximal induit est donc de l'ordre de 65 μA .

3.2.2 Faisceau éloigné du châssis

Dans le cas où le faisceau se trouve dans la configuration « flottant », c'est à dire éloigné du châssis, l'approche de simulation est la même que dans le cas précédent à l'exception de la localisation de la liaison dans le véhicule ainsi que de son port de mesure. En effet, le port de mesure est maintenant placé au milieu du faisceau et le faisceau est placé à 1 m du châssis et mesure 5 m de long (2 m à gauche du port de mesure et 3 m à droite). Le courant de court-circuit ainsi que la simulation associée sont donnés en figure 46.



(a)

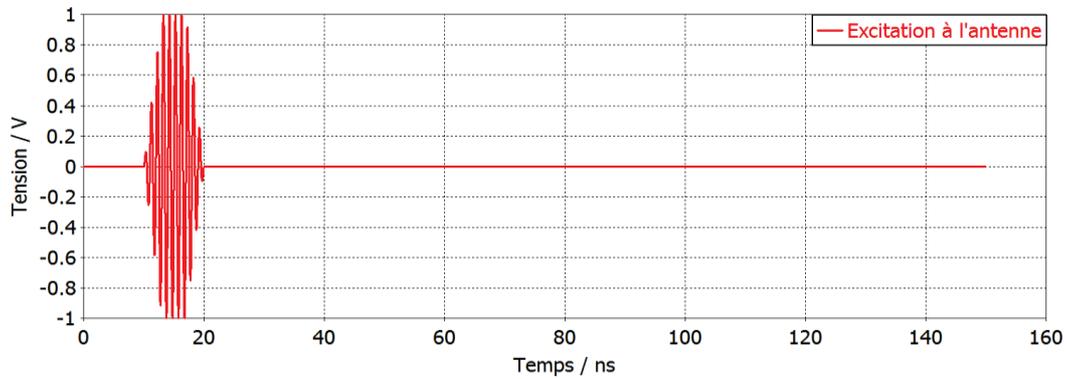


(b)

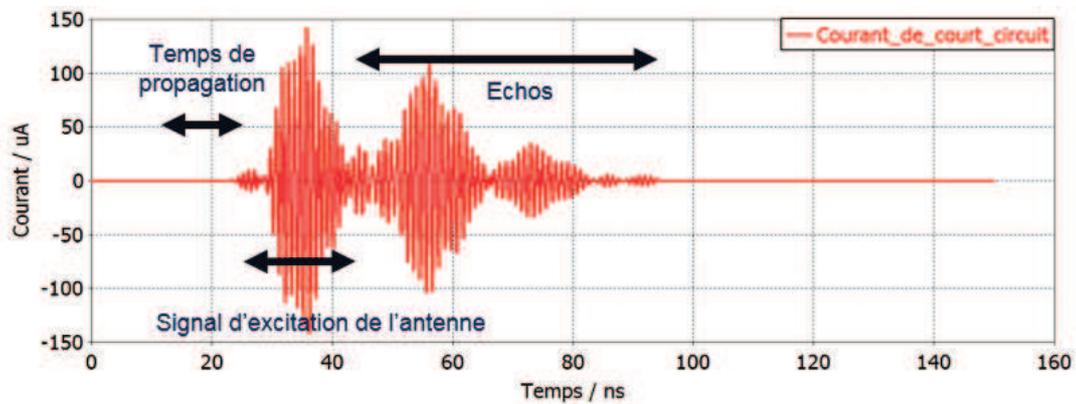
Figure 46 : Méthode afin de simuler le courant de court-circuit dans le cas « flottant » :

(a) Modèle 3D de la simulation sous CST

(b) Configuration du faisceau sous CST



(c)



(d)

Figure 46 : Méthode afin de simuler le courant de court-circuit dans le cas « flottant » :

(c) Tension d'excitation à l'antenne

(d) Courant de court-circuit

Comme dans le cas du faisceau proche du châssis, on remarque le temps de propagation nécessaire à l'onde pour se coupler au câble. L'antenne étant à 4 mètres du port de mesure, il faut environ 13 ns pour que l'onde arrive à l'extrémité de la liaison. De plus, les deux phases correspondant au signal d'excitation de l'antenne ainsi que les échos sont aussi visibles (Fig. 46 (d)). L'amplitude maximale du courant de court-circuit obtenu est une nouvelle fois de l'ordre de 130 μA pour la même condition d'excitation que précédemment.

Afin de pouvoir comparer ces deux configurations sur toute la bande de fréquence de l'étude, la figure 47 présente les résultats des simulations des paramètres S_{21} entre l'antenne et l'extrémité ou le centre du faisceau, suivant la configuration.

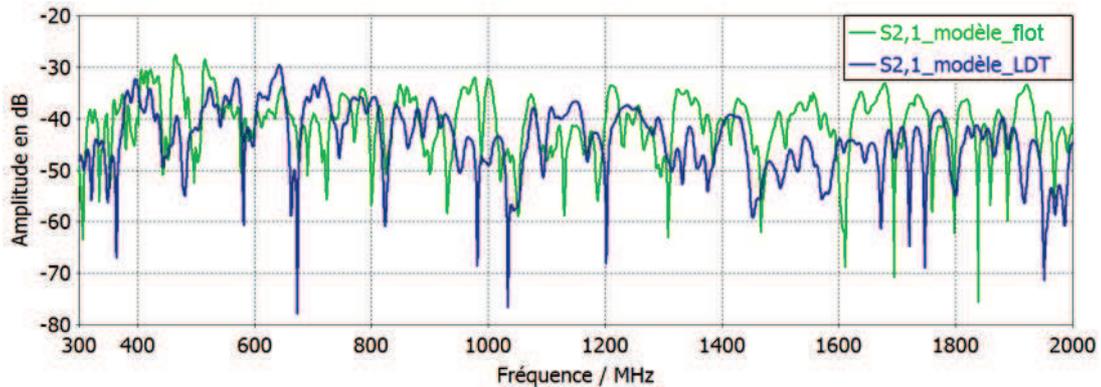


Figure 47 : Comparaison des paramètres S dans la configuration LDT et « flottant »

L'ordre de grandeur des paramètres S est globalement le même sur toute la bande de fréquence même si le couplage lorsque le faisceau est éloigné du châssis (« flottant ») semble être plus important en haute fréquence. Finalement, quel que soit la configuration, il semble que les ordres de grandeur des courants induits soient les mêmes.

3.2.3 Optimisation du temps de simulation

Après avoir déterminé la méthode pour obtenir par simulation EM le courant de mode commun induit pour n'importe quelle configuration de faisceaux dans le véhicule, il est nécessaire d'optimiser le temps de simulation. En effet, une simulation pour une configuration donnée (excitation d'antenne, court-circuit) dure deux journées avec un processeur Intel Core I7 avec 32 Go de RAM. Afin d'optimiser le temps global de simulation, la stratégie consiste à décomposer la simulation en deux étapes. Dans un premier temps, les paramètres S sont simulés à l'aide du logiciel 3D EM CST pour une configuration de position d'antenne et de liaison fixée. Puis, ces résultats sont utilisés pour créer une boîte noire passive de paramètres S . Cette boîte noire est construite à l'aide de la technique intitulée Model Order Reduction (MOR) disponible dans le logiciel CST. Cette technique consiste à construire une fonction polynomiale d'ordre n la plus proche possible des paramètres S simulés dans le solveur EM 3D. Cette fonction polynomiale est ensuite modélisée par un circuit linéaire équivalent composé de cellules RC ou RL [68]. Enfin, la deuxième étape de la démarche consiste à intégrer ce circuit équivalent au logiciel électrique LTSpice, ce qui permet de simuler rapidement le scénario IEMI pour n'importe quel signal d'excitation

d'antenne ainsi que de charge à l'extrémité de la liaison. La simulation sous le logiciel électrique dure entre 10 et 30 secondes.

Pour prouver le bon fonctionnement de cette méthode, le courant de court-circuit obtenu lorsque le faisceau est proche du châssis a été recalculé en utilisant cette approche. La figure 48 présente la configuration de simulation ainsi que les résultats de paramètre S_{21} et le courant de court-circuit obtenus.

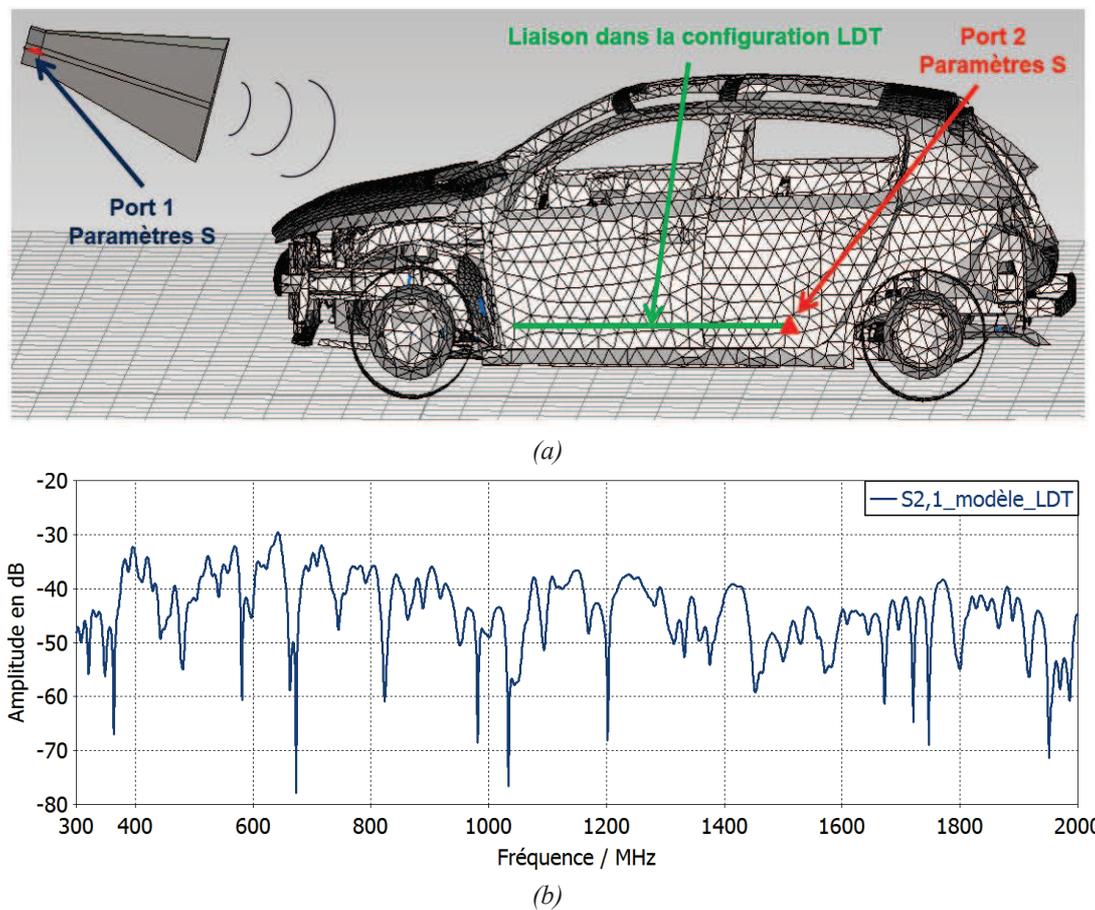
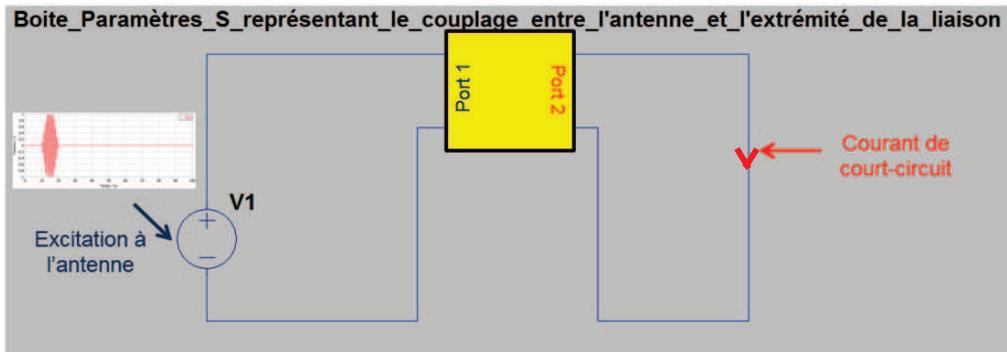
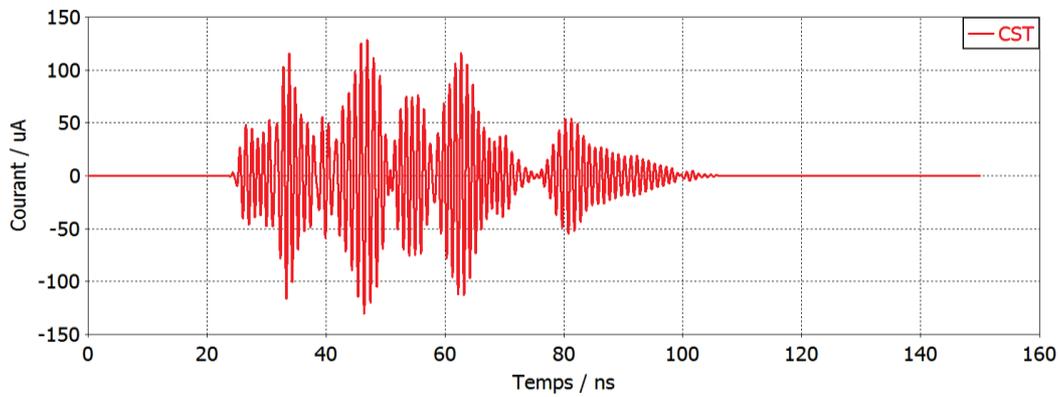


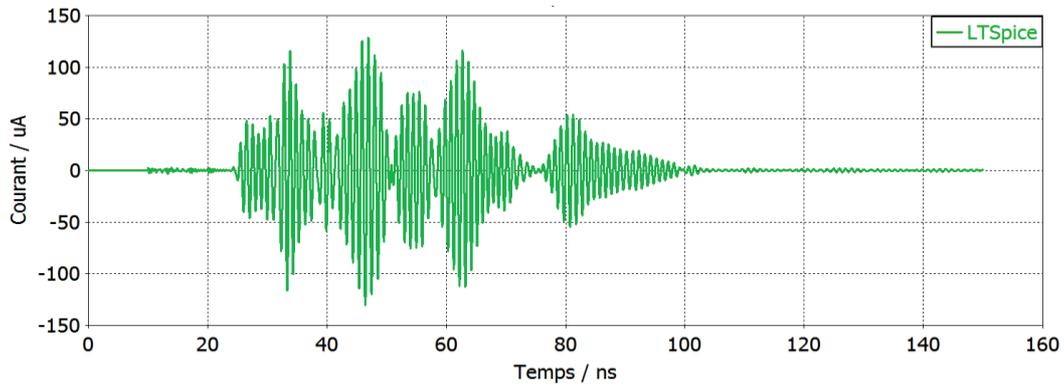
Figure 48 : Optimisation du temps de calcul :
 (a) Modèle 3D
 (b) Résultats des paramètres S obtenus



(c)



(d)



(e)

Figure 48 : Optimisation du temps de calcul

(c) Schéma électrique utilisant la boîte noire paramètres S représentant un circuit équivalent de la fonction polynomiale des paramètres S

(d) Courant de court-circuit CST

(e) Courant de court-circuit LTSpice

Une bonne concordance est observée entre la forme temporelle du courant de court-circuit obtenue selon les deux approches de simulation. Cette méthode semble donc être validée pour déterminer le courant induit dans le domaine temporel dans le cas de scénario IEMI. Cette stratégie de simulation présente un gain de temps considérable car la simulation 3D pour les paramètres S n'est effectuée qu'une seule fois. Le simulateur de type circuit peut ensuite être utilisé pour connaître le niveau ainsi que la forme d'onde du courant induit presque instantanément. De plus, la simulation électrique peut être utilisée pour n'importe quel signal IEMI injecté à l'entrée de l'antenne pour une configuration de faisceau et d'antenne choisie lors de la simulation paramètre S.

Dans le cas où le faisceau est loin du châssis, cette méthode peut aussi être appliquée même si le port des paramètres S est situé au milieu du faisceau. Cette démarche a déjà été validée par une précédente étude [69]. Ainsi cette méthode permet de connaître le courant induit pour n'importe quelle configuration du faisceau au sein du véhicule.

Enfin, il est aussi possible de placer des charges linéaires ou non linéaires à la place du court-circuit afin de connaître le courant et la tension aux bornes de celles-ci [70]. Ceci peut être utile si l'on détient le schéma électrique d'un équipement puisque avec cette méthode, on peut directement connaître les courants et tensions perturbatrices au sein de celui-ci lors d'un scénario IEMI choisi. Deux exemples sont détaillés en annexe 3.

Conclusion

Tout d'abord, ce chapitre a permis de choisir le meilleur solveur EM pour notre cas d'étude. Après avoir effectué un état de l'art des différentes méthodes de simulation, le logiciel CST basée sur la méthode de calcul FIT dans le domaine temporel a été choisi comme solution la plus adéquate. Dans un second temps, un modèle de simulation a été validé sur la bande de fréquence 300 MHz – 2 GHz en comparant des mesures de couplage sur un démonstrateur physique. Ce modèle a ensuite été utilisé afin d'obtenir les formes d'ondes des courants de mode commun induits sur différentes configurations de faisceaux lors d'un scénario IEMI sur véhicule.. Enfin, une méthode combinant simulation EM et électrique et permettant de connaître plus rapidement la forme d'onde temporelle du courant induit pour n'importe quel signal d'excitation à l'entrée de l'antenne a été validé. Ainsi, il est désormais possible d'avoir accès au courant induit pour n'importe quelles caractéristiques d'un scénario IEMI (durée et fréquence centrale du signal IEMI, position et pola-

risation de la source, configuration des faisceaux...). Dans le chapitre 3, le courant induit devra être caractérisé en termes de forme d'onde et de niveau d'amplitude probable lors de scénarios IEMI. Ceci permettra de définir une forme d'onde représentative de ce courant lors d'une attaque et ainsi analyser le risque IEMI sur véhicule.

3. Chapitre 3 : Analyse de risque

Sommaire

3.	Chapitre 3 : Analyse de risque	74
	Introduction	75
1	Caractéristiques des formes d’ondes temporelles	75
1.1	Caractéristiques liées à la source.....	77
1.1.1	Influence de la durée de l’impulsion	77
1.1.2	Influence de la fréquence de la porteuse	79
1.2	Caractéristiques liées à configuration du véhicule.....	81
1.2.1	Influence de la position de la liaison	82
1.2.2	Influence de la configuration de la liaison	84
1.3	Formes d’ondes représentatives	85
2	Niveaux d’amplitude probables des courants induits.....	87
2.1	Facteurs liés à la source	87
2.1.1	Probabilité d’occurrence	87
2.1.2	Tension impulsionnelle générée par la source	94
2.2	Facteurs liés à l’environnement de l’attaque.....	96
2.2.1	Distance source /cible.....	97
2.2.2	Configuration du véhicule	97
2.2.3	Impédance de transfert	99
2.2.4	Longueur de la liaison	102
2.3	Niveaux de courants induits probables	103
2.3.1	Répartition des valeurs de courants liée à l’environnement de l’attaque	103
2.3.2	Répartition probabiliste liée à l’environnement de l’attaque	104
2.3.3	Courbe de niveau de risque globale	106
	Conclusion	108

Introduction

L'objectif de ce chapitre est de quantifier globalement les courants de mode commun induits sur les faisceaux d'un véhicule lors de scénarios IEMI en termes de formes d'ondes et de niveaux d'amplitude. Ces courants dépendent de multiples facteurs liés aux trois parties d'une attaque : la source IEMI, l'environnement de l'attaque et la cible (Fig. 49).

Il est tout d'abord nécessaire de définir les caractéristiques représentatives des courants induits pour n'importe quelle configuration d'attaque. Par conséquent, la première partie de ce chapitre expose différents résultats de simulations des formes d'ondes temporelles de courants induits obtenus pour différentes configurations de scénarios IEMI. Ceci permettra de déterminer les principales caractéristiques de ces courants. La seconde partie de ce chapitre évalue les niveaux d'amplitude probables des courants induits au sein du véhicule lors d'une attaque. Ces niveaux dépendent aussi de plusieurs facteurs liés aux trois parties d'une attaque. Une approche multifactorielle basée sur une méthode proposée dans la littérature scientifique [39] sera exposée et permettra de tracer une courbe du risque IEMI qui déterminera les niveaux probables des courants induits lors d'une attaque.

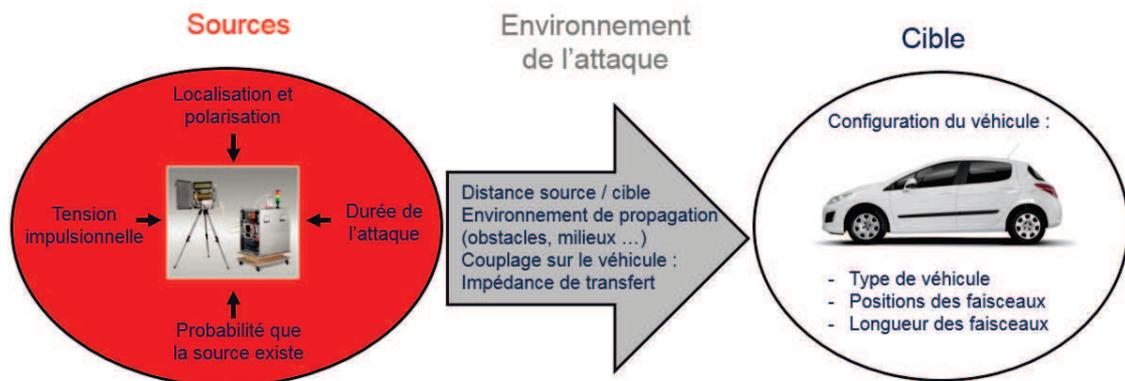


Figure 49 : Facteurs influençant le courant induit lors d'un scénario IEMI

1 Caractéristiques des formes d'ondes temporelles

D'après les résultats du chapitre 2, les formes d'ondes des courants induits se composent de trois phases. La première phase observée se rapporte au temps de propagation de l'onde jusqu'à l'équipement et à une première phase transitoire lorsque le courant se couple sur le faisceau. La seconde phase correspond au signal d'excitation de l'antenne qui s'est couplé et propagé sur le faisceau. Cette phase a donc la même durée que ce signal

d'excitation. Enfin, la dernière phase se rapporte aux deux ou trois rebonds lors de l'arrêt de la phase 2. Ils correspondent aux réflexions au sein de la caisse véhicule induisant des multiples couplages sur la liaison. Ces différentes phases sont illustrées sur la figure 50 pour un exemple de scénario IEMI avec un signal d'excitation à l'antenne de 30 ns.

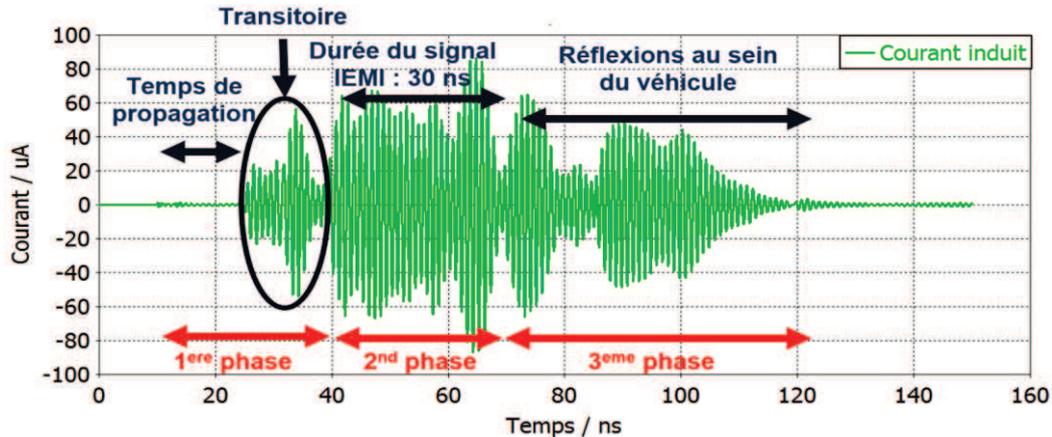


Figure 50 : Exemple illustrant les trois phases caractéristiques des courants induits

Afin de pouvoir caractériser ces signaux, trois paramètres sont utilisés :

- Le premier paramètre est le nombre de rebonds R_i qui correspond principalement au nombre de rebonds de l'enveloppe (modulations en amplitude) dus aux multiples couplages sur le faisceau provenant des multiples réflexions dans le véhicule.
- Le second paramètre correspond à la durée totale du signal D_{tot} . Elle est définie par la durée non nulle du signal.
- Enfin, le temps de montée T_{max} est le dernier paramètre à prendre en compte. Sa définition est non conventionnelle et choisie pour les besoins de l'étude. Il est déterminé par la durée entre le moment où le signal est différent de 0 V et le maximum du premier rebond.

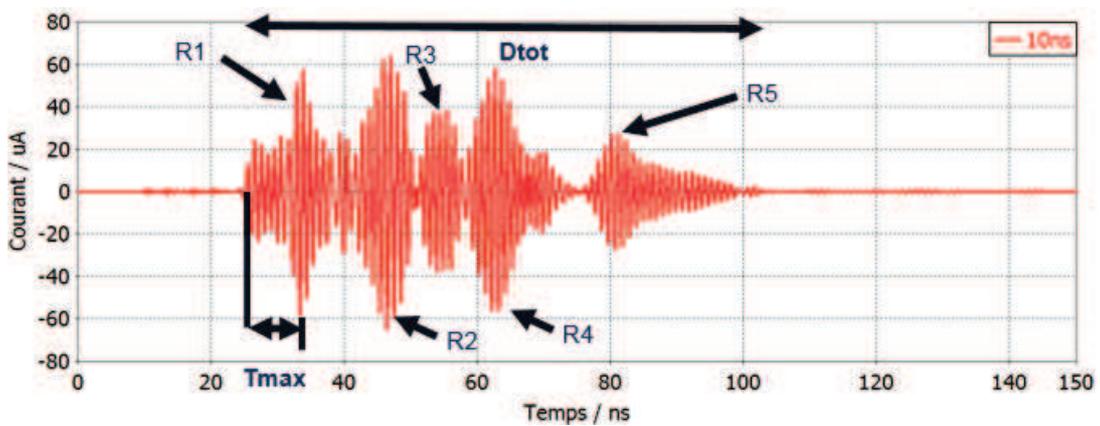
Les caractéristiques des formes d'ondes du courant induit sur les faisceaux lors d'une attaque IEMI, sans considérer son niveau d'amplitude, dépendent de plusieurs critères liés aux caractéristiques du signal d'excitation de l'antenne (durée de l'impulsion, fréquence de la porteuse) et aux configurations de la liaison dans le véhicule (positions, configurations). L'objectif de cette partie est de définir des caractéristiques temporelles représentatives des formes d'ondes des courants induits pour différents scénarios IEMI suivant les trois phases considérées.

1.1 Caractéristiques liées à la source

1.1.1 Influence de la durée de l'impulsion

Le premier paramètre à prendre en compte est la durée de l'impulsion générée à l'entrée de l'antenne. En effet, la durée du signal mesobande IEMI peut varier de 10 ns à 100 ns (cf chapitre 1). Pour évaluer l'influence de la durée de l'impulsion, nous avons réalisé plusieurs simulations. Pour cela, nous avons choisi un scénario où la source est placée à l'avant du véhicule. L'antenne de la source est polarisée horizontalement et la liaison considérée est celle positionnée dans l'habitacle (LDT).

Le courant induit sur le faisceau a été simulé pour différentes durées d'impulsions du signal d'excitation de l'antenne : 10 ns, 30 ns, 50 ns et 100 ns. Le temps de montée du signal impulsionnel d'excitation est fixé à 3 ns avec une fréquence porteuse de 1 GHz. Les résultats de simulation sont donnés sur la figure 51.



(a)

Figure 51 : Formes d'ondes du courant induit suivant la durée de la tension d'excitation générée à l'entrée de l'antenne :

(a) 10 ns

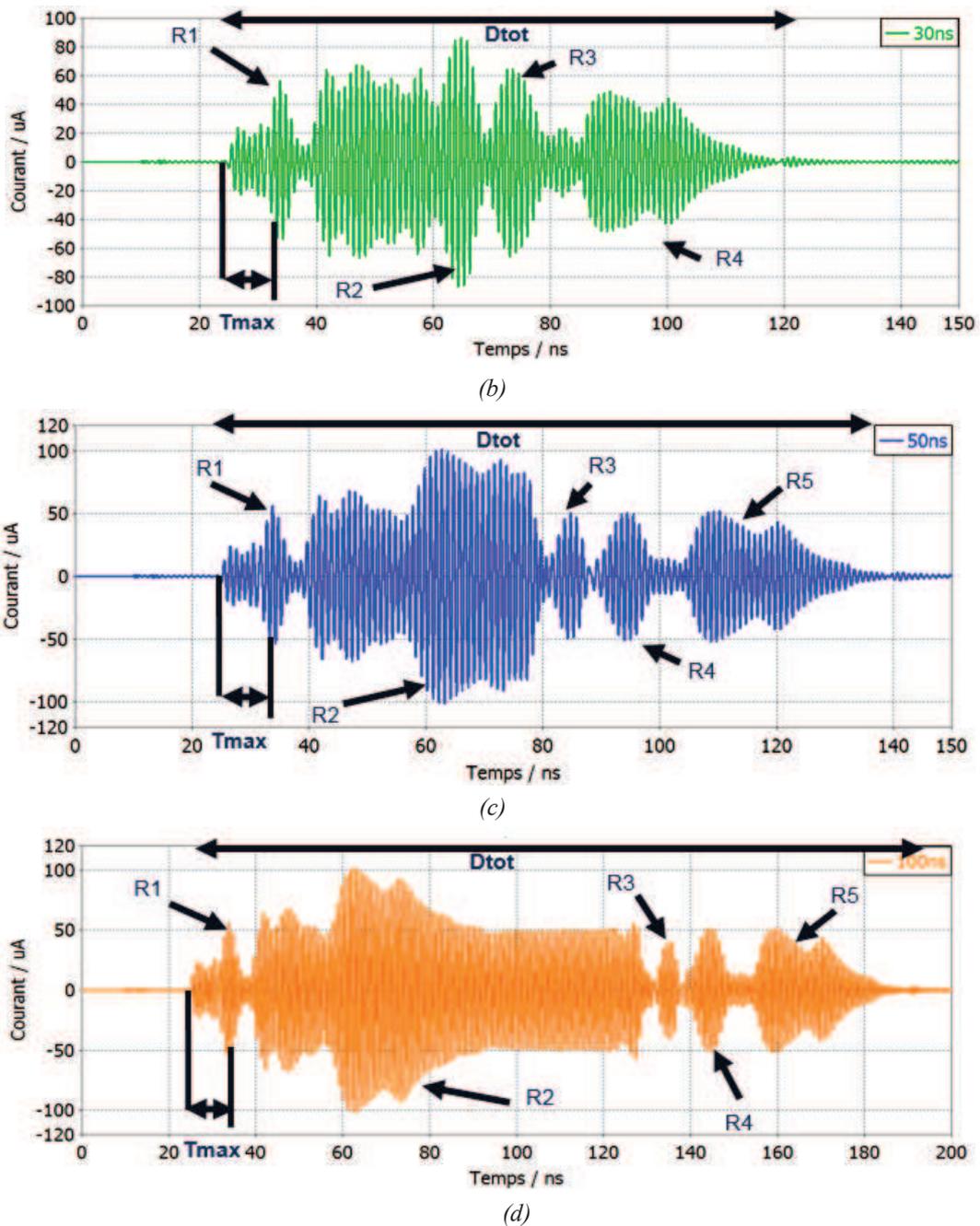


Figure 51 : Formes d'ondes du courant induit suivant la durée de la tension d'excitation générée à l'entrée de l'antenne :
 (b) 30 ns, (c) 50 ns, (d) 100 ns

Le tableau 5 résume les différentes caractéristiques des courants induits de la figure 51. On peut tout d'abord noter que la durée de l'impulsion joue sur la durée totale du signal. De plus, une relation affine existe entre la durée de l'impulsion et la durée totale des signaux. En effet, pour les quatre configurations, la durée totale correspond à la durée de l'impulsion initiale totale augmentée de la même valeur : 65 ns. La durée au niveau du signal généré à l'entrée de l'antenne a donc principalement une influence sur la durée totale du signal puisqu'elle ne fait quasiment pas varier le nombre de rebonds et les temps de montée.

Durée de l'impulsion	10 ns	30 ns	50 ns	100 ns
Nombre de rebonds : Ri	5	4	5	5
Durée totale du signal : Dtot	75 ns	95 ns	115 ns	165 ns
Temps de montée : Tmax	9 ns	9 ns	9 ns	9 ns

Tableau 5 : Caractéristiques des formes d'ondes des courants induits suivant la durée de la tension d'excitation générée à l'entrée de l'antenne.

1.1.2 Influence de la fréquence de la porteuse

Le second paramètre à prendre en compte est la fréquence de la porteuse du signal mesobande généré à l'entrée de l'antenne. Cette fréquence porteuse peut varier de 300 MHz à 2 GHz (cf chapitre 1). Celle-ci influe directement sur le courant induit. Dans la même configuration de simulation que le paragraphe précédent, trois simulations du courant induit ont été effectuées avec trois fréquences porteuses du signal généré à l'antenne : 600 MHz, 1 GHz et 1,5 GHz. Le temps de montée du signal impulsionnel est de 3 ns et sa durée est de 10 ns. Les résultats obtenus sont donnés ci-dessous dans la figure 52 ainsi que dans le tableau 6 résumant les caractéristiques de ces trois formes d'ondes.

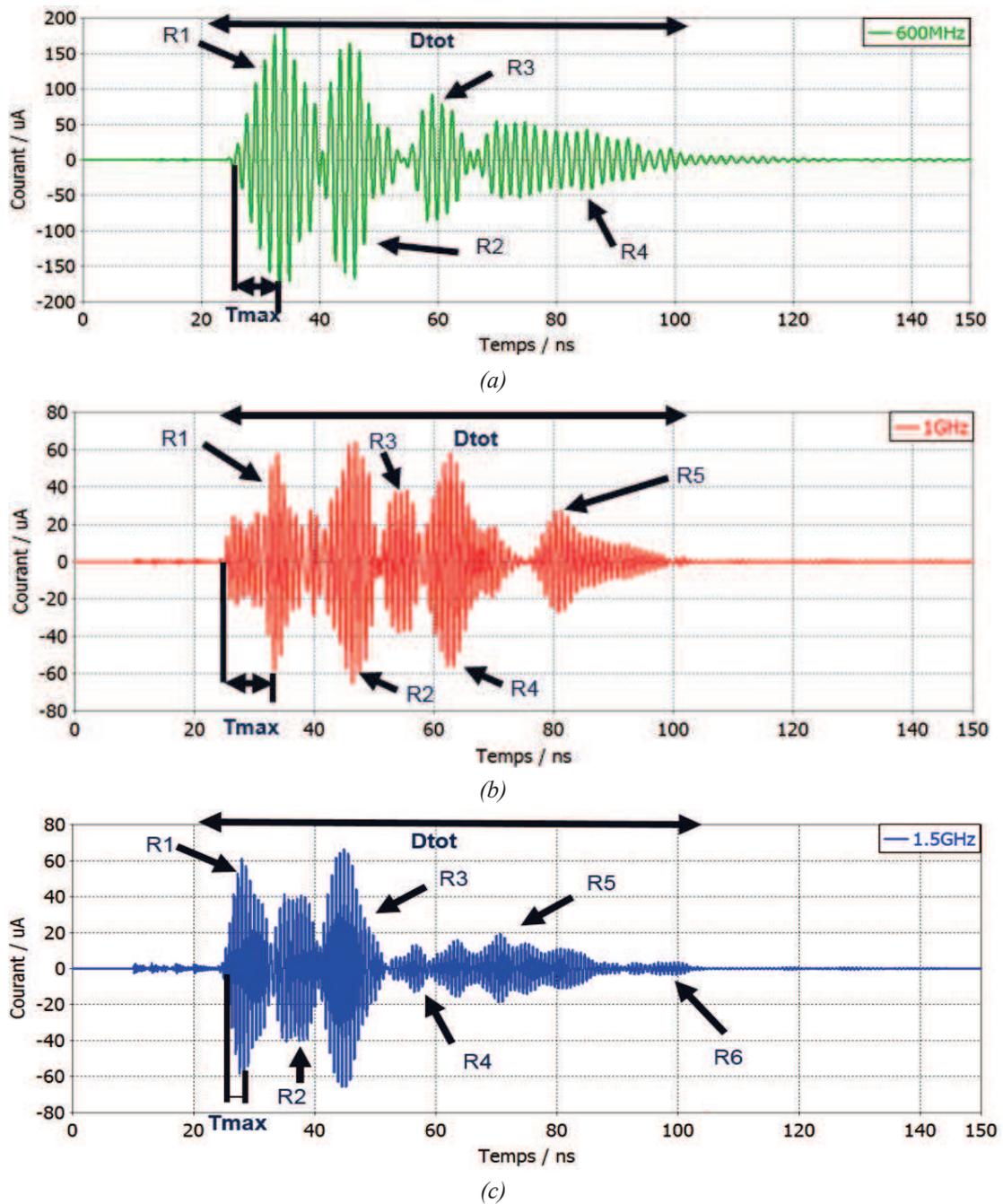


Figure 52 : Formes d'ondes du courant induit suivant la fréquence de la porteuse de la tension d'excitation générée à l'entrée de l'antenne :
 (a) 600 MHz, (b) 1 GHz, (c) 1.5 GHz

Fréquence de la porteuse	600 MHz	1 GHz	1.5 GHz
Nombre de rebonds : R_i	4	5	6
Durée totale du signal : D_{tot}	75 ns	75 ns	75 ns
Temps de montée : T_{max}	9 ns	9 ns	3 ns

Tableau 6 : Caractéristiques des formes d'ondes des courants induits suivant la fréquence de la porteuse de la tension d'excitation.

Globalement, la fréquence de la porteuse ne fait pas varier les caractéristiques des formes d'ondes du courant induit exposées précédemment. De plus, on retrouve les trois phases dans les formes temporelles. Le premier rebond R_1 correspond à la phase transitoire lorsque le courant se couple sur le faisceau. La seconde phase correspond au rebond R_2 qui a la même durée que le signal IEMI généré à l'entrée de la source. Enfin, la dernière phase se rapporte aux autres rebonds qui correspondent aux réflexions au sein de la caisse véhicule. Ces rebonds semblent être plus nombreux lorsque la fréquence de la porteuse augmente.

1.2 Caractéristiques liées à configuration du véhicule

Certains facteurs influençant les caractéristiques de la forme d'onde liées à la source ont été étudiés. Les facteurs liés à l'environnement de l'attaque influent peu les caractéristiques de la forme d'onde puisque, majoritairement, l'environnement de propagation est l'air libre sans obstacle. Ceux-ci influent surtout sur les niveaux d'amplitude des courants induits sur les faisceaux et seront pris en compte dans la seconde partie de ce chapitre. Par ailleurs, les facteurs liés à la configuration du véhicule sont susceptibles de jouer un rôle non négligeable. Ils vont être présentés dans les prochaines sections.

1.2.1 Influence de la position de la liaison

La position de la liaison au sein du véhicule est un facteur à prendre en compte comme facteur influençant la forme d'onde du courant induit lors d'une attaque. Trois positions représentant trois environnements EM différents dans le véhicule ont été testées : une liaison habitacle, une liaison habitacle → sous capot et une liaison sous capot (cf chapitre 2). Les résultats de simulation du courant induit sur ces trois liaisons lors d'une même configuration d'attaque sont donnés ci-dessous. Dans ce scénario de simulation, la source est placée à l'avant du véhicule et polarisée horizontalement. Le signal d'excitation de l'antenne a une durée de 10 ns, une fréquence porteuse d'1 GHz et un temps de montée de 3 ns. Les résultats sont donnés ci-dessous dans la figure 53 ainsi que dans le tableau 7.

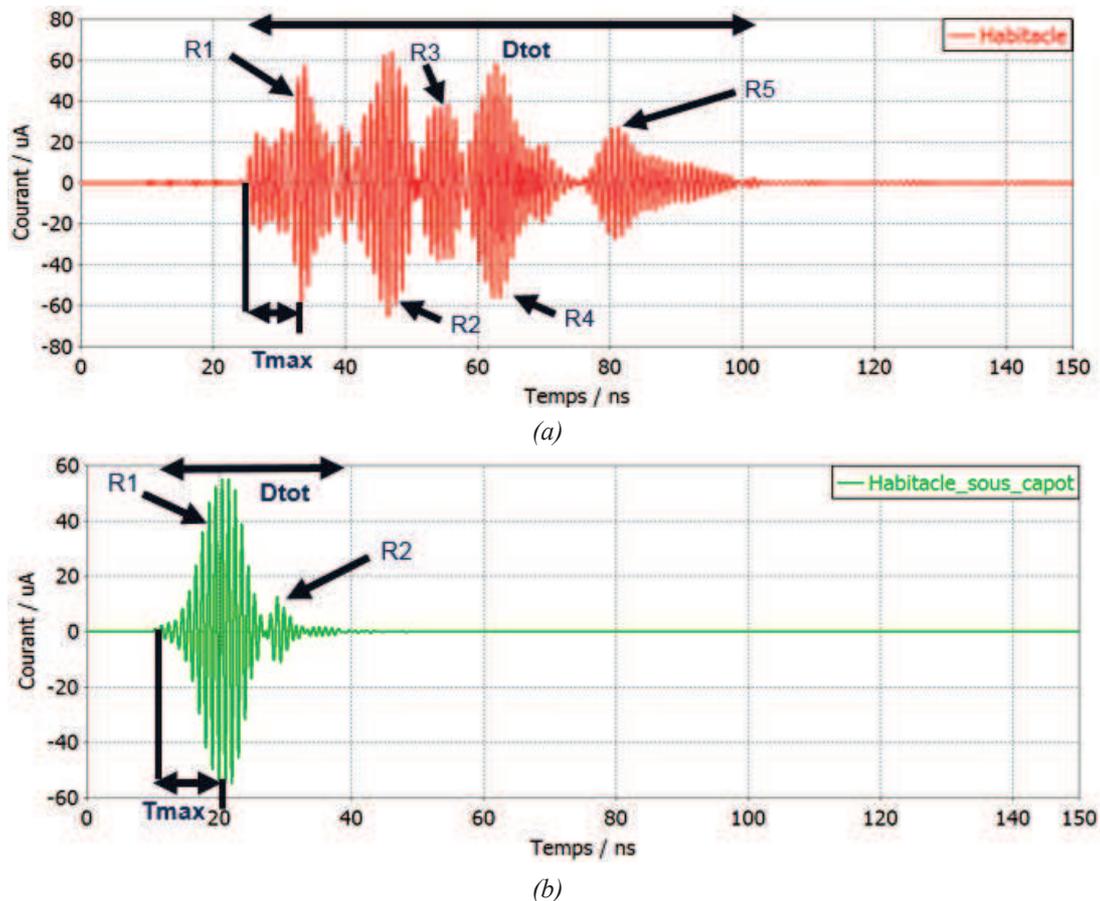
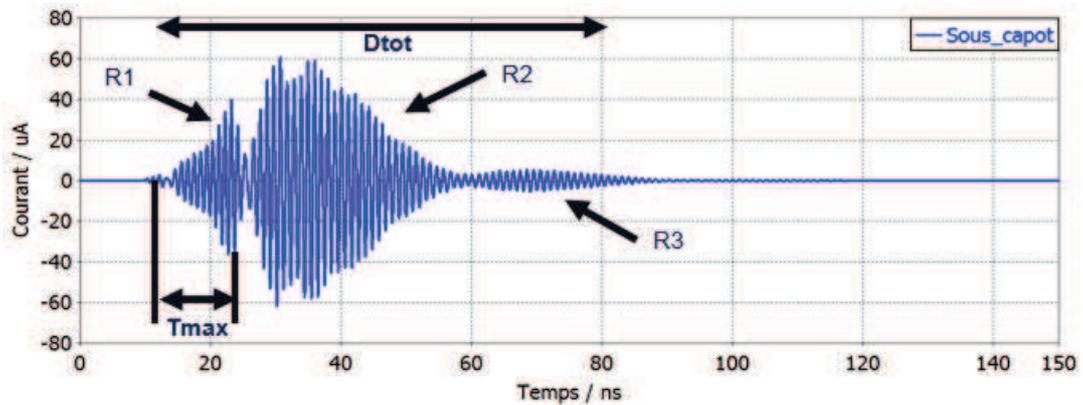


Figure 53 : Formes d'ondes du courant induit suivant la position de la liaison dans le véhicule :
 (a) Habitacle, (b) Habitacle → Sous capot



(c)

Figure 53 : Formes d'ondes du courant induit suivant la position de la liaison dans le véhicule :
(c) Sous capot

Position de la liaison	Habitacle	Habitacle → Sous capot	Sous capot
Nombre de rebonds : R_i	5	2	3
Durée totale du signal : D_{tot}	75 ns	25 ns	65 ns
Temps de montée : T_{max}	9 ns	10 ns	15 ns

Tableau 7 : Caractéristiques des formes d'ondes suivant la position de la liaison

La position de la liaison joue un rôle important sur le nombre de rebonds et sur la durée de la forme d'onde du courant induit. Sous capot, les formes d'ondes ont une durée plus courte et ne correspondent qu'au couplage direct de l'onde IEMI sur les liaisons sans les phénomènes de réflexions vus pour la liaison habitacle. L'environnement sous capot ne correspond pas à une cavité favorisant les réflexions comme peut l'être la partie habitacle du véhicule. Ceci peut expliquer pourquoi peu de réflexions se produisent et, ainsi, pourquoi les durées des formes d'ondes sont plus courtes.

1.2.2 Influence de la configuration de la liaison

Le dernier facteur à prendre en compte est la configuration de la liaison dans le véhicule c'est-à-dire si la liaison est dans une configuration proche ou éloignée du châssis (LDT ou « flottant »). Ces deux configurations ont été simulées pour la liaison habitacle avec les mêmes conditions que le paragraphe précédent. Les résultats sont donnés dans la figure 54 et dans le tableau 8 résumant les caractéristiques de ces deux formes d'ondes.

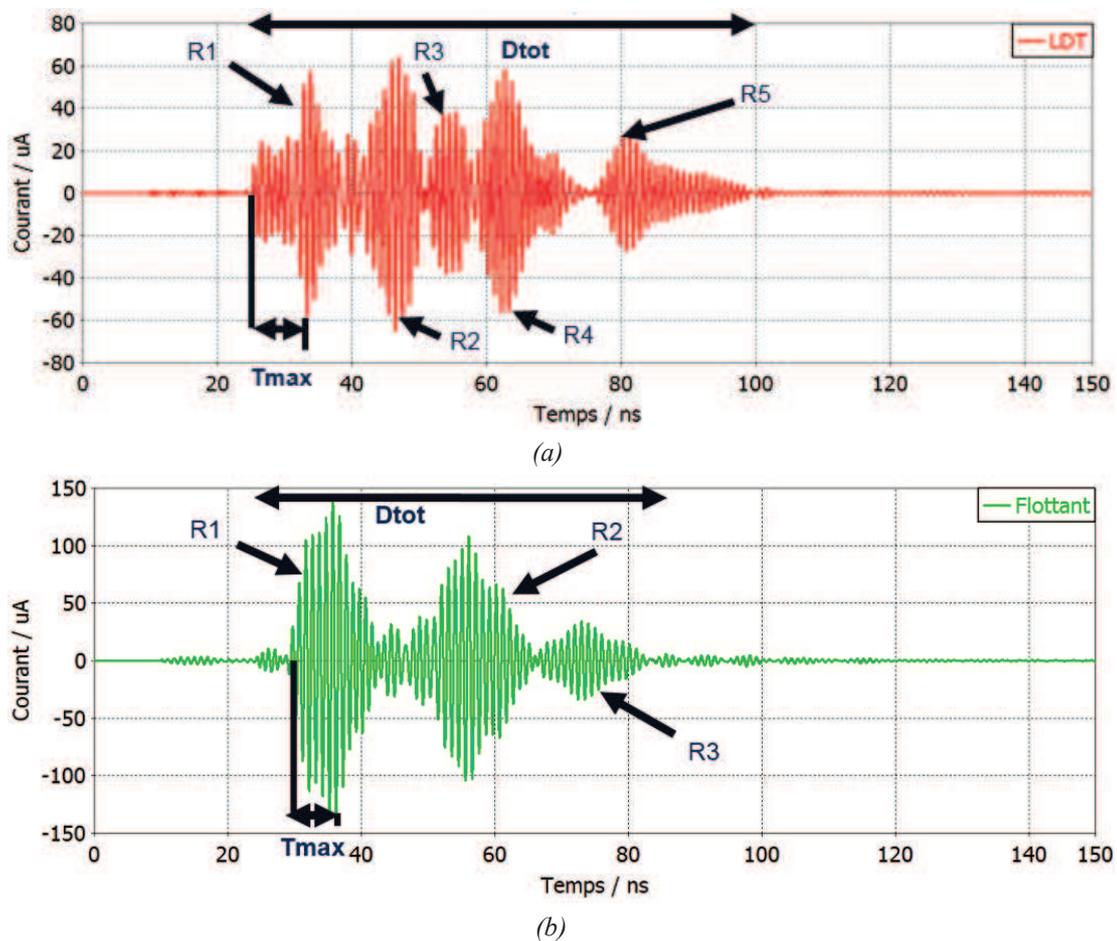


Figure 54 : Formes d'ondes du courant induit suivant la configuration de la liaison dans le véhicule :

(a) Modèle ligne de transmission

(b) Modèle « flottant »

Fréquence de la porteuse	LDT	« Flottant »
Nombre de rebonds : Ri	5	3
Durée totale du signal : Dtot	75 ns	60 ns
Temps de montée : Tmax	9 ns	7 ns

Tableau 8 : Caractéristiques des formes d'ondes des courants induits suivant la configuration de la liaison dans le véhicule

La configuration de la liaison influe sur le nombre de rebonds et la durée de la forme d'onde du courant induit. Le nombre de rebonds, le temps de montée et la durée du signal sont cependant plus faibles pour la configuration « flottant ». L'explication de l'ensemble de ces résultats demanderait une analyse plus approfondie et qui n'a pas été réalisée lors de notre étude.

1.3 Formes d'ondes représentatives

En analysant ces résultats, une forme d'onde représentative des courants induits sur les faisceaux d'un véhicule lors d'une attaque IEMI peut être modélisée. La figure 55 représente l'enveloppe des courants induits représentatifs des différentes configurations de simulation précédentes selon les trois phases déjà indiquées :

- La phase transitoire de rebond initial ayant une durée 'a' comprise entre 0 ns et 30 ns.
- La phase 2 correspondant au signal d'excitation de l'antenne qui s'est couplé et propagé sur le faisceau et ayant une durée 'b' égale à la durée de ce signal d'excitation (entre 10 ns et 100 ns).
- La phase 3 correspondant aux réflexions au sein du véhicule induisant des multiples couplages dans les liaisons situées dans l'habitacle. Cette phase a une durée 'c' comprise entre 0 ns et 70 ns.

La durée totale du signal est globalement de 100 à 200 ns, le nombre de rebonds total est de 2 à 6 et les temps de montée sont de l'ordre de la dizaine de ns. Cette enveloppe module en amplitude un sinus avec une fréquence porteuse comprise entre 300 MHz et 2 GHz.

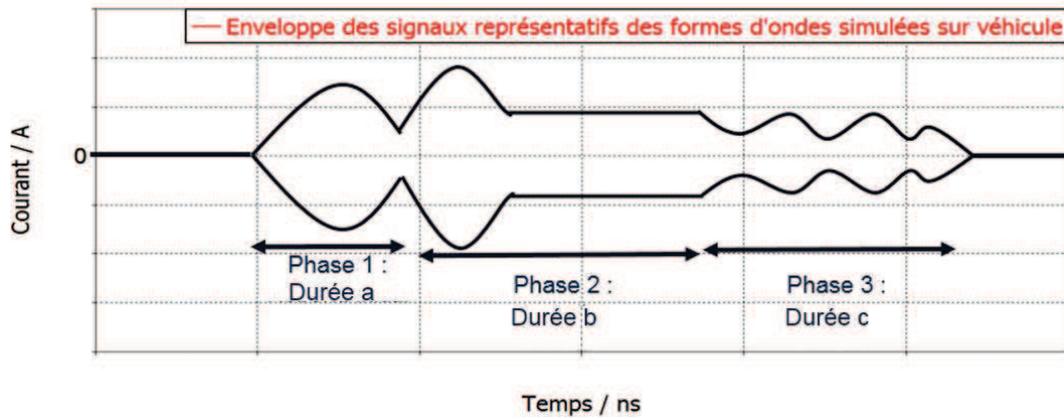


Figure 55 : Enveloppe des courants induits simulés sur véhicule lors d'une attaque IEMI

D'après le chapitre 1, cette forme d'onde n'est pas prise en compte dans les essais actuels sur table et sur véhicule. Par conséquent, il sera nécessaire de mettre en place un essai sur table adapté à la menace IEMI (Chapitre 4).

Afin de définir un signal de test, nous avons délibérément choisi une forme d'enveloppe ayant un large spectre fréquentiel puisque c'est la principale différence des signaux IEMI avec les essais automobiles actuels (cf chapitre 1). Par conséquent, la figure 56 illustre un signal représentatif des formes d'ondes simulées sur véhicule pour un signal d'excitation à l'antenne de 10 ns. Ce signal correspond à l'enveloppe de la figure 55 avec a, b et c égales respectivement à 30 ns, 10 ns et 35 ns et avec une fréquence porteuse de 1 GHz. Il sera utilisé dans le chapitre 4 afin de tester les équipements avec un banc sur table adapté à la menace IEMI.

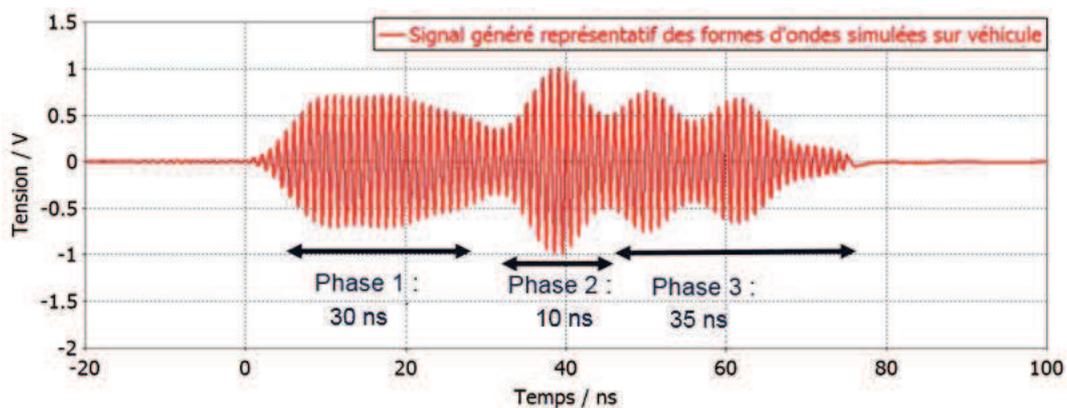


Figure 56 : Forme d'onde représentative des courants induits sur véhicule lors d'une attaque IEMI

L'objectif étant d'analyser globalement le risque IEMI sur véhicule, il est nécessaire, après avoir défini les différentes caractéristiques des formes d'ondes temporelles du courant induit sur les faisceaux du véhicule lors d'une attaque, de quantifier les niveaux d'amplitude probables de ces courants.

2 Niveaux d'amplitude probables des courants induits

L'objectif de cette partie est d'évaluer les ordres de grandeur probables des niveaux de courants de mode commun induits lors d'une attaque IEMI sur véhicule. Ces niveaux dépendent de plusieurs facteurs liés aux trois parties d'une attaque décrites dans la figure 49. Le premier est lié à la source IEMI. En effet, le niveau de courant induit est directement lié à la tension impulsionnelle d'excitation générée à l'entrée de l'antenne. Or, ce niveau de tension est étroitement lié à la probabilité d'occurrence de la source, puisque, plus cette tension est importante, plus la source demande des ressources techniques et financières importantes pour la concevoir. Par conséquent, il est nécessaire dans un premier temps de connaître la relation entre la tension impulsionnelle générée par la source IEMI et la probabilité d'occurrence de la source afin d'évaluer les niveaux probables de tensions générés par une source lors d'une attaque.

Dans un second temps, les facteurs influençant le courant induit sont aussi liés à l'environnement de l'attaque et à la configuration du véhicule. La distance entre source et cible ainsi que la configuration des liaisons dans le véhicule vont engendrer des atténuations au niveau de l'onde se couplant sur les faisceaux et par conséquent sur les courants induits. Il sera donc nécessaire d'évaluer la probabilité de ces atténuations lors d'une attaque IEMI sur véhicule. Enfin, ces deux facteurs devront être combinés permettant de quantifier la probabilité des niveaux de courants induits sur un véhicule d'une façon globale lors de scénarios IEMI.

2.1 Facteurs liés à la source

2.1.1 Probabilité d'occurrence

Ainsi qu'indiqué au chapitre 1, le calcul de la probabilité d'occurrence d'une source lors d'une attaque peut être conduit selon une approche multifactorielle telle que proposée

par F. Sabath [39]. Cette approche va être détaillée et appliquée à notre étude. Les quatre critères envisagés par F. Sabath sont la disponibilité des composants, le niveau de connaissance nécessaires pour concevoir une source ainsi que le coût et la mobilité de cette source.

2.1.1.1 Disponibilité des composants

La disponibilité des composants est le premier critère important à prendre en compte pour évaluer la probabilité d'occurrence d'une source. En effet, si une personne lambda peut trouver sur internet des d'informations pour se procurer du matériel lié aux sources IEMI [41], il est cependant compliqué d'obtenir des composants de sources EM de fortes puissances pouvant perturber un véhicule. La méthode consiste à établir une classification de ce critère (Tab.9) et à affecter un indice à chaque classe identifiée selon le niveau de disponibilité.

Disponibilité des composants	Description	Indice de classification (D) selon la disponibilité
Libre-service	Disponible dans n'importe quel supermarché peut être acheté par n'importe qui	1 (Très facilement réalisable)
Disponible	Disponible dans des magasins spécialisés Peut être acheté par n'importe qui	2 (Facilement réalisable)
Commerce spécialisé	Disponible uniquement dans des Entreprises spécialisées L'achat est limité entre entreprises	3 (réalisable)
Limitée	Composants conçus par des entreprises spécialisées Acquisition limitée sous conditions	4 (Difficilement réalisable)
Illégale et sous contrôle de l'état	Commerce interdit par la loi Acquisition par dérogation ministérielle	5 (Très difficilement réalisable)

Tableau 9 : Classification des niveaux de disponibilité des composants [39]

2.1.1.2 Niveau de connaissance

Le niveau technologique nécessaire pour réaliser une source IEMI fait également partie des critères à prendre en compte dans le calcul de sa probabilité d'occurrence. Les personnes ayant des connaissances en CEM ne sont pas nombreuses. Il paraît donc difficile de concevoir un système complexe permettant de générer des ondes EM sans avoir un minimum de connaissances sur le sujet. Le tableau 10 ci-dessous permet de classer cinq catégories de personnes pouvant réaliser des sources IEMI. A nouveau, un indice est affecté à chaque classe.

Niveau de connaissance	Description	Indice de classification (N_c) Selon le niveau de connaissances
Novice	Culture générale	1
Qualifié	Connaissances limitées	2
Spécialiste	Bonnes connaissances du domaine du niveau ingénieur	3
Diplômé	Connaissances académiques et spécialiste du domaine	4
Expert	Expert du domaine	5

Tableau 10 : Classification des connaissances requises [39]

2.1.1.3 Coût

Le coût financier est un critère essentiel et sûrement le plus déterminant pour évaluer la possibilité de fabriquer une source IEMI dans le but de mener une attaque. Dans [39], une classification par rapport au coût d'une source est ainsi proposée selon le tableau 11.

Coût de la source	Description	Indice de classification (C) selon le coût
Bas coût	< 1 k€	1
Coût modéré	1 k€ - 10 k€	2
Coût moyen	10 k€ - 100 k€	3
Coût élevé	100 k€ - 1 M€	4
Coût très élevé	> 1 M€	5

Tableau 11 : Classification du coût [39]

2.1.1.4 Mobilité

Enfin, la mobilité de la source est le dernier critère pour juger de la probabilité d'occurrence d'une source EM lors d'une attaque. Plus la source est proche de la cible, plus elle est dangereuse car elle pourra générer des perturbations plus importantes au niveau de la cible. La classification des niveaux de mobilité d'une source est donnée dans le tableau 12.

Mobilité de la source	Description	Indice de classification (M) selon la mobilité
Immobile	> 77 m ³	1
Transportable	10 - 77 m ³	2
Mobile	0.2 - 10 m ³	3
Non visible	0.02 – 0.2 m ³	4
Indétectable	< 0.02 m ³	5

Tableau 12 : Classification de la mobilité de la source

2.1.1.5 Calcul de la vraisemblance d'occurrence

Après avoir classifié les différents critères importants, la méthodologie proposée consiste à établir une pondération relative de ces classes au sein de chaque critère en vue du calcul de la vraisemblance d'occurrence de la source. Un ensemble d'experts du domaine a ainsi été sollicité pour affecter un poids relatif entre 0 et 10 à chaque classe identifiée au sein d'un même critère. La note 10 correspond à une situation où la source est très facilement réalisable et, à l'inverse, la note 0 est attribuée à une situation pour laquelle la source est très difficilement réalisable. Ces poids sont appelés indice de probabilité et un exemple est donné pour la disponibilité des composants en figure 57.

Sur la base de ces données des experts, une loi est établie pour chaque critère donnant l'indice de probabilité d'occurrence de la source en fonction de l'indice de classe correspondant. Un exemple d'établissement d'une telle loi est donné ci-dessous pour le critère disponibilité des composants.

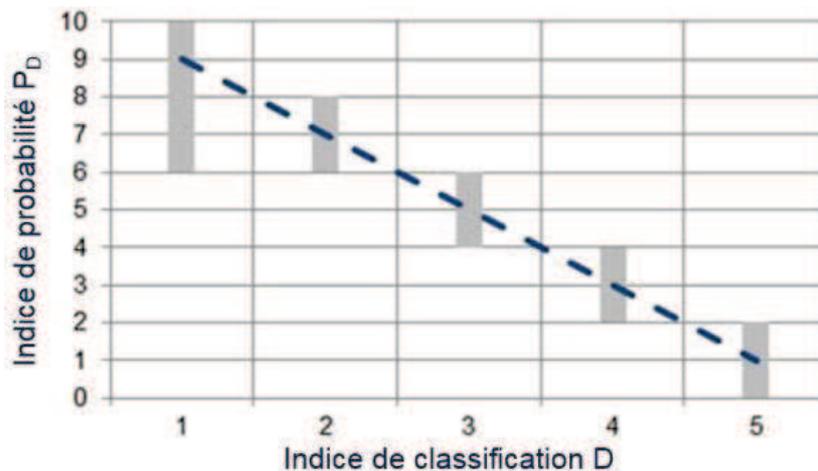


Figure 57 : Poids donnés par les experts CEM pour chaque classe liée à la disponibilité des composants

On remarque que pour chaque classe, les experts ont donné plusieurs réponses différentes et les plages des réponses sont représentées par les barres grises. Dès lors, une courbe représentant le poids du critère de la disponibilité des composants (indice de probabilité P_D) en fonction de ses différentes classes (courbe en pointillés sur la figure) est établie par approximation. On en déduit l'indice de probabilité P_D lié à l'indice de classification D de la disponibilité des composants selon la loi :

$$P_D = 11 - 2 * D \quad (\text{Eq.5})$$

L'opération est réitérée pour les critères "niveau de connaissance nécessaire" afin de réaliser une source et le "coût de sa réalisation". On en déduit les deux indices de probabilité suivant P_{nc} et P_c respectivement lié à chacun de ces critères.

$$P_{nc} = 10 - \frac{7}{5} * Nc \quad (\text{Eq. 6})$$

$$P_c = 1 + \frac{(5,3-C)^2}{2.25} \quad (\text{Eq. 7})$$

Finalement, en estimant que les trois critères disponibilité, niveau de connaissance et coût ont la même importance, on peut définir un indice de probabilité de conception de la source P_{cs} compris entre 0 et 10 selon une moyenne géométrique (Eq. 8) :

$$P_{cs} = \sqrt[3]{Pc * PD * Pnc} \quad (\text{Eq. 8})$$

Afin de prendre en compte la mobilité de la source dans le calcul, l'approche est réitérée pour définir l'indice de probabilité d'accéder à la cible. Celui-ci dépend de la mobilité de la source ainsi que de l'accessibilité à la cible. Dans notre cas, la voiture étant facilement accessible, ce dernier paramètre est pris égal à 1 et, selon [39], on détermine l'indice de probabilité P_m lié à la mobilité selon :

$$P_m = \begin{cases} 0 & \text{si } M = 1 \\ 8 & \text{si } M = 2 \\ 10 & \text{si } M = 3 \\ 10 & \text{si } M = 4 \\ 10 & \text{si } M = 5 \end{cases} \quad (\text{Eq. 9})$$

Enfin, estimant que l'accès à la source ainsi que sa conception sont de même importance dans l'occurrence de la source, l'indice de probabilité d'occurrence de la source P_s est alors défini par une moyenne géométrique de valeur comprise entre 0 et 10 [39], et donné par la formule :

$$P_s = \sqrt{P_m * P_{cs}} \quad (\text{Eq. 10})$$

Cet indice de probabilité d'occurrence permet ensuite une classification en lien avec les plages de probabilité d'occurrence des sources IEMI nommée $P_{s\%}$. Un exemple d'une telle classification selon [42] est proposée dans le tableau 13.

Catégorie de probabilité	Indice de probabilité d'occurrence (P_s) selon les différentes classifications	Probabilité d'occurrence de la source ($P_{s\%}$)
Improbable	0	< 0.5 %
	1	0.5 - 1 %
Peu probable	2	1 - 2 %
	3	2 - 5 %
Occasionnelle	4	5 - 12 %
	5	12 - 25 %
	6	25 - 50 %
Probable	7	50 - 75 %
	8	75 - 90 %
Très Probable	9	90 - 97 %
	10	> 97%

Tableau 13 : Classes d'occurrence de la source [42]

A l'issue de cette première partie de l'étude, il convient d'établir maintenant le lien entre tension impulsionnelle générée par la source et la probabilité d'occurrence de cette source pour pouvoir quantifier les niveaux de courants induits probables sur le véhicule.

2.1.2 Tension impulsionnelle générée par la source

Afin de relier tension impulsionnelle et probabilité d'occurrence de la source, nous avons exploité la base de données recensant les principales caractéristiques des sources IEMI trouvées dans la littérature depuis 1990 qui classe ces sources selon différents critères [46]. Pour chaque source, la tension impulsionnelle, le niveau technologique incluant le niveau de connaissance et la disponibilité des composants, le coût et sa mobilité sont exposés. Reprenant la méthodologie précédente, nous avons classé les sources selon leur tension impulsionnelle et leurs caractéristiques associées selon les critères "niveau technologique", "coût" et "mobilité".

D'après le chapitre 1, les tensions impulsionnelles vont de 100 V à 1 MV. C'est pourquoi nous avons défini 4 classes correspondant à : 100 V – 1 kV, 1 kV – 10 kV, 10 kV – 100 kV et 100 kV – 1 MV. Le tableau 14 expose pour chaque classe de tension impulsionnelle, les caractéristiques des sources associées.

Tension impulsionnelle	Niveau technologique (Nc et D)	Coût (C)	Mobilité (M)
100 V à 1 kV	Niveau technologique faible (Nc = 2; D = 2)	Moins de 1 k€ (C = 1)	Petite mallette (M = 4)
1 kV à 10 kV	Techno à complexité modérée (Nc = 3; D = 3)	De 1 k€ à 10 k€ (C = 2)	Grosse mallette (M = 3)
10 kV à 100 kV	Haut niveau de technologie (Nc = 4; D = 4)	De 10 k€ à 100 k€ (C = 3)	Voiture ou camionnette (M = 2)
100 kV à 1 MV	Technologie de pointe (Nc = 5; D = 5)	De 100 k€ à + de 1M€ (C = 4)	Camion (M = 1)

Tableau 14 : Classification des sources en fonction de leurs tensions impulsionnelles et des caractéristiques permettant de calculer leurs probabilités d'occurrence

Conformément à ce qu'on pouvait attendre, plus la source peut générer une tension impulsionnelle importante, plus elle est complexe à réaliser, coûte plus cher et est plus encombrante. Il est donc désormais possible de calculer l'indice de probabilité d'occurrence P_s pour chaque classe.

Un exemple de ce calcul est exposé ci-dessous en utilisant la méthode présentée précédemment et pour la classe 1 kV – 10 kV c'est-à-dire avec $N_c = D = 3$, $C = 2$ et $M = 3$.

$$\begin{aligned}
 P_D &= 11 - 2 * D = 5 \\
 P_{nc} &= 10 - \frac{7}{5} * Nc = 5.8 \\
 P_c &= 1 + \frac{(5,3-C)^2}{2.25} = 5.84 \\
 P_{cs} &= \sqrt[3]{Pc * Pacc * Pnc} = 5.53 \\
 M &= 3 \text{ donc } P_m = 10 \\
 P_s &= \sqrt{Pm * Pcs} = 7.43
 \end{aligned}
 \tag{Eq. 11}$$

La classe 1 kV – 10 kV correspond donc à la plage probable (50 à 75 %) de probabilité d’occurrence de la source selon le tableau 13.

Avec la même méthode de calcul, on établit le tableau 15 donnant pour chaque classe de tension impulsionnelle, la plage de probabilité d’occurrence de la source associée. Un code couleur a été défini : vert pour les sources improbables ou inoffensives, rouge pour celles critiques (probables avec un niveau élevé de tension impulsionnelle) et orange pour celles probables et potentiellement critiques.

Tension impulsionnelle	Niveau technologique (Nc et D)	Coût (C)	Mobilité (M)	Probabilité d’occurrence
100 V à 1 kV	Niveau technologique faible (Nc = 2; D = 2)	Moins de 1 k€ (C = 1)	Petite mallette (M = 4)	75 % à 90 %
1 kV à 10 kV	Techno à complexité modérée (Nc = 3; D = 3)	De 1 k€ à 10 k€ (C = 2)	Grosse mallette (M = 3)	50 % à 75 %
10 kV à 100 kV	Haut niveau de technologie (Nc = 4; D = 4)	De 10 k€ à 100 k€ (C = 3)	Voiture ou camionnette (M = 2)	12 à 25 %
100 kV à 1 MV	Technologie de pointe (Nc = 5; D = 5)	De 100 k€ à + de 1M€ (C = 4)	Camion (M = 1)	< 0,5 %

Tableau 15 : Tableau permettant de relier la tension impulsionnelle à la probabilité d’occurrence

Afin de traduire ce tableau par une représentation utilisable pour l’analyse de risque, un graphe donnant les plages de probabilité d’occurrence d’une source IEMI en fonction de sa tension impulsionnelle associée a été tracé (Fig. 58).

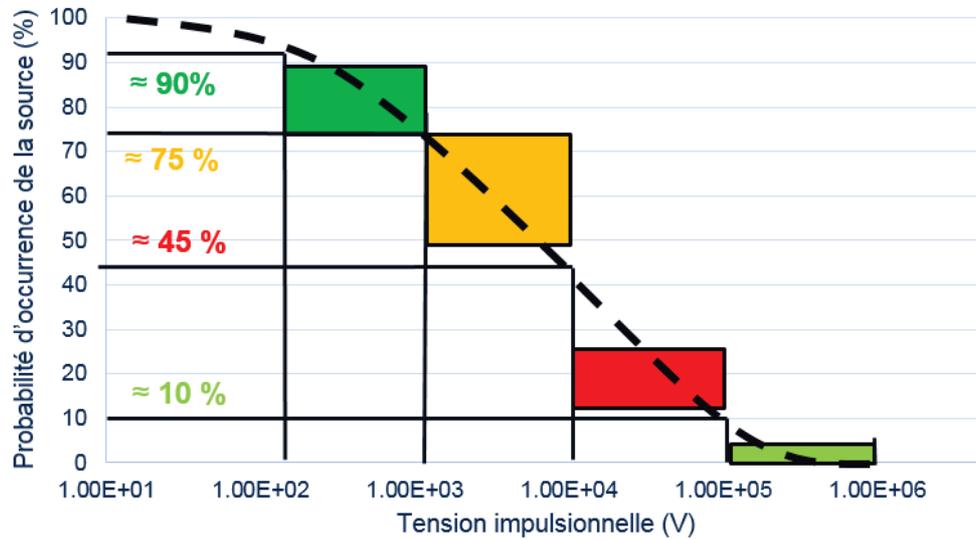


Figure 58 : Relation entre la probabilité d'occurrence d'une source et sa tension impulsionnelle

Pour faciliter l'utilisation de cette représentation, une fonction est extrapolée passant par l'ensemble des zones liant la probabilité d'occurrence de la source à sa tension impulsionnelle. Cette fonction doit ensuite être combinée avec l'analyse de l'atténuation des courants induits en fonction des facteurs liés à l'environnement de l'attaque (distance, configuration du véhicule) pour estimer de façon globale la probabilité des niveaux de courants induits sur un véhicule.

2.2 Facteurs liés à l'environnement de l'attaque

Après avoir réalisé une analyse sur les facteurs liés à la source IEMI influençant le courant de mode commun induit lors d'une attaque, il est nécessaire de réaliser le même travail par rapport à l'environnement de l'attaque (distance source cible, configuration du véhicule). Dans cette partie, différents facteurs influençant les niveaux d'amplitude de ce courant vont donc être exposés et une courbe présentant les niveaux de courants probables en fonction de ces facteurs va être construite en suivant la même approche multifactorielle que précédemment.

2.2.1 Distance source /cible

Comme indiqué dans le chapitre 1, la distance entre la source et le véhicule cible est une caractéristique essentielle à prendre en compte dans l'analyse de risque. En effet, la distance entre source et cible atténue le champ EM et, par conséquent, le courant induit sur les faisceaux lors de l'attaque (Formule Friis). Dans notre étude, on considère qu'aucun obstacle n'est placé entre la source et le véhicule et que le milieu de propagation est l'air. Afin de prendre en compte la distance source / cible, quatre catégories ont été définies par ordre de grandeur en s'inspirant de [39] : 1 m, 10 m, 100 m et 1 km. Le code couleur de la figure 59 est le même que précédemment : vert pour les distances induisant de trop fortes atténuations ou improbables, rouge pour les distances critiques (probables lors d'une attaque et peu d'atténuation) et orange pour celles potentiellement critiques si la source est de forte puissance. L'estimation de l'attaque la plus critique se situe à dix mètres du véhicule. En effet, le véhicule étant a priori mobile, il est impossible de se rapprocher à moins de dix mètres sans se faire remarquer. Dix mètres est ainsi la distance considérée pour pouvoir utiliser un système IEMI efficacement. Ensuite, plus la distance croît, plus les courants induits sur les faisceaux seront faibles.

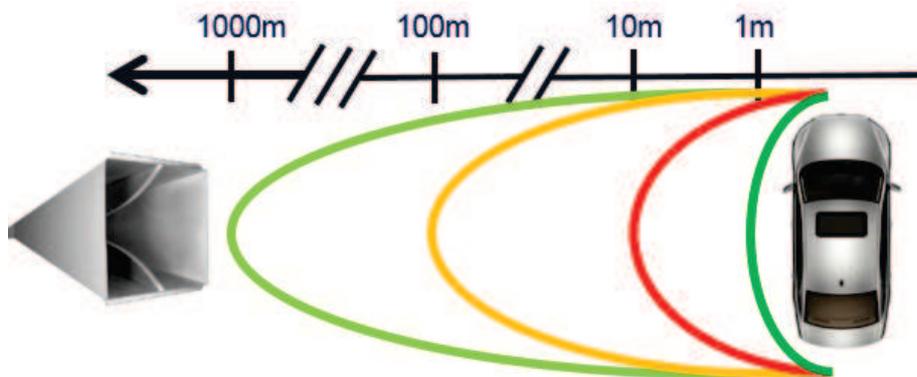
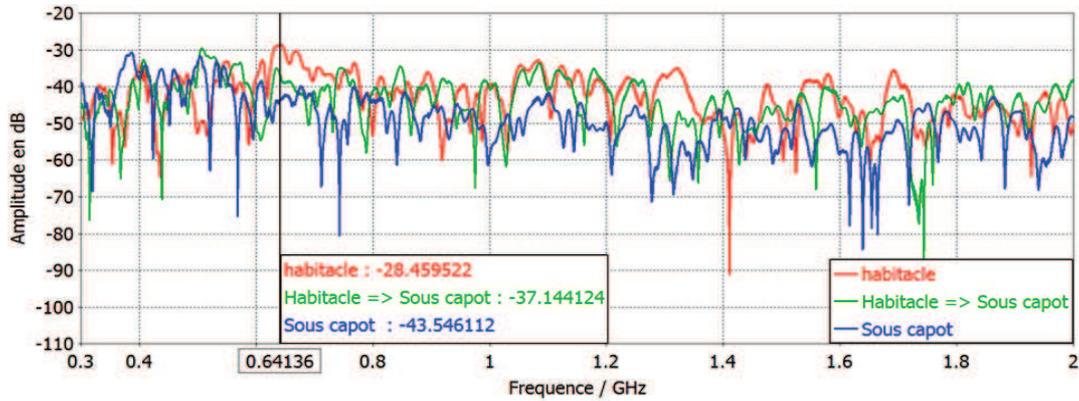


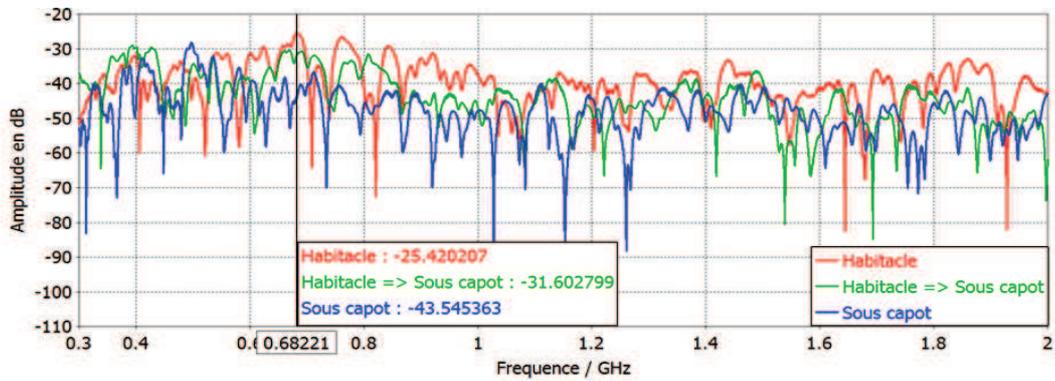
Figure 59 : Niveau du risque suivant la distance source / cible

2.2.2 Configuration du véhicule

L'objectif de cette partie est d'évaluer les atténuations sur les niveaux de courants induits sur les faisceaux lors d'une attaque IEMI suivant les différentes configurations du véhicule. Dans le chapitre 2, une évaluation des couplages a été effectuée pour une source située à un mètre du véhicule pour plusieurs positions et polarisation d'antenne (Fig. 60).



(a)



(b)

Figure 60 : Paramètre S_{21} représentant le couplage entre les différentes liaisons (habitacle, habitacle \rightarrow sous capot, sous capot) et l'antenne polarisée horizontalement et
 (a) Située à l'avant du véhicule
 (b) Située sur le côté du véhicule

Une analyse de ces résultats montre que la polarisation et la position de l'antenne influent peu sur l'allure générale des amplitudes des couplages entre la source et les liaisons. De plus, bien que les liaisons où le couplage est maximal dans le véhicule soient situées dans l'habitacle, le niveau maximum du couplage sur la bande de fréquence a le même ordre de grandeur pour des liaisons situées dans n'importe quelle partie du véhicule. La valeur de ce couplage est située aux alentours de -30 dB pour une liaison mesurant environ deux mètres de long. Par ailleurs, la configuration de la liaison (proche ou éloigné du châssis) n'influe pas non plus les niveaux de couplage à condition que les ordres de grandeur des longueurs de faisceaux soient respectés (chapitre 2).

Pour évaluer les atténuations sur les niveaux de courant induit sur les faisceaux, nous choisissons d'estimer une impédance de transfert définie par le ratio entre l'amplitude de la tension impulsionnelle générée par la source et l'amplitude maximale des courants induits dans le véhicule pour une source située à une distance D du véhicule. Cette impédance est une grandeur linéique.

Cette impédance de transfert doit être évaluée selon la seule grandeur du faisceau influençant les niveaux de couplage : sa longueur. Les deux longueurs représentatives dans un véhicule étant 50 cm et 2 m [8], cette impédance devra être estimée dans ces deux cas. Dans la partie suivante, l'impédance de transfert sera ainsi calculée pour la configuration où la source est située sur le côté du véhicule, polarisée horizontalement (pire cas de couplage selon chapitre 2) et le courant induit sera évalué sur une liaison positionnée au niveau de l'habitacle et dans une configuration ligne de transmission (LDT).

2.2.3 Impédance de transfert

L'impédance de transfert Z_{trans} est définie comme le ratio entre l'amplitude de la tension impulsionnelle générée par la source et l'amplitude maximale des courants induits dans le véhicule pour une source située à une distance D du véhicule. Elle est donc définie par l'équation :

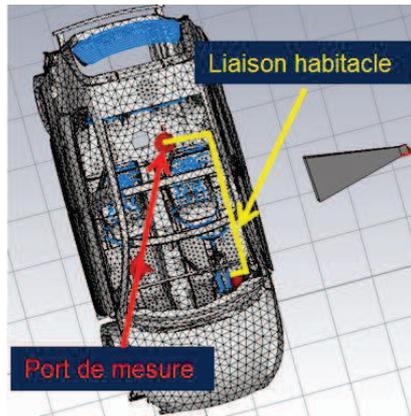
$$Z_{\text{trans}} = \frac{V_{\text{impuls}}}{D * I_{\text{ind}}} \quad (\text{Eq. 12})$$

Dans cette équation, V_{impuls} représente la tension impulsionnelle générée à l'antenne, D est la distance source / véhicule et I_{ind} représente le courant induit sur les faisceaux.

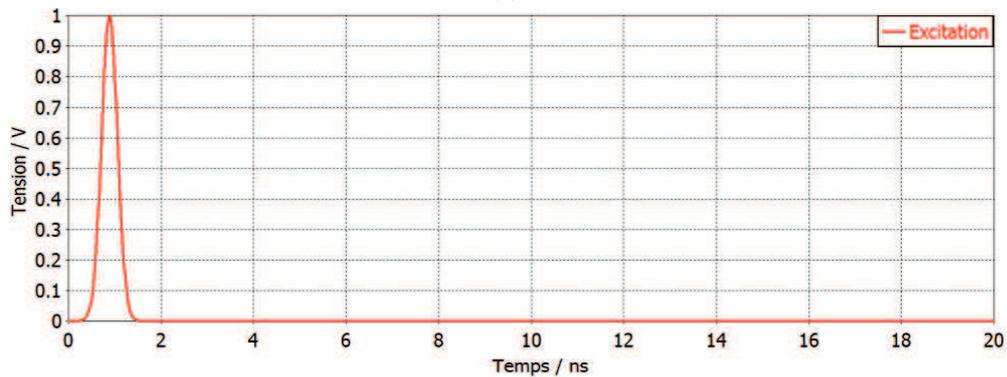
Pour connaître l'ordre de grandeur de l'impédance de transfert, nous cherchons donc le niveau du courant induit pour un niveau choisi de tension impulsionnelle générée à l'antenne. Nous avons délibérément choisi une distance D entre source et véhicule d'un mètre de long. Le signal IEMI émis à l'entrée de l'antenne est une impulsion dont la transformée de Fourier est quasiment constante dans la bande de fréquence DC – 2 GHz afin d'exciter toutes les fréquences de résonance sur la bande de l'étude et ainsi pouvoir mesurer le courant induit maximal. Son amplitude choisie est de 1 V afin de pouvoir calculer facilement l'impédance de transfert et d'extrapoler ensuite les niveaux de courants pour une excitation d'1 kV, 10 kV etc...

Dans une première simulation, le faisceau considéré mesure environ deux mètres de long (liaison habitacle chapitre 2) et se situe dans une configuration LDT. D'après le chapitre 2, l'extrémité de la liaison est court-circuité et le courant de court-circuit évalué est le double du courant induit sur le faisceau (Eq. 3). Le résultat présenté en figure 61(c) est le courant induit ainsi calculé à partir du résultat de simulation dans cette configuration.

On observe une certaine cohérence dans les résultats puisque les fréquences où le courant induit est maximal se situent entre 400 et 800 MHz (Fig. 61 (d)) correspondant aux plages de fréquences où le paramètre S_{21} est maximal (Fig. 60). Ceci était attendu puisqu'on excite toutes les fréquences du DC au 2 GHz. Il est donc logique que les fréquences où le couplage est maximal soient celles visibles dans le domaine temporel. Ces observations permettent d'affirmer la bonne cohérence de nos résultats de simulation.

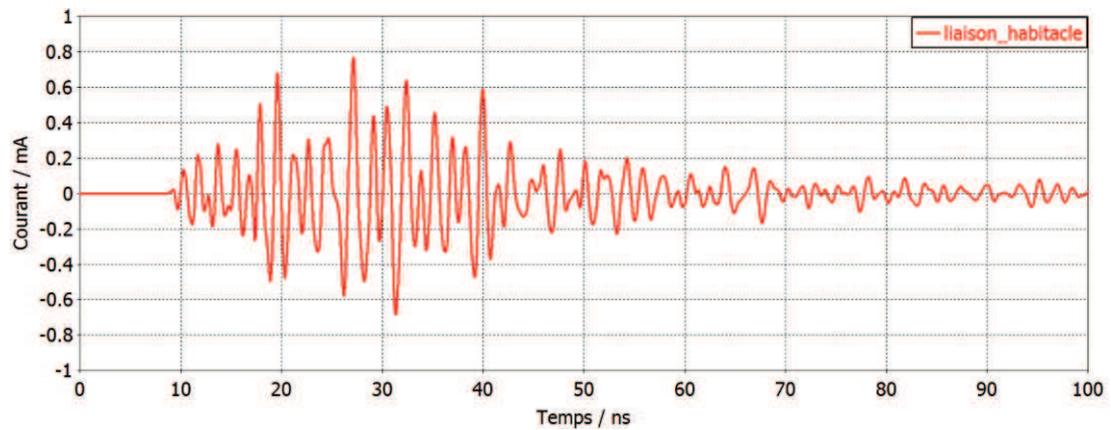


(a)

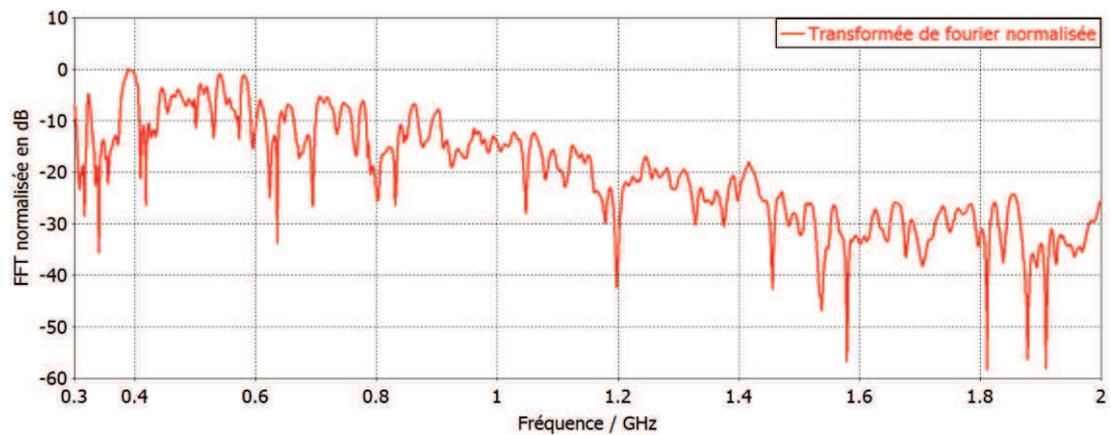


(b)

Figure 61 : Simulation du courant induit sur la liaison habitacle :
 (a) Modèle sous le logiciel de simulation CST, (b) Signal d'excitation à l'entrée de l'antenne



(c)



(d)

Figure 61 : Simulation du courant induit sur la liaison habitacle

(c) Résultat du courant induit

(d) Transformée de Fourier normalisée du courant induit

L'amplitude maximale du courant induit simulée est donc de l'ordre du mA (0.8 mA) pour un signal généré à l'entrée de l'antenne d'amplitude 1 V et excitant toute la bande de fréquences de l'étude. L'antenne étant placée à 1 mètre du véhicule, l'équation 13 nous donne directement l'impédance de transfert pour une liaison mesurant environ deux mètres. Sa valeur est ainsi de $10^3 \Omega.m^{-1}$.

2.2.4 Longueur de la liaison

La longueur de la liaison est une caractéristique importante dans le calcul de l'impédance de transfert. Comme dit précédemment dans la partie sur les configurations étudiées, la longueur moyenne des faisceaux est de 50 cm entre un capteur et un calculateur et de 2 mètres entre deux calculateurs [8]. La longueur de la liaison de la précédente simulation étant de 2 mètres, il est aussi nécessaire d'évaluer l'impédance de transfert pour des liaisons de 50 cm de long. La figure 62 présente les résultats du courant induit permettant de calculer l'impédance de transfert dans la même configuration de simulation que la figure 61 à l'exception que la liaison habitacle a une longueur de 50 cm. Comme la longueur de la liaison est plus courte, le couplage sur la liaison est moins important et le courant induit est par conséquent plus faible que celui obtenu sur la liaison habitacle de la figure 61.

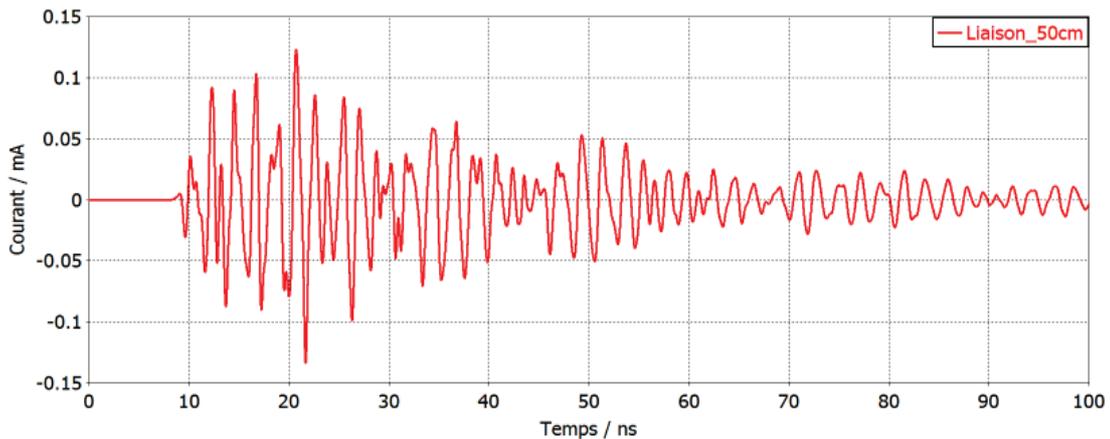


Figure 62 : Résultat de la simulation du courant de court-circuit sur une liaison de 50 cm

L'amplitude maximale du courant induit simulé est de l'ordre de la centaine de μA . ($120 \mu\text{A}$). L'impédance de transfert est donc environ 10 fois inférieure à celle où la longueur du faisceau est de l'ordre de deux mètres. Par conséquent, afin d'être réaliste par rapport au véhicule, l'impédance de transfert dans le pire cas est de $10^3 \Omega \cdot \text{m}^{-1}$ pour des liaisons d'environ 2 mètres de long et de $10^4 \Omega \cdot \text{m}^{-1}$ pour une liaison de 50 cm de long. Ces impédances de transfert sont alors utilisées pour le calcul des niveaux de courants induits probables sur véhicule en fonction de la tension impulsionnelle générée à l'antenne.

2.3 Niveaux de courants induits probables

2.3.1 Répartition des valeurs de courants liée à l'environnement de l'attaque

Après avoir évalué les différents facteurs liés à l'environnement de l'attaque, influençant le courant induit sur les faisceaux du véhicule, il est désormais possible de calculer l'ordre de grandeur de ce courant induit. D'après l'équation 12, il est possible de calculer le courant induit en fonction de l'amplitude de la tension impulsionnelle de la source, la distance entre source et véhicule et l'impédance de transfert Z_{trans} .

Le tableau 16 présente trois exemples de calculs de courants induits suivant l'équation 12. Le code couleur est respecté comme précédemment : vert pour les caractéristiques d'une attaque probable mais peu perturbatrice, rouge pour celle d'une attaque critique et orange pour les caractéristiques d'une attaque potentiellement critique.

V_{impuls}	D	Z_{trans}	I_{ind}
1 kV	100 m	$10^4 \Omega.m^{-1}$ ($L < \lambda$)	1 mA
100 kV	10 m	$10^3 \Omega .m^{-1}$ ($L > \lambda$)	10 A
10 kV	10 m	$10^4 \Omega.m^{-1}$ ($L > \lambda$)	100 mA

Tableau 16 : Exemples de calculs de valeurs de courants induits

Afin de connaître la répartition des courants induits dans le véhicule, il est nécessaire de calculer ces courants pour toutes les configurations possibles d'une attaque.

Quatre valeurs de tension impulsionnelle (1 kV, 10 kV, 100 kV et 1 MV) correspondant aux quatre classes définies précédemment, quatre valeurs de distance (1 m, 10 m, 100 m, 1 km) et deux valeurs d'impédance de transfert ($10^3 \Omega.m^{-1}$ et $10^4 \Omega.m^{-1}$) ont donc été utilisées afin de créer un ensemble de valeurs de courants induits calculés pour les trente-deux configurations possibles lors d'une attaque. La figure 63 permet de visualiser la répartition des valeurs de courant dans cette série de 32 valeurs.

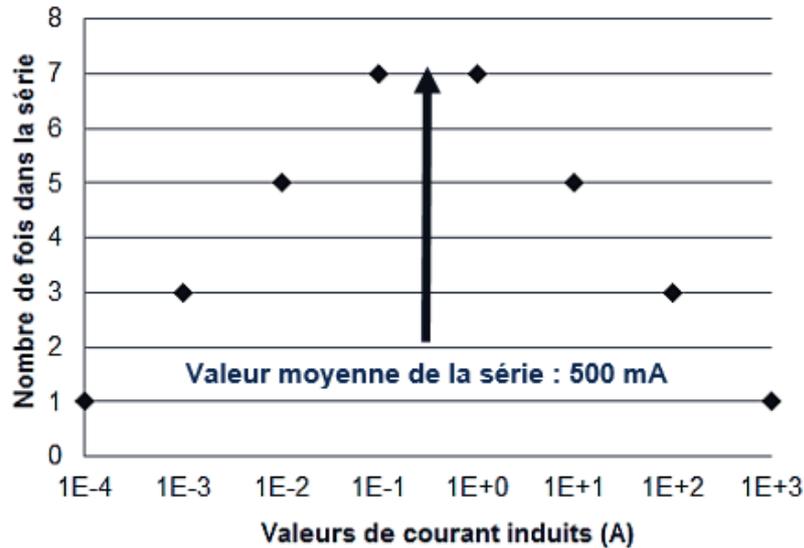


Figure 63 : Répartition des valeurs de courants induits suivant différentes configurations liés à l'environnement de l'attaque

On remarque une répartition sous forme de gaussienne. La moyenne des courants induits probables est autour de 500 mA. Cependant, ces résultats ne permettent pas de pouvoir quantifier directement la probabilité des niveaux de courants induits sur les faisceaux en fonction de l'environnement de l'attaque. Ces valeurs de courants induits vont devoir être utilisées pour transformer cette répartition de valeurs en répartition probabiliste.

2.3.2 Répartition probabiliste liée à l'environnement de l'attaque

Afin de représenter les valeurs de cette série de façon pertinente pour l'analyse de risque, nous avons délibérément défini une fonction donnant la probabilité de mesurer un niveau de courant induit selon l'environnement d'une attaque IEMI. Lors d'un essai CEM, il est nécessaire de définir un niveau d'amplitude pour tester des équipements. Pour choisir ce niveau de test de façon appropriée, il convient de connaître les niveaux probables des interférences dans la réalité. Afin de représenter ces niveaux probables, nous avons choisi de tracer une fonction F (Fig. 64) représentant le pourcentage des valeurs de la série de la

figure 63 qui sont supérieures ou égales à un courant choisi I_0 . Elle correspond à la probabilité d'avoir au minimum un niveau de courant induit I_0 lors d'une attaque IEMI sans prendre en compte la probabilité que la source existe. D'après l'équation 13, elle est définie par la probabilité que le courant induit I_{ind} sur les faisceaux lors d'une attaque soit supérieur ou égal à un courant choisi I_0 :

$$F(I_0) = \Pr [I_{ind} \geq I_0] \quad (\text{Eq.13})$$

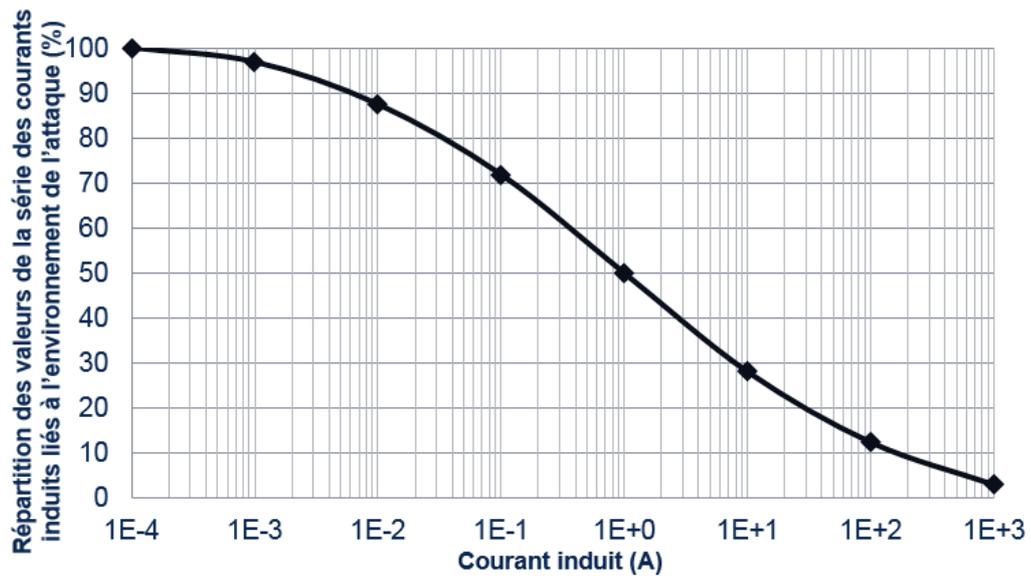


Figure 64 : Fonction F permettant de représenter la probabilité d'avoir au minimum un niveau de courant induit selon l'environnement d'une attaque IEMI

Afin d'expliquer les résultats de cette courbe, un exemple est donné pour un courant choisi de 1 A. La valeur de la fonction F est de 50 % pour 1 A. Ceci indique que 50 % des valeurs de la série de la figure 63 sont supérieures ou égales à 1 A. Par conséquent, la probabilité de mesurer un courant induit d'au minimum 1 A lors d'une attaque est de 50 % sans prendre en compte la probabilité que la source EM existe.

Afin d'évaluer le risque global, il faut donc que la probabilité d'occurrence liée à la source soit combinée avec la fonction F liée à l'environnement de l'attaque.

2.3.3 Courbe de niveau de risque globale

La variable de la courbe de risque global est le niveau de courant induit. Par conséquent, il est nécessaire que la fonction, reliant probabilité d'occurrence d'une source et tension impulsionnelle à l'antenne (Fig. 58), permette de tracer la probabilité d'occurrence d'une source en fonction du courant induit. En considérant que la distance probable d'une attaque est de 10 mètres et afin de se placer dans le pire cas en prenant une impédance de transfert égale à $10^3 \Omega \cdot m^{-1}$, le rapport entre tension impulsionnelle et courant induit est de $10^4 \Omega$. On peut donc tracer la courbe de la probabilité d'occurrence de la source en fonction du courant induit sur le véhicule (Fig. 65).

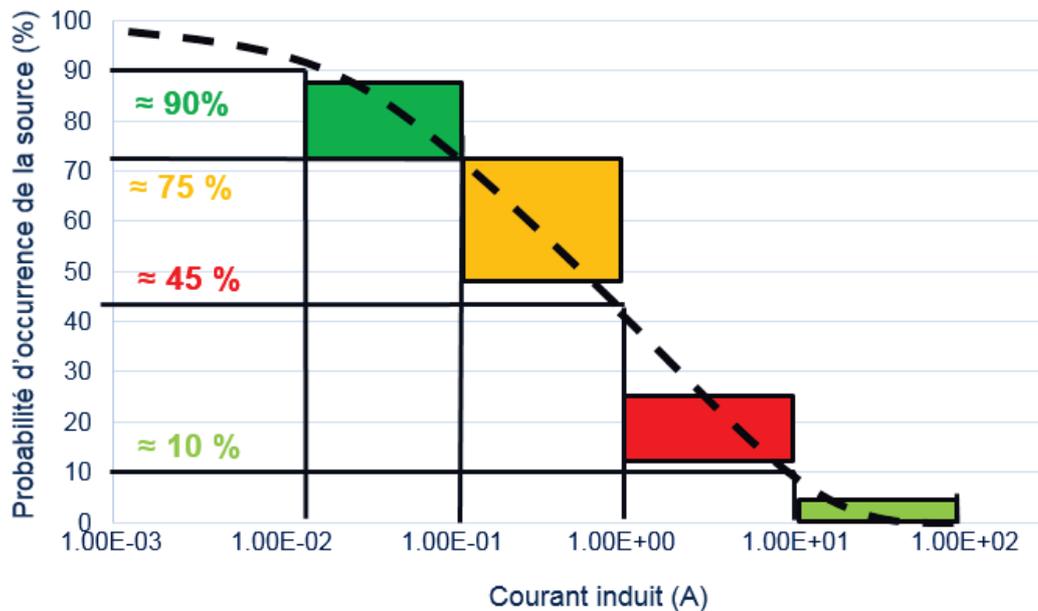


Figure 65 : Probabilité d'occurrence de la source en fonction du courant induit

Ayant ainsi la probabilité d'occurrence de la source liée au courant induit sur le véhicule et la fonction de répartition des courants induits selon les facteurs environnementaux, on peut alors établir la probabilité d'obtenir un niveau de courant induit sur les faisceaux lors d'une attaque IEMI sur véhicule. Cette courbe, prenant en compte tous les facteurs de l'attaque, est donnée en figure 66 avec un exemple illustrant la façon dont la courbe de risque globale est établie.

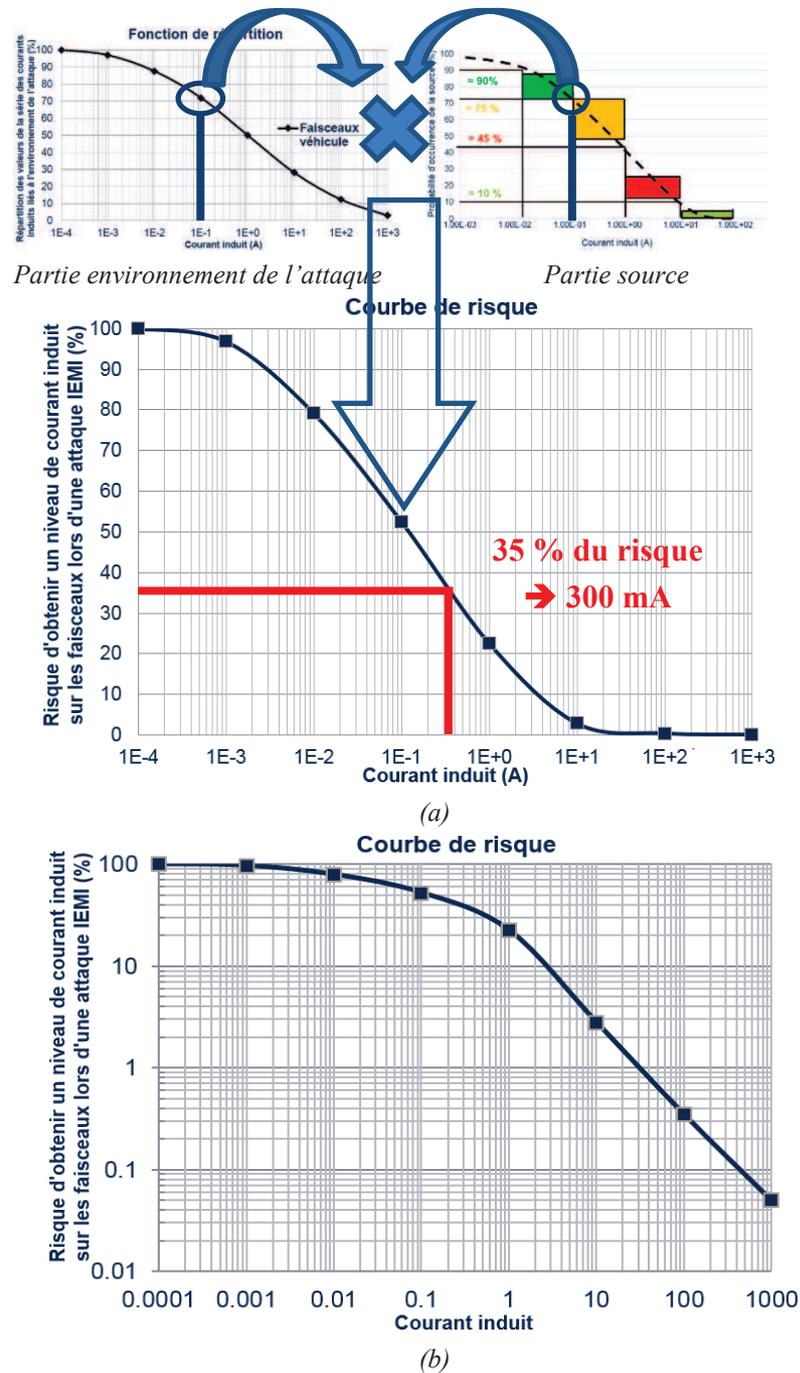


Figure 66 : Courbe de risque globale permettant de quantifier le risque IEMI en prenant en compte tous les facteurs de l'attaque :

(a) Echelle Lin – Log, (b) Echelle Log – Log

Un exemple d'utilisation de cette courbe est donné pour un niveau de courant induit de 300 mA qui correspond au niveau maximum testé par les essais sur table (BCI) d'après le tableau 1 du chapitre 1. D'après la courbe de risque globale, on estime que l'on a 35 % de chance de mesurer un niveau supérieur ou égal à 300 mA lors d'une attaque IEMI. Par conséquent, les niveaux de la menace IEMI ne sont pas pris en compte dans les essais sur table actuels au niveau d'exigence d'un constructeur automobile.

Cette courbe permet donc de connaître la probabilité du risque associée à la valeur des niveaux de courants induits lors d'une attaque IEMI sur un véhicule. Par conséquent, cette étude permettra au métier CEM du groupe PSA de déterminer les niveaux des courants induits à mettre en place lors d'un essai CEM sur véhicule ou sur table pour évaluer la menace au niveau d'exigence d'un constructeur automobile. Ces choix sortent du cadre de la thèse.

Conclusion

Ce chapitre a exposé une méthode permettant de quantifier globalement les courants de mode commun induits sur les faisceaux d'un véhicule lors de scénarios IEMI en termes de formes d'ondes et de niveaux d'amplitude. Dans un premier temps, une approche basée sur les différents facteurs influençant la forme temporelle du courant induit lors de différents scénarios IEMI a permis de définir les caractéristiques représentatives du courant induit lors d'une attaque. Cette forme est actuellement éloignée des signaux injectés sur table afin de tester les équipements.

Dans un second temps, une approche multifactorielle basée sur une méthode de la littérature scientifique a été développée afin d'évaluer les niveaux d'amplitude des courants induits probables lors d'une attaque IEMI. Comme pour la forme d'onde, une partie des niveaux probables n'est pas actuellement prise en compte dans les essais sur table. Par conséquent, cette étude a permis de confirmer la nécessité de concevoir un banc d'essai sur table afin de prendre en compte la menace IEMI.

A la fin de ce chapitre, les courants induits représentatifs d'une attaque IEMI sont donc caractérisés. Il est donc désormais possible de concevoir un essai sur table permettant de tester les équipements avec des courants représentatifs d'une attaque réelle. Ce banc d'essai permettra de proposer une solution adaptée à la menace IEMI aux constructeurs automobiles pour prendre en compte cette menace dans la conception des prochains véhicules.

4. Chapitre 4 : Banc d'essai sur table afin d'appréhender la menace IEMI

Sommaire

4. Chapitre 4 : Banc d'essai sur table afin d'appréhender la menace IEMI .	109
Introduction.....	110
1. Banc d'essai sur table automobile.....	111
2. Bancs d'essais normalisés.....	112
2.1 Moyens de couplage.....	112
2.1.1 Antenne.....	112
2.1.2 Stripline et pince capacitive.....	113
2.1.3 La pince BCI.....	114
2.2 Comparaison des moyens de couplage.....	114
2.2.1 Evaluation du couplage et étude de ses variations.....	116
2.2.2 Choix de la meilleure méthode de couplage.....	118
2.3 Analyse fine des résultats.....	119
2.3.1 Caractérisation de la pince capacitive seule.....	119
2.3.2 Couplage entre la pince capacitive et le faisceau.....	120
2.4 Validation du banc d'essai.....	122
2.4.1 Présentation du banc.....	122
2.4.2 Exemple d'utilisation.....	124
3. Proposition d'une méthode d'injection adaptée.....	127
3.1 La mini-stripline.....	128
3.2 Caractéristiques de la mini-stripline.....	130
3.2.1 Comparaison des coefficients de couplage.....	130
3.2.2 Déplacement de la mini-stripline.....	132
3.2.3 Exemple d'utilisation avec la mini-stripline.....	133
Conclusion.....	135

Introduction

Classiquement dans l'automobile, les perturbations EM sont prises en compte par des essais sur véhicule et sur table. Les essais sur véhicule demandant des ressources financières et humaines importantes, les essais sur table sont au préalable réalisés sur les équipements. Ceux-ci ont pour objectif d'assurer dans la mesure du possible que les équipements soient directement conformes lors des essais sur véhicule et ainsi de les limiter afin d'optimiser les coûts associés. D'après le chapitre 1, il n'y a actuellement aucun essai sur table dédié au risque IEMI. La plupart des normes de bancs d'essais CEM pour l'industrie automobile ne prennent en compte que les signaux ayant un spectre fréquentiel étroit comme les interférences CW, AM et PM [71], [72], avec des niveaux de puissance limités et ne sont donc pas adaptées aux IEMI (chapitre 3). Par conséquent, il est nécessaire de proposer un nouveau setup de banc d'essai sur table pour améliorer les normes existantes et permettre de prendre en compte ce risque dans le développement des prochains véhicules. L'objectif de ce banc est de tester les équipements avec les formes d'ondes des courants induits comparables à celles rencontrées sur le véhicule lors de telles attaques. Compte tenu des caractéristiques de ces formes d'ondes (chapitre 3) et en particulier de leur large spectre fréquentiel (10 MHz à 200 MHz), il va être nécessaire de maîtriser au mieux l'ensemble des paramètres intervenant dans le couplage (réflexions sur le fil, atténuations ...). De cette manière, le courant induit sur les faisceaux, et que les équipements auront à supporter, sera représentatif des courants induits lors de scénarios IEMI sur véhicule.

Dans la première partie de ce chapitre, nous nous intéresserons à évaluer l'efficacité de différentes méthodes de couplage classiquement utilisées lors des essais CEM dans l'industrie automobile. Cela nous permettra de proposer un premier banc de test proche des bancs déjà existants, réduisant ainsi le coût de la mise en place de tels tests. Cependant, les méthodes de couplage industriel considérées ne sont pas optimisées par rapport aux exigences du couplage large bande. Par conséquent, la deuxième partie de ce chapitre consiste au développement et à l'évaluation d'une cellule de couplage spécialement conçue pour injecter des courants, représentatifs d'une attaque IEMI sur un véhicule, sur un équipement automobile.

1. Banc d'essai sur table automobile

La configuration générique d'un banc d'essai sur table automobile permettant d'injecter des interférences sur un équipement sous test (EST) est généralement composée d'une table incluant un plan de masse ainsi que d'un faisceau de câbles automobile où un EST est connecté à une de ses extrémités et maintenu à 50 mm au-dessus de ce plan de masse par des isolants [73], [74]. Les principales parties d'un banc d'essai sont les suivantes :

- Un générateur de signal associé à un amplificateur de puissance afin de créer le signal perturbateur,
- un faisceau de câbles représentatif des faisceaux automobiles entre 1,5 m et 2 m de long,
- un moyen de couplage permettant de coupler le signal perturbateur sur le faisceau de câbles,
- un EST connecté à une extrémité du faisceau automobile,
- un réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL) sur la ligne d'alimentation afin d'isoler l'EST des perturbations pouvant exister sur le réseau d'alimentation,
- des capteurs, charges et actionneurs connectés à l'autre extrémité du faisceau de câbles en fonction du type de banc d'essai et de l'EST.

L'ensemble est repris de façon schématique sur la figure 67.

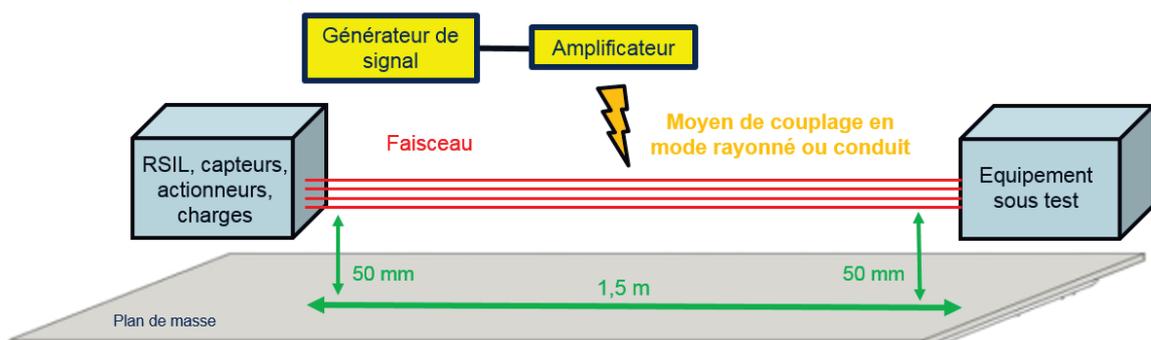


Figure 67 : Configuration générique d'un banc d'essai sur table

2. Bancs d'essais normalisés

2.1 Moyens de couplage

Afin de choisir le meilleur setup pour injecter des courants IEMI sur un EST, nous avons, dans un premier temps, étudié les possibilités offertes par les bancs d'essais normalisés déjà utilisés dans le monde industriel.

Dans l'industrie automobile, différents dispositifs de couplage ou moyens d'injection sont principalement utilisés pour injecter des perturbations sur un faisceau de câbles. On retrouve classiquement l'utilisation d'antennes [75], de pinces capacitives [76], de striplines [77] ainsi que des pinces d'injection BCI [78]. Les sections suivantes présentent plus en détail ces méthodes de couplage.

2.1.1 Antenne

Il existe déjà des normes dans l'industrie qui utilisent des antennes pour injecter, en mode rayonné, des interférences proches des IEMI sur les faisceaux de câbles [15]. Ce moyen est donc utilisable dans notre étude. L'antenne choisie est l'antenne cornet que l'on a utilisé pour les mesures du chapitre 2. Dans la configuration de test (Fig. 68), l'antenne est placée à un mètre de la table, en polarisation verticale et dirigée vers le centre du faisceau.

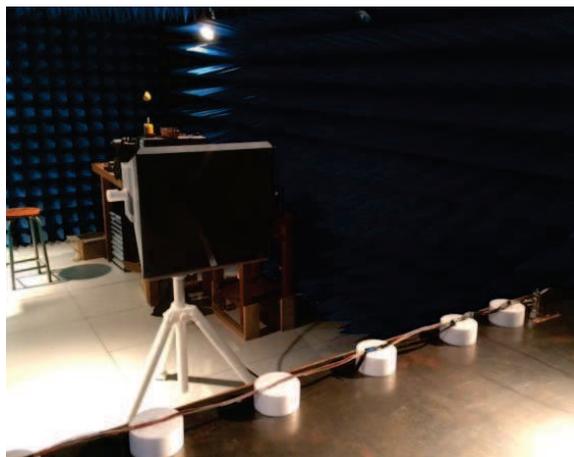


Figure 68 : Setup de banc d'essai sur table avec antenne

2.1.2 Stripline et pince capacitive

Une autre technique permettant d'injecter des impulsions sur un faisceau de câbles consiste à utiliser la méthode de couplage capacitive utilisée, par exemple, dans la norme de test ISO 7637-3. Ce test est déjà utilisé dans les normes automobiles afin de vérifier l'immunité des composants aux signaux transitoires rapides. Dans notre étude, deux pinces seront évaluées : une pince capacitive et une stripline d'un mètre de long chacune (Fig. 69). Nous avons volontairement choisi d'utiliser des moyens mis en œuvre dans des tests normalisés : une pince capacitive conçue pour la norme IEC 61000-4-4 dont sa fréquence d'utilisation maximale est de 64 MHz [79] et une stripline designée pour l'essai ISO 7637-3. Dans les deux cas, la configuration de test prévoit que le port d'injection soit du même côté que l'extrémité du faisceau où l'EST doit être connecté et l'autre port d'injection soit connecté à une impédance de 50 Ohms comme dans la norme ISO 7637-3.



(a)



(b)

Figure 69 : Setup de bancs d'essai sur table :

(a) Stripline, (b) Pince capacitive

2.1.3 La pince BCI

La pince BCI est couramment utilisée pour injecter des signaux CW et AM jusqu'à 400 MHz sur les faisceaux de câbles dans les normes automobiles [78]. La méthode de couplage est inductive. Par conséquent, il est rare de trouver dans les essais industriels une pince BCI avec une fréquence d'utilisation supérieure à 1 GHz. Dans notre étude, la pince BCI utilisée pour les tests est le modèle F-140 dont la plage de fréquences d'utilisation est de 100 kHz à 1,3 GHz avec une puissance d'entrée maximale de 100 W. Dans la configuration de test, cette pince est placée au centre du faisceau comme illustré dans la figure 70.

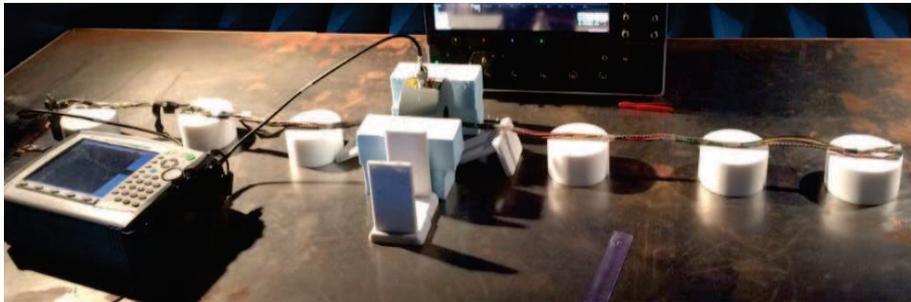
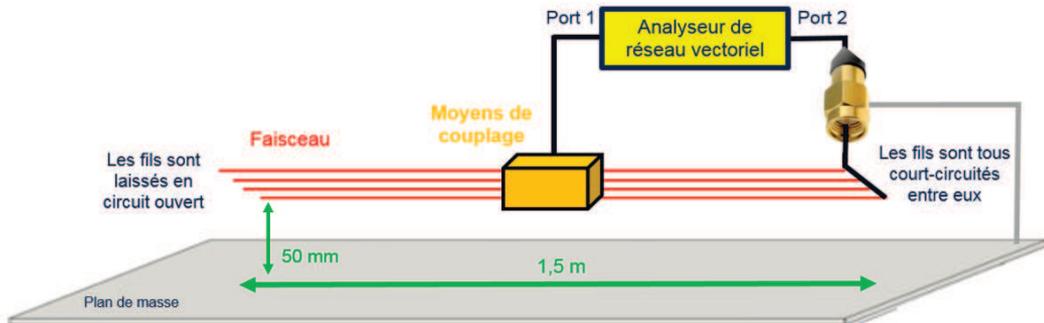


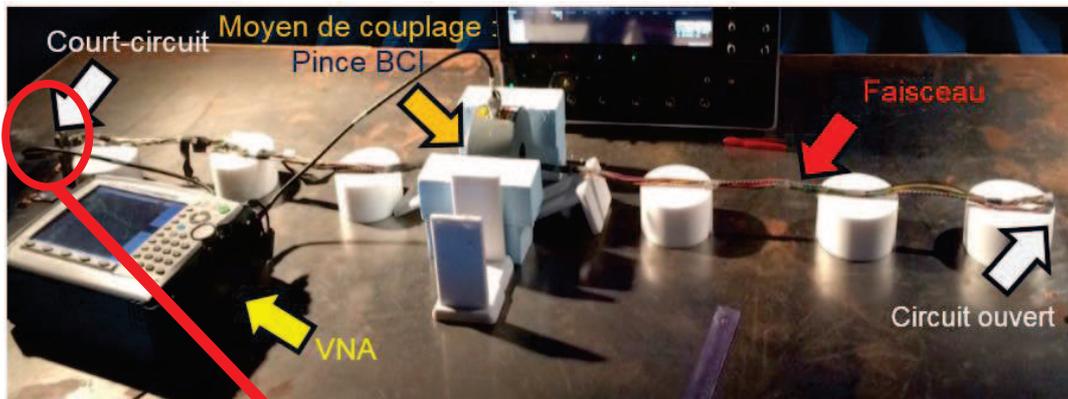
Figure 70 : Setup de banc d'essai sur table avec une pince BCI

2.2 Comparaison des moyens de couplage

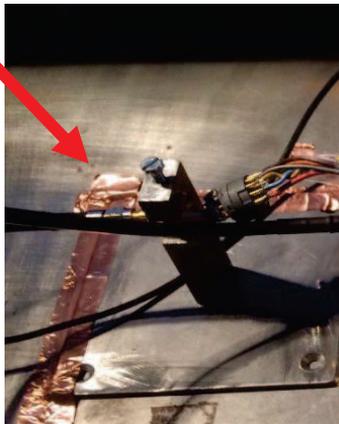
L'évaluation des quatre moyens de couplage appropriés à notre problématique pour injecter des signaux IEMI larges bandes a été effectuée en chambre anéchoïque en comparant le coefficient de transmission entre les moyens de couplage et une extrémité du faisceau à laquelle l'EST devrait être connecté. Dans cette configuration de mesure, l'autre extrémité du faisceau est laissée en circuit ouvert. Le faisceau automobile utilisé n'est pas blindé. Il est composé de dix fils dont une paire torsadée et huit conducteurs monofilaires. Afin d'évaluer le couplage par rapport au courant de mode commun induit sur le faisceau, tous les fils du faisceau sont connectés ensemble à l'extrémité où s'effectue la mesure. La configuration de mesure est illustrée en figure 71(a) et utilise un analyseur de réseau vectoriel (VNA) pour la mesure des coefficients de couplage. La masse électrique du VNA est connectée au plan de masse de la table (Fig 71(a) et 71(c)) et tous les connecteurs et les câbles SMA sont intégrés à l'étalonnage du VNA à l'exception d'un connecteur utilisé pour la configuration avec la pince capacitive et la stripline. Cependant, il a été vérifié que les effets de ce connecteur étaient négligeables.



(a)



(b)



(c)

Figure 71 : Configuration du setup afin de comparer les différents moyens de couplage

(a) Schéma de principe

(b) Exemple de l'essai réalisé avec la pince BCI

(c) Zoom sur la masse du montage

Deux caractéristiques principales du couplage sont importantes à contrôler pour l'injection de signaux IEMI. Tout d'abord, l'atténuation du signal lors du couplage du signal IEMI sur le faisceau doit être la plus faible possible afin de coupler une puissance suffisante sur le faisceau sans nécessiter la mise en œuvre d'un amplificateur de forte puissance. Deuxièmement, les signaux IEMI considérés ayant une occupation spectrale de quelques centaines de MHz autour de la fréquence porteuse, il est important que les paramètres de couplage varient le moins possible autour de la fréquence centrale du signal IEMI afin de préserver l'intégrité du signal injecté. Cette deuxième caractéristique sera évaluée en mesurant à quel point la courbe du paramètre S_{21} est « plate » pour les différents moyens et méthodes de couplage.

2.2.1 Evaluation du couplage et étude de ses variations

La figure 72 présente la comparaison des paramètres S_{21} mesurés avec les quatre moyens de couplage précédents (antenne, BCI, pince capacitive, stripline) dans la configuration de la figure 71.

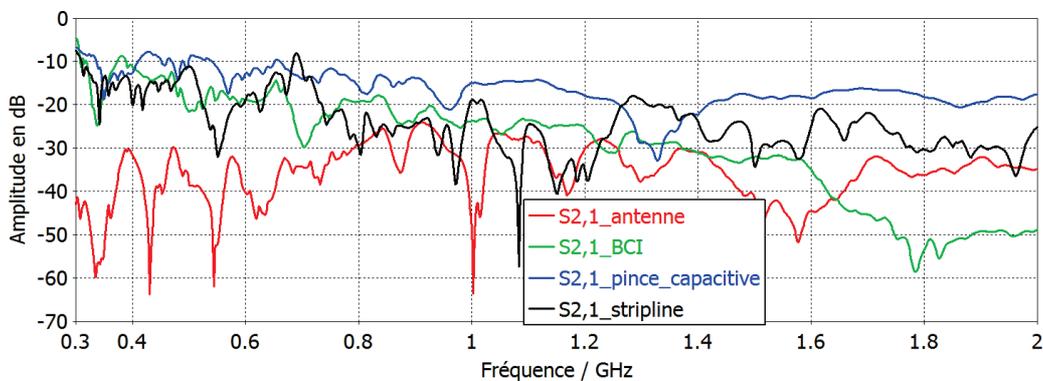


Figure 72 : Paramètre S_{21} représentant le couplage entre le moyen d'injection et l'extrémité du faisceau où l'EST devrait être connecté

Globalement, les niveaux d'amplitude du paramètre S_{21} des quatre méthodes de couplage sont très différents. L'antenne semble être la pire solution en terme de niveau de couplage alors que la pince capacitive semble être la meilleure. En ce qui concerne la pince BCI et la stripline, les amplitudes de leurs paramètres S_{21} sont globalement du même ordre de grandeur jusqu'à 1,5 GHz. Au-dessus de cette fréquence, la pince BCI présente une forte diminution de l'amplitude du paramètre S_{21} . Ceci est compréhensible et prévisible car, selon

sa datasheet, cette pince inductive est conçue pour être utilisée jusqu'à 1,3 GHz. De plus, la pince capacitive semble également être le moyen de couplage présentant le moins de variations du paramètre S_{21} , en particulier en ce qui concerne les antirésonances sur la bande de fréquence de l'étude.

Afin de comparer, plus efficacement, à quel point les paramètres S_{21} sont plats, une moyenne et un écart type glissants ont été calculés pour les quatre moyens de couplage. Les signaux IEMI mesobande considérés ayant une occupation spectrale maximale de 200 MHz, la moyenne et l'écart type glissants sont réalisés sur une fenêtre glissante constante de 200 MHz. Les résultats sont présentés sur la figure 73, entre 400 MHz et 1,9 GHz.

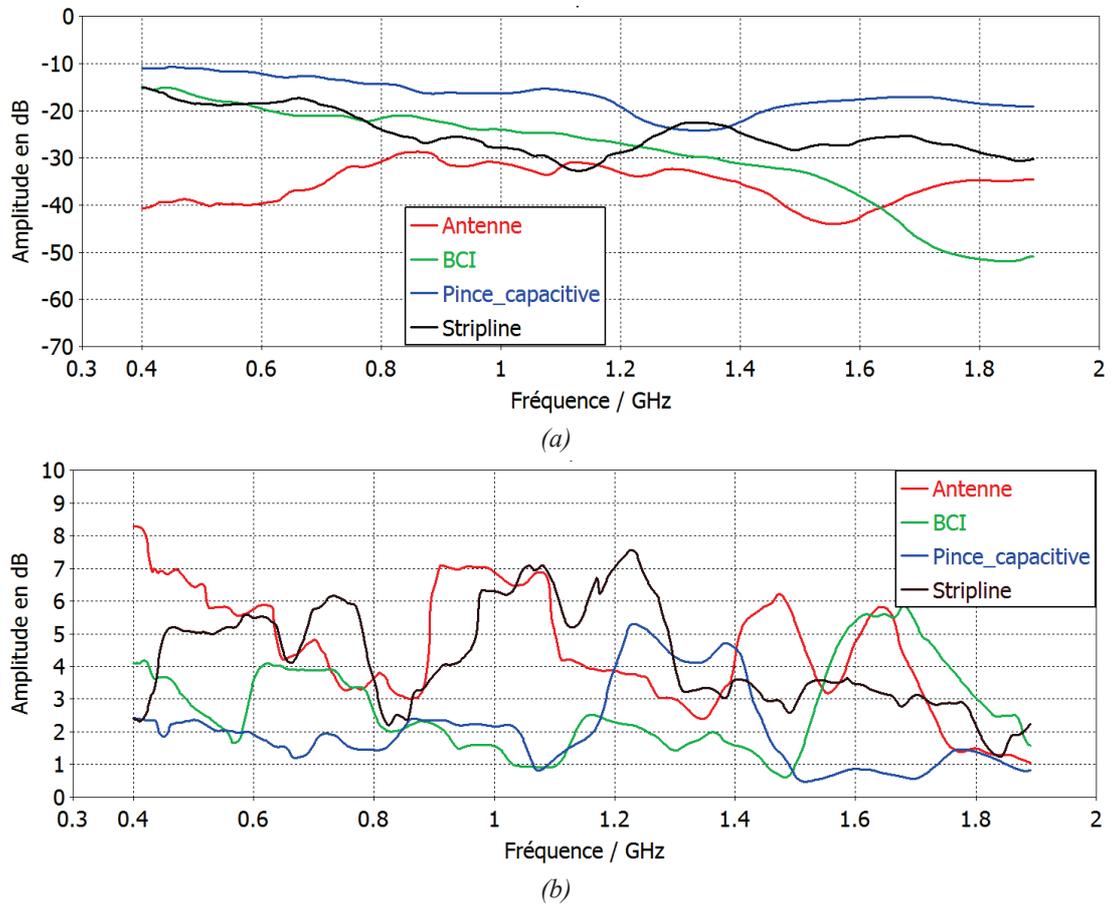


Figure 73 : Etude des paramètres S_{21} pour les quatre moyens de couplage :
 (a) Moyenne glissante sur 200 MHz, (b) Écart type glissant sur 200 MHz.

Comme attendu selon les observations précédentes, la pince capacitive est le meilleur moyen de couplage en termes de variations puisque sa moyenne glissante est proche d'une droite et son écart type glissant est globalement le plus faible sur toute la bande de fréquence de l'étude.

2.2.2 Choix de la meilleure méthode de couplage

Il est maintenant possible de déterminer quel moyen de couplage parmi ceux précédemment testés est le plus approprié pour l'injection de signaux mesobande IEMI. En considérant les trois critères suivants :

- la facilité d'utilisation de la méthode lors d'un essai,
- le niveau de couplage permettant de limiter la puissance d'injection requise,
- la variation des paramètres de couplage (S_{21}) afin de pouvoir injecter le signal IEMI avec le moins de déformation possible,

le tableau 17 classe ces quatre dispositifs de couplage et place la pince capacitive en tant que meilleure méthode de couplage normalisée dans le cas IEMI.

	Antenne	Stripline	Pince capacitive	BCI
Méthode de couplage	Rayonnée	Conduite et capacitive	Conduite et capacitive	Conduite et inductive
Facilité d'utilisation	NON	OUI	OUI	OUI
Niveau de couplage	4 th	2 nd	1 st	3 rd
Déformation du signal	3 rd	4 th	1 st	2 nd

Tableau 17 : Classement des quatre moyens de couplage normalisés afin d'injecter le signal IEMI sur un faisceau automobile

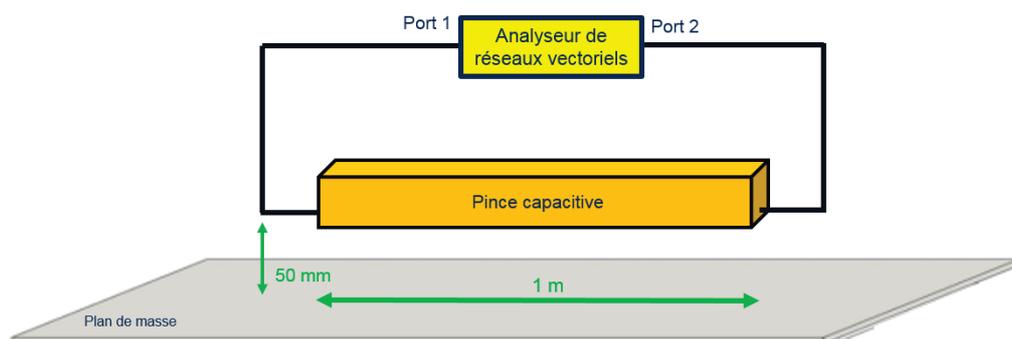
Malgré le fait que la pince capacitive soit conçue pour être utilisée jusqu'à 64 MHz [79], elle semble être le moyen de couplage le plus approprié pour injecter un signal IEMI dans la bande de fréquence 300 MHz - 2 GHz. Afin d'analyser plus finement et de confirmer pourquoi une telle pince offre de bonnes performances de couplage en termes de niveau de couplage et d'absence de variations à des fréquences éloignées de sa plage de fonctionnement, des mesures supplémentaires ont été effectuées.

2.3 Analyse fine des résultats

Afin de mieux comprendre les résultats obtenus, deux mesures complémentaires ont été réalisées. Premièrement, la pince capacitive a été caractérisée seule via des mesures de paramètres S afin de comprendre comment le signal se propage dans cette pince sur la bande de fréquence 300 MHz - 2 GHz. Deuxièmement, nous avons comparé les paramètres S_{21} entre les deux ports d'injection de la pince (côté mesure et côté opposé) et l'extrémité du faisceau de câbles où l'EST devrait être connecté afin de comprendre comment le signal se couple au faisceau.

2.3.1 Caractérisation de la pince capacitive seule

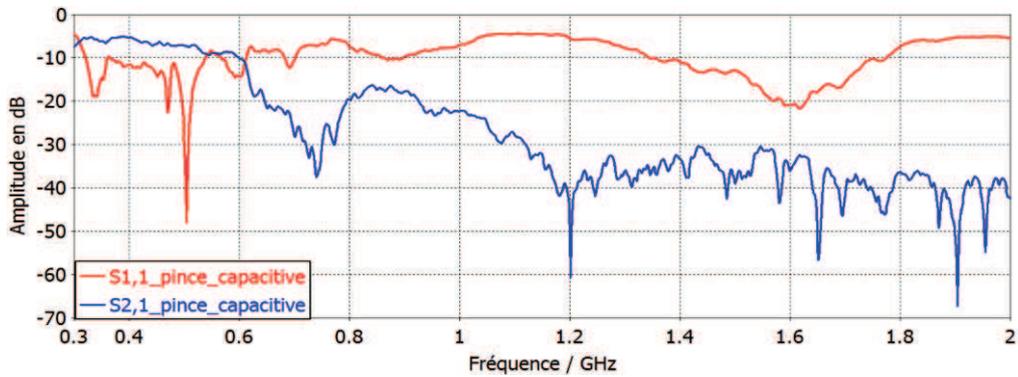
Le setup de mesure ainsi que les résultats de la mesure des paramètres S_{11} , S_{21} de la pince capacitive sont exposés dans la figure 74.



(a)

Figure 74 : Caractérisation de la pince capacitive :

(a) Schéma du setup



(b)
 Figure 74 : Caractérisation de la pince capacitive :
 (b) Paramètres S_{11} et S_{21} de la pince capacitive

En première analyse, on note qu'au-dessus de 600 MHz, le coefficient de transmission S_{21} diminue rapidement avec la fréquence et le coefficient de réflexion S_{11} reste inférieur à -5 dB sur toute la bande de fréquence. Bien que la puissance injectée soit au moins égale à 70 % de celle incidente à cause de la désadaptation 50 Ω de la pince capacitive (paramètre S_{11}), la puissance obtenue à l'extrémité opposée de la pince capacitive est au moins 10 fois inférieure à la puissance injectée puisque la valeur du S_{21} est inférieure à -10 dB à partir de 600 MHz. Par conséquent, les pertes au sein de la pince capacitive sont importantes pour des fréquences supérieures à 600 MHz. Ces résultats sont nécessaires pour l'analyse du couplage présentée dans la partie suivante.

2.3.2 Couplage entre la pince capacitive et le faisceau

Afin de comprendre comment le signal se couple au faisceau, les paramètres S_{21} situés entre un port d'injection de la pince capacitive et une extrémité du faisceau doivent être évalués. Deux configurations ont été considérées. La première utilisée jusqu'à présent correspond à celle où le port d'injection est situé du même côté que l'extrémité du faisceau où l'EST est censé être connecté (Fig. 75(a) première configuration). La seconde correspond à la configuration où le port d'injection est au niveau du côté opposé (Fig. 75(a) seconde configuration). Les configurations et les résultats associés sont donnés dans la figure 75.

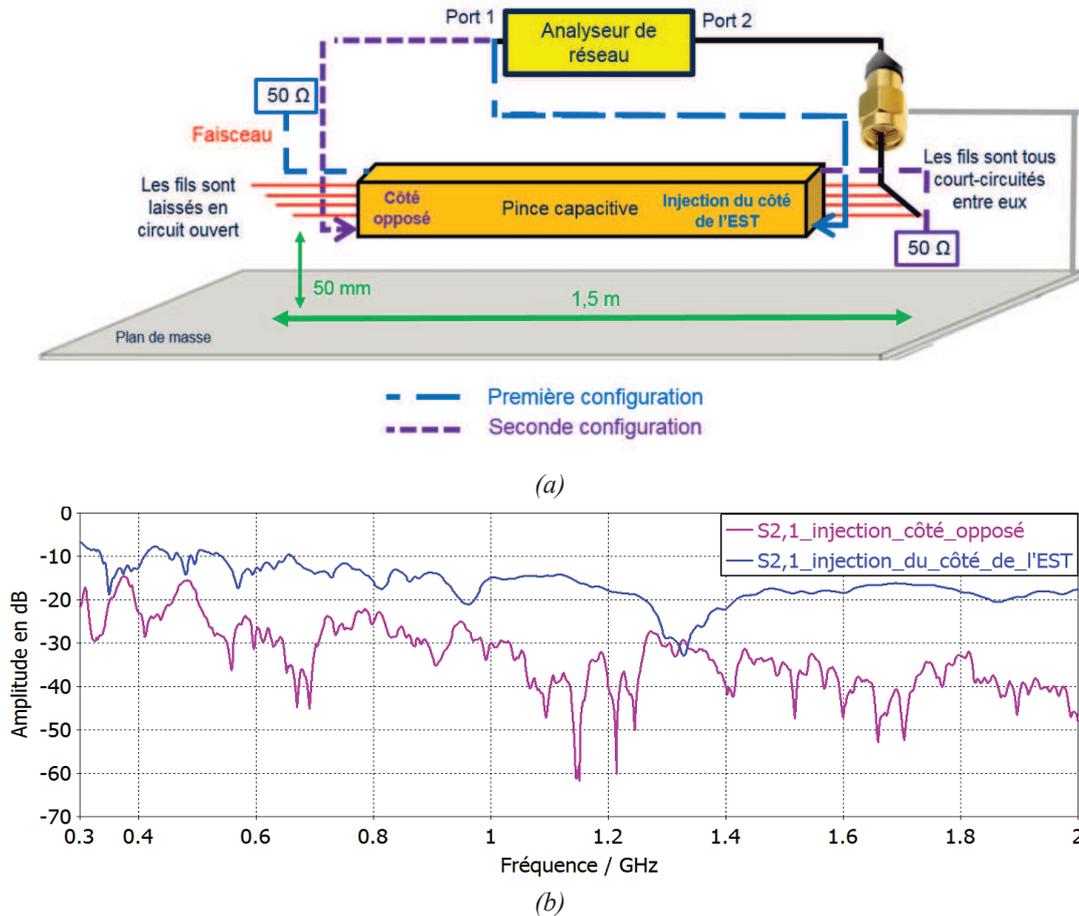


Figure 75 : Paramètres S_{21} mesurés entre les différents ports d'injection et le faisceau :
 (a) Schéma de principe, (b) Paramètres S_{21} suivant le port d'injection

A l'analyse de ces résultats, une différence moyenne de 10 dB est observée entre les deux paramètres S_{21} . Il semble clair que le choix du côté d'injection de la pince capacitive a un effet important sur le signal transmis à l'EST en termes de niveau d'amplitude et de déformation. Par conséquent, pour obtenir le meilleur couplage en termes de puissance et de déformation du signal, le port d'injection doit se situer du même côté que celui de l'EST.

Une analyse physique de la propagation du signal dans la pince est proposée et illustrée en figure 76. Lors de l'injection, la plus grande partie de l'énergie va directement à l'EST, tandis que très peu d'énergie est transmise à l'extrémité opposée de la pince. Ceci est principalement dû aux pertes au sein de la pince que nous avons pu mettre en évidence lors de sa

caractérisation (Fig. 74). Par conséquent, peu de signal réfléchi revient au niveau de l'EST. En conclusion, lorsque le port d'injection de la pince capacitive est placé du même côté que l'EST, la pince agit comme un coupleur directif vers celui-ci. De plus, la propagation des ondes au sein du faisceau et de la pince causant des pertes, les phénomènes d'ondes stationnaires sont quasiment inexistantes. Par conséquent, le signal atteignant le port de mesure n'est pas perturbé par plusieurs signaux réfléchis. La pince est donc un moyen de couplage efficace pour notre application.

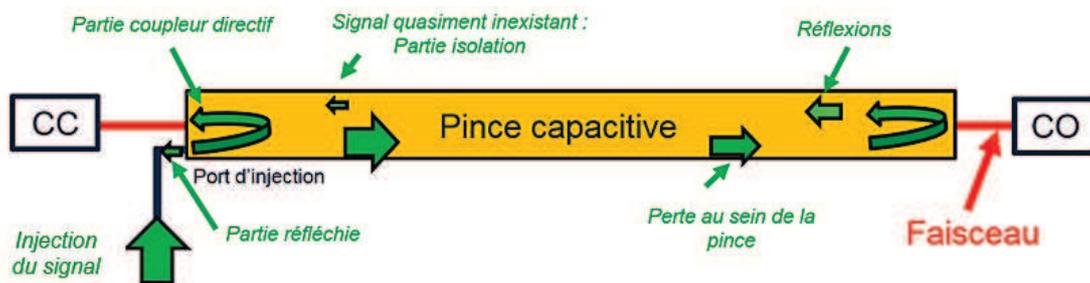


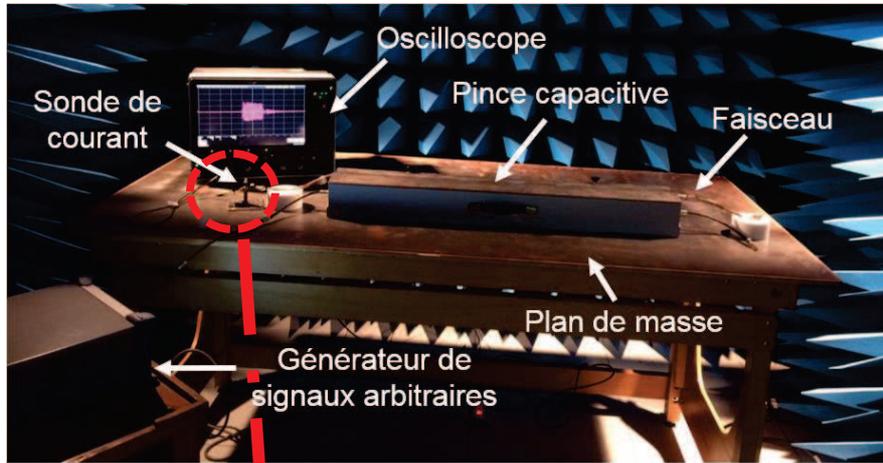
Figure 76 : Schéma de principe du trajet du signal injecté dans la pince capacitive

2.4 Validation du banc d'essai

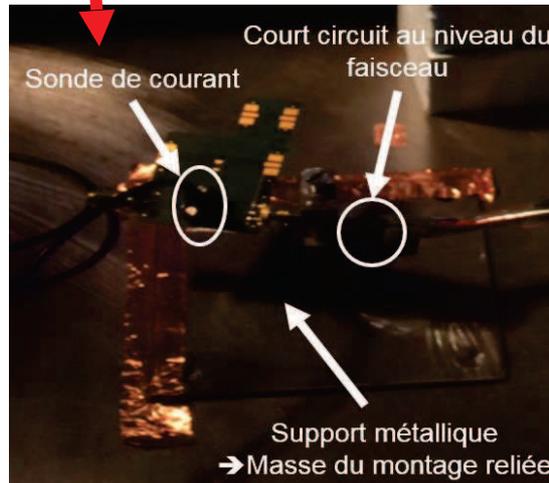
Le banc d'essai sur table est maintenant optimisé pour réinjecter des interférences IEMI dans un faisceau en utilisant le meilleur moyen de couplage industriel. Le but de cette section est de démontrer que des formes de courants similaires à celles induites sur un équipement lors d'une attaque IEMI sur véhicule, peuvent être réinjectées sur un EST à l'aide de ce banc d'essai.

2.4.1 Présentation du banc

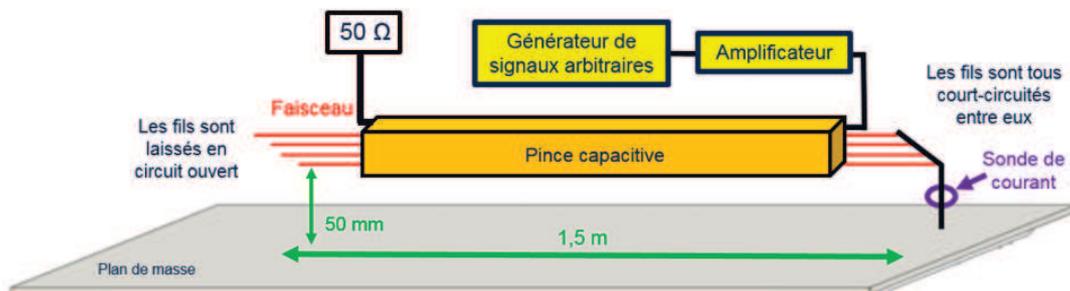
Le banc sur table conçu pour injecter les signaux IEMI sur un faisceau de câbles est présenté en figure 77.



(a)



(b)



(c)

Figure 77 : Setup du banc d'essai

(a) Photo, (b) zoom sur la mesure de courant, (c) Schéma de principe

Le setup du banc d'essai en chambre anéchoïque est composé d'une table avec un plan de masse, d'un générateur de signaux arbitraires et de son amplificateur associé, du même faisceau automobile que précédemment, d'une pince capacitive et d'une sonde de courant connectée à un oscilloscope numérique. Le générateur de signaux doit pouvoir produire un signal IEMI proche de ceux trouvés par la simulation EM, comme présentés au chapitre 3, avec une occupation spectrale maximale de 200 MHz autour d'une fréquence porteuse allant de 300 MHz à 2 GHz. Pour ce banc d'essai, nous avons choisi un générateur SNBV100A de Rohde & Schwarz, capable de créer ces formes d'ondes. Ce générateur de signaux arbitraires est capable de créer n'importe quel signal ayant un spectre inférieur à 160 MHz. Il suffit de lui indiquer la fréquence de la porteuse ainsi que la forme de l'enveloppe en quelques points afin qu'il puisse générer le signal voulu. Concernant la pince de couplage, elle est conçue pour être utilisée dans les bancs d'essais de la norme IEC 61000-4-4. Enfin, afin de mesurer le courant de mode commun, une sonde de courant Tektronix CT6 est située à l'extrémité du faisceau où tous les fils sont court-circuités ensemble et connectés au plan de masse. L'autre extrémité du faisceau est laissée en circuit ouvert afin d'être dans la même configuration que sur véhicule.

2.4.2 Exemple d'utilisation

2.4.2.1 Signal IEMI généré

Comme expliqué précédemment au chapitre 3, les courants de mode commun qu'un équipement doit supporter lors d'une attaque IEMI dépendent du signal d'excitation de l'antenne, de la configuration du faisceau dans le véhicule (longueur, position) ainsi que du type de véhicule (citadine, SUV, Break, ...). L'étude réalisée précédemment a prouvé que, globalement, la durée totale du signal du courant induit varie de 100 à 200 ns, le nombre de rebonds est compris entre 2 et 6 et les temps de montée sont de l'ordre de la dizaine de ns. La figure 78 illustre un signal représentatif des formes d'ondes simulées sur véhicule (cf chapitre 3) et il sera, par conséquent, utilisé comme signal IEMI pour tester l'EST dans la suite de l'étude.

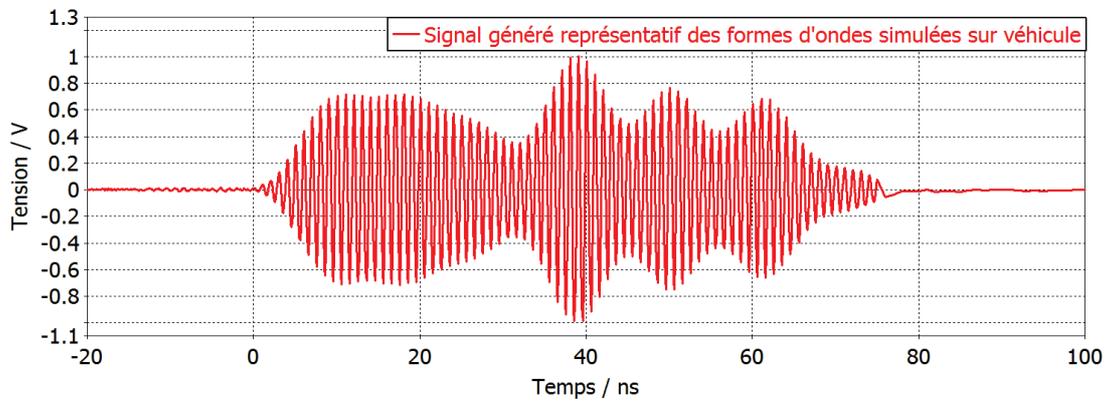


Figure 78 : Signal généré pour la démonstration par le générateur de signaux arbitraires

2.4.2.2 Courant induit mesuré

Le signal présenté dans la figure 78 a été injecté avec deux fréquences de porteuses différentes : 1 GHz et 700 MHz. Les formes d'ondes des courants induits mesurées par la sonde de courant sont présentées ci-dessous dans la figure 79.

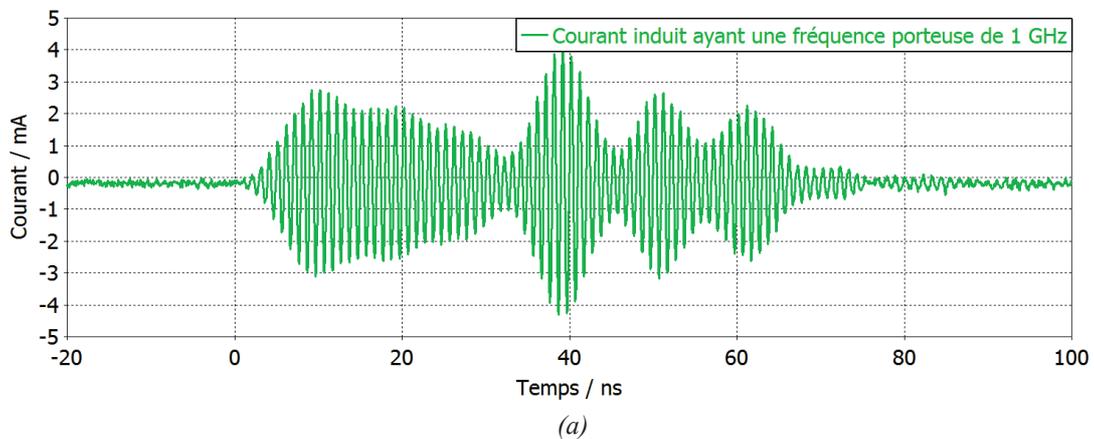


Figure 79 : Formes d'ondes de courants induits mesurées à l'extrémité du faisceau où l'EST est censé être connecté :
(a) 1 GHz

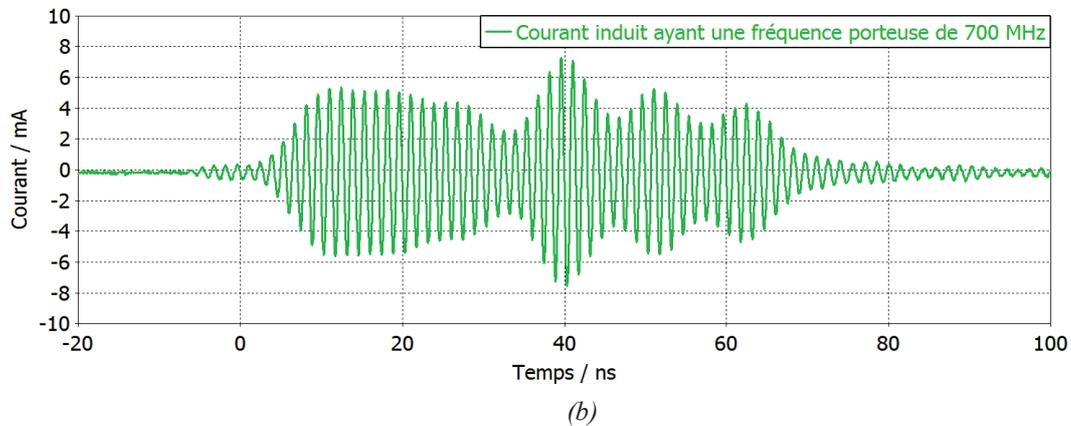


Figure 79 : Formes d'ondes de courants induits mesurées à l'extrémité du faisceau où l'EST est censé être connecté.

(b) 700 MHz

La mesure de la figure 79 (a) correspond au courant induit par l'interférence de la figure 78 avec une fréquence porteuse de 1 GHz et la figure 79 (b) correspond à celle ayant une fréquence porteuse de 700 MHz. Afin de comprendre les résultats, le tableau 18 présente également les caractéristiques de couplage de la pince capacitive pour ces deux fréquences.

	1 GHz	700 MHz
Moyenne glissante	- 16 dB	- 13 dB
Ecart type glissant	2.1	1.6

Tableau 18 : Caractéristiques du coefficient de transmission S_{21} de la pince capacitive

En comparant le signal généré présenté sur la figure 78 et la forme d'onde du courant induit présentée sur la figure 79(a), une différence au niveau de leurs amplitudes est observée, due au coefficient de transmission entre la pince capacitive et le faisceau à cette fréquence. De plus, la forme de l'enveloppe des signaux générés et mesurés n'est pas parfaitement identique, due à l'écart type du coefficient de transmission de la pince capacitive. Cependant, ces enveloppes sont similaires et démontrent les bonnes caractéristiques de la pince en terme d'absence de variations (« platitude ») du coefficient de transmission. Par conséquent, ces observations prouvent la capacité du banc d'essai sur table à coupler, « sans déformer » le signal injecté, un signal IEMI représentatif des courants induits simulés sur vé-

hicule. Les mêmes observations peuvent être faites concernant la figure 79(b) correspondant au courant induit mesuré sur le faisceau lorsque la fréquence porteuse du signal d'interférence est de 700 MHz.

Cette partie démontre donc la possibilité d'utiliser ce setup afin de réinjecter des formes d'ondes représentatives des courants qu'un équipement aurait à supporter lors d'une attaque IEMI. Le setup de ce banc est le plus proche possible d'un banc d'essai industriel et propose des moyens déjà utilisés dans des normes automobiles. Cependant, le banc d'essai proposé peut encore être amélioré. Même si la pince capacitive offre des caractéristiques intéressantes, elle n'est pas conçue pour être utilisée sur cette bande de fréquence et peut donc être optimisée en termes de niveau de couplage, de variation de son coefficient de transmission, de directivité vers l'EST et d'isolation du côté opposé. Il est donc nécessaire de proposer une technique d'injection conçue pour cette bande de fréquence et par conséquent mieux adaptée à l'injection de signaux de type IEMI.

3. Proposition d'une méthode d'injection adaptée

L'étude précédente nous a permis de déterminer le moyen de couplage « industriel » le plus adéquat afin d'injecter des signaux IEMI sur un EST pour une bande de fréquence allant de 300 MHz à 2 GHz. Il a été montré que la cellule capacitive était la meilleure parmi les solutions industrielles mais que sa conception n'était pas parfaitement appropriée à notre problématique. Premièrement, la cellule n'est pas adaptée 50 Ohms induisant ainsi un fort coefficient de réflexion sur son entrée et donc une perte de puissance transmise. Deuxièmement, sa longueur ne permet pas de déplacer le point d'injection. Pourtant, il est important de pouvoir s'affranchir des phénomènes d'antirésonance, ce qui est classiquement géré en déplaçant la cellule d'injection sous le faisceau (BCI). Nous nous sommes donc intéressés aux autres moyens de couplage présents dans la littérature permettant de combler ces défauts. Peu de solutions adéquates ont été trouvées mais deux d'entre elles semblent mieux adaptées au couplage large bande que la pince capacitive :

La première est appelée pince tubular wave coupler (TWC) [80]. Elle a été récemment incluse dans la nouvelle version de la norme internationale ISO 11452-4 [81]. Cette technique vise aussi à compléter les procédures d'injection de courant de mode commun telle que la BCI pour les tests d'immunité sur table pour un intervalle de fréquences allant de 400 MHz à 3 GHz. Cette technique fait appel à des dispositifs d'injection [82], [83] sous forme de guides d'ondes coaxiaux pouvant être ouverts et fixés sur les faisceaux de câbles reliant l'EST. Cette technique est potentiellement intéressante pour notre problématique. Cepen-

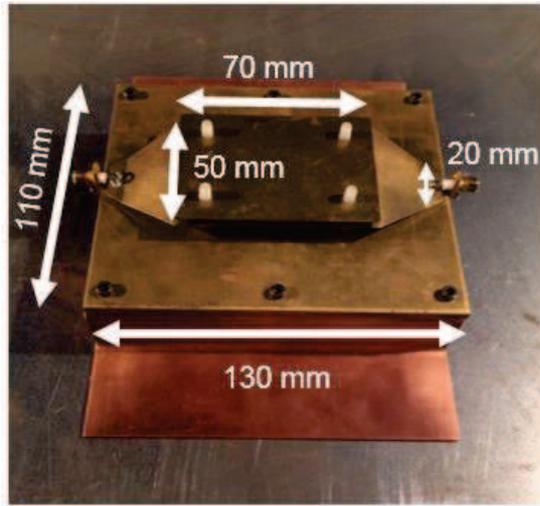
dant, son facteur de couplage ainsi que sa bande de fréquence diminuent avec l'augmentation du diamètre interne du TWC [84]. Cette technique n'est donc pas adéquate pour l'injection de signaux IEMI sur des faisceaux automobiles dont le diamètre excède 20 mm.

La seconde méthode, présentée dans un papier scientifique de G. Andrieux, propose une nouvelle technique d'injection de type stripline afin de pouvoir réaliser un essai de type BCI jusqu'à 2 GHz [85]. Cette technique obtient de bonnes caractéristiques de couplage sur un fil mono-conducteur en termes de niveau de couplage ainsi que d'absence de variations (« platitude ») de ses paramètres de couplage (S_{21}). Cependant celle-ci n'est pas adaptée pour un faisceau multiconducteur et n'est donc pas appropriée à notre problématique. Les solutions de la littérature scientifique ne sont pas adaptées à l'injection de signaux IEMI, nous avons décidé de développer une cellule spécifique pour notre application.

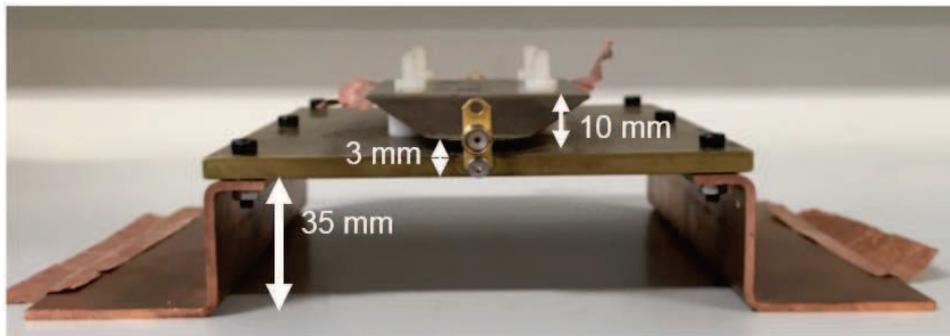
3.1 La mini-stripline

Afin de concevoir un meilleur moyen de couplage, celui-ci doit respecter certaines spécifications tirées des conclusions de l'étude précédente sur les moyens industriels. Premièrement, la méthode de couplage doit être capacitive. Les résultats sur les moyens industriels ont prouvé que c'est la meilleure méthode de couplage pour la bande de fréquence de l'étude. De plus, comme le couplage se réalise principalement sur la première partie de la pince capacitive industrielle, il est inutile d'avoir une pince d'un mètre de long. Le moyen de couplage peut donc être raccourci afin de coupler plus efficacement l'énergie sur le faisceau. Cette diminution de taille permettra aussi de déplacer le moyen de couplage sous le faisceau à différentes positions. Ceci permettra de faire varier les fréquences où le couplage est faible et de tester l'EST pour n'importe quelle fréquence se situant dans la bande de l'étude.

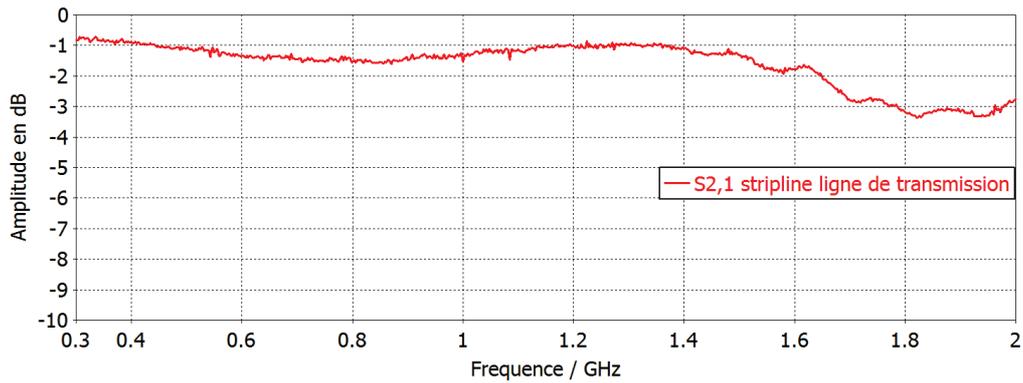
Avec ces spécifications, une mini-stripline a été conçue. (Fig. 80). Elle est réalisée en laiton et surélevée de 35 mm via un support en cuivre afin que le haut de la cellule soit à 5 cm du plan de masse comme demandé dans la plupart des normes. Les dimensions choisies pour la hauteur et la largeur du ruban permettent de conserver une impédance caractéristique de 50 Ohms jusqu'à plusieurs GHz. Un capot en laiton peut être ajouté afin d'optimiser l'homogénéité du couplage. La mesure du paramètre S_{21} de la mini-stripline est présentée sur la figure 80(c). Le résultat montre un S_{21} toujours supérieur à $-3,5$ dB, démontrant la bonne adaptation de la cellule. Cela signifie qu'au minimum la moitié de la puissance injectée dans la mini-stripline est transmise au port opposé sur toute la bande de fréquence.



(a)



(b)



(c)

Figure 80 : Mini-stripline :

(a) Photo vue de dessus, (b) Photo vue de côté, (c) Paramètre $S_{2,1}$ de la stripline considérée comme une ligne de transmission à deux ports

3.2 Caractéristiques de la mini-stripline

3.2.1 Comparaison des coefficients de couplage

Afin de pouvoir comparer les résultats précédents avec la mini-stripline, la même mesure de couplage que dans la partie sur les moyens industriels, entre le moyen d'injection et l'extrémité du faisceau, a été réalisée. Pour optimiser le couplage, la mini-stripline a été placée proche (15 cm) de l'extrémité du faisceau où l'EST doit être connecté. Les configurations de la mesure sont données dans la figure 81 (a) et la comparaison des résultats des paramètres S_{21} entre la pince capacitive et la mini-stripline est exposée en figure 81 (b).

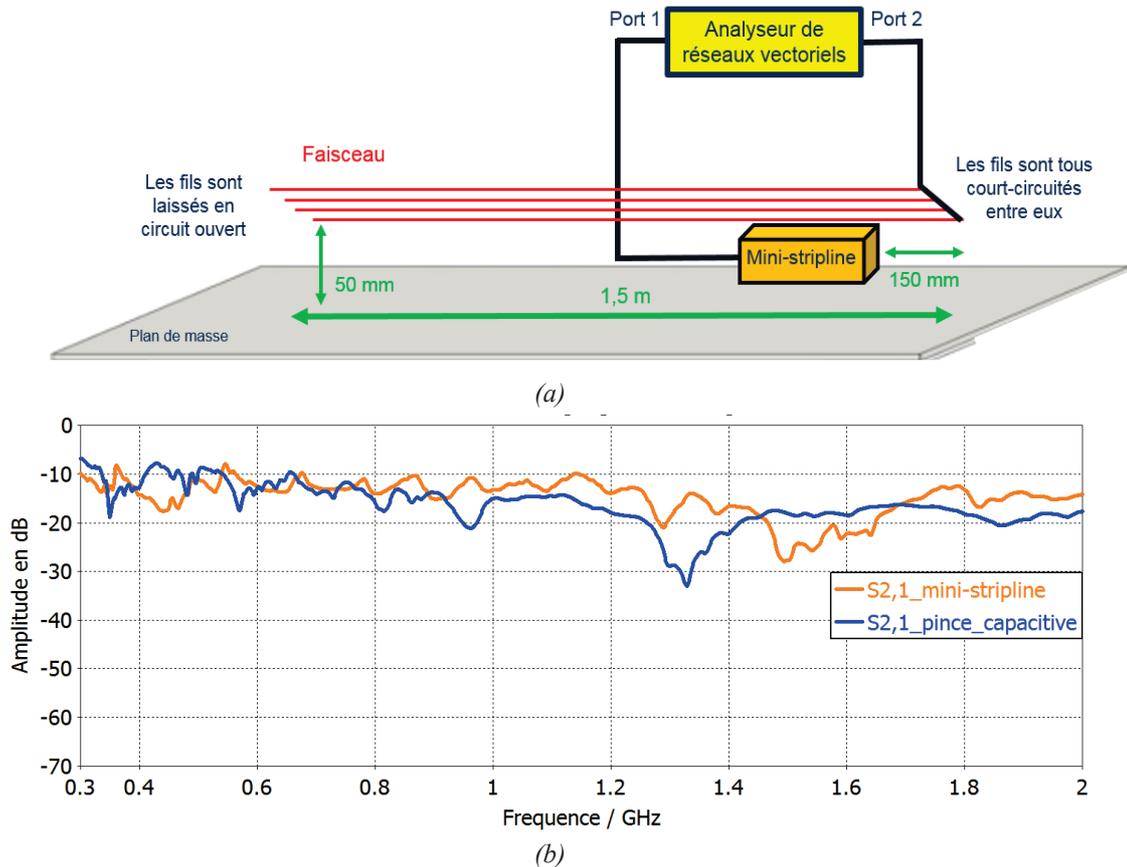


Figure 81 : Mesure de couplage entre la mini-stripline et l'extrémité du faisceau :

(a) Setup de la mesure, (b) Résultats

Globalement, la mini-stripline permet un meilleur couplage en terme d'amplitude que la pince capacitive de quelques dB en moyenne à partir de 800 MHz. Concernant les variations du S_{21} , il est difficile de pouvoir comparer directement les deux courbes entre elles. Par conséquent, la moyenne et l'écart type glissants des S_{21} ont été calculés comme précédemment sur une fenêtre glissante de 200 MHz (Fig. 82).

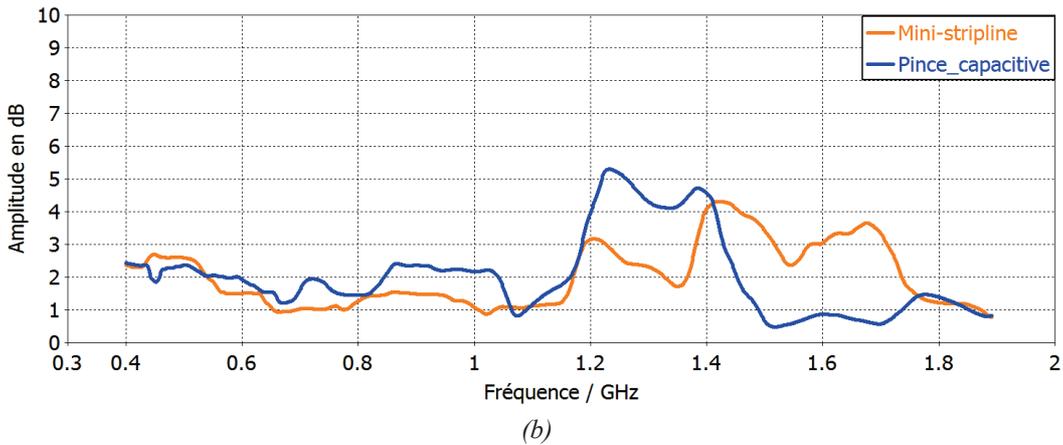
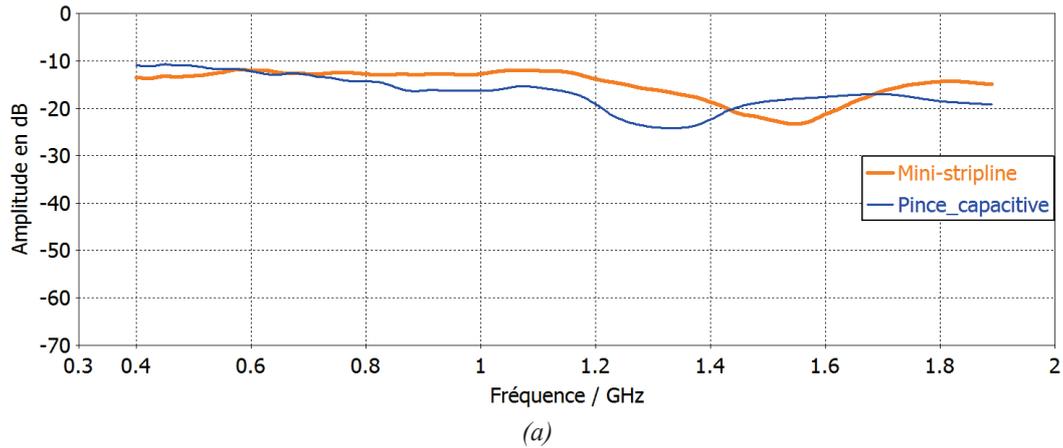


Figure 82 : Etude des paramètres S_{21} pour les deux moyens de couplage :
 (a) Moyenne glissante sur 200 MHz, (b) Écart type glissant sur 200 MHz.

Au niveau de l'écart type glissant sur 200 MHz, la mini-stripline est globalement au même niveau que la pince capacitive avec un écart type glissant de 2 dB en moyenne. Ceci est compréhensible puisque le mécanisme de couplage est identique à celui de la pince capacitive. Les variations restent faibles et il est compliqué d'avoir des paramètres S plus « plats » avec un setup où l'on ne maîtrise pas le positionnement des conducteurs entre eux lors du couplage.

3.2.2 Déplacement de la mini-stripline

Comme précédemment indiqué, la dimension de la mini-stripline permet de la déplacer sous le faisceau ce qui permet de faire varier les fréquences où le couplage est moindre et où ses variations sont importantes. Afin de le prouver, plusieurs mesures de paramètres S_{21} ont été réalisées où la mini-stripline a été déplacée sous le faisceau de 15 cm en 15 cm jusqu'au milieu du faisceau en partant de l'extrémité court-circuité. Le setup est illustré dans la figure 83 (a) et les résultats sont donnés dans la figure 83 (b).

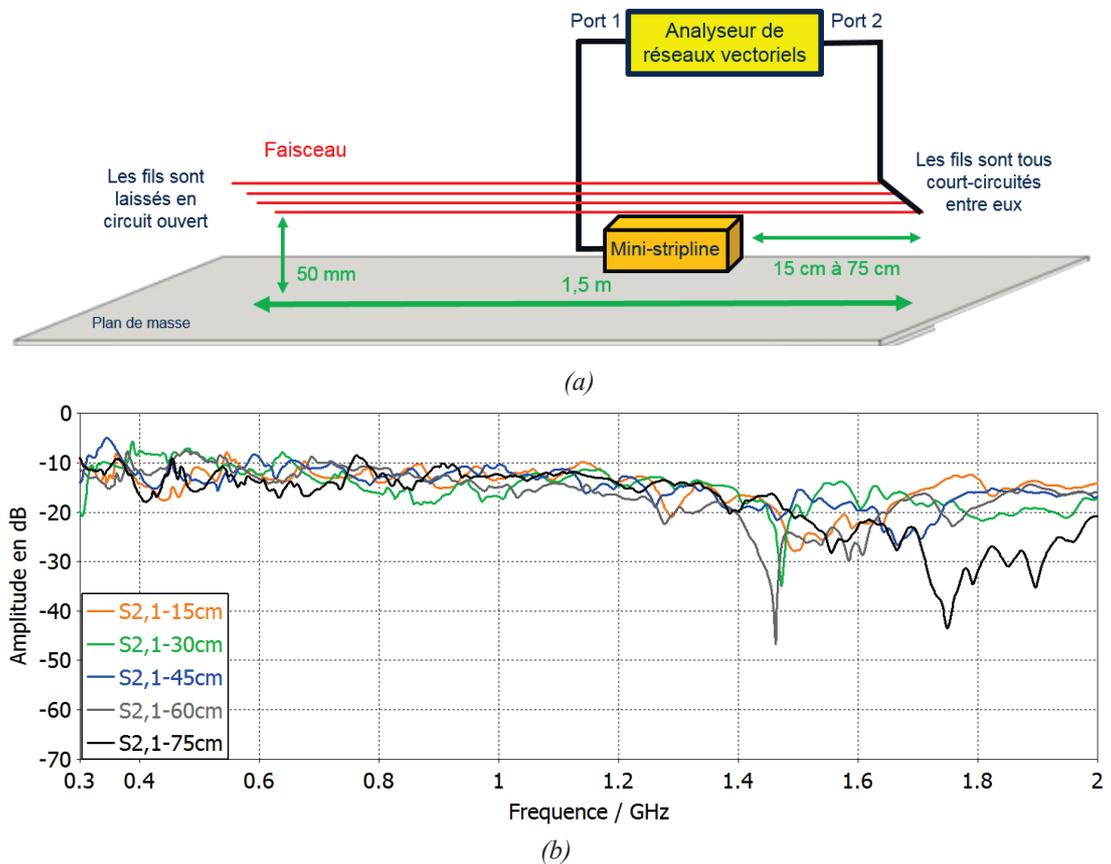


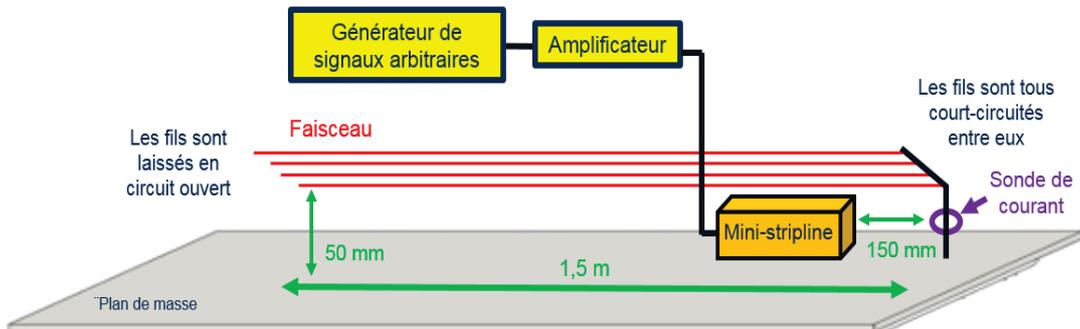
Figure 83 : Etude du paramètre S_{21} lors du déplacement de la mini-stripline sous le faisceau :
(a) Setup des mesures, (b) Résultats

D'après la figure 83 (b), la première constatation est que plus on s'éloigne de l'extrémité où l'EST devrait être connecté, moins le couplage est de bonne qualité en termes de niveau d'amplitude et de variation surtout au-delà de 1.4 GHz. Ceci appuie le fait que, plus la fréquence augmente, plus la propagation dans le faisceau induit des pertes importantes et que l'optimum de couplage se situe au plus proche du point de mesure sur le faisceau.

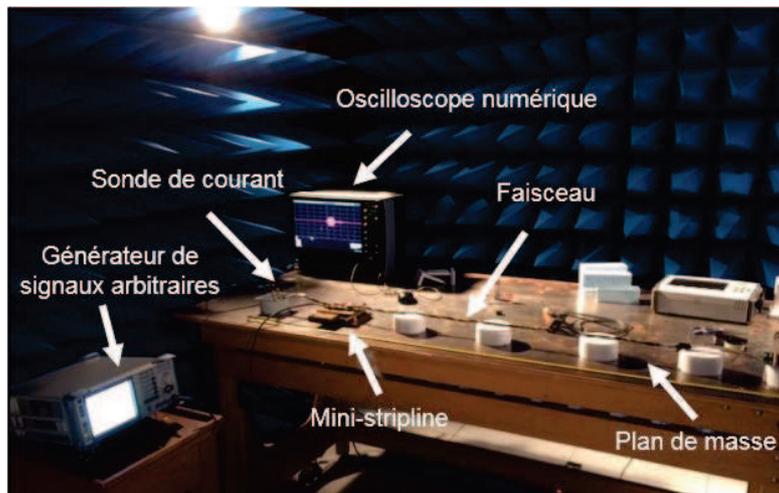
Par ailleurs, lorsque le paramètre S_{21} de la mini-stripline, placée à 15 cm de l'extrémité, diminue et subit une variation importante dans la bande de fréquence 1.4 GHz – 1.6 GHz, celui de la mini-stripline placée à 45 cm est plus important en terme de niveau de couplage et il est plus « plat » dans cette plage de fréquence. Par conséquent, un signal IEMI ayant une fréquence porteuse de 1.5 GHz aurait donc été déformé lorsque la mini-stripline est placée à 15 cm de l'extrémité tandis qu'à 45 cm, celui-ci n'aurait subi qu'une faible distorsion. Déplacer la mini-stripline permet donc d'être certain de pouvoir tester un EST avec le signal IEMI voulu et non déformé pour n'importe quelle fréquence dans la bande 300 MHz – 2 GHz ce qui est un avantage considérable par rapport aux solutions industrielles.

3.2.3 Exemple d'utilisation avec la mini-stripline

Afin de prouver que la mini-stripline permet d'injecter sur le faisceau un courant de mode commun représentatif de l'interférence qu'un équipement devrait supporter lors d'une attaque IEMI sur un véhicule, le setup du banc d'essai sur table présenté en figure 77 a été repris en remplaçant la pince capacitive par la mini-stripline. Celle-ci a été placée à 15 cm de l'extrémité du faisceau (Fig.84 (a) et (b)). Le signal généré est le même que précédemment à une fréquence porteuse de 1 GHz (Fig. 85 (a)) afin de pouvoir le comparer à celui mesuré par la sonde de courant (Fig. 85 (b)).



(a)



(b)

Figure 84 : Banc d'essai sur table avec la mini-stripline

(a) Setup, (b) Photo du setup

On remarque que l'enveloppe du courant induit est quasiment similaire à celle du courant injecté (Fig. 85). Cette enveloppe est plus proche du signal perturbateur que celle mesurée dans le setup avec la pince capacitive. Ceci peut être expliqué car, à la fréquence 1 GHz, le coefficient de couplage de la mini-stripline est plus important en terme de niveau d'amplitude et il est plus « plat » sur la bande 900 MHz – 1.1 GHz que celui de la pince capacitive. Il est important de rappeler que ceci est vrai pour cet exemple à une fréquence de porteuse donnée. Cependant, ce test démontre bien la possibilité et l'intérêt d'utiliser la mini-stripline afin de réaliser des essais IEMI sur table.

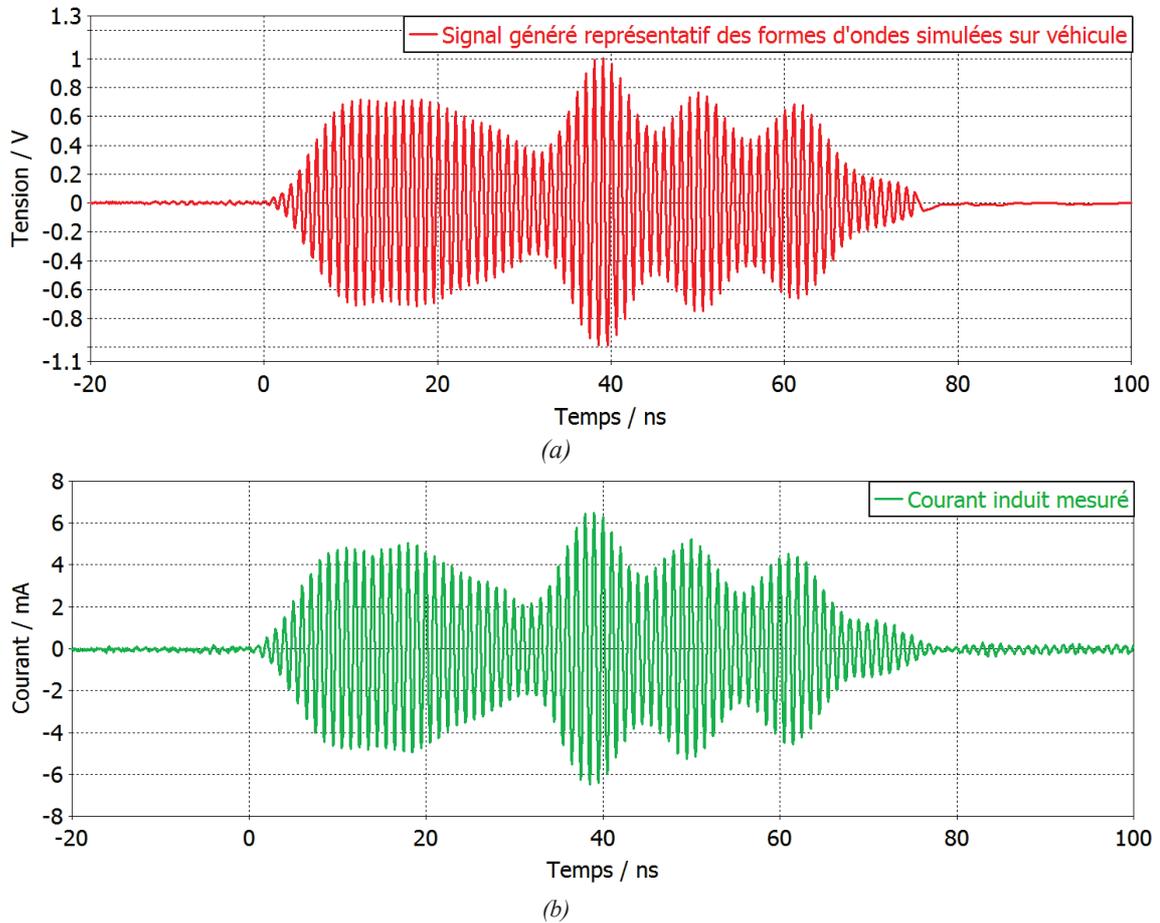


Figure 85 : Résultat d'un exemple d'utilisation du banc d'essai :
 (a) Signal généré, (b) Courant induit mesuré

Conclusion

Dans cette partie, un banc d'essai sur table dédié aux signaux IEMI a été testé et validé afin de pouvoir réinjecter, sur un équipement sous test, les formes d'ondes représentatives de celles qu'un équipement devrait supporter lors d'une attaque IEMI sur un véhicule. Dans un premier temps, afin de définir un banc d'essai se rapprochant des essais existants, plusieurs moyens de couplage ont été évalués. La méthode de couplage industrielle ressortant comme la plus appropriée a été la pince capacitive. Elle permet d'obtenir des niveaux de couplage élevés ce qui limite la puissance requise lors de l'essai et les variations de son

paramètre de couplage sur la bande de fréquence de l'étude sont faibles afin de limiter les déformations lors du couplage. Bien que ce type de pince ne soit actuellement pas utilisé à ces fréquences, des explications ont été fournies pour comprendre pourquoi ses performances sont toujours les meilleures pour la plage de fréquence 300 MHz – 2 GHz. Le banc d'essai sur table a ensuite été utilisé pour injecter des courants induits représentatifs d'une attaque IEMI sur véhicule. La mesure des formes d'ondes des courants induits obtenues s'est avérée similaire au signal injecté en ce qui concerne la forme de l'enveloppe de modulation.

Dans un second temps, une méthode de couplage non utilisée dans les essais industriels actuels mais spécifiquement dédiée au couplage large bande à ces fréquences a été conçue et testée. Les avantages tant pour ce qui concerne son coefficient de couplage que sa taille par rapport à la pince capacitive ont été démontrés. En conclusion, le banc d'essai industriel utilisant la pince capacitive ainsi que celui utilisant la pince mini-stripline sont deux solutions potentielles afin de prendre en compte la menace IEMI lors de la conception des futurs véhicules.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce manuscrit propose une méthodologie permettant d'étudier la vulnérabilité des systèmes électriques et électroniques automobiles vis-à-vis d'interférences électromagnétiques intentionnelles. Cette méthodologie comporte deux parties : une partie concernant l'évaluation des interférences au sein d'un véhicule lors de scénarios IEMI probables aboutissant à une analyse de la menace IEMI ainsi qu'une partie développant un banc d'essai sur table afin de proposer une solution adaptée à cette menace pour le développement des prochains projets véhicules.

La première partie de l'analyse du risque IEMI a tout d'abord exposé le contexte automobile d'un point de vue CEM ainsi que les spécificités des IEMI. Ceci a démontré l'absence de normes automobiles vis-à-vis des IEMI puisqu'aucun essai CEM sur véhicule ou sur table ne prend en compte ce type d'interférences EM que ce soit au niveau de leurs formes d'ondes spécifiques ou pour leurs niveaux de puissance. Afin d'évaluer et de quantifier cette menace, une méthode basée sur la simulation numérique a été développée.

La première étape de cette méthode a été de valider, par des mesures de couplage entre une antenne et l'extrémité de liaisons au sein d'un véhicule simplifié, un modèle de simulation sur la bande de fréquence 300 MHz – 2 GHz puisqu'aucun modèle de simulation comprenant un véhicule n'était déjà disponible à ces fréquences. Un démonstrateur physique similaire au modèle de simulation a donc été développé. Les résultats de couplage sur le modèle de simulation ainsi que sur le démonstrateur physique ont démontré la bonne adéquation de ce modèle avec la réalité physique et ainsi ont permis de valider l'utilisation de celui-ci pour des scénarios IEMI.

La seconde étape a, par conséquent, consisté à utiliser ce modèle de simulation lors de scénarios IEMI afin d'obtenir les courants de mode commun induits sur les liaisons. Différentes méthodes de simulation permettant d'obtenir ce courant ont été développées suivant les différentes configurations de sources (position, polarisation, tension impulsionnelle) et de liaisons au sein du véhicule. Une optimisation du temps de calcul combinant simulation EM et électrique a aussi été proposée afin d'obtenir plus rapidement ces courants.

La dernière étape de l'analyse de risque a été la mise en place d'une étude multifactorielle sur ceux influençant la forme d'onde des courants induits sur les liaisons lors d'une attaque. En analysant plusieurs scénarios d'attaques, une forme d'onde représentative de ces courants induits pour n'importe quelle configuration d'attaque a ainsi été proposée. De plus, les niveaux de courants probables induits sur des liaisons lors de différentes configurations d'attaques IEMI ont été quantifiés. Ces résultats ont permis de confirmer que les courants induits par des IEMI ne sont pas pris en compte dans les essais CEM automobiles, que ce soit au niveau de la forme d'onde et des niveaux d'amplitude, et ainsi démontrer le risque IEMI actuel pour un véhicule. De plus, ces résultats apportent les éléments techniques et scientifiques permettant d'appréhender la menace par des contremesures sous forme d'un banc d'essai sur table.

Par conséquent, la dernière étape de la méthodologie a été de concevoir un banc d'essai sur table permettant de réinjecter sur n'importe quel équipement sous test, un courant représentatif des courants de mode commun trouvés lors des simulations véhicule. Un setup de banc d'essai, proche des essais industriels, a été développé et une étude sur le meilleur moyen de couplage industriel pour réinjecter ces signaux a été effectuée. La pince capacitive a été choisie comme meilleure solution industrielle en termes de niveau d'amplitude et d'absence de déformation au niveau du signal injecté à l'équipement. Cette solution n'étant pas conçue et adaptée pour ce type d'interférences, un moyen de couplage non normalisé adapté à l'injection de signaux IEMI a aussi été conçu. Ses avantages ont été présentés et ont été validés par des mesures. Ces deux bancs d'essais sont donc deux solutions potentielles capables de réinjecter un courant IEMI, représentatif de ceux obtenus sur véhicule par simulation, sur un équipement automobile. Ils constituent aussi deux solutions afin de prendre en compte la menace IEMI pour les prochains projets véhicules et ainsi améliorer les normes actuelles.

En conclusion, la méthodologie développée a permis de quantifier globalement les courants de mode commun induits sur les faisceaux lors d'attaques IEMI sur un véhicule simplifié ainsi que de proposer une solution adaptée à la menace afin que celle-ci soit ajoutée aux normes de la B217110. Grâce à cette étude, le métier CEM du groupe PSA a donc en sa possession les éléments techniques et scientifiques afin d'appréhender la menace IEMI au niveau d'exigences d'un constructeur automobile.

Perspectives

La méthodologie développée se base sur un modèle de simulation simplifié afin de caractériser les courants induits de mode commun dans un « pire cas ». Il serait intéressant d'utiliser cette méthodologie sur un scénario plus réaliste afin de mieux estimer les niveaux de courants induits. Des simulations ont déjà été réalisées sur véhicule en changeant les liaisons par des faisceaux multiconducteurs et en ajoutant des pertes au niveau du type de matériau de la caisse véhicule. Les résultats ont montré que ces paramètres influençaient peu les niveaux de courants induits observés (annexe 4). Une approche plus approfondie sur les absorbants au sein du véhicule reste encore à réaliser afin de pondérer l'analyse de risque effectuée par simulation ou directement par mesure. De plus, un banc d'essai sur véhicule dédié aux IEMI pourrait être développé afin de quantifier les niveaux des courants induits sur chaque véhicule mais aussi de tester les véhicules par rapport aux IEMI. La création de ce banc d'essai véhicule demanderait des investissements importants et celle-ci sera considérée après ma thèse par le métier CEM du groupe PSA.

Concernant le banc d'essai sur table, les deux solutions apportées devront être approfondies pour pouvoir industrialiser ce banc d'essai pour les fournisseurs. Tout d'abord, une procédure d'étalonnage nécessaire pour normaliser les moyens de couplage utilisés doit être mise au point. De plus, des essais sur des équipements devront être effectués afin de tester la fonctionnalité de notre banc. Une analyse scientifique afin de connaître le courant couplé sur chaque brin du faisceau pourrait aussi être réalisée afin d'obtenir plus précisément les signaux arrivant au niveau des entrées pour chaque équipement. Enfin, les normes concernant ce banc d'essai devront être écrites et ajoutées à la B217110 des essais sur table internes au groupe PSA. De cette façon, le banc d'essai sur table développé et adapté à la menace IEMI pourra être mis en place pour tester les futurs projets véhicule.

Bibliographie

- [01] Radasky, W., Baum, C. & Wik, M. (2004). "Introduction to the special issue on high-power electromagnetic (HPEM) and intentional electromagnetic interference (IEMI)." IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 46(3), 314-321.
- [02] Van de Beek, S., Dawson, J., Dawson, L., Flintoft, I., Garbe, H., Leferink, F. & Rubinstein, M. (2015). "The european project STRUCTURES: Challenges and results." IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC) (pp. 1095-1100).
- [03] Jager, B., Preinerstorfer, A., & Neubauer, G. (2016). "Awareness of the vulnerability of critical infrastructures to IEMI threats: lessons from Austria". WIT Transactions on The Built Environment, 160, 51-62.
- [04] Heddebaut, M., Deniau, V., Rioult, J., & Copin, G. (2015). "Method for detecting jamming signals superimposed on a radio communication application to the surveillance of railway environments." In 2015 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC) (pp. 1089-1094).
- [05] Savaidis, S., Mitilineos, S., Ioannidis, Z., & Stathopoulos, N. (2016). "Microwave pulse compression experiments in a waveguide cavity with RF breakdown triggered switch." Plasma Science (ICOPS), 2016 IEEE International Conference on (pp. 1-1).
- [06] Picard, N., Andrieu, J., Beillard, B., Joly, J., Martinod, E., & Mazen, S. (2013) "Salsa²: Susceptibilité de l'électronique automobile face à une agression de type leurre." – WISG 2013 – 7th Workshop Interdisciplinaire sur la Sécurité Globale-UT Troyes.
- [07] Andrieu. "Elaboration et application d'une méthode de faisceau équivalent pour l'étude des couplage électromagnétiques sur réseaux de câblages automobiles" Thèse de doctorat, Université de Lille. (2006).
- [08] Gamelon, N. Prensier, JL. "Le problème du câblage électrique d'une automobile." Cours ENS Cachan 2006.
- [09] Egot, S. "Intégration des équipements électroniques dans la modélisation de l'architecture électrique des véhicules automobiles: application à la prédiction de compatibilité électromagnétique dans les phases amont de la conception." Thèse de doctorat. Université de Lille 1. (2005).
- [10] Combe M., "PSA déploie ses voitures autonomes" in Techniques de l'ingénieur. Paris : Techniques de l'ingénieur, 2017, Référence 45595.
- [11] Maurice, O. (2016). "Compatibilité électromagnétique - Notions fondamentales" Techniques de l'ingénieur. Réf : E1302 v2.
- [12] Yifu, D., Guangyu, Z., Zhiguo, Z., Xu, Z., & Yue, Z. (2018). "Analysis on the adaptability of the international radiation immunity test method to intelligent connected vehicle." In 2018 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility and 2018 IEEE Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC/APEMC) (pp. 45-51).
- [13] Degauque, P., & Demoulin, B. "Blindages électromagnétiques." Ed. Techniques Ingénieur. 2000.

BIBLIOGRAPHIE

- [14] Andrieu, G., Koné, L., Bocquet, F., Démoulin, B., & Parmantier, J. P. (2008). "Multiconductor reduction technique for modeling common-mode currents on cable bundles at high frequency for automotive applications." *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, 50(1), 175-184.
- [15] "Electromagnetic Compatibility Specification For Electrical/Electronic Components and Subsystems" Ford Std. **FMC1278**, Oct. 2016.
- [16] Parra, N. "Contribution to the study of the vulnerability of critical systems to Intentional Electromagnetic Interference (IEMI)" Thèse de doctorat. Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne. (2016).
- [17] Månsson, D., Thottappillil, R., & Bäckström, M. (2009). "IEMI Classification of Facilities." In EMC '09/Kyoto, 2009 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Kyoto. 20–24 2009.
- [18] Gao, Y., & Fan, K. "Research on the impact of apertures on electromagnetic shielding effectiveness of automotive." *Industrial Electronics and Applications*, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on (pp.997-4000).
- [19] Lugin, G., Mora, N., Rachidi, F., Righero, M., & Rubinstein, M. (2015). "Protection contre les interférences électromagnétiques intentionnelles. Peut-on utiliser les techniques classiques de la CEM?" *Bulletin Electrosuisse*, 6 (EPFL-ARTICLE-208860), 38-41.
- [20] Parmantier, J. P. (2004). "Numerical coupling models for complex systems and results." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46(3), 359-367.
- [21] Genender, E., Mleczo, M., Döring, O., Garbe, H., & Potthast, S. (2011). "Fault tree analysis for system modeling in case of intentional EMI." *Advances in Radio Science*, 9(E.1), 297-302.
- [22] Blocher, H. L., Beilenhoff, K., & Wenger, J. (2003). "Simulation of the electromagnetic wave propagation in cars." In *Microwave Conference, 2003. 33rd European (Vol. 3, pp. 1151-1154)*.
- [23] Tapigue, S., Klingler, M., & Besnier, P. (2009). "Electromagnetic resonances in complex structures: Case of a Vehicle." In *Electromagnetic Compatibility, 2009 20th International Zurich Symposium on* (pp. 437-440).
- [24] Chahine, I., Bunlon, X., Lafon, F., de Daran, F., & Matossian, P. (2013). "An original approach based on data exchange between car manufacturers and suppliers to estimate susceptibility threshold by numerical simulation at early design stage." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 55(2), 342-352.
- [25] Radasky, W. "Protecting industry from HEMP and IEMI" In *Compliance Magazine*, 2018.
- [26] Camp, M., & Garbe, H. (2006). "Susceptibility of personal computer systems to fast transient electromagnetic pulses." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 48(4), 829-833.
- [27] Hong, K., & Braidwood, S. (2010). "Stopping car engines using high power electromagnetic pulses." In *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2010 International Conference on* (pp. 378-381).
- [28] IEC, "61000-2-13: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-13:Environment –High-power electromagnetic (HPEM) environments –Radiated and conducted," ed: IEC, 2005.
- [29] Pecquois, R. "Etude et réalisation d'une source de rayonnement large bande de forte puissance basée sur un concept innovant de transformateur résonant impulsif" Thèse de doctorat, Université de Pau (2012).
- [30] Stark, R. (2011) "Diehl HPEM – Source development", High Power Microwave Defense and Security Workshop, Saint-Louis.

BIBLIOGRAPHIE

- [31] Genender, Evgeni, Heyno Garbe, and Frank Sabath. (2014) "*Probabilistic risk analysis technique of intentional electromagnetic interference at system level.*" IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 56.1 : 200-207.
- [32] Sabath, F. (2017). "*A systematic approach for electromagnetic interference risk management.*" IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 6(4), 99-106.
- [33] Bodeau, D., Graubart, R., & Heinbockel, W. (2013). "*Characterizing effects on the cyber adversary.*" MTR130432, MITRE Corporation.
- [34] Sabath, F. (2011), "*Effects of documented HPEM attacks on systems. Course HPE 201-2011: High-Power Electromagnetics Course - Effects*" ed. Schloss Noer, Germany.
- [35] Sabath, F., Mokole, E. L. and Samaddar, S. N. (2005) "*Definition and classification of ultra-wideband signals and devices.*" URSI Radio Science Bulletin 78.2: 12-26.
- [36] Giri, D., & Tesche, F. (2004). "*Classification of intentional electromagnetic environments (IEME).*" IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 46(3), 322-328.
- [37] Nitsch, D., & Sabath, F. (2006). "*Electromagnetic Effects on Systems and Components.*" Book of abstracts AMEREM.
- [38] Kermisch, C. (2011). "*Le concept du risque: De l'épistémologie à l'éthique.*" Lavoisier.
- [39] Sabath, F., & Garbe, H. (2015). "*Assessing the likelihood of various intentional electromagnetic environments the initial step of an IEMI risk analysis.*" IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC) (pp. 1083-1088).
- [40] ITU, "*K.81- High-power electromagnetic immunity guide for telecommunication systems,*" ed, 2009.
- [41] Gurevich, V. I. (2005). "*Electromagnetic Terrorism: New Hazards.*"
- [42] Sabath, F. (2017). "*A systematic approach for electromagnetic interference risk management.*" IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 6(4), 99-106.
- [43] Ranganathan, S., Beetner, D. G., Wiese, R., & Hubing, T. H. (2002). "*An expert system architecture to detect system-level automotive EMC problems.*" In Electromagnetic Compatibility, 2002. EMC 2002. IEEE International Symposium on (Vol. 2, pp. 976-981).
- [44] Dong, X. "*Estimation, modeling and identification of electromagnetic crosstalk and emissions in automotive and integrated circuit applications.*" Thèse de doctorat, Université du Missouri (2005).
- [45] Mologni, J. F., Pissolato Filho, J., Goto, F. K., Neto, D., Fernandes, M. M., Rosati, A. C., & Maciel, H. (2008) "*A Time-Frequency Domain Analysis of Crosstalk Phenomenon on LIN/CAN Based Architectures*". (No. 2008-36-0046) SAE Technical Paper.
- [46] Mora, N., Vega, F., Lugin, G., Rachidi, F., & Rubinstein, M. (2014). "*Study and classification of potential IEMI sources*" (No. EPFL-ARTICLE-200164).
- [47] Jobava, R. G., Gheonjian, A. L., Hippeli, J., Chiqovani, G., Karkashadze, D. D., Bogdanov, F. G. & Bzhalava, A. G. "*Simulation of low-frequency magnetic fields in automotive EMC problems.*" IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 56(6), 1420-1430.
- [48] Guillemoteau, J. : "*Méthodologie d'interprétation en électromagnétisme aéroporté.*" Thèse de doctorat, Université de Strasbourg (2012).
- [49] Frei, S., Jobava, R. G., & Topchishvili, D. "*Complex approaches for the calculation of EMC problem of large systems.*" In Electromagnetic Compatibility, 2004. EMC International Symposium on (Vol. 3, pp. 826-831).

BIBLIOGRAPHIE

- [50] Vincent, M., Klingler, M., Riah, Z., & Azzouz, Y. (2016) "*A method to overcome the load connection restrictions in the combined MoM / MTL approach.*" In Electromagnetic Compatibility (EMC) IEEE International Symposium on (pp. 565-570).
- [51] Vincent, M., Klingler, M., Riah, Z., & Azzouz, Y. (2016) "*A method to model pigtailed cables when using the combined MoM/MTL approach.*" In Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE, International Symposium on (pp. 129-134).
- [52] CST studio suite website : <https://www.cst.com/>
- [53] Silvester, P. P., & Ferrari, R. L. (1996). "*Finite elements for electrical engineers.*" Cambridge university press.
- [54] Mir, A., Liu, H., & Yu, J. (2013) "*Simulation of a broad band circularly polarized crossbow tie antenna at terahertz waves using hybrid approach of FEM and geometric optics.*" In Millimeter Waves and THz Technology Workshop (UCMMT), 2013 6th UK, Europe, China (pp. 1-2). IEEE.
- [55] Yee, K. (1966). "*Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media.*" IEEE Transactions on antennas and propagation, 14(3), 302-307.
- [56] Jauregui, R., Pous, M., Vives, Y., Fernandez, M., Riu, P. J., & Silva, F. (2009) "*Car windshield behavior transient analysis by FDTD.*" In Electromagnetic Compatibility-EMC Europe, International Symposium on (pp. 1-4).
- [57] Dubois, T. "*Etude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques - Mise en place d'une méthode de test des systèmes.*" Thèse de doctorat. Université Montpellier II-Sciences et Techniques du Languedoc. (2009).
- [58] Johns, D. P. (2010) "*Development of the TLM method for EMC/EMI analysis.*" In Electromagnetic Theory (EMTS), URSI International Symposium on (pp. 279-282). IEEE.
- [59] Bel Hadj Mabrouk A. "*Etude théorique et expérimentale d'un moyen d'essais permettant de reproduire les canaux de radiocommunication intra-véhicule.*" Thèse de doctorat, Université de Rouen (2016).
- [60] G. Andrieu, L. Kone, F. Bocquet, B. Demoulin, and J.-P. Parmantier. (2008) "*Multiconductor reduction technique for modeling common-mode currents on cable bundles at high frequency for automotive applications.*" IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 50, No. 1.
- [61] Yan, J., Li, Z., Liu, L. L., & Gu, C. Q. (2013). "*Multiconductor reduction method for modeling crosstalk of complex cable bundles in the vicinity of a 60 degree corner.*" Progress In Electromagnetics Research, 28, 201-211.
- [62] Puri, M., Mishra, P. K., Dhanik, S. S., & Khubchandani, H. (2013) "*Design and simulation of double ridged horn antenna operating for UWB applications.*" In Annual IEEE India Conference (INDICON) (pp. 1-6). IEEE.
- [63] Mandaris, D., & Leferink, F. (2017) "*Simulation and measurement of log-periodic antenna and double ridged guide horn antenna for optimised field uniformity.*" In Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE, International Symposium on (pp. 1-6).
- [64] Schwarbeck Mess-Elektronik, "*BBHA 9120 G – Double Ridged Broadband Horn Antenna*" Datasheet
- [65] T. Picon, M. Klingler, T. Dubois, G. Duchamp : "*Modèle de simulation électromagnétique pour l'étude de susceptibilité véhicule*" CEM 2018 : 19^{ème} Colloque International & Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique. Paris, France.
- [66] Caloz, C & Itoh, T. (2005) "*Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications.*" John Wiley & Sons.

BIBLIOGRAPHIE

- [67] Ditchi, T. "*Lignes de transmission*", Cours UPMC Sorbonne Universités.
- [68] Grivet-Talocia, S., Canavero, F. G., Stievano, I. S., & Maio, I. A. (2004) "*Circuit extraction via time-domain vector fitting*." In *Electromagnetic Compatibility, 2004 International Symposium on* (Vol. 3, pp. 1005-1010).
- [69] M. Klingler, Z. Zhang, M. Heddebaut & S. Ficheux (1997) : "*Modelling, Simulating and predicting Normalised Radiated or Conducted Tests*" 12th International Zurich Symposium & Technical Exhibition on Electromagnetic Compatibility.
- [70] Picon, T., Klingler, M., Dubois, T., Duchamp, G. (2018) "*Using a 2-step electromagnetic and electric simulation approach for vehicle susceptibility analysis*" In *Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2018 International Symposium on* (pp. 998-1003).
- [71] Mahesh, G., & Subbarao, B. (2008). "*Comparison of Bulk Current Injection test methods of automotive, military and civilian EMC standards*." 10th International Conference on Electromagnetic Interference & Compatibility (pp. 547-551).
- [72] Takaya, K., Nakamura, N., Hiroshima, Y., & Okugawa, Y. (2016). "*Study on test distance between EUT and antenna for radiated immunity test in close proximity to equipment*." *International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE* (pp. 285-289). IEEE.
- [73] ISO 11452-4 (2012) – "*Road vehicles - component test methods for electrical disturbance from narrowband radiated electromagnetic energy. Part 4: Harness excitation methods*".
- [74] Rodriguez, V. "*Automotive component EMC testing: CISPR 25, ISO 11452-2 and equivalent standards*." *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine* (2012), 1(1), 83-90.
- [75] Kuvedu-Libla K. (2008) "*Radiated immunity tests of automotive EMC challenge vehicle active antenna designs*." *Electromagnetic Compatibility, IEEE International Symposium*.
- [76] Van Leersum, B. J. A. M., Buesink, F. J. K., Bergsma, J. G., & Leferink, F. B. J. (2013). "*Ethernet susceptibility to electric fast transients*." *International Symposium on Electromagnetic Compatibility* (pp. 29-33). IEEE.
- [77] N. Lambrecht, H. Pues, D. De Zutter & D. V. Ginste. (2018) "*A Circuit Modeling Technique for the ISO 7637-3 Capacitive Coupling Clamp Test*." *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*,60(4), 858-865.
- [78] Durier, A., Pues, H., Ginste, D. V., Chernobryvko, M., Gazda, C., & Rogier, H. (2011). "*Novel modeling strategy for a BCI set-up applied in an automotive application: An industrial way to use EM simulation tools to help hardware and ASIC designers to improve their designs for immunity tests*." In *2011 8th Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits* (pp. 41-46).
- [79] Musolino, F., & Fiori, F. (2008). "*Modeling the IEC 61000-4-4 EFT injection clamp*." *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, 50(4), 869-875.
- [80] Korber, B., Sperling, D., & Gonschorek, K. H. (2007). "*Study of field coupling mechanism at susceptibility testing of automotive components in the Gigahertz range*." 18th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility (pp. 329-332). IEEE.
- [81] Lafon, F., De Daran, F., Ramdani, M., & Perdriau, R. (2010). "*ISO 11452-2-road vehicles-component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy*", 2004.IEICE Transactions on communications, 93(7), 1723-1730.

BIBLIOGRAPHIE

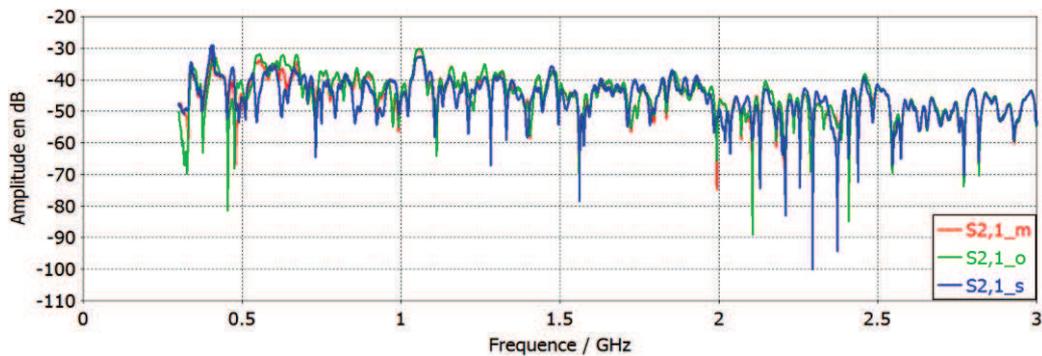
- [82] Grassi, F., Pignari, S. A., Spadacini, G., Toscani, N., & Pelissou, P. (2016) "*Behavioral modeling of tubular wave coupler.*" In 2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC) (Vol. 1, pp. 720-722). IEEE.
- [83] Toscani, N., Grassi, F., Spadacini, G., & Pignari, S. A. (2017). "*Evaluation of the tubular wave coupler model parameters for setups involving wires.*" IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI) (pp. 81-85).
- [84] AR France, "*Model B130000 Series Tubular Wave Coupler*" Datasheet.
- [85] Andrieu, G., & Reineix, A. (2016). "*High-frequency BCI-like tests with a stripline injection probe.*" IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 58(2), 393-400.

Annexes

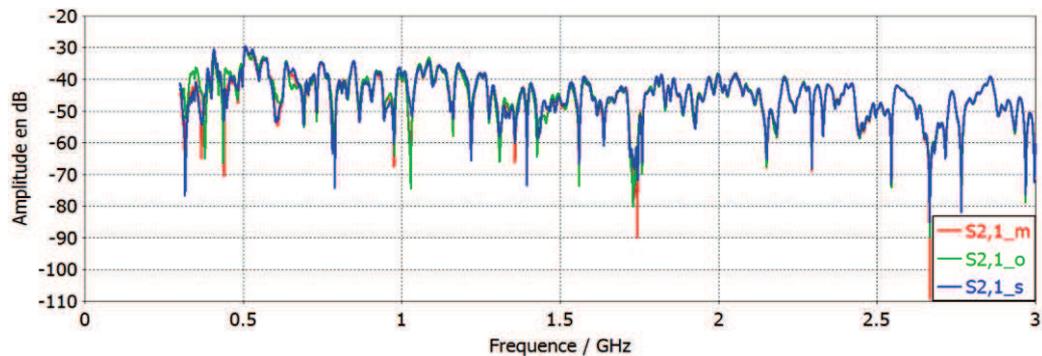
1 Annexe 1 : Base de données de mesures

La base de données ci-dessous recense les différents résultats du paramètre S_{21} lors de la campagne de mesures. Ils sont classés suivant la position et la polarisation de l'antenne, la charge à l'extrémité de la liaison et sa position dans le véhicule. Les mesures avaient été réalisées sur la bande 300 MHz – 3 GHz.

1. Avant polarisation horizontale



(a)



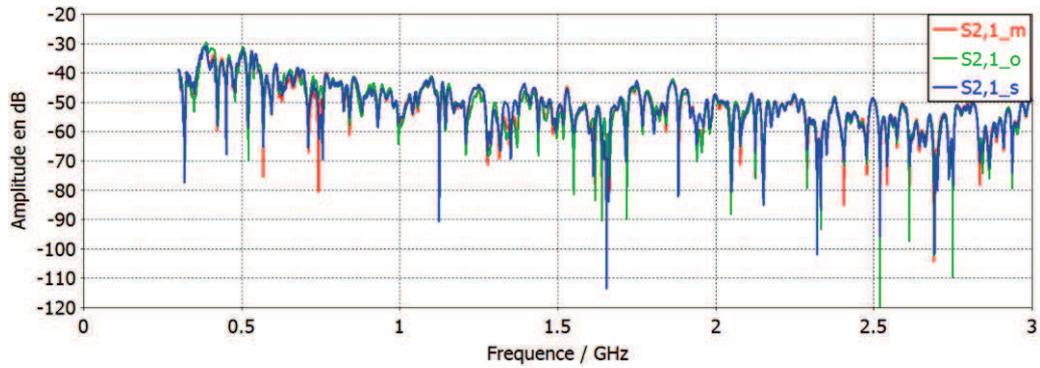
(b)

Figure 1 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble

(m : match $\rightarrow 50 \Omega$, o : open \rightarrow Circuit ouvert, s : short \rightarrow Court-Circuit)

(a) sur liaison habitacle

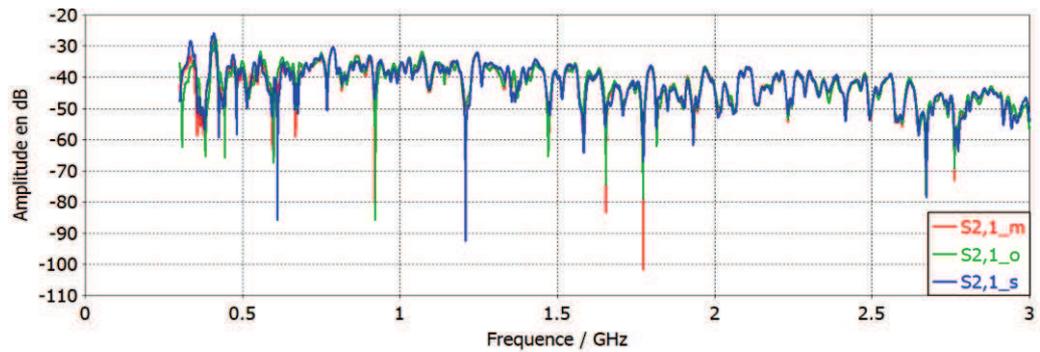
(b) sur la liaison habitacle \rightarrow sous capot



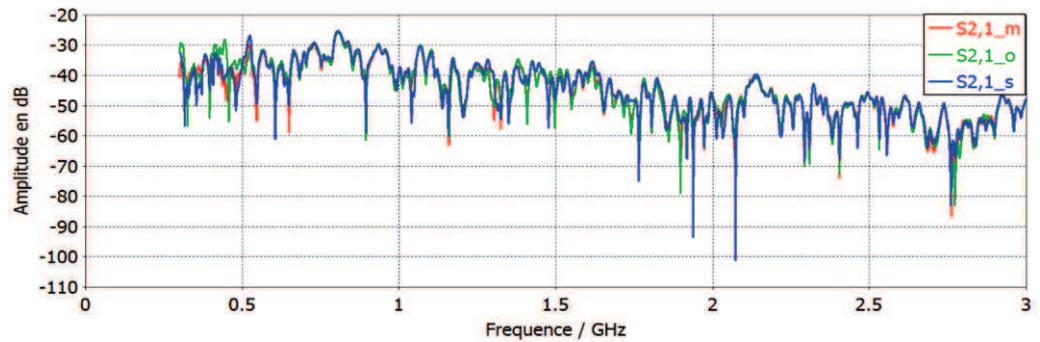
(c)

Figure 1 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble
(c) sur la liaison sous capot

2. Avant polarisation verticale

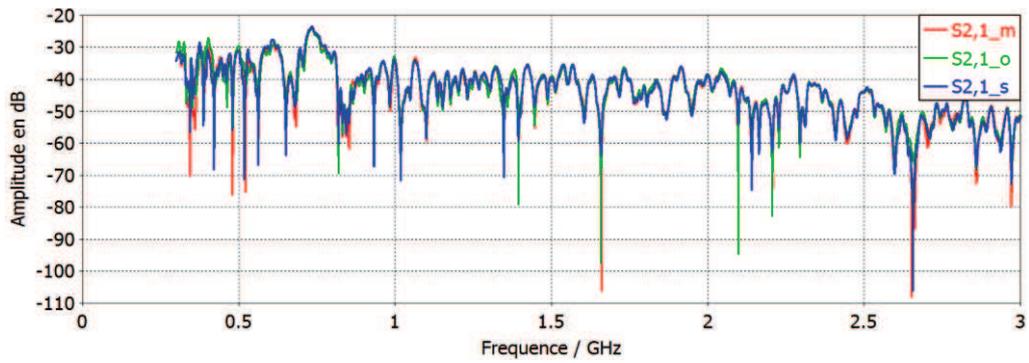


(a)



(b)

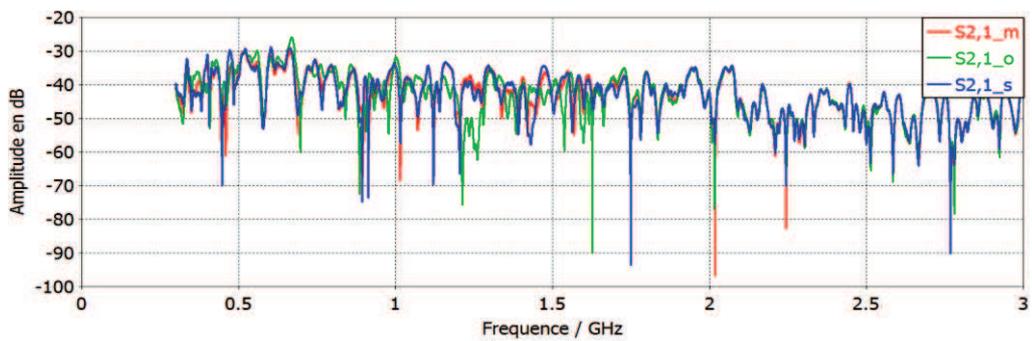
Figure 2 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble
(m : match $\rightarrow 50 \Omega$, o : open \rightarrow Circuit ouvert, s : short \rightarrow Court-Circuit)
(a) sur liaison habitacle
(b) sur la liaison habitacle \rightarrow sous capot



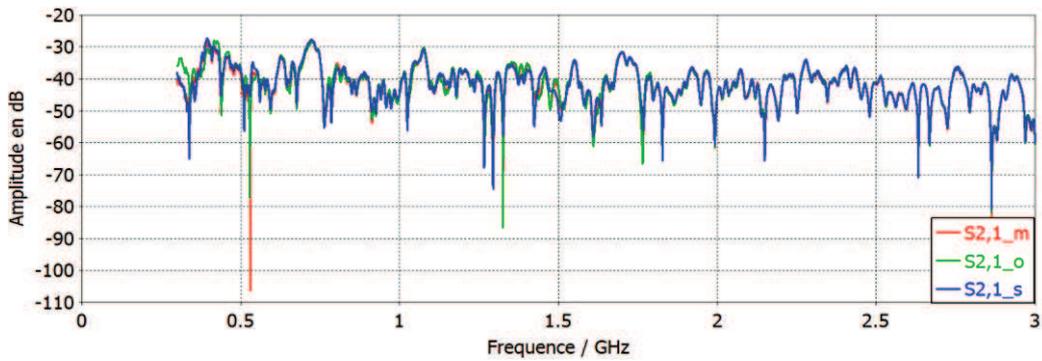
(c)

Figure 2 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble
(c) sur la liaison sous capot

3. Côté polarisation horizontale

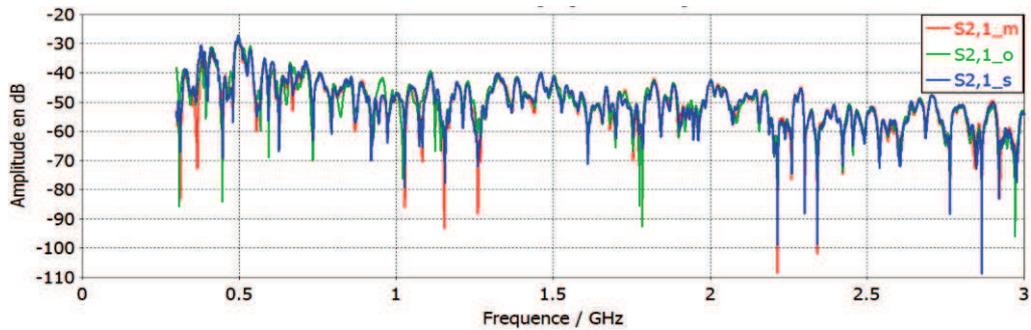


(a)



(b)

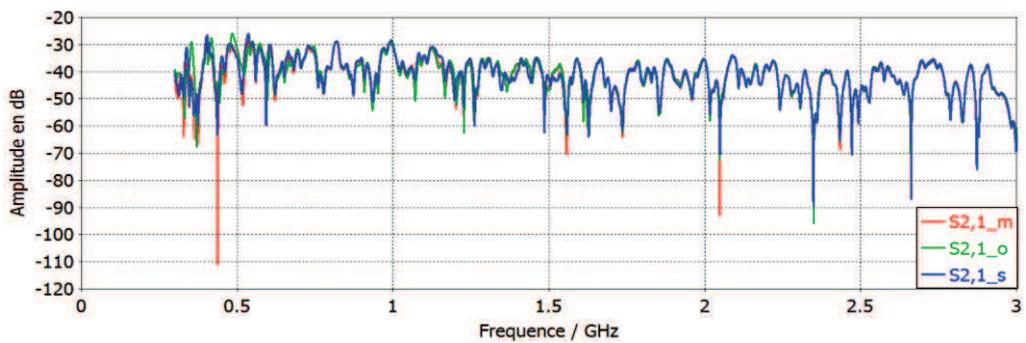
Figure 3 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble
(m : match $\rightarrow 50 \Omega$, o : open \rightarrow Circuit ouvert, s : short \rightarrow Court-Circuit)
(a) sur liaison habitacle
(b) sur la liaison habitacle \rightarrow sous capot



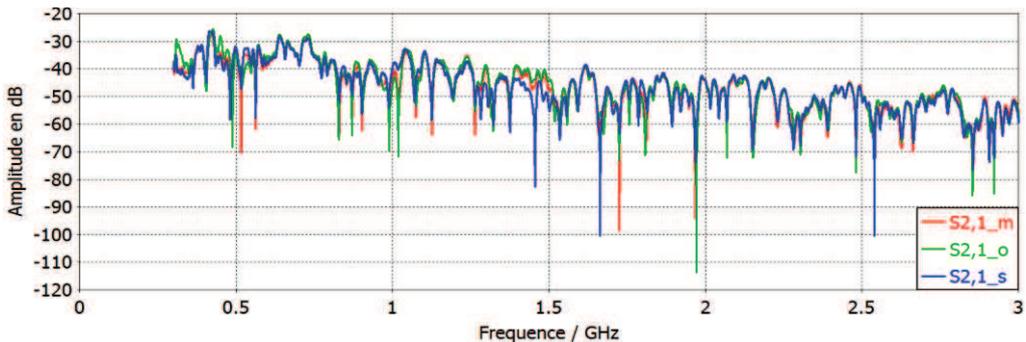
(c)

Figure 3 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble
 (m : match $\rightarrow 50 \Omega$, o : open \rightarrow Circuit ouvert, s : short \rightarrow Court-Circuit)
 (c) sur la liaison sous capot

4. Côté polarisation verticale

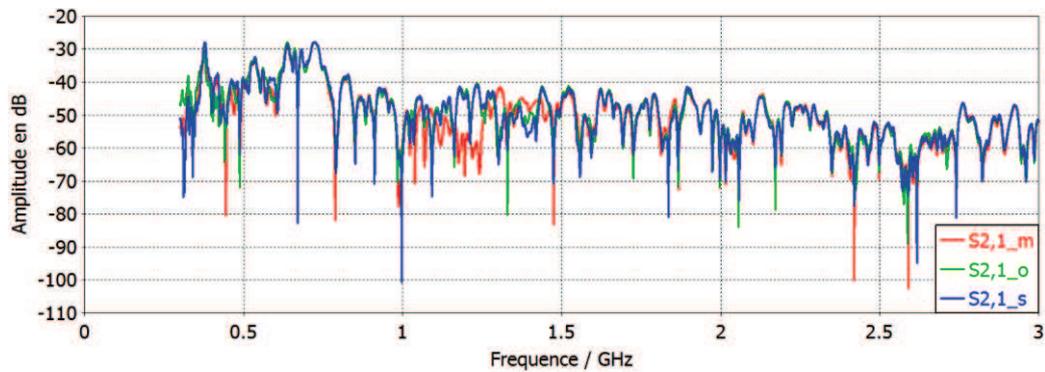


(a)



(b)

Figure 4 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble
 (m : match $\rightarrow 50 \Omega$, o : open \rightarrow Circuit ouvert, s : short \rightarrow Court-Circuit)
 (a) sur liaison habitacle
 (b) sur la liaison habitacle \rightarrow sous capot



(c)

Figure 4 annexe 1 : Paramètre S_{21} en fonction de la charge située à l'extrémité du câble
(*m* : match $\rightarrow 50 \Omega$, *o* : open \rightarrow Circuit ouvert, *s* : short \rightarrow Court-Circuit)

(c) sur la liaison sous capot

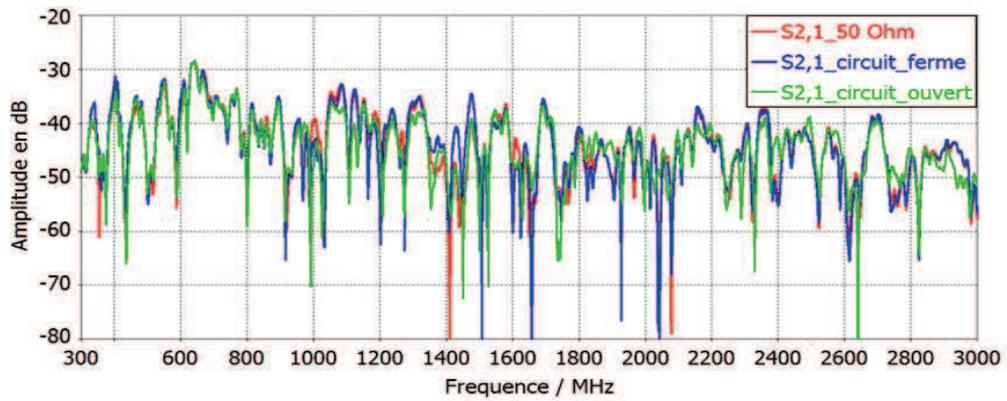
2 Annexe 2 : Analyse des phénomènes physiques observés lors des mesures

1 Effet de la charge à l'extrémité de la liaison

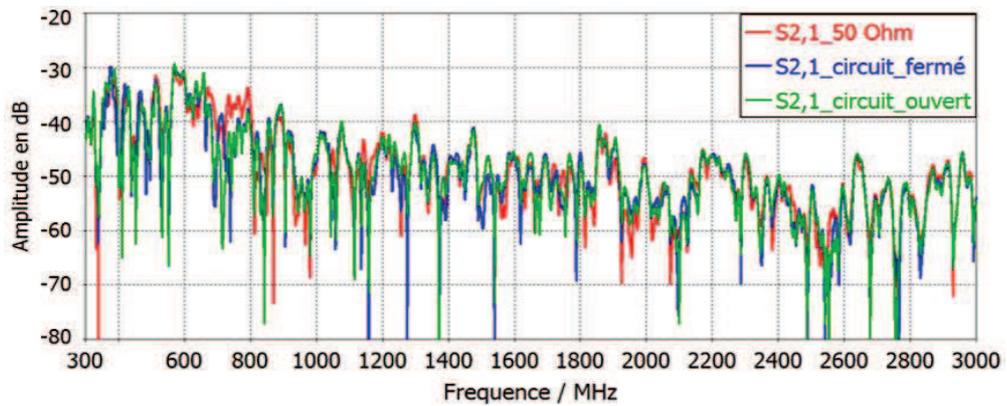
Considérons dans un premier temps l'influence des charges connectées à la seconde extrémité des liaisons lors des mesures. La figure 1 annexe 2 présente, pour les trois liaisons de l'habitacle, la comparaison du paramètre S_{21} pour trois conditions de charge : 50Ω , circuit ouvert, circuit fermé.

Premièrement, nous pouvons remarquer que la modification de la charge ne change quasiment pas les valeurs du paramètre S_{21} . Cela peut être expliqué par la capacité équivalente du connecteur SMA situé à l'extrémité du câble estimée à 2.5 pF et qui présente une impédance relativement faible (210Ω à 300 MHz et 21Ω à 3 GHz) sur la bande de fréquence de l'étude. Cette impédance est de plus en plus faible avec la fréquence, ce qui explique que les plus grands écarts observés se situent principalement pour des fréquences inférieures à 1.5 GHz environ.

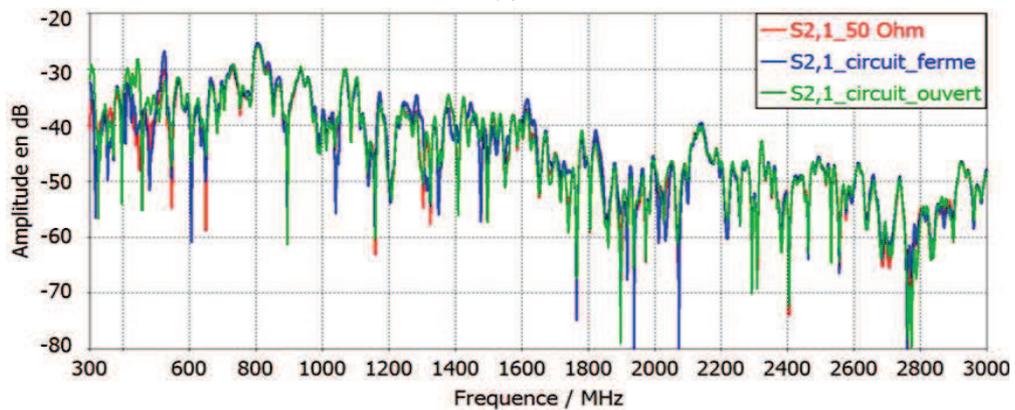
Deuxièmement, en comparant les enveloppes des 3 liaisons (Fig. 1 annexe 2)), on peut remarquer que globalement le paramètre S_{21} est plus élevé pour la liaison habitacle que sous capot. Le capot joue, d'une certaine façon, le rôle de blindage et minimise le couplage entre l'onde et la liaison sous capot.



(a)

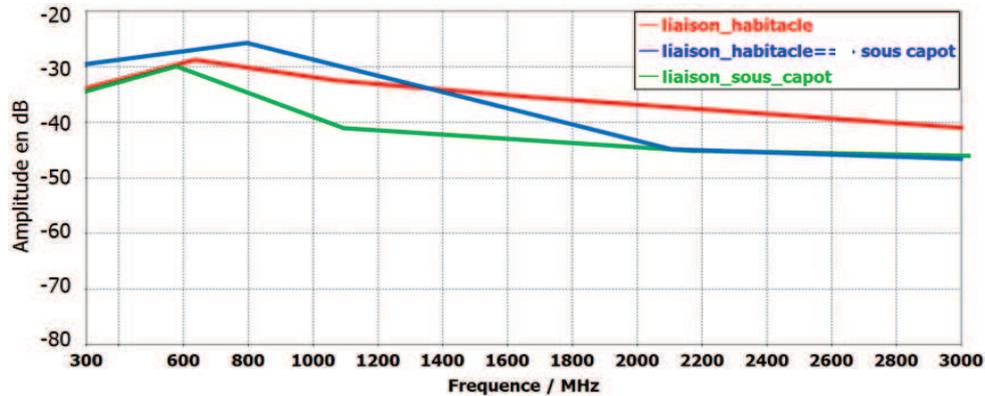


(b)



(c)

Figure 1 annexe 2 : Comparaison mesure simulation pour les différentes liaisons avec les trois charges différentes : (a) Liaison habitacle, (b) Liaison sous capot, (c) Liaison habitacle → sous capot



(d)

Figure 1 annexe 2 : Comparaison mesure simulation pour les différentes liaisons avec les trois charges différentes :

(d) Enveloppe des S_{21} des différentes liaisons

2. Influence de la position des sièges

Afin de valider les écarts de mesures et de simulations, il est nécessaire de vérifier si les éléments internes du véhicule jouent un rôle important dans les résultats de couplage. Des mesures avec des positions de sièges différentes ont donc été réalisées. Quatre configurations ont été testées dans le véhicule :

- Les deux sièges conducteur et passager sont avancés au maximum
- Le siège conducteur avancé au maximum et le siège passager reculé au maximum
- Le siège passager avancé au maximum et le siège conducteur reculé au maximum
- Les deux sièges conducteur et passager sont reculés au maximum

Les résultats sont présentés pour le couplage sur la liaison habitacle (Fig. 2 annexe 2) car la position des sièges a peu d'effet sur les liaisons sous capot.

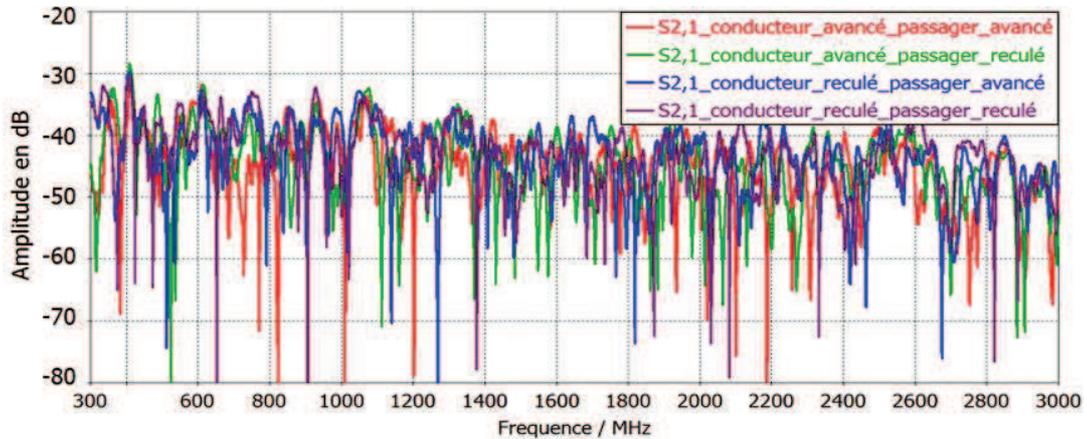
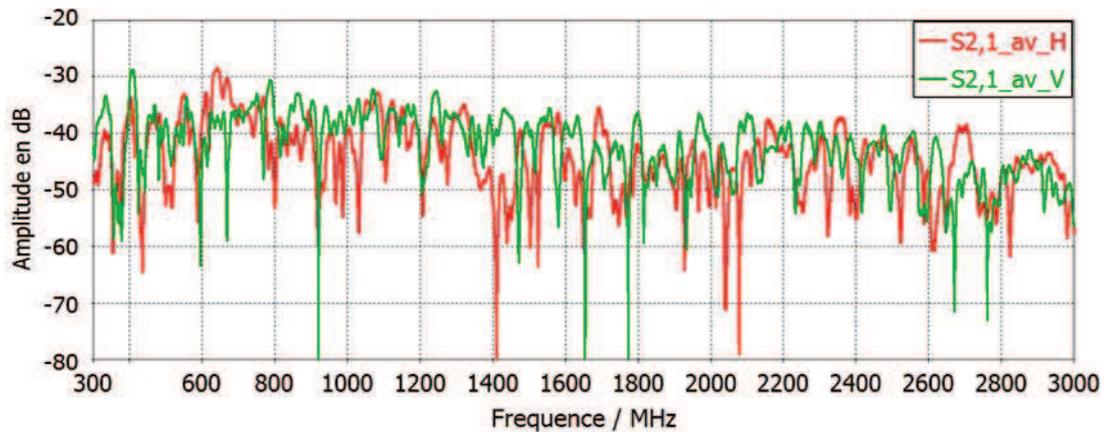


Figure 2 annexe 2 : Influence des sièges sur le couplage

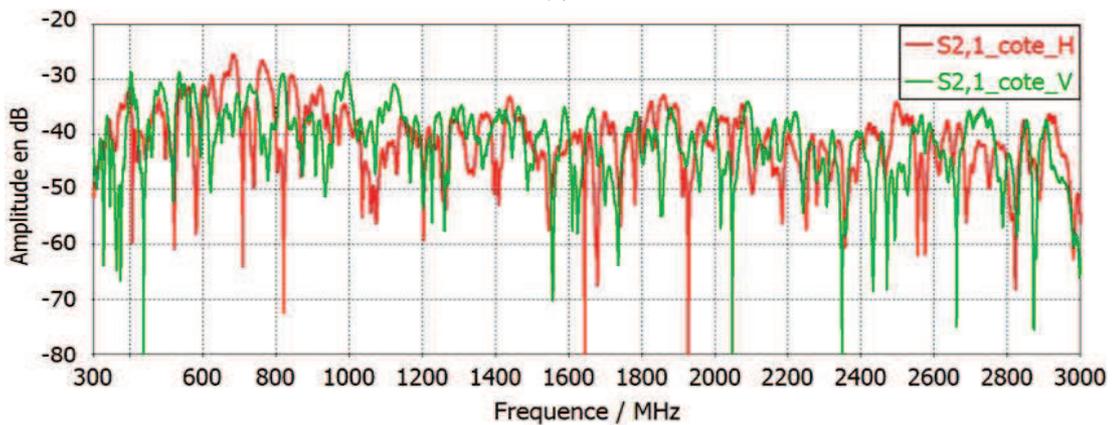
L'allure générale des courbes est la même et la fréquence des antirésonances diffère lorsqu'on change le siège de position. Les positions des sièges n'étant pas fixées pour chaque véhicule, il est donc impossible de savoir exactement à quelle fréquence les antirésonances se produisent. Il est seulement important de connaître l'enveloppe globale des paramètres S_{21} . Notre modèle est donc bien suffisant pour être utilisé dans des études de susceptibilité véhicule.

3. Influence de la polarisation de l'antenne

Lors des mesures, il a aussi été observé que la polarisation de l'antenne avait peu d'influence sur les paramètres de transmission (Fig. 3 annexe 2). A ces fréquences, la structure est électriquement très grande devant la longueur d'onde. Le problème devient donc statistique et les réflexions dans le véhicule étant grandes, l'onde se retrouve d'une certaine façon « brassée ». Il est donc compréhensible que la polarisation de l'onde ait un effet minime sur le couplage observé.



(a)



(b)

Figure 3 annexe 2 : S_{21} suivant la polarisation (H ou V) de l'antenne

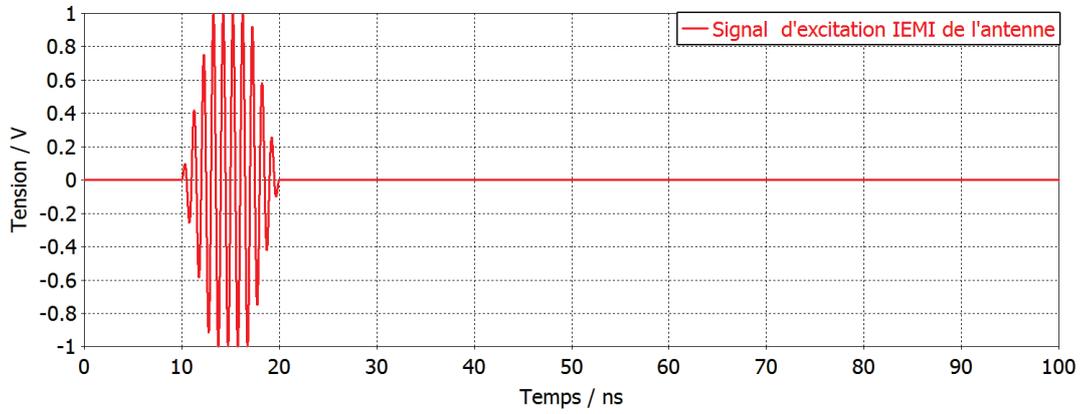
(a) Antenne cornet située à l'avant

(b) Antenne cornet située sur le côté

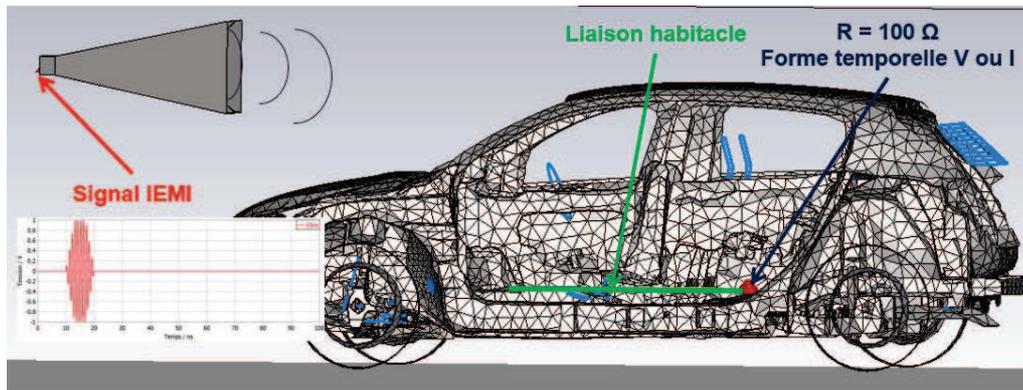
3 Annexe 3 : Simulations temporelles sur charge linéaire et non linéaire

1. Simulation sur une charge linéaire

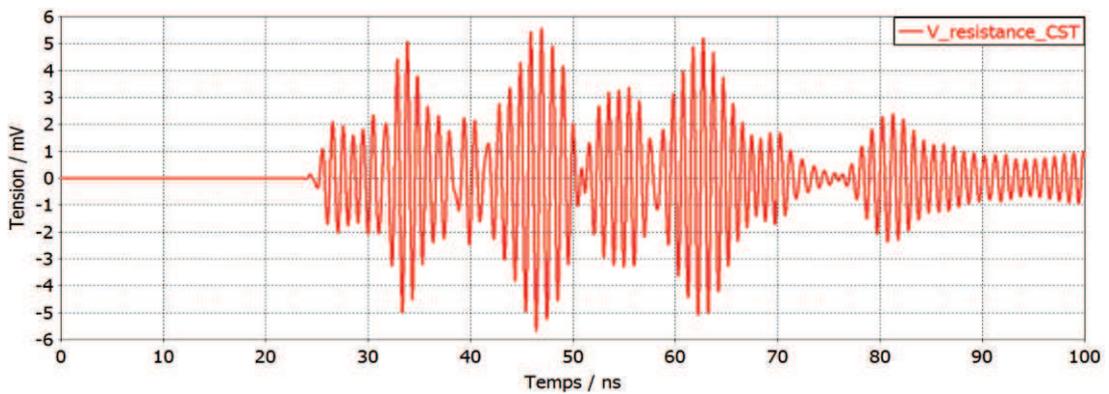
Une résistance de 100Ω a été choisie arbitrairement pour être connectée à l'extrémité de la liaison habitacle. L'autre extrémité a été laissée en circuit ouvert, comme illustré sur la figure 1 annexe 3. Le logiciel de simulation CST fournit directement la tension aux bornes de la résistance en fonction du signal d'excitation de l'antenne pour un signal IEMI arbitrairement choisi.



(a)



(b)



(c)

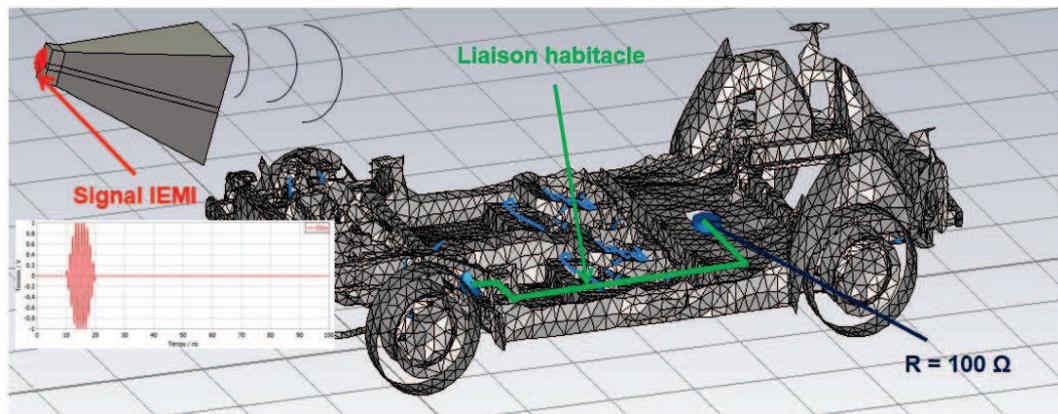
Figure 1 annexe 3 : Simulation temporelle du scénario IEMI :

(a) Excitation de l'antenne

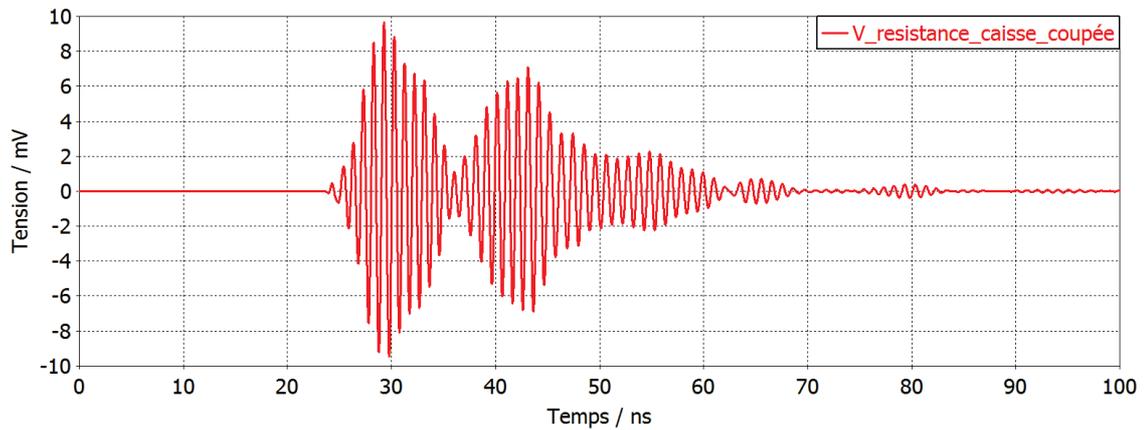
(b) Schéma de la simulation réalisée

(c) Forme temporelle de la tension aux bornes de la résistance

Tout d'abord, on peut observer qu'un signal est enregistré après un délai de 15 ns par rapport au moment où le signal IEMI est généré à l'antenne. Ceci correspond au temps de propagation des ondes entre l'antenne et la charge distantes de 4,5 m. Ensuite, plusieurs échos sont observés aux bornes de la résistance. Une investigation a été réalisée par simulation afin de comprendre si ces échos proviennent principalement des réflexions multiples des interférences électromagnétiques à l'intérieur de la caisse véhicule ou des réflexions au sein de la liaison. Pour cela, une simulation a été effectuée avec la caisse véhicule coupée en deux afin de supprimer les réflexions à l'intérieur de la caisse véhicule (Fig. 2 annexe 3).



(a)



(b)

Figure 2 annexe 3 : Investigation sur l'origine des différents échos

(a) Simulation réalisée

(b) Forme temporelle de la tension aux bornes de la résistance

Le résultat de la figure 2 annexe 3 montre que les échos ont considérablement diminué, comparés à ceux précédemment observés. Cela permet d'affirmer que les échos mesurés sur la tension aux bornes de la résistance sont essentiellement dus aux multiples réflexions causées par la caisse du véhicule et non aux multiples réflexions deux extrémités du faisceau une fois le signal IEMI couplé.

2. Simulation sur une charge non linéaire

Pour compléter l'étude précédente, nous avons ensuite considéré le cas d'une charge non linéaire à l'extrémité de la liaison. Le composant non linéaire choisi est la diode 1N4841. Il s'agit d'une diode de commutation « rapide » classique avec une tension de claquage de 100 V et un courant maximal de 300 mA. Le choix d'utiliser cette diode a été déterminé par le fait que cette référence de diode se trouve dans la bibliothèque de composants du logiciel LTSpice et CST. Avant d'utiliser le composant pour des simulations électriques, le modèle de diode doit être vérifié, ajusté et complété. En effet, dans la plupart des cas, les modèles disponibles fournis par la documentation technique ne prennent pas en compte les éléments extérieurs tels que le boîtier. Or, étant donné la bande de fréquence choisie comprise entre 300 MHz et 2 GHz, les éléments parasites du boîtier peuvent avoir un effet non négligeable et doivent être pris en compte dans le modèle de diode. Afin de construire et valider le modèle « haute fréquence », les caractéristiques statiques du composant et les paramètres S sont mesurés et les résultats comparés à la simulation. Après validation, le modèle sera ensuite utilisé pour simuler un scénario d'attaque IEMI.

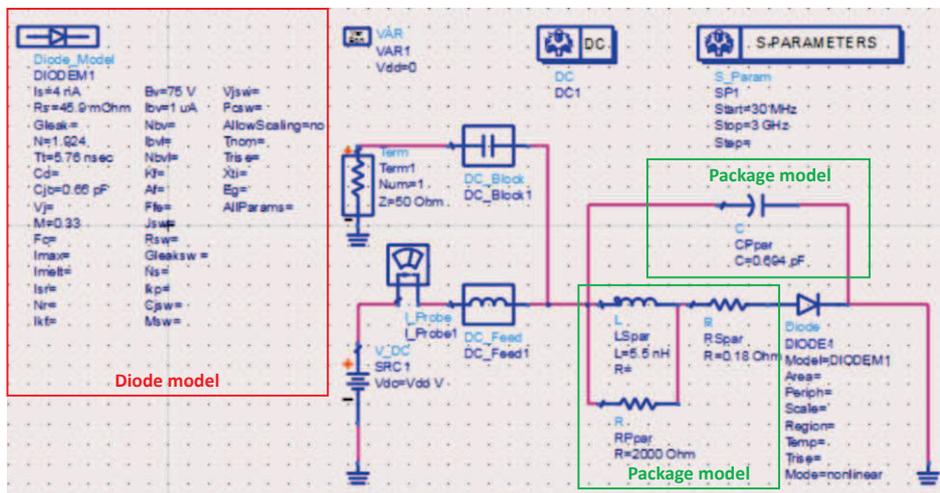
2.1 Modèle de simulation de la diode

Pour valider le modèle de diode disponible dans LTSpice, la caractéristique statique I/V d'une diode CMS 1N4148 a été mesurée, ainsi que le paramètre S_{11} de la diode pour différentes conditions de polarisation. Les mesures ont permis d'extraire les paramètres importants de la diode et de son boîtier. Le tableau 1 annexe 3 récapitule les différents paramètres classiques des modèles de diode et de leurs boîtiers déterminés à partir des mesures. I_s est le courant de saturation, R_s est la résistance série, n est le facteur d'idéalité, $C_j(0)$ est la capacité de jonction lorsque la diode n'est pas polarisée. L_{spar} , R_{spar} , R_{ppar} , C_{ppar} sont l'inductance, la capacité et les résistances parasites du boîtier du composant. I_s , R_s , et le facteur d'idéalité n ont été extraits de la caractéristique statique de la diode et $C_j(0)$, L_{spar} , R_{spar} , R_{ppar} , C_{ppar} à partir de mesures de paramètres S_{11} et Z_{11} .

Caractéristiques de la diode	Mesures	Caractéristiques du boîtier	Mesures
I_s	4.0 nA	L_{Spar}	5.5 nH
R_s	45.9 m Ω	R_{Spar}	0.18 Ω
n	1.924	R_{Ppar}	2000 Ω
$C_j(0)$	0.65 pF	C_{Ppar}	0.694 pF

Tableau 1 annexe 3 : Paramètres du modèle de la diode 1N4148.

Afin de valider le modèle de simulation de la diode comprenant les caractéristiques ci-dessus (Fig. 3 annexe 3 (a)), la comparaison entre les caractéristiques I / V et la comparaison de l'impédance d'entrée de la diode sans polarisation (paramètre Z_{11} calculé à partir du paramètre S_{11}) entre mesure et simulation sur la bande 30 MHz – 3 GHz a été effectuée (Fig. 3 annexe 3 (b) et (c)). La bonne correspondance entre mesure et simulation permet de valider l'utilisation du modèle dans le logiciel électrique LTSpice.



(a)

Figure 3 annexe 3 : Modèle de la diode

(a) Modèle de simulation de la diode

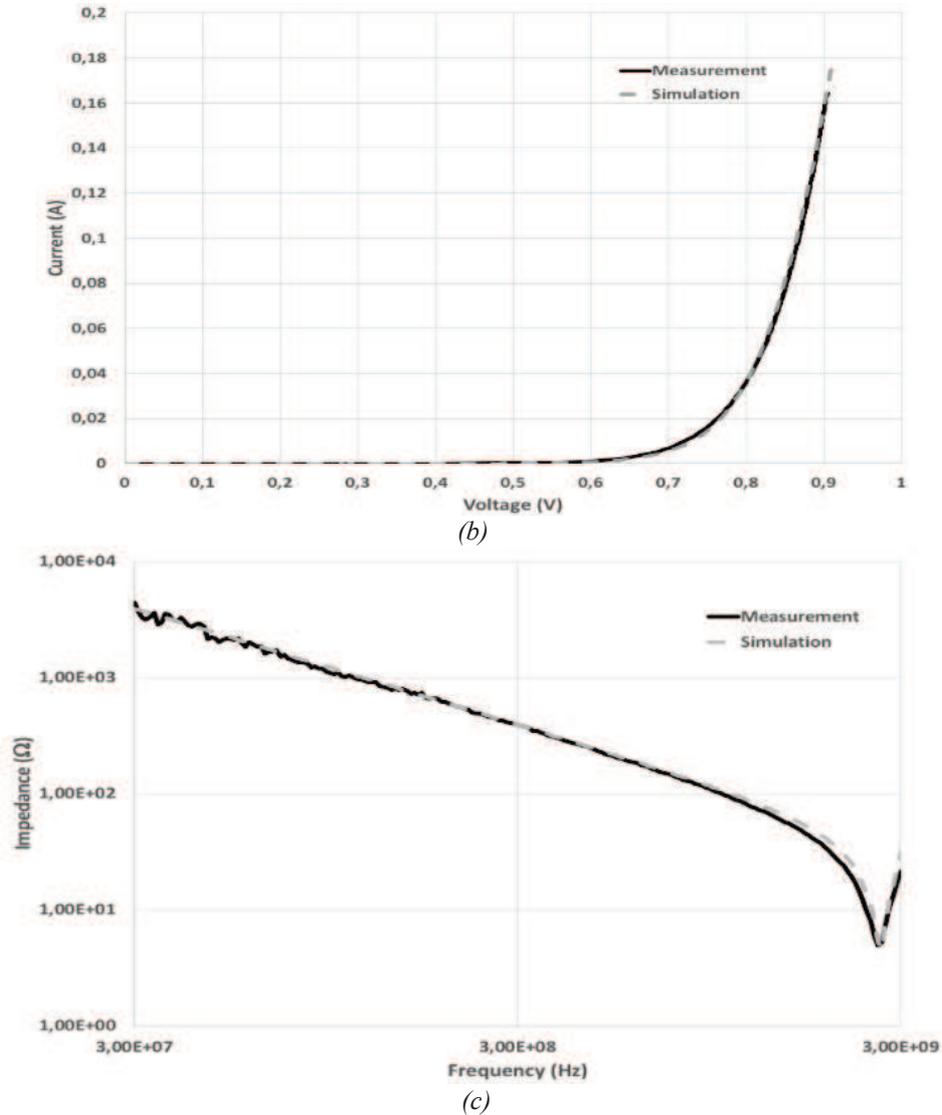
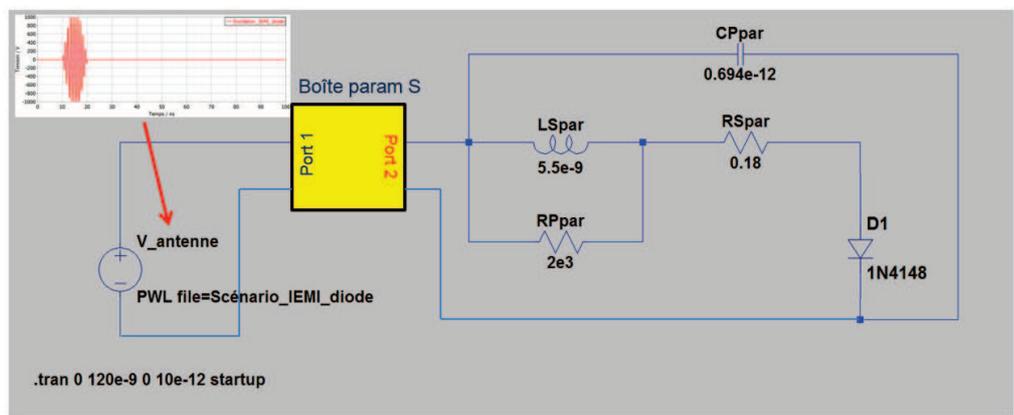


Figure 3 annexe 3 : Modèle de la diode
(b) Caractéristique I / V de la diode mesurée et simulée
(c) Impédance d'entrée de la diode mesurée et simulée

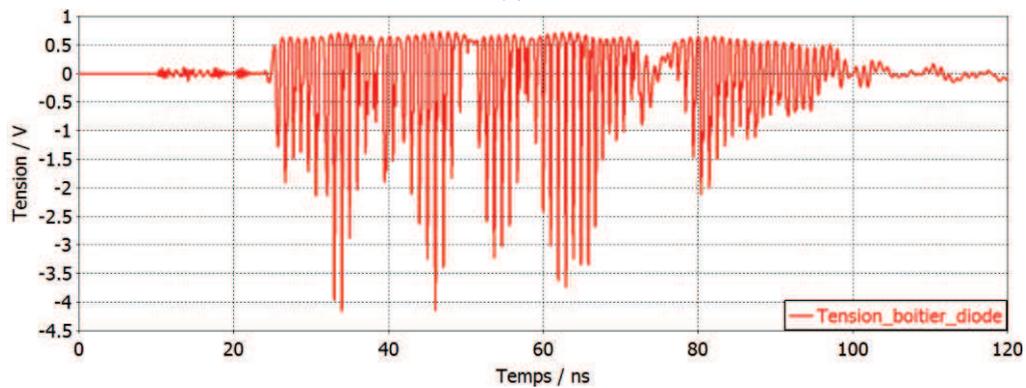
Dès lors, la simulation d'un scénario d'attaque IEMI peut être considéré et fait l'objet du prochain paragraphe.

2.2 Scénario IEMI sur une diode 1N4841

Le scénario IEMI est le même que précédemment à l'exception de l'amplitude du signal d'entrée, amplifiée par un facteur 1000, afin d'induire une interférence suffisamment importante pour entraîner un comportement non linéaire de la diode. L'utilisation de boîtes paramètres S, représentant le couplage entre l'antenne et l'extrémité de la liaison habitacle dans le véhicule dans la simulation électrique, permet de simuler un scénario IEMI choisi. La figure 4 annexe 3 présente respectivement le signal d'excitation de l'antenne, le schéma électrique simulé avec le logiciel LTSpice et la tension obtenue à l'entrée de la diode 1N4148 incluant son boîtier.



(a)



(b)

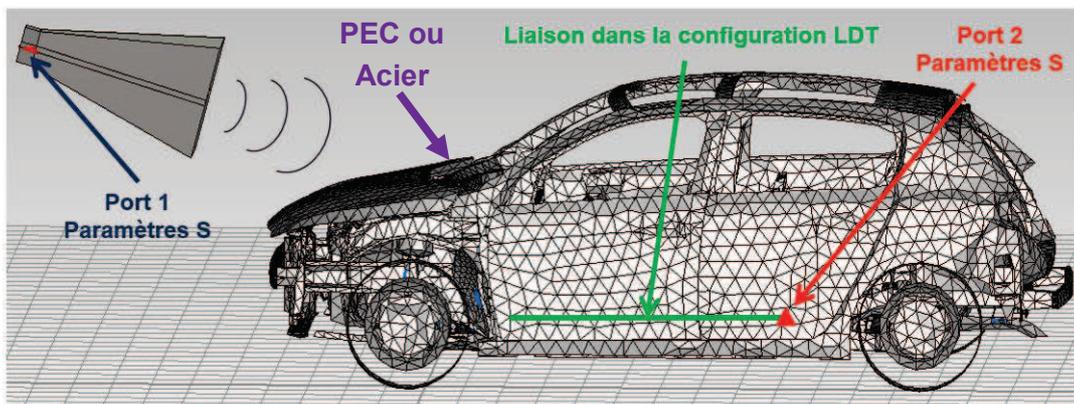
Figure 4 annexe 3 : Simulation électrique d'un scénario IEMI avec une diode

- (a) Schéma électrique du scénario,
 (b) Tension au boîtier de la diode 1N4148

Les résultats de simulation obtenus avec LTSpice sont cohérents avec les résultats attendus. Le signal mesuré à l'entrée de la diode commence avec un retard de 15 ns correspondant à la distance antenne - faisceau, comme observé sur la simulation avec la résistance. L'effet non linéaire de la diode est visible avec sa tension de seuil d'environ 0,7 V, ce qui correspond aux phénomènes observés sur la partie positive de la tension sur la figure 4 annexe 3 (b). L'approche de simulation est donc validée que ce soit pour une charge linéaire simple ou non linéaire pour des scénarios IEMI.

4 Annexe 4 : Modèle de simulation plus réaliste

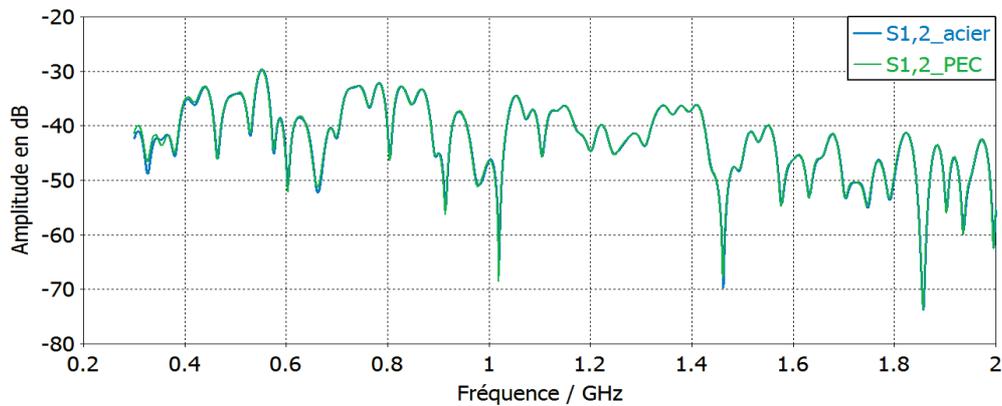
Afin d'évaluer de façon plus réaliste les niveaux de couplage au sein du véhicule, nous avons demandé à CST, dans le cadre d'une collaboration avec le groupe PSA, d'effectuer des modifications au sein du modèle de simulation. Tout d'abord, nous avons remplacé le type de matériau de la caisse véhicule, qui avait été défini en conducteur parfait (PEC), par de l'acier ayant une conductivité électrique de $6.993 \cdot 10^6$ S/m. La simulation des paramètres de couplage entre l'antenne et l'extrémité de la liaison habitacle a été ensuite effectuée et les résultats du paramètre S_{21} pour la configuration PEC et acier ont été exposés en figure 1 annexe 4. Une quasi-parfaite correspondance est observée. Par conséquent, ajouter des pertes ohmiques au niveau de la caisse véhicule n'influent pas les résultats de couplage et par conséquent les niveaux de courants induits.



(a)

Figure 1 annexe 4 : Comparaison des simulations du S_{21} suivant le type de matériau de la caisse véhicule.

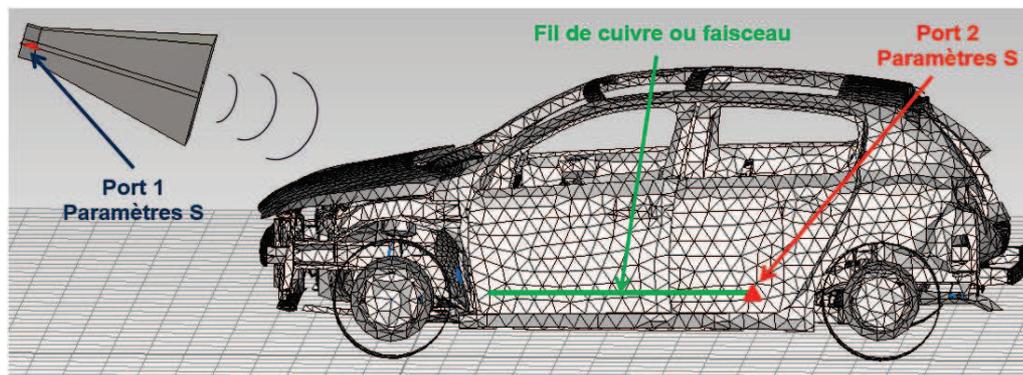
(a) Setup de simulation



(b)

Figure 1 annexe 4 : Comparaison des simulations du S_{21} suivant le type de matériau de la caisse véhicule :
(b) Résultats

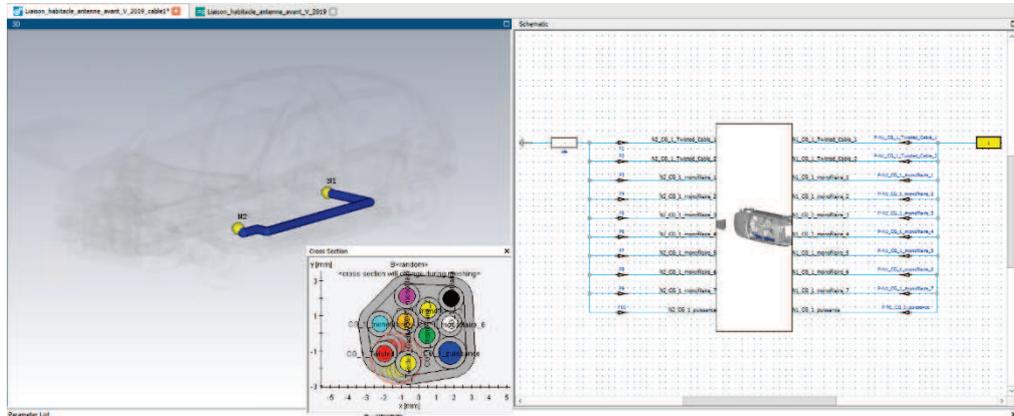
Dans un second temps, la liaison composée d'un fil de cuivre simple a été remplacée par un faisceau composé de 10 brins et identique à celui utilisé lors de l'essai sur table (une paire torsadée et huit fils non torsadés). Afin de pouvoir mesurer les paramètres S comme lors de la simulation avec le fil de cuivre simple, les dix brins de l'extrémité du faisceau où le couplage est mesuré ont été court-circuités (Fig. 2 annexe 4 (b)). De cette façon, la mesure des paramètres S à deux ports est réalisable. L'autre extrémité est laissée en circuit ouvert comme lors des simulations avec le fil de cuivre. Les résultats sont exposés en figure 2 annexe 4 (c).



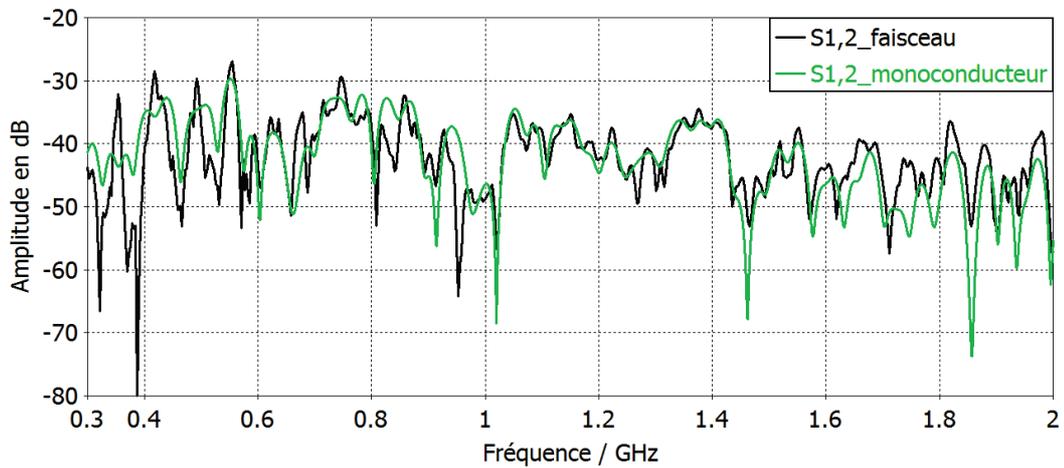
(a)

Figure 2 annexe 4 : Comparaison des simulations du S_{21} suivant le type de liaison utilisée : monoconducteur ou faisceau.

(a) Setup de simulation,



(b)



(c)

Figure 2 annexe 4 : Comparaison des simulations du S_{21} suivant le type de liaison utilisée :
monoconducteur ou faisceau.

(b) Configuration du faisceau

(c) Résultats

Les résultats du S_{21} entre faisceau et monoconducteur sont proches et ont une allure quasi-similaire à partir de 600 MHz. La différence de couplage sur un fil de cuivre et un faisceau court-circuité est donc faible sur la bande de fréquence des IEMI. Le courant de mode commun induit sur les faisceaux est donc peu dépendant de la position des brins des faisceaux pour une même configuration de liaison donnée (position, longueur etc...).

Cette étude a donc prouvé que les résultats observés sur notre modèle de simulation simplifié ne sont pas éloignés de ce que l'on pourrait trouver lorsqu'on ajoute des pertes dans le type de matériel de la caisse véhicule ainsi qu'en changeant un fil de cuivre par un faisceau court-circuité. Les ordres de grandeur quantifiant les courants induits dans l'étude sont donc encore valables pour ces différents cas.

La prochaine étape de cette étude serait d'évaluer ces ordres de grandeur pour des architectures électriques réelles de véhicules par simulation ou mesure afin de pouvoir les comparer avec ceux de notre modèle simplifié. Ceci sera effectué par le métier CEM du groupe PSA après la thèse avec la méthodologie mise à disposition lors de cette étude.