



**HAL**  
open science

# Développement d'une méthodologie d'investigation des non-conformités CEM basée sur la mesure champ proche en immunité et la simulation numérique en vue de la qualification des cartes électroniques

André Durier

► **To cite this version:**

André Durier. Développement d'une méthodologie d'investigation des non-conformités CEM basée sur la mesure champ proche en immunité et la simulation numérique en vue de la qualification des cartes électroniques. Electromagnétisme. INSA de Toulouse, 2021. Français. NNT : 2021ISAT0003 . tel-03384045

**HAL Id: tel-03384045**

**<https://theses.hal.science/tel-03384045v1>**

Submitted on 18 Oct 2021

**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.



# THÈSE

En vue de l'obtention du  
**DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE**

Délivré par l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse

---

Présentée et soutenue par

**ANDRE DURIER**

Le 7 juillet 2021

**Développement d'une méthodologie d'investigation des non-conformités CEM basée sur la mesure champ proche en immunité et la simulation numérique en vue de la qualification des cartes électroniques**

---

Ecole doctorale : **GEETS - Génie Electrique Electronique, Télécommunications et Santé : du système au nanosystème**

Spécialité : **Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence**

Unité de recherche :

**LAAS - Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes**

Thèse dirigée par

**Sonia BENDHIA, Tristan DUBOIS et Fabio COCCETTI**

Jury

**M. Bernard FLECHET**, Président

**Mme Anne LOUIS**, Rapporteuse

**M. Mohamed RAMDANI**, Rapporteur

**M. Etienne SICARD**, Examineur

**Mme Sonia BENDHIA**, Directrice de thèse

**M. Tristan DUBOIS**, Co-directeur de thèse

## Table des matières

1	Etat de l'art des méthodes de mesure en immunité rayonnée .....	9
1.1	Introduction .....	9
1.2	Notions de champ proche et de champ lointain .....	10
1.3	Les méthodes de mesures normatives en immunité rayonnée.....	16
1.3.1	Introduction .....	16
1.3.2	Méthode de mesure en antennes (chambre anéchoïque) .....	17
1.3.3	Méthode de mesure en chambre réverbérante à brassage de mode .....	19
1.3.4	Méthode de mesure en cellule électromagnétique transverse.....	21
1.3.5	Méthode de mesure en ligne TEM à plaques.....	23
1.3.6	Méthode de mesure de l'immunité aux émetteurs portables.....	24
1.3.7	Méthode de mesure d'immunité aux champs magnétiques .....	26
1.3.8	Méthode de mesure de l'immunité aux champs induits .....	27
1.3.9	Résumé des caractéristiques des essais RI pour l'automobile et l'aéronautique .....	28
1.4	Les mesures normatives en immunité rayonnée en champ proche.....	29
1.4.1	Introduction .....	29
1.4.2	Méthode de balayage de surface .....	30
1.4.3	Avantages et inconvénients de la méthode par balayage de surface.....	32
1.5	Conclusion du chapitre .....	36
2	Etat de l'art sur la modélisation du couplage d'un champ électromagnétique sur des lignes de transmission.....	38
2.1	Introduction .....	38
2.2	Rappel sur les lignes de transmission .....	39
2.2.1	Fil au-dessus d'un plan de masse .....	39
2.2.2	Ligne micro-ruban.....	40
2.2.3	Lignes micro-ruban couplées .....	46
2.2.4	Paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse .....	50
2.2.5	Conclusion .....	51
2.3	Couplage d'un champ EM sur une ligne de transmission .....	52
2.3.1	Introduction .....	52
2.3.2	Modèle de Taylor .....	52
2.3.3	Résolution de cas basiques de couplage .....	55
2.4	Conclusion .....	69
3	Etat de l'art des sondes de champ électrique et magnétique utilisées en immunité rayonnée et développement de nouvelles sondes .....	73
3.1	Introduction .....	73

3.2	Etat de l'art des sondes de champ électrique à base de câble coaxial.....	74
3.2.1	Caractéristiques d'un câble coaxial .....	74
3.2.2	Caractéristiques d'une sonde de champ EZL .....	75
3.2.3	Caractéristiques du champ électrique généré par une sonde $E_{ZL}$ .....	76
3.2.4	Caractéristiques du champ magnétique généré par une sonde $E_{ZL}$ .....	78
3.2.5	Couplage de la sonde $E_{ZL}$ sur une ligne micro-ruban normalisée.....	80
3.3	Etat de l'art de sonde de champ magnétique à base de câble coaxial .....	85
3.3.1	Caractéristiques d'une sonde de champ $H_{XL}$ .....	85
3.3.2	Caractéristiques du champ magnétique généré par une sonde $H_{XL}$ .....	86
3.3.3	Caractéristiques du champ électrique généré par une sonde $H_{XL}$ .....	88
3.3.4	Couplage de la sonde $H_{XL}$ sur une ligne micro-ruban normalisée .....	90
3.3.5	Conclusion sur les sondes $E_{ZL}$ et $H_{XL}$ .....	94
3.4	Spécification et développement de nouvelles sondes d'immunité rayonnée .....	95
3.4.1	Introduction .....	95
3.4.2	Exigences de conception de la sonde .....	96
3.4.3	Sondes magnétiques CPLANE .....	99
3.5	Conclusion .....	109
4	Comparaison de l'immunité rayonnée d'une carte électronique en champ proche et en champ lointain : lignes micro-ruban.....	111
4.1	Introduction .....	111
4.2	Description du démonstrateur DEMO.....	112
4.3	Mesures en immunité rayonnée en champ lointain.....	114
4.3.1	Mesures du champ électrique .....	114
4.3.2	Cas test #1 : charges PCB de 1 k $\Omega$ et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$ .....	115
4.3.3	Cas test #2 : charges PCB de 10 k $\Omega$ avec filtrage en entrée de 10 nF et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$ .....	116
4.3.4	Conclusion sur la mesure de l'immunité rayonnée en champ lointain .....	118
4.4	Mesures en immunité rayonnée en champ proche .....	119
4.4.1	Cas test #1 : charges PCB de 1 k $\Omega$ et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$ .....	121
4.4.2	Cas test #2 : charges PCB de 10 k $\Omega$ avec filtrage en entrée de 10 nF et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$ .....	125
4.4.3	Cas test #3 : charges PCB de 10 k $\Omega$ avec mise en parallèle de 10 nF et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$ .....	129
4.5	Conclusion .....	131
5	Comparaison de l'immunité rayonnée d'une carte électronique en champ proche et en champ lointain : cas industriel .....	132
5.1	Introduction .....	132

5.2	Description du capteur de courant et du critère de défaillance .....	133
5.3	Mesures en immunité rayonnée en champ lointain .....	135
5.3.1	Mesures sur le capteur de courant sans composants additionnels .....	136
5.3.2	Mesures sur le capteur de courant avec composants additionnels .....	137
5.3.3	Nature des défauts observés.....	139
5.3.4	Conclusion sur la mesure de l'immunité rayonnée en champ lointain .....	139
5.4	Mesures en immunité rayonnée en champ proche .....	142
5.4.1	Mesures sur le capteur de courant sans composants additionnels .....	143
5.4.2	Mesures sur le capteur de courant avec composants additionnels .....	146
5.4.3	Conclusion sur la mesure de l'immunité rayonnée en champ proche.....	149
5.5	Conclusion .....	151
6	Proposition d'une méthodologie d'investigation pour l'évaluation des non-conformités CEM en immunité rayonnée des cartes électroniques.....	154
6.1	Introduction .....	154
6.2	Méthodologie d'investigation applicable aux cas de reprise de conception.....	155
6.2.1	Linéarité du système.....	155
6.2.2	Cas d'un changement de routage .....	156
6.2.3	Cas de l'ajout d'un composant .....	162
6.2.4	Application de la méthodologie au cas industriel .....	167
6.3	Perspective d'extension de la Méthodologie d'investigation applicable aux nouvelles conceptions.....	170
6.4	Conclusion et perspectives.....	176
7	Références.....	180
A.	ANNEXE : Rayonnement d'un dipôle électrique et d'une boucle magnétique.....	187
B.	ANNEXE : Impédance vue en tous points d'une ligne de transmission .....	189
C.	ANNEXE : Revue des méthodes de calibrage des sondes en immunité.....	190
D.	ANNEXE : Approche du rayonnement d'une ligne micro-ruban .....	203
E.	ANNEXE : Sonde de champ électrique E_CONE .....	206

## Résumé

Le fort développement de l'électronique dans l'industrie automobile et aéronautique a commencé dans les années 1990 par le remplacement de fonctions mécaniques ou hydrauliques par des fonctions électriques comme les commandes de vol d'un avion ou l'injection électronique dans un véhicule. Il s'est poursuivi dans les années 2000 avec l'électrification ou l'hybridation de la propulsion et s'est intensifié dans les années 2010 avec l'arrivée de fonctions d'aide à la conduite (régulateur adaptatif, détection d'obstacles,...) ou d'accessibilité et de configuration du véhicule à l'aide de son téléphone portable. La conduite autonome qu'elle soit terrestre ou aérienne est aujourd'hui avec le stockage d'énergie embarquée un enjeu majeur pour tous les industriels du secteur. La rupture n'est pas seulement technologique. Elle voit également l'émergence de nouveaux industriels non familiers aux contraintes de validation et de qualification d'équipements électroniques embarqués.

La complexité et l'accroissement des fonctions rendent de plus en plus complexes les procédures nécessaires à la qualification CEM des composants et des équipements. Les temps de qualification et les risques de non-conformités CEM augmentent drastiquement alors que, pour des raisons économiques, les laboratoires certifiés sont obligés de fonctionner en 3x8 et disposent de peu de ressources qualifiées et de temps pour l'investigation rapide des problèmes durant les essais. Le coût des moyens et des personnels certifiés pour un essai normatif en immunité rayonnée ou RI (Radiated Immunity) (11452-2, 2019) est élevé et constitue un goulot d'étranglement pour les équipementiers car les retards de planning liés à une non-conformité détectée tardivement sont économiquement pénalisants. Pour résoudre leur problème, les équipementiers ont besoin de disposer d'un moyen d'investigation en RI rapide, économique et facile d'utilisation.

La méthode NFSI (*Near Field Scan Immunity*) est une méthode d'immunité rayonnée développée et normalisée (62132-9, 2014) pour les circuits intégrés mais également applicable pour les cartes électroniques. Elle permet la localisation spatiale de défauts fonctionnels provoqués par un champ électrique et/ou magnétique généré par une sonde placée en zone de champ proche électromagnétique du composant. Les sondes d'immunité existantes ne sont pas adaptées à de l'investigation rapide sur des PCB (*Printed Circuit Board*). Leur très forte résolution spatiale permettant de provoquer des défauts à l'échelle d'un circuit intégré est un inconvénient en termes de temps de mesure et leur géométrie ne leur permet pas de se coupler fortement sur une piste de PCB. Une gamme de sondes d'immunité spécifiquement adaptées à la l'investigation rapide sur PCB a été développée. Elles couvrent des surfaces de 1 à 2 cm<sup>2</sup>, génèrent un fort champ magnétique avec peu de puissance et présentent un facteur de couplage entre -40 et -25 dB sur une gamme de fréquences étendue de 200 MHz à 3 GHz.

Si ces sondes permettent facilement de reproduire au niveau d'un PCB les défauts observés lors d'un essai en RI, le principal problème est de corréliser les mesures NFSi et RI afin de prédire un niveau d'immunité en champ lointain à partir d'une mesure en champ proche. Le problème réside principalement dans la prise en compte des résonances du faisceau électrique visibles sur une mesure RI mais non reproduites en NFSi. A partir de mesures RI et NFSi effectuées sur des

démonstrateurs, une méthodologie a été développée pour la prédiction du niveau d'immunité en RI d'un équipement dans le cas de reprises de conception de PCB liées notamment au problème d'obsolescence ou de double source des composants. Cette méthodologie est également applicable à une nouvelle conception en utilisant les résultats d'une simulation numérique basée sur le modèle de Taylor.

## Abstract

### ***Development of a methodology for investigating EMC non-compliance based on near field measurement in immunity and numerical simulation for the qualification of electronic boards***

*The strong development of electronics in the automotive and aeronautical industries began in the 1990s with the replacement of mechanical or hydraulic functions with electrical functions such as flight controls or electronic injection into a vehicle. It continued in the 2000s with the electrification or hybridization of propulsion and intensified in the 2010s with the arrival of functions of driving assistance (adaptive cruise control, obstacle detection,...) or accessibility and configuration of the vehicle using its mobile phone. Autonomous driving, whether land or air, is with on-board energy storage now a major challenge for all industries in the sector. The disruption is not just technological. It also sees the emergence of new industrialists unfamiliar with the constraints of validation and qualification of on-board electronic equipment.*

*The complexity and increasing number of functions make more and more complex the procedures necessary to qualify components and equipment for EMC. Qualification times and the risk of EMC non-compliance increase dramatically while, for economic reasons, certified laboratories are required to operate in 3 shifts and have few qualified resources and time for rapid investigation of problems during testing. The cost of means and certified personnel for a normative test in Radiated Immunity (RI) (11452-2, 2019) is high and constitutes a bottleneck for OEMs because planning delays due to late-detected non-compliance are economically penalizing. To solve their problem, OEMs need a quick, economical and easy-to-use RI investigative system.*

*The Near Field Scan Immunity (NFSI) method is a radiated immunity method developed and standardized (62132-9, 2014) for integrated circuits but also applicable for electronic boards. It allows the spatial location of functional defects caused by an electric and/or magnetic field generated by a probe placed in the components near electromagnetic field zone. Existing immunity probes are not suitable for rapid investigation of PCB (Printed Circuit Board). Their very high spatial resolution to cause defects at the scale of an integrated circuit is a drawback in terms of measurement time and their geometry does not allow them to strongly couple on a PCB track. To solve this point, we have specified and designed a range of immunity probes specifically adapted to rapid investigation on PCB. They cover surfaces of 1 to 2 cm<sup>2</sup>, generate a strong magnetic field with little power and have a coupling factor between -40 and -25 dB over an extended frequency range of 200 MHz to 3 GHz.*

*While these probes make it easy to reproduce at the PCB level the defects observed in a RI test, the main problem is to correlate NFSi and RI measurements to predict a level of far field radiated immunity level from a near field measurement. Based on RI and NFSi measurements performed on demonstrators, we have developed a methodology to take in account in the NFSi measurement the resonances of the electrical harness. This methodology allows the prediction of the level of Radiated Immunity of an equipment in the case of PCB redesign due to the problem of components*

*obsolescence or double sourcing. From an existing RI measurement performed on original version of a PCB and NFSi measurement performed at constant power on original and modified PCB versions, the methodology allows a prediction of the radiated immunity level of modified version. This methodology is also applicable to a new design when no RI measurement is available for the original version using the results of a numerical simulation based on the Taylor's model.*

# 1 Etat de l'art des méthodes de mesure en immunité rayonnée

## 1.1 Introduction

La densité accrue des cartes électroniques développées par les fournisseurs électroniques des industries aéronautique, automobile ou spatiale liée à la forte intégration des composants par réduction des dimensions physiques des transistors (Moore, 1965) et leur intégration en 3D (ITRS, 2005), (Arden, et al., 2010), (Zhang, van Roosmalen, & Graef, 2005) augmente drastiquement les risques de non maîtrise de l'auto compatibilité électromagnétique des fonctions juxtaposées sur une même carte électronique (Attaianese, Tomasso, & Nardi, 2007) ou de l'auto compatibilité d'un équipement (Gerke & Kimmel, 2002) constitué de cartes électroniques disposées en rack. Dans des applications complexes telles des calculateurs de vol ou des calculateurs de contrôle moteur, des fonctions analogiques sensibles de mesure ou de communication par exemple peuvent côtoyer des fonctions « bruyantes » telles que la conversion de puissance ou le traitement numérique des données. La connaissance du niveau de rayonnement et de susceptibilité des composants dans leur environnement que constitue la carte électronique est nécessaire pour évaluer les marges CEM de la carte électronique dans son ensemble. De la même manière, la connaissance du niveau de rayonnement et de susceptibilité des cartes électroniques dans leur environnement que constitue un système électronique est nécessaire pour évaluer les marges CEM du système électronique dans son ensemble. En l'absence d'outil de mesure plus adapté, la caractérisation en champ proche en émission et en immunité des composants et des cartes électroniques s'est ainsi imposée aux fournisseurs alors même qu'aucune exigence de mesure en champ proche ne leur est donnée par les normes d'essai telles que la (DO-160G, 2010) ou la (CISPR25, 2016).

Par ailleurs, avec le niveau de maturité atteint aujourd'hui par les logiciels de simulation EM et le développement des modèles de simulation en émission et en immunité des circuits intégrés portés par le projet IEC 62433, l'utilisateur final dispose des outils et de la méthodologie nécessaires à la modélisation des équipements et des configurations d'essai normatives. Les techniques de champ proche sont désormais couramment utilisées pour modéliser le rayonnement des composants et des cartes électroniques et prédire des niveaux de champ EM en champ lointain. En immunité, ces techniques permettent de révéler des susceptibilités localement situées sur une carte électronique mais peu de travaux existent sur l'utilisation du champ proche comme moyen de modélisation de la susceptibilité d'une carte électronique et son utilisation pour prédire le niveau d'immunité d'un équipement lors d'un test en champ lointain.

Que ce soit en émission comme en immunité, le champ proche s'avère être un outil de diagnostic rapide et efficace des problèmes rencontrés lors de la validation CEM d'une carte électronique, une aide à la conception des cartes électroniques en intégrité de signal et en intégrité de puissance et une aide à la compréhension de phénomènes complexes mis en valeur par la simulation d'un équipement dans son environnement de test normatif.

## 1.2 Notions de champ proche et de champ lointain

Les notions de champ proche et de champ lointain peuvent être abordées de manières différentes selon la physique considérée. Pour commencer, une analogie avec la propagation d'une onde créée par la chute d'un caillou dans l'eau permet d'appréhender facilement le phénomène physique sous-jacent. Sur la photo de la Figure 1, on observe qu'une onde concentrique et régulière se forme à partir d'une certaine distance du point d'impact. L'amplitude de l'onde décroît régulièrement avec la distance. En deçà de cette distance, la forme de l'onde est indistincte. Proche de la source, l'amplitude paraît élevée et semble décroître fortement en s'éloignant de la source et il apparaît une zone intermédiaire entre cette zone proche de la source et la zone lointaine.



Figure 1 – Propagation d'une onde à la surface de l'eau [Internet]

Si l'on positionne un observateur pour mesurer l'amplitude et la phase de l'onde en différents points du plan de propagation tel qu'illustré par la Figure 2, il pourrait observer que l'onde arrivant sur la berge mesurée aux points A et B serait identique en amplitude et en phase. Par contre, si l'observateur est très proche de la source, l'onde mesurée aux points C et D serait différente en amplitude et en phase. Par ailleurs, le moyen de mesure n'étant pas ponctuel, c'est-à-dire de dimensions très petites par rapport à la longueur d'onde de l'onde observée, les ondes mesurées en champ proche à un instant  $t$  seront déphasées tout au long de du moyen de mesure alors qu'en champ lointain, les ondes mesurées à un instant  $t$  seront de même phase.

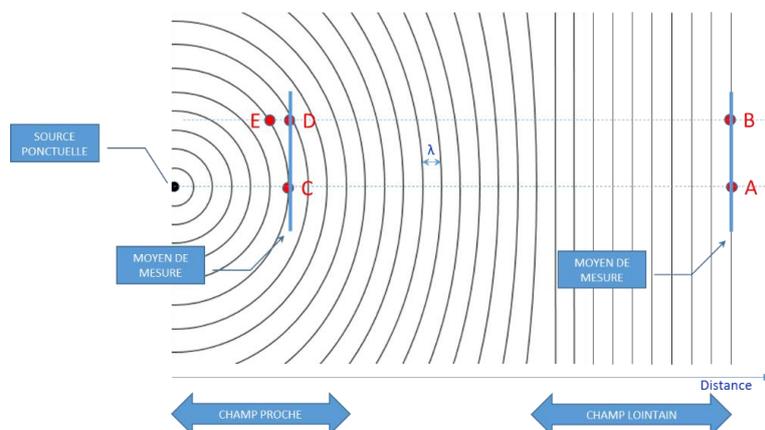


Figure 2 – Influence de la position de l'observateur et de la dimension du moyen de mesure

La propagation d'une onde électromagnétique est similaire à celle d'une onde à la surface de l'eau. En champ lointain, une onde électromagnétique est dite progressive et transversale puisque les champs observés, comme le mouvement d'un bouchon à la surface de l'eau, sont perpendiculaires à la direction de la propagation. A la différence de l'onde à la surface de l'eau, une onde électromagnétique se propage dans le vide, dans les 3 dimensions et transporte de l'énergie.

En électromagnétisme, on considère qu'une source de rayonnement, supposée ponctuelle par rapport à la distance où se place l'observateur, crée à la fois du champ électrique et du champ magnétique. Comme illustré par la Figure 3, à une distance proche de cette source, ces champs sont très peu liés, d'amplitude et d'orientations différentes, et un champ est prépondérant sur l'autre. Comme leur amplitude décroît fortement avec la distance et ne se propagent pas, ces champs sont appelés champs évanescents ou champs statiques (non progressifs). Comme on le verra plus loin, ces champs sont également appelés champs réactifs car l'énergie transportée par ces ondes évanescences est un nombre complexe purement imaginaire.

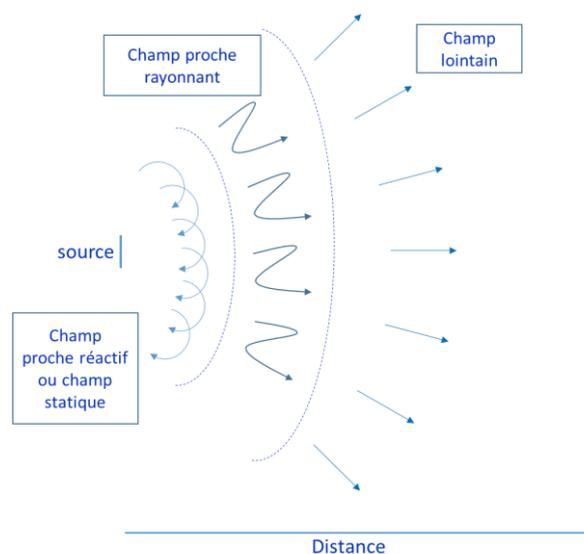


Figure 3 – Champ proche et champ lointain fonction de la distance à la source

En électromagnétisme, le champ lointain se définit lorsque les champs magnétique et électrique d'un champ électromagnétique sont fortement liés l'un à l'autre. Le champ électromagnétique formé par une source de rayonnement est alors composé d'une infinité d'ondes planes se propageant dans toutes les directions. Comme illustré par la Figure 4, une onde plane est caractérisée par un couple de vecteurs de champ électrique  $E$  et de champ magnétique  $H$  orthogonaux situés dans un plan normal au vecteur déplacement. Il s'agit ici du résultat des équations de Maxwell-Faraday et de Maxwell-Ampère qui montrent que les champs électrique et magnétique sont orthogonaux et couplés à savoir que la variation de l'un est proportionnelle à l'intensité du champ de l'autre. En champ lointain, l'amplitude des champs électrique et magnétique décroît en fonction de l'inverse de la distance. Le rapport entre l'amplitude des champs électrique et magnétique qui est appelée impédance d'onde. Dans le vide, l'impédance d'onde est une constante  $Z_0$  égale à  $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} \sim 377 \Omega$  où  $\mu_0$  est la perméabilité du vide ( $\sim 4 \pi \cdot 10^{-7} \text{ H / m}$ ) et  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide ( $\sim 1 / 36 \pi$

$10^{-9} \text{ F / m}$ ). Dans un milieu de perméabilité relative  $\mu_r$  et de permittivité relative  $\epsilon_r$ , l'impédance d'onde en champ lointain vaut  $Z_0 \cdot \sqrt{\mu_r} / \sqrt{\epsilon_r}$ .

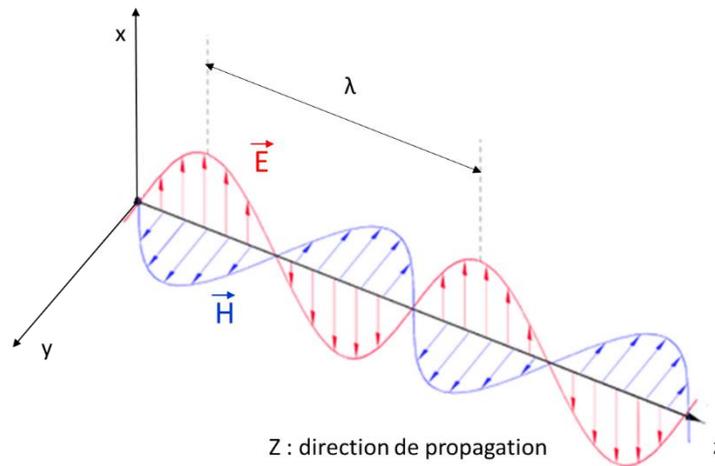


Figure 4 – Propagation d'une onde plane

En CEM, la limite entre champ lointain et champ proche est basée sur la variation de l'impédance d'onde en fonction de la distance à la source (Capps, 2001). L'approche part du calcul des composantes des champs électrique E et magnétique H produits d'une part par un dipôle électrique appelé doublet de Hertz et d'une part par une boucle magnétique représentés par la Figure 5.

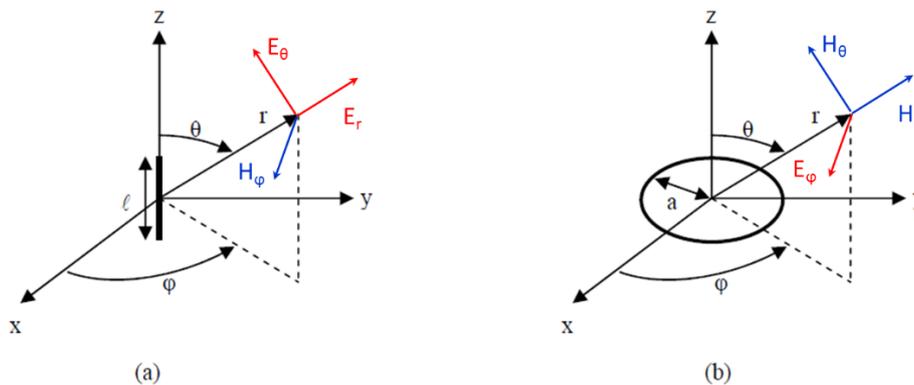


Figure 5 – a) Dipôle électrique b) boucle magnétique Source (Baudry, conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesures de champs électromagnétiques proches, 2005)

Le dipôle électrique élémentaire est constitué d'un fil de longueur  $l$  d'épaisseur nulle. La boucle magnétique élémentaire est de rayon  $a$ . Dipôle et boucle sont parcourus par un courant  $I_0$  et placés dans le vide ( $\epsilon_r = \mu_r = 1$ ). Les dimensions du dipôle et de la boucle sont considérées très petites par rapport à la longueur d'onde des champs émis.

Les équations des différentes composantes du champ EM pour un dipôle électrique élémentaire et une boucle magnétique sont fournies dans (Boyer, 2011), (Baudry, 2005). On les retrouvera, pour rappel, en Annexe A. On notera que, pour un dipôle électrique, les coordonnées  $E_\phi$ ,  $H_r$  et  $H_\theta$  sont nulles et que, pour une boucle magnétique, les coordonnées  $H_\phi$ ,  $E_r$  et  $E_\theta$  sont nulles.

L'impédance d'onde se définit comme le ratio des composantes transverses des champs. Pour un dipôle électrique, elle s'écrit (Baudry, 2005):

$$|ZE| = \frac{|E\theta|}{|H\varphi|} = |Z_0 \cdot \frac{\left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2}\right)}{\left(1 + \frac{1}{jkr}\right)}|$$

Avec  $Z_0$  impédance d'onde du vide soit  $377 \Omega$ , et  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  = nombre d'ondes en espace libre

Pour un dipôle magnétique, l'impédance d'onde s'écrit (Baudry, conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesures de champs électromagnétiques proches, 2005) :

$$|ZH| = \frac{|E\varphi|}{|H\theta|} = |Z_0 \cdot \frac{\left(1 + \frac{1}{jkr}\right)}{\left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2}\right)}|$$

On peut donc en déduire 3 zones de champ distinctes :

- Une zone de champ proche ou zone de champ statique où  $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$  soit  $kr \ll 1$ . Dans cette zone, l'impédance d'onde pour un dipôle électrique s'écrit :

$$|ZE| = \frac{|E\theta|}{|H\varphi|} = \frac{Z_0}{kr}$$

Et l'impédance d'onde pour une boucle magnétique s'écrit :

$$|ZH| = \frac{|E\varphi|}{|H\theta|} = Z_0 \cdot kr$$

- Une zone de champ lointain ou zone de champ couplé où  $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$  soit  $kr \gg 1$ . Dans cette zone, l'impédance d'onde pour un dipôle électrique s'écrit :

$$|ZE| = \frac{|E\theta|}{|H\varphi|} = Z_0$$

Et l'impédance d'onde pour une boucle magnétique s'écrit :

$$|ZH| = \frac{|E\varphi|}{|H\theta|} = Z_0$$

En champ lointain, les amplitudes des champs électrique et magnétique décroissent en  $1/r$ . Les champs sont orthogonaux et transverses. L'impédance d'onde vaut l'impédance caractéristique du vide.

- Une zone de transition lorsque  $kr$  est proche de 1.

Ces 3 zones sont illustrées par la Figure 6. Une approche par les asymptotes permet de simplifier et de réduire le nombre de zones considérées à 2 : zone de champ proche et zone de champ lointain. En champ proche, pour un dipôle électrique, le champ sera principalement électrique et son amplitude décroît en  $1/r^3$  alors que pour une boucle magnétique le champ sera principalement magnétique et son amplitude décroît en  $1/r^3$ . Dans la littérature et en raison de la nature de l'impédance d'onde, on

pourra également trouver les termes de champ haute impédance pour un champ proche électrique et de champ basse impédance pour un champ proche magnétique.

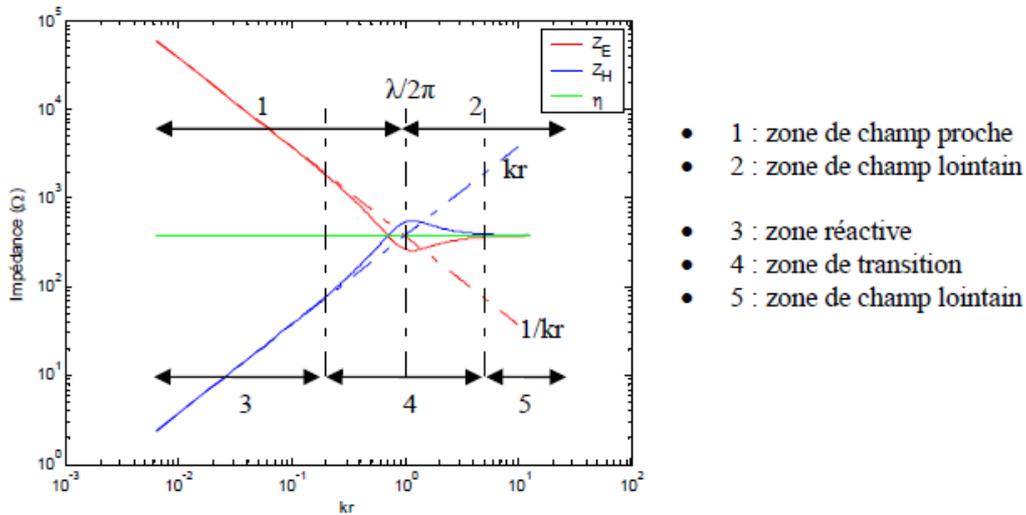


Figure 6 – zones de champ proche et de champ lointain en CEM Source (Baudry, 2005)

Il existe d'autres approches que celle de la CEM basée sur le calcul de l'impédance d'onde. L'approche antenne illustrée par la Figure 7 est basée sur le calcul de la variation de la phase en fonction de la distance r. 3 zones sont définies (Balanis, 1997):

- Une zone de champ proche réactif ayant pour limite  $R_1 = 0,62 \sqrt{D^3/\lambda}$  où D est la plus grande dimension de l'antenne et  $\lambda$  la longueur d'onde
- Une zone de champ proche rayonnant dite zone de Fresnel comprise entre  $R_1$  et  $R_2 = 2D^2/\lambda$
- Une zone de champ lointain dite zone de Fraunhofer située au-delà de  $R_2$ . Dans cette zone la distribution angulaire du champ est indépendante de la distance r.

Ces limites sont définies pour avoir une erreur maximale de phase de  $\pi/8$  radians dans les expressions analytiques des champs rayonnés. Ces limites dépendent de la nature de l'antenne. Il est à noter que lorsque les dimensions D de l'antenne sont très petites par rapport à la longueur d'onde, on revient à un dipôle électrique et donc à 2 zones de champ telles que définies en CEM.

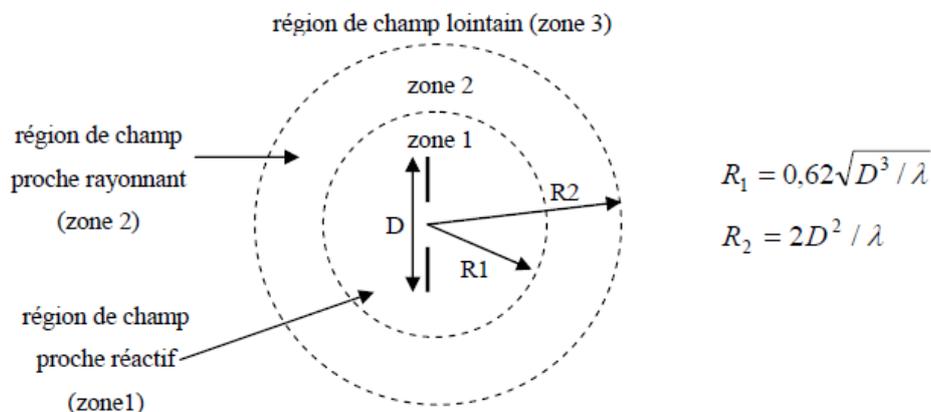


Figure 7 – zones de champ proche et de champ lointain en antenne Source (Balanis, 1997)

Pour terminer sur la compréhension des notions de champs proche et lointain, on peut considérer l'équation de Poynting sur la conservation de l'énergie du champ électromagnétique établissant une relation entre énergie électromagnétique, l'effet Joule et le flux du vecteur de Poynting.

$$\frac{\partial u}{\partial t} + \vec{\nabla} \cdot \vec{S} + \vec{j} \cdot \vec{E} = 0 \quad (\text{eq I - 1})$$

Où  $u$  est la densité volumique d'énergie électromagnétique,  $\vec{S}$  est le flux d'énergie surfacique (vecteur de Poynting),  $\vec{j}$  est la densité de courant circulant dans la source et  $\vec{E}$  est le champ électrique

L'équation de Poynting s'établit à partir de l'équation locale de Maxwell Ampère :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \mu_0 \vec{j} + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{eq I - 2})$$

Soit :

$$\vec{j} \cdot \vec{E} = \frac{1}{\mu_0} \vec{E} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{B} - \epsilon_0 \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\mu_0} \vec{E} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{B} - \frac{1}{2} \epsilon_0 \frac{\partial (\vec{E}^2)}{\partial t} \quad (\text{eq I - 3})$$

On introduit la divergence du produit vectoriel du champ électrique par le champ d'induction magnétique et en utilisant la loi locale de Maxwell Faraday

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \wedge \vec{B}) = \vec{B} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{E} - \vec{E} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{B} = \vec{B} \cdot \left( -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) - \vec{E} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{B} \quad (\text{eq I - 4})$$

Soit :

$$\vec{E} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{B} = -\frac{1}{2} \left( \frac{\partial (\vec{B}^2)}{\partial t} \right) - \vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \wedge \vec{B}) \quad (\text{eq I - 5})$$

(eq I-1) peut s'écrire

$$\vec{j} \cdot \vec{E} = \frac{1}{2\mu_0} \left( \frac{\partial (\vec{B}^2)}{\partial t} \right) - \frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \wedge \vec{B}) - \frac{1}{2} \epsilon_0 \frac{\partial (\vec{E}^2)}{\partial t} \quad (\text{eq I - 6})$$

D'où

$$\frac{\partial}{\partial t} \left[ \frac{\epsilon_0 \vec{E}^2}{2} + \frac{\vec{B}^2}{2\mu_0} \right] = -\vec{j} \cdot \vec{E} - \frac{1}{\mu_0} \vec{\nabla} \cdot (\vec{E} \wedge \vec{B}) \quad (\text{eq I - 7})$$

En posant  $u$  = densité volumique d'énergie électromagnétique

$$u = \frac{\epsilon_0 \vec{E}^2}{2} + \frac{\vec{B}^2}{2\mu_0}$$

Et  $\vec{S}$  le vecteur de Poynting comme étant le produit vectoriel des champs  $\vec{E}$  et  $\vec{B}$  l'équation (eq7) revient à l'équation (eq I-1).

$$\vec{S} = \frac{(\vec{E} \wedge \vec{B})}{\mu_0}$$

Selon (Maurice & Reneix, 2009), l'équation de Poynting (eq 1-1) démontre donc 2 natures de champ séparables : le champ proche correspondant à de l'énergie volumique réactive contenue dans le terme  $\partial u/\partial t$  et le champ lointain vu comme la divergence du flux d'énergie surfacique  $\vec{\nabla} \cdot \vec{S}$ . Selon cette approche, si le champ lointain est un champ d'énergie propagé le champ proche est quant à lui un champ d'énergie non propagé.

Enfin, la transformation entre champ proche et champ lointain est étudiée dans (Conil, 2005) et l'équation vectorielle des ondes (eq 1-7) en coordonnées cylindriques est résolue à partir d'un développement du champ suivant des fonctions d'ondes élémentaires. Les solutions élémentaires de l'équation vectorielle des ondes sont construites à partir des solutions élémentaires de l'équation scalaire des ondes. La solution est implémentée dans un algorithme de transformation appelé CPCL (Champ Proche Champ Lointain) et validée sur un dipôle électrique simple et une antenne de diffusion GSM de type F-panel.

## 1.3 Les méthodes de mesures normatives en immunité rayonnée

### 1.3.1 Introduction

Dans la communauté européenne, les industries produisant des équipements électroniques ou intégrant des composants électroniques dans leur produit sont soumises à différentes réglementations vis-à-vis de la CEM pour la commercialisation dans leur produit. Par exemple, les industries dites « consumer » ou grand public produisant des équipements destinés à être raccordés au réseau électrique comme les téléviseurs ou les appareils électroménagers sont soumis au marquage CE selon la directive 2004/108/CE du Parlement européen et du Conseil du 15 décembre 2004 relative au rapprochement des législations des États membres concernant la compatibilité électromagnétique. Les industries aéronautiques ne sont pas soumises au marquage CE mais font l'objet d'une certification aéronautique selon les méthodes d'essais de la norme DO160 pour la CEM. Les industries automobiles sont soumises au marquage eX (e2 pour la France) selon la directive 72/245/CEE du 20 juin 1972 amendée par les directives 95/54/EC du 31 Octobre 1995 et 2004/104/CE du 14 Octobre 2004 du Conseil concernant le rapprochement des législations des États membres relatives aux interférences radio fréquences (compatibilité électromagnétique) des véhicules. Ce marquage, nécessaire à la réception des véhicules dans la communauté européenne a été étendu à d'autres pays non européens comme le Japon et la Corée par la réglementation de l'ONU R10 dont la révision 4 est entrée en vigueur le 28 octobre 2011 concernant des prescriptions uniformes relatives à l'homologation des véhicules en ce qui concerne la compatibilité électromagnétique. Cette réglementation donne lieu à un marquage EX apposé par le pays d'homologation (E2 pour la France). Il est à noter qu'il n'est pas requis que les équipements embarqués d'un véhicule homologué soient soumis à marquage. Concernant les méthodes d'essai, ces réglementations se réfèrent aux méthodes normalisées par l'ISO (International Standard Organization) ou la CISPR (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques). La Figure 8 illustre les méthodes d'essai relatives à l'immunité rayonnée et conduite applicables dans l'industrie automobile au niveau du véhicule, de l'équipement et du circuit intégré. Pour le marché

français, le véhicule est homologué par un organisme de certification indépendant comme l'UTAC (Union Technique de l'Automobile du motocycle et du Cycle). Pour se prémunir de toute non-conformité avant homologation de son véhicule, le constructeur automobile réalise ses propres tests au niveau du véhicule et exige de ses fournisseurs équipementiers de réaliser des essais au niveau équipement dans des campagnes de validation effectués sur des pièces issues de production série. Chaque constructeur automobile a ses propres exigences qu'il impose à ses fournisseurs mais ses spécifications reposent sur des méthodes d'essai normalisés garantissant la répétabilité des mesures et l'indépendance vis-à-vis des moyens d'essais. Le principal problème concerne la représentativité de la configuration d'essai de l'équipement seul sachant que le fournisseur ne dispose pas du faisceau électrique véhicule ni des autres équipements placés sur ce faisceau électrique. Ces équipements sont remplacés par des charges fictives dont la représentativité n'est pas garantie. Enfin, l'équipementier automobile, qui réalise ses essais au niveau de son équipement, exige des fabricants de circuits intégrés de réaliser des essais au niveau du composant seul, lui imposant des exigences de tenue en immunité selon des méthodes d'essai normalisés. Une nouvelle fois, le principal problème concerne la représentativité de la configuration d'essai du composant seul sachant que le fabricant de composant ne connaît pas l'environnement réel du composant de son application finale. On notera qu'il n'existe aucun test normatif au niveau de la carte électronique seule.

### Immunité rayonnée Immunité conduite

#### ISO 11451-

- 1: généralités & définitions,
- 2: sources hors véhicule
- 3: émetteurs embarqués
- 4: Injection par pince de courant (BCI)



#### ISO 11452-

- 1: généralités & définitions,
- 2: chambre anéchoïque (ALSE)
- 3: cellule TEM
- 4: Injection par pince de courant (BCI)
- 5: Ligne micro-ruban (stripline)
- 7: Injection de puissance (DPI)
- 8: Immunité au champ magnétique
- 9: Emetteurs portables
- 10: Fréquences audio
- 11: Chambre réverbérante (CRBM)



#### IEC62132-

- 1: généralités & définitions,
- 2: cellules TEM et GTEM
- 3: Injection par pince de courant (BCI)
- 4: Injection de puissance (DPI)
- 5 : cage de Faraday (WBFC)
- 9 : champ proche immunité (NFSi)



Figure 8 – aperçu des méthodes d'essai applicables dans l'industrie automobile en immunité (Sources Peugeot, Continental Automotive, Texas Instruments)

### 1.3.2 Méthode de mesure en antennes (chambre anéchoïque)

La méthode de mesure en chambre anéchoïque également appelée méthode ALSE (Absorber Lined Shielded Enclosure) est normalisée par l'ISO (11452-2, 2019) et par l'IEC (61000-4-3, 2020). La norme IEC a été enrichie en octobre 2010 par le comité CISPR par la norme IEC (61000-4-22, 2010) plus spécialement dédiée aux chambres totalement anéchoïques. La méthode consiste à illuminer l'équipement sous test par une onde électromagnétique plane caractérisée par une polarisation et une incidence bien définies (déterministes). L'utilisation d'un plateau tournant, pour une illumination sous différents angles, permet alors de déterminer le niveau d'immunité le plus pénalisant pour le système étudié. Le principe de cette méthode étant de reproduire une agression électromagnétique en espace

libre, la chambre anéchoïque est constituée d'une cage de Faraday dont les murs, le plafond et le plancher sont entièrement recouverts d'absorbants d'ondes électromagnétiques typiquement de mousse en polyuréthane chargée en carbone de forme pyramidale ou de plaques de ferrite. Ces absorbants servent à éviter ou à limiter la réflexion de l'onde EM sur les murs de la chambre. Dans le cas où, pour des raisons pratiques d'accès, le plancher n'est pas recouvert d'absorbants, la chambre est dite semi-anéchoïque comme illustré par la Figure 9. Une mesure de calibrage du champ électrique est effectuée au niveau de l'équipement sous test (EST) pour tenir compte non seulement des pertes dans les câbles mais également des réflexions sur le plancher et sur la table de mesure.

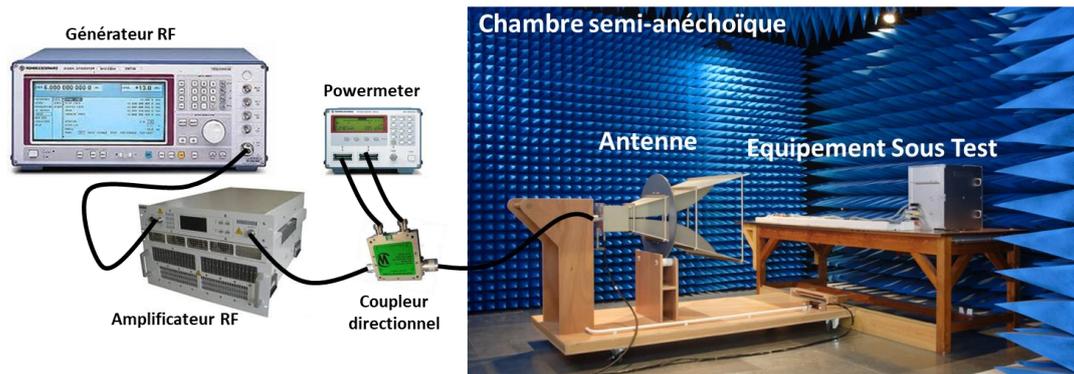


Figure 9 – illustration d'un essai RI selon la méthode ISO 11452-2 (Source Continental Automotive)

Comme illustré par la Figure 10, pour une configuration d'essai avec une antenne log périodique, la norme fixe précisément toutes les contraintes de positionnement de l'antenne, de l'EST, de son faisceau électrique et de ses charges représentatives. De cette manière, les mesures sont maîtrisées avec une précision relative du point de vue polarisation, direction de propagation et intensité du champ EM appliqué. Toutefois, malgré toutes ces précisions, l'incertitude de mesure typique de cet essai est de l'ordre de  $\pm 3$  dB.

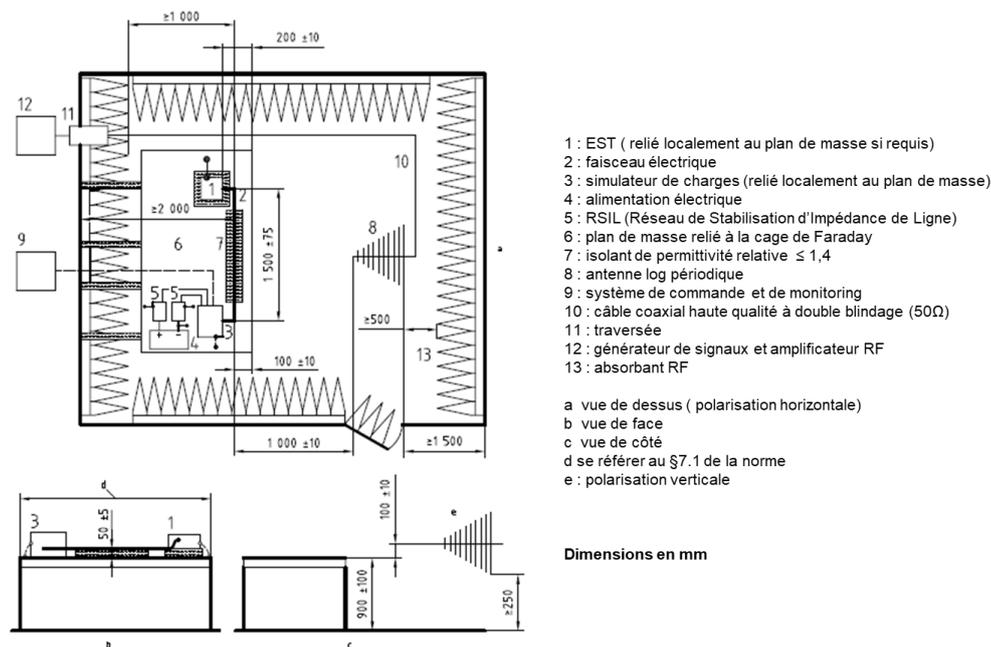


Figure 10 – Configuration d'un essai RI selon la méthode ISO 11452-2 (source ISO)

La bande de fréquences couverte par la norme s'étend de 80 MHz à 18 GHz avec des niveaux de sévérité suggérés allant de 25 V/m pour la classe I jusqu'à 100 V/m pour la classe IV. La table I présente les exigences les plus sévères des constructeurs automobiles en 2018 en immunité rayonnée.

Table I-1: exigences maximales de tenue en RI de l'industrie automobile en 2018

	200 MHz – 1.2 GHz	1.2 GHz- 1.4 GHz	1.4 GHz – 2.7 GHz	2.7 GHz- 3.2 GHz	3.2 GHz – 6 GHz
<b>CW(*) (V/m)</b>	200		150		
<b>PM(**) V/m</b>		600		600	

(\*) CW: Carrier Wave; (\*\*) PM: Pulse Modulation 217 Hz ton = 577 µs

La table I-2 présente les exigences les plus sévères des constructeurs aéronautiques en 2018 en immunité rayonnée selon la méthode d'essai RTCA DO160-G pour les équipements de catégorie L typiquement les calculateurs de vol. La méthode d'essai DO160-G diffère principalement de l'ISO 11452-2 sur la longueur et le positionnement des faisceaux utilisés pour relier l'EST au simulateur de charges.

Table I-2: exigences maximales de tenue en RI de l'industrie aéronautique en 2018

	100 – 400 MHz	400 – 700 MHz	0.7 – 1 GHz	1- 2 GHz	2-4 GHz	4-6 GHz	6-8 GHz	8- 12 GHz	12-18 GHz
<b>CW ou SWM(*) V/m</b>	200	200	240	250	490	400	200	330	330
<b>PM(**) V/m</b>		730	1 400	5 000	6 000	7 200	1 100	5 000	3 000

(\*) SWM: 1 KHz Square Wave Modulation

(\*\*) PM: 4 µs pulse width modulation from 100 MHz to 4 GHz and 1 µs pulse width modulation from 4 to 18 GHz with 1 KHz pulse repetition frequency.

### 1.3.3 Méthode de mesure en chambre réverbérante à brassage de mode

La méthode de mesure en chambre réverbérante à brassage de mode (CRBM) est normalisée par l'ISO (61000-4-21, 2011). Elle est principalement issue de la section 20 de la norme RTCA-DO160-E datant de décembre 2004, cette norme ayant été développée initialement pour les équipements aéronautiques. Dans la norme DO160, elle est considérée comme une alternative à la méthode ALSE et, en conséquence, les exigences requises de tenue en immunité rayonnée sont identiques. La méthode consiste à illuminer l'EST par un champ EM variable en polarisation et en angle d'incidence par le biais d'une source RF excitant les modes de résonance d'une cage de Faraday et d'un système mécanique rotatif composé de pâles métalliques modifiant la distribution de ces modes de résonance. La taille de la chambre ainsi que le nombre et les dimensions du système rotatif déterminent donc la fréquence d'utilisation la plus basse. A l'inverse de la méthode ALSE, les multiples réflexions des ondes sur les parois métalliques de la chambre sont donc exploitées pour garantir un champ statistiquement homogène et isotrope dans un volume calibré de la chambre. Pour chaque fréquence, un tour complet du rotateur est requis. Le tour s'effectue soit pas à pas (*tuned mode*) soit de manière continue (*stirred mode*). Le nombre de pas requis dépend de la fréquence minimale d'utilisation de la chambre et varie selon la table I-3. Comme illustré par Figure 11, une puissance RF prédéterminée est appliquée à une source (antenne cornet) dirigée vers un angle de la chambre pour générer le niveau de champ requis sur l'EST avec une incertitude statistique calculée. L'incertitude sur le champ

est de 3 dB au-delà de 400 MHz et suit une pente linéaire sur une échelle logarithmique entre 6 dB à 100 MHz et 3 dB à 400 MHz.

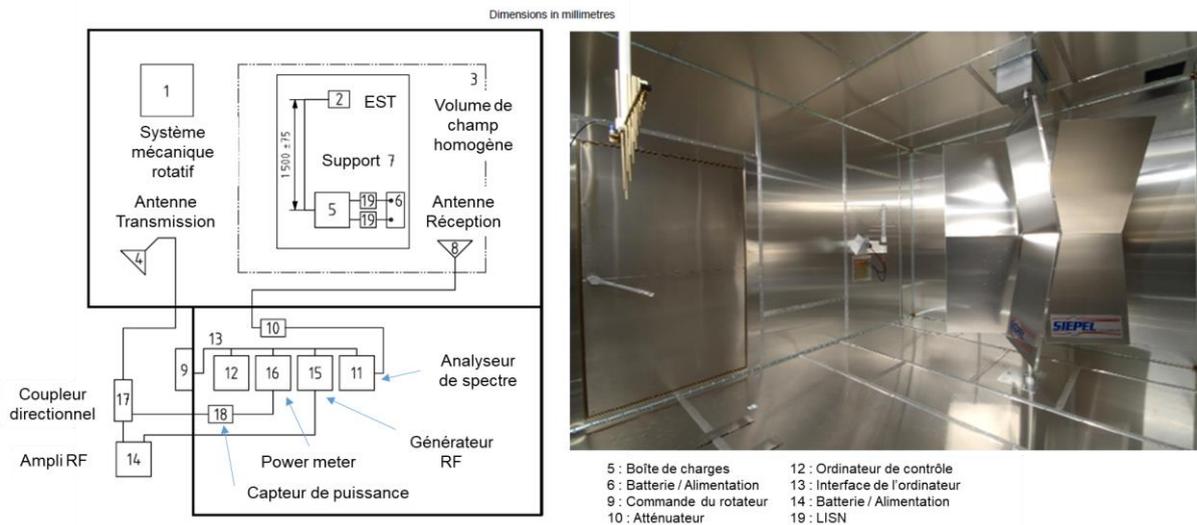


Figure 11 – Configuration d'un essai RI en chambre réverbérante (Sources ISO, Siepel)

Table I-3: exigences en terme de positions du rotateur et des pas de fréquences (source ISO)

Bande de fréquences (*)	$F_m \leq F \leq 3 F_m$	$3 F_m < F \leq 6 F_m$	$6 F_m < F \leq 10 F_m$	$10 F_m < F$
Nb de pas recommandés pour la caractérisation et l'essai	50	18	12	12
Nb de pas minimum pour la caractérisation et l'essai	12	6	6	6
Nb minimum de fréquences pour la caractérisation (**)	20	15	10	20 par décade

(\*)  $F_m$ : fréquence minimale d'utilisation de la chambre

(\*\*) pas logarithmique

Cette méthode nécessite une phase de caractérisation initiale de la chambre. Cette phase s'effectue obligatoirement en mode pas à pas pour permettre la mesure de champ par une sonde isotrope 3-axes positionnée selon la Figure 12. Les mesures doivent être faites sur 9 positions (chaque angle et le barycentre du volume), la sonde de champ isotrope devant être éloignée d'au moins  $\lambda/4$  de la fréquence d'utilisation la plus basse de toute partie métallique de la chambre, antenne émettrice et rotateur compris. La phase de caractérisation initiale est effectuée sans EST ni support conducteur. A chaque fréquence, pour chaque pas du rotateur et pour une certaine puissance  $P_t$  envoyée à l'antenne émettrice, la puissance  $P_x$  reçue par l'antenne réceptrice et les composantes  $E_x$ ,  $E_y$  et  $E_z$  du champ électrique sont mémorisées. Les valeurs moyennes et maximales  $P_{t_{moy}}$ ,  $P_{x_{moy}}$  et  $P_{x_{max}}$  sont calculées par fréquence sur un tour de rotateur ainsi que les valeurs maximales des composantes du champ électrique  $E_{x_{max}}$ ,  $E_{y_{max}}$  et  $E_{z_{max}}$ . Ces valeurs de champ sont ensuite normalisées par position de la sonde sur la racine carrée de  $P_{t_{moy}}$  ( $E_{x_i} = E_{x_{max}} / \sqrt{P_{t_{moy}}}$ ) où  $i$  est la position de la sonde. Ces mesures permettent également de déterminer par fréquence le facteur de caractérisation de la chambre par le ratio  $P_{x_{moy}}/P_{t_{moy}}$ . L'uniformité du champ est déterminée, par fréquence, par la somme des composantes de champ normalisées  $E_{x_i}$  divisée par le nombre de positions  $N$  ( $E_{x_{moy}} = \sum_1^N E_{x_i}/N$ ). Une étude statistique permet alors de déterminer l'écart type.

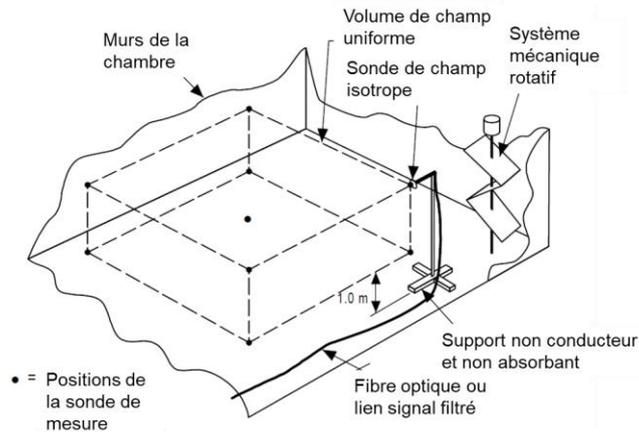


Figure 12 – Localisations de la sonde de mesure de champ pour le calibrage d'une chambre CRBM (Source DO160G)

Par rapport à la méthode ALSE, cette méthode présente l'avantage de nécessiter des amplificateurs RF de puissance moindre pour générer un même niveau de champ et d'éviter la recherche de position de l'EST la plus pénalisante puisque les champs sont homogènes. Par contre, elle présente le désavantage d'être plus longue en temps puisqu'elle nécessite, avant chaque essai, une caractérisation préalable de la chambre comprenant cette fois la configuration d'essai telle que décrite par la Figure 11 afin de déterminer l'influence de la charge. Par ailleurs le nombre de pas du rotateur nécessaires à la caractérisation et à l'essai est dans la pratique bien supérieur au nombre recommandé dans la table I-3.

#### 1.3.4 Méthode de mesure en cellule électromagnétique transverse

La méthode de mesure en cellule électromagnétique transverse (TEM) est normalisée par l'ISO (11452-3, 2016) et par l'IEC (61000-4-20, 2010). Une cellule TEM est un guide d'ondes EM rectangulaire muni d'un septum directement relié à des terminaisons 50  $\Omega$  alors que la cellule GTEM (TEM Gigahertz) est un guide d'onde pyramidal équipé d'absorbants RF. Le principe consiste à exciter, par une source de puissance RF, un septum métallique relié à la cellule au travers d'une charge 50  $\Omega$  comme illustré par la Figure 13.

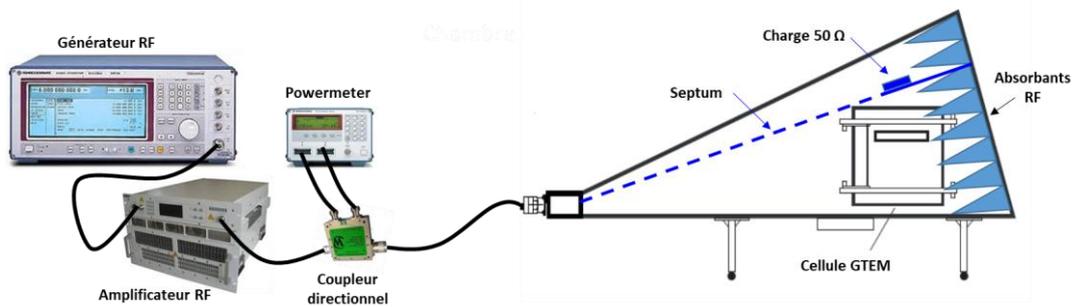


Figure 13 – Configuration d'un essai RI en cellule GTEM (Sources Continental, Teseq)

La géométrie de la cellule crée une propagation des ondes en mode EM transverse (Figure 14). Contrairement à une cellule TEM, la cellule GTEM ne présente pas de modes TE (Transverse Electric) et TM (Transverse Magnétique) jusqu'à des fréquences très élevées (> 10 GHz)

principalement en raison de la liaison particulière du septum à la cellule et des caractéristiques fréquentielles des absorbants RF (Sung Uk lee, Hyo Joon Eom, Ock Jang Soo, & Jong Hwa Kwon, 2011). Comme illustré par la Figure 14, la norme IEC 61000-4-20 impose une zone d'homogénéité du champ mesurée en plusieurs points (écart inférieur à 6 dB) dans laquelle doit s'inscrire l'EST (Haake & Haseborg, 2008).

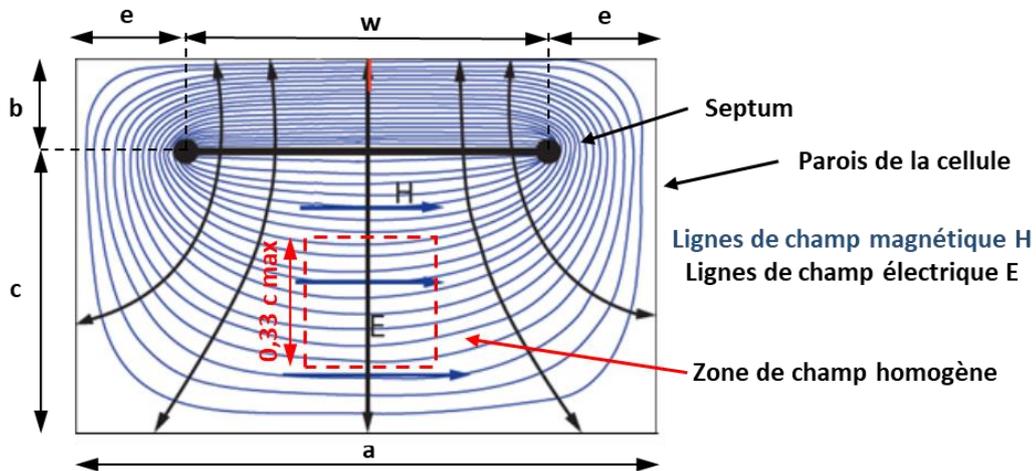


Figure 14 – Champs électrique et magnétique créés dans une cellule GTEM (Sources Teseq)

La table I-4 résume les caractéristiques de cellules GTEM commerciales. Elles présentent toutes une fréquence d'utilisation maximale de 20 GHz et sont utilisables dans la bande 30-1000 MHz en conformité avec la norme IEC.

Table I-4: caractéristiques de cellules GTEM commerciales (source Teseq)

Bande de fréquences (*)	Hauteur sous septum en mm	Dimensions maximales théoriques de l'EST en mm	Dimensions maximales de l'EST en mm conformes à l'IEC(*)	Max RF input en W	Champ E max en V/m
<b>GTEM250</b>	250	200x200x150	83x83x83	50	200
<b>GTEM500</b>	500	410x410x310	167x167x167	100	141
<b>GTEM750</b>	750	620x620x490	250x250x250	200	133
<b>GTEM1000</b>	1000	740x740x660	333x333x333	1000	233
<b>GTEM1250</b>	1250	930x930x830	416x416x416	1000	179
<b>GTEM1500</b>	1500	1100x1100x990	500x500x500	1000	149
<b>GTEM1750</b>	1750	1320x1320x1160	583x583x583	1000	128
<b>GTEM2000</b>	2000	1500x1500x1320	666x666x666	1000	112

(\*) écart d'homogénéité du champ E inférieur à 6 dB

Dans la pratique cette méthode est peu utilisée dans les industries automobiles et aéronautiques notamment en raison des limitations de dimensions d'EST maximales. Les petites cellules GTEM sont utilisées pour les produits et équipements de petites dimensions comme par exemple les équipements fonctionnant sur piles et/ou batterie comme les émetteurs RF autonomes (badges, clés, capteurs embarqués).

### 1.3.5 Méthode de mesure en ligne TEM à plaques

La méthode de mesure en ligne TEM à plaques (*stripline*) est normalisée par l'ISO (11452-5, 2002). Cette méthode est dans son principe similaire à la méthode en cellule TEM ou GTEM à la différence que la mesure est effectuée en espace non clos ce qui nécessite l'usage d'une chambre de Faraday pour la protection des personnes ou d'une chambre ALSE de préférence pour éviter les réflexions sur les parois. Comme illustré par la Figure 15, le principe est de placer l'EST et/ou son harnais de liaison avec des charges représentatives entre 2 plaques métalliques parallèles entre lesquelles se propage une onde TEM. L'EST est placé 50 mm au-dessus de la plaque inférieure constituant le plan de masse. La limitation en fréquences du mode TEM est donnée par la formule  $c/(2.h)$  où  $c$  est la vitesse de la lumière et  $h$  la hauteur sous septum.

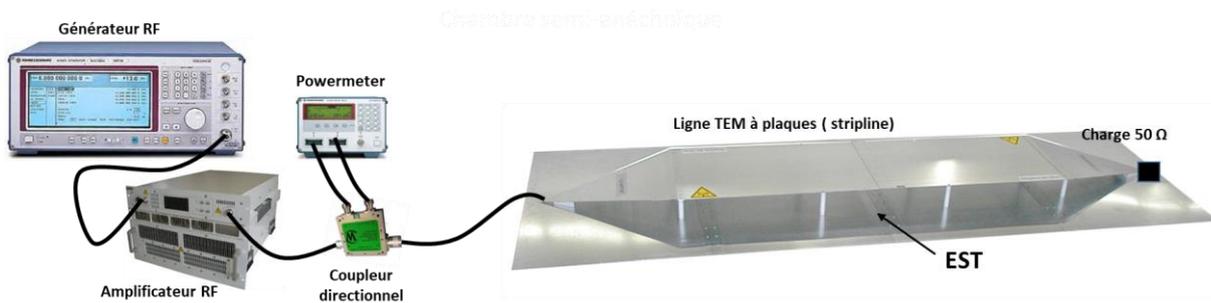


Figure 15 – Configuration d'un essai RI en ligne TEM à plaques (Sources Continental, Teseq)

La bande de fréquences couverte par cet essai est de 10 kHz à 400 MHz mais la limitation du mode TEM n'est atteinte qu'à 1 GHz dans le cas d'une stripline 50 Ω. L'impédance caractéristique de la stripline est entièrement déterminée par sa géométrie décrite par la Figure 16 selon la formule ci-dessous.

$$Z = 120.\pi/((b/h) + 2.42 - 0.44.(h/b) + (1 - h/b)^6)$$

L'impédance caractéristique d'une stripline est typiquement de 50 ou de 90 Ω.

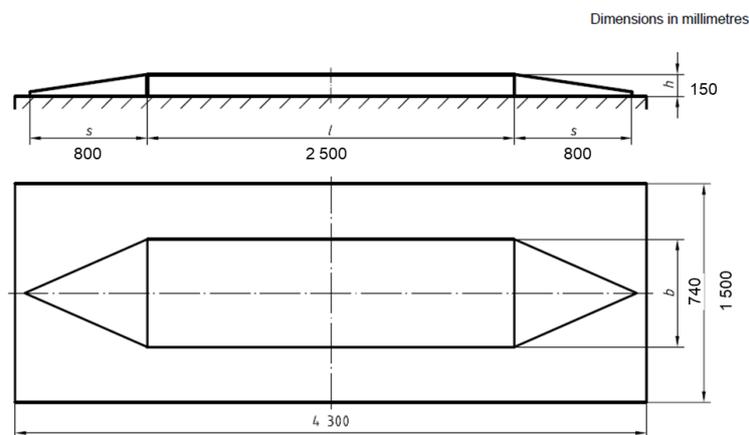


Figure 16 – Dimensions normalisées d'une ligne TEM à plaques 50 Ω (Source ISO)

Le champ électrique généré par la puissance  $P$  injectée sur l'entrée de la stripline vaut comme pour la cellule TEM  $E = \sqrt{P.Z}/h$ . Le champ maximum spécifié par la norme est de 200 V/m ce qui

correspond à une puissance injectée de 18 W. La plupart des striplines commerciales acceptent une puissance maximale de 1 kW. Comme pour la cellule GTEM, le taux d'ondes stationnaires est proche de 1 (1.13).

Cette méthode est couramment utilisée dans l'industrie automobile mais pas en aéronautique probablement en raison de la longueur beaucoup plus importante des faisceaux électriques. Elle est vue souvent (Miller, 1997), (Andrieu & Reineix, 2016) comme une alternative à la méthode d'immunité conduite d'injection de courant sur faisceau (11452-4, 2020) avec l'avantage d'une gamme de fréquences étendues.

### 1.3.6 Méthode de mesure de l'immunité aux émetteurs portables

La méthode de mesure de l'immunité aux émetteurs portables est normalisée par l'ISO (11452-9, 2012) et par l'IEC (61000-4-39, 2017). C'est une norme d'essais très récente, portée initialement par les constructeurs automobiles japonais, et liée notamment au développement des sources RF mobiles comme les téléphones portables. La méthode consiste à placer une source RF au contact ou à très proche proximité (50 mm) d'un EST et/ou de son faisceau électrique. La plage de fréquences s'étend de 26 MHz (CB : Citizen Band) à 5.85 GHz (LAN). La Figure 17 montre un essai réalisé, dans une chambre semi-anéchoïque, sur un ordinateur habitacle automobile avec une antenne large bande (360- 2 700 MHz) de type papillon.

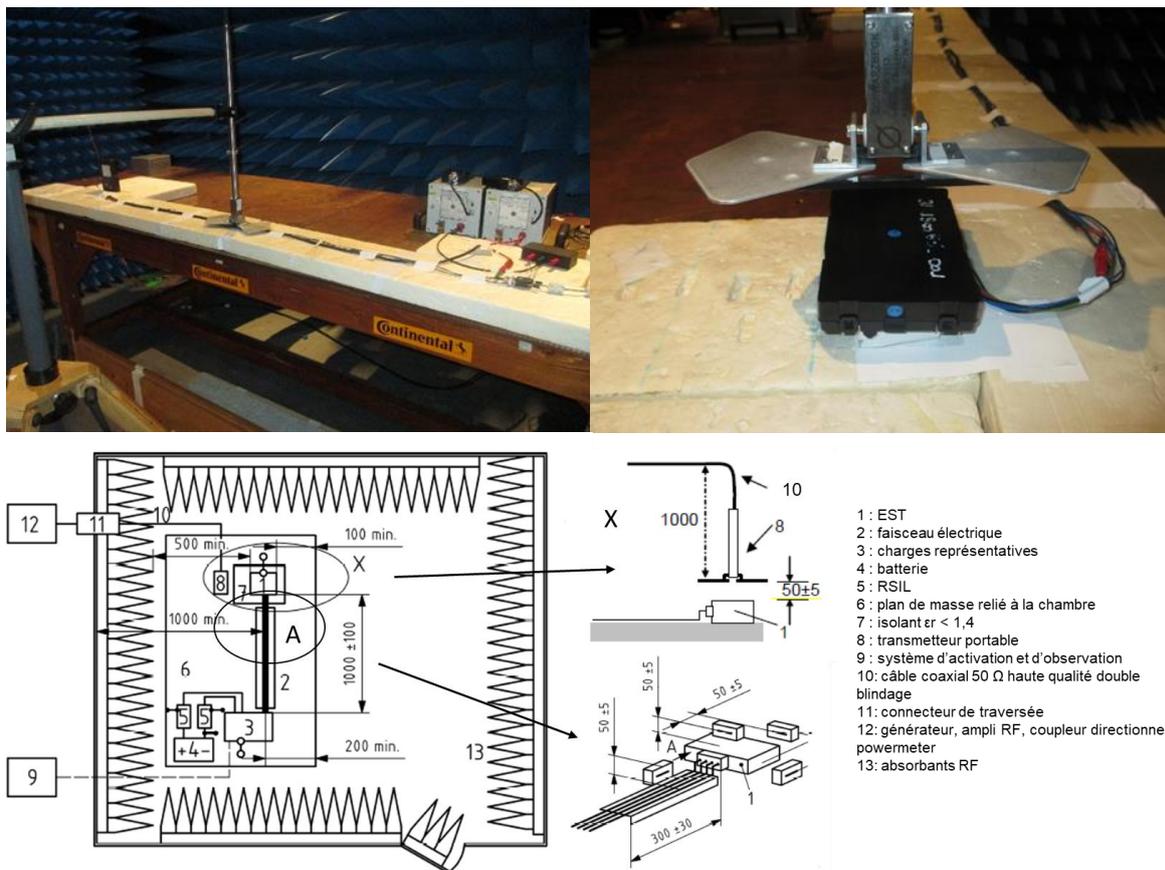


Figure 17 – Configuration d'un essai en immunité aux émetteurs portables (Sources Continental, ISO)

Pour chacune des fréquences de la Table I-5, la norme fournit des exemples d'antennes à utiliser en précisant leurs caractéristiques mécaniques et électriques. Les impédances d'entrée ( $50 \Omega$ ), bande de fréquences, puissance admissible, gain et taux d'ondes stationnaires sont précisées. La norme décrit précisément des antennes large bande de type papillon, des dipôles quart d'onde (sleeve antenna) et des antennes monopoles hélicoïdales ou sur substrat FR4. Le taux d'ondes stationnaires de l'antenne seule (mesuré hors de toute partie métallique) est imposé par la norme inférieur à 4, sachant de ce taux varie en raison de la configuration d'essai (présence d'un plan de masse).

Table I-5: caractéristiques des émetteurs portables (source ISO)

Nom de l'émetteur	Fréquences (MHz)	Puissance (W)	Modulation de test
10 m	26-30	10 RMS	AM 1 kHz, 80 %
2 m	146-174	10 RMS	CW
70 cm	410-470	10 RMS	CW
TETRA /TETRAPOL	380-390 410-420 450-460 806-825 870-876	10 crête	PM 18 Hz, 50 % duty cycle
AMPS / GSM850	824-849	10 crête	PM 217 Hz, 50 % duty cycle ou PM 217 Hz, Ton = 577 $\mu$ s t=4600 $\mu$ s
GSM900	876-915	16 ou 2 crête	PM 217 Hz, 50 % duty cycle ou PM 217 Hz, Ton = 577 $\mu$ s t=4600 $\mu$ s
PDC	893 – 898 925 – 958 1429 - 1453	0.8 crête	PM 50 Hz, 50% duty cycle
PCS	1 710 – 1 785	2 ou 1 crête	PM 217 Hz, 50 % duty cycle ou PM 217 Hz, Ton = 577 $\mu$ s t=4600 $\mu$ s
GSM1800-1900	1 850 – 1 910		
IMT-2000	1 885 – 2 025	1 CW RMS 1 PM crête	CW and PM 1 600 Hz, 50 % duty cycle
Bluetooth / WLAN	2 400 – 2 500	0.5 crête	PM 1 600 Hz, 50 % duty cycle
IEEE 802.11a	5 725 – 5 850	1 crête	

La norme ne fixe pas d'exigences en termes de champ électrique appliqué. Des modèles de diagramme de rayonnement, élaborés à partir d'un logiciel de simulation 3D, sont fournis pour l'antenne large bande papillon. Pour une puissance d'un watt net transmis à l'antenne, le champ électrique moyen varie de 100 V/m à 400 MHz à 137 V/m à 2 600 MHz. Ces modèles permettent de déterminer les zones de champ homogènes dans lesquelles l'EST devra être placé.

Cette méthode est couramment utilisée dans l'industrie automobile mais pas en aéronautique puisque le cockpit d'un avion n'est pas susceptible d'accueillir ce type d'émetteurs. C'est l'essai le plus sévère existant en immunité rayonnée puisque les champs théoriques pouvant être atteints sont supérieurs à 1 kV/m (à 900 MHz). En dessous de 950 MHz, cet essai s'effectue dans des conditions de champ proche puisque la distance d'essai est inférieure au  $\lambda/2. \pi$  de la fréquence de test.

### 1.3.7 Méthode de mesure d'immunité aux champs magnétiques

La méthode de mesure de l'immunité aux champs magnétiques est normalisée par l'ISO (11452-8, 2015). Il existe également une norme de l'IEC (61000-4-8, 2009) dédiée plus spécifiquement à l'immunité aux champs magnétiques créés par les réseaux d'alimentation électrique 50 et 60 Hz. Pour l'ISO, La méthode consiste à placer une source BF au contact ou à très proche proximité (50 mm) d'un EST et/ou de son faisceau électrique. L'amplificateur BF doit être dimensionné pour alimenter une charge inductive (boucle rayonnante selon la norme (MIL-STD-461F, 2007) ou bobine d'Helmholtz). La plage de fréquences s'étend de 15 Hz à 150 kHz couvrant principalement la gamme des audiofréquences. La Figure 18 illustre la configuration normative de l'essai ainsi qu'un exemple d'essai réalisé sur une clé d'ouverture à distance d'un véhicule.

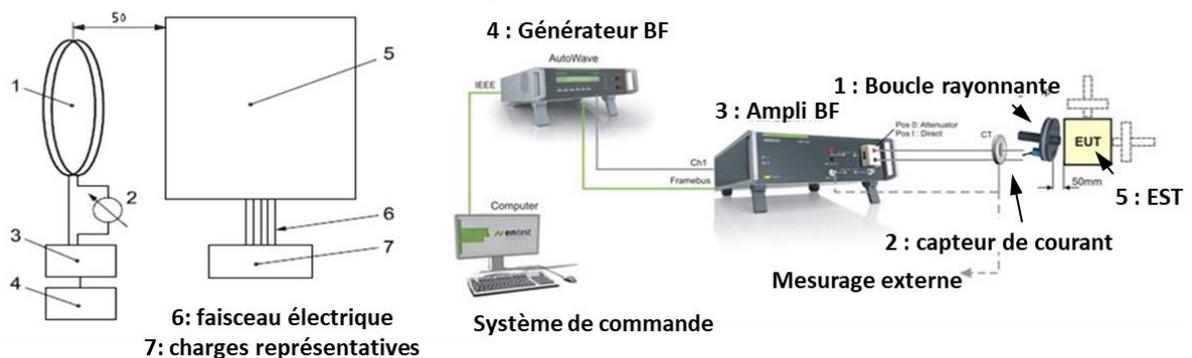


Figure 18 – Configuration d'un essai en immunité aux champs magnétiques (Sources ISO, Excentech, Continental)

Les exigences d'immunité sont fournies dans la Table I-6. L'industrie automobile suit les exigences de la classe de sévérité IV sauf spécification particulière d'un constructeur.

Table I-6: Classes de sévérité d'essai d'immunité aux champs magnétiques (source ISO)

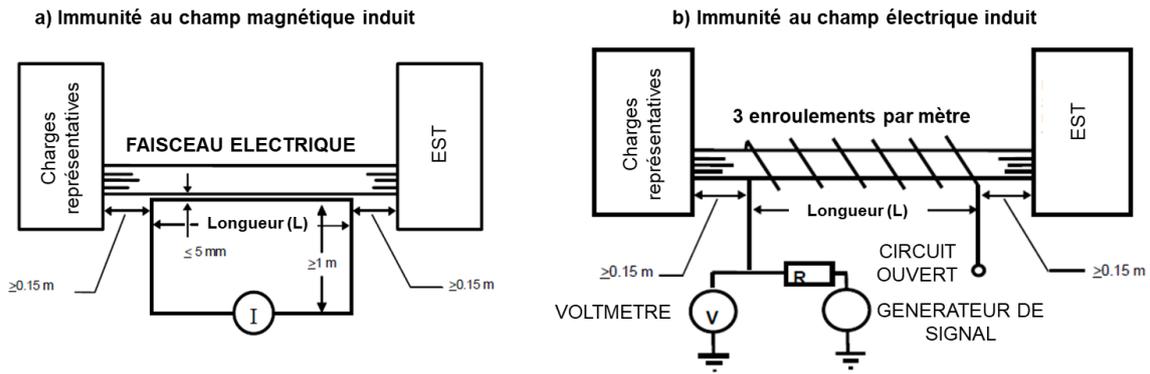
Bande de fréquences (*)	Sévérité Classe I (A/m)	Sévérité Classe II (A/m)	Sévérité Classe III (A/m)	Sévérité Classe IV (A/m)	Sévérité Classe V (A/m)
DC	90	300	900	3 000	Accord spécifique entre utilisateurs de la norme
15 – 60 Hz	30	100	300	1 000	
60 – 180 Hz	30/(f/60)	100/(f/60)	300/(f/60)	1 000/(f/60)	
180 – 600 Hz	10				
600 – 1.8 kHz		10	10	10	
1.8 – 6 kHz					
6 – 150 kHz					

(\*) f en Hz

Le champ magnétique généré par la boucle radiante normalisée à 50 mm du plan est donné par la formule  $H_{50mm} = 75,6 \cdot I$  où I est le courant traversant la boucle en Ampères. Le niveau de champ est donc contrôlé par la mesure du courant alimentant la boucle. L'industrie aéronautique n'utilise pas la norme ISO pour les essais d'immunité aux champs magnétiques mais la méthode de mesure de l'immunité aux champs induits qui est décrite le paragraphe suivant.

### 1.3.8 Méthode de mesure de l'immunité aux champs induits

La méthode de mesure de l'immunité aux champs induits est décrite dans la section 19 de la norme DO160G. Cette section de la norme est relative aux interférences liées à la fréquence d'alimentation du réseau (typ. 400 Hz) et de ses harmoniques, aux fréquences audio et aux transitoires électriques provoqués par des équipements embarqués et pouvant se coupler sur les faisceaux d'interconnexion de l'EST. Plusieurs catégories d'équipements sont considérées selon le niveau de sévérité du test (C, Z, A et B), leur type d'installation de d'alimentation puissance (C, N, W) et leur exposition aux champ électrique (E, X). Par exemple, un équipement de catégorie CCE qui est alimenté par un réseau d'alimentation DC ou 400 Hz constant, sera soumis aux exigences les plus sévères pour les champs magnétique et électrique induits. La Figure 19 a) illustre la configuration pour l'immunité au champ magnétique induit au niveau du faisceau électrique d'un équipement, la méthode consistant à injecter du courant dans un fil de longueur L positionné à 5 mm de distance le long du faisceau électrique reliant l'EST à ses charges représentatives. La Figure 19 b) illustre la configuration pour l'immunité au champ électrique induit au niveau du faisceau électrique d'un équipement, la méthode consistant à placer une source de tension à une extrémité d'un fil enroulé autour du faisceau électrique et terminé par un circuit ouvert. Une résistance placée en série limite le courant circulant dans le fil pour la protection des personnes.



NOTA 1 : Le faisceau électrique est placé 50 mm au dessus d'un plan de masse  
 NOTA 2 : la résistance R est dimensionnée pour la protection des personnes aux hautes tensions

Figure 19 – Configuration d'un essai en immunité aux champs a) magnétique et b) électrique induits (Source DO160G)

Les exigences d'immunité sont résumées dans la Table I-7. Dans le cas d'un essai au niveau de l'EST en immunité au champ magnétique induit, le fil formant une boucle est placé à 150 mm du châssis de l'EST et doit dépasser de 600 mm de part et d'autre de celui-ci. Pour l'immunité au champ électrique induit, un fil de 200 mm de long doit être placé à 10 mm du châssis de l'EST.

Table I-7: Classes de sévérité d'essai d'immunité aux champs induits (source DO160)

	Sévérité de l'essai pour un équipement de catégorie CCE (*)	Sévérité de l'essai pour un équipement de catégorie CCE (*)	Sévérité de l'essai pour un équipement de catégorie CCE (*)
<b>Champ magnétique au niveau équipement</b>	20 A RMS à 400 Hz	20 A RMS à 350 et 600 Hz	20 A RMS à 350 et 800 Hz
<b>Champ magnétique au niveau du faisceau</b>	120 A/m de 380 à 420 Hz 60 $/(f/400)$ A/m de 400 Hz à 15 kHz	120 A/m de 350 à 650 Hz De 120 A/m à 650 Hz à 1.6 A/m à 26 kHz	120 A/m de 350 à 800 Hz De 120 A/m à 800 Hz à 1.6 A/m à 32 kHz
<b>Champ électrique au niveau équipement</b>	170 V RMS à 400 Hz	170 V RMS à 400 Hz	170 V RMS à 400 Hz
<b>Champ électrique au niveau du faisceau</b>	5400 V/m de 380 à 420 Hz de 5400 V/m à 400 Hz à 135 V/m à 15 kHz	5400 V/m de 350 à 650 Hz de 5400 V/m à 650 Hz à 135 V/m à 26 kHz	5400 V/m de 350 à 800 Hz de 5400 V/m à 800 Hz à 135 V/m à 32 kHz

(\*) f en Hz

### 1.3.9 Résumé des caractéristiques des essais RI pour l'automobile et l'aéronautique

La table I-8 résume les méthodes et les normes applicables en immunité rayonnée dans les industries automobile et aéronautique. N'apparaissent pas dans cette table, les normes SAE J113-X qui sont les normes nord-américaines équivalentes aux normes internationales ISO11452-X ni les normes EN 61000-X-X qui sont les normes européennes équivalentes aux normes internationales IEC61000-X-X. Les normes nationales, comme les normes NF pour la France ou DIN pour l'Allemagne n'apparaissent pas non plus ici pour les mêmes raisons.

Table I-8: Résumé des caractéristiques des essais RI normalisés pour l'automobile et l'aéronautique

Méthode	Norme industrielle applicable	Fréquences de l'essai	Modulation	Champ électrique ou magnétique max utilisateurs
Mesure en antennes (chambre anéchoïque)	ISO 11452-2, DO160G, IEC 61000-4-3	100 MHz – 18 GHz	CW AM PM	200 à 490 V/m 600 à 7 200 V/m
Mesure en chambre réverbérante	ISO 11452-11, DO160G, IEC 61000-4-21	100 MHz – 18 GHz	CW AM PM	200 à 490 V/m 730 à 7 200 V/m
Mesure en cellule TEM/GTEM	ISO 11452-3, IEC 61000-4-20	150 kHz – 1 GHz 150 kHz – 18 GHz	CW AM PM	≤ 200 V/m
Mesure en ligne TEM à plaques (stripline)	ISO 11452-5	10 kHz – 400 MHz	CW AM	≤ 200 V/m
Mesure de l'immunité aux émetteurs portables	ISO 11452-9, IEC61000-4-39	26 MHz - 5,85 GHz	CW AM PM	50 – 1 000 V/m
Immunité rayonnée Magnétique	ISO 11452-8	15 Hz – 150 kHz	CW	1 000 – 10 A/m
Immunité aux champs induits	DO160G	350 Hz- 32 kHz	CW	5 400 – 135 V/m 120 – 1,6 A/m

## 1.4 Les mesures normatives en immunité rayonnée en champ proche

### 1.4.1 Introduction

L'utilisation du champ proche pour traiter la susceptibilité d'une carte ou d'un composant électronique date de la fin des années '80. Dans (Wilson, 2004), il est fait état des premiers travaux qui traitent essentiellement de la réalisation de réseau d'antennes capable de restituer une onde plane (Hill, A numerical method for near field array synthesis, 1985), (Hill, 1986) à proximité de la source. La solution proposée permet de modifier électroniquement l'angle d'incidence de l'onde et de générer des niveaux de champ élevés comparés à ce qui aurait été obtenu en champ lointain par la même antenne. Dans (Haupt, 2003) des algorithmes génétiques ont été utilisés pour améliorer la génération d'onde plane à partir de réseau d'antennes planaires.

Le problème de la susceptibilité des composants électroniques face à des champs EM est abordé dès les années '90 dans (Klinger, 1992) et (Maréchal, Klinger, Heddebaut, & Demoulin, 1995). Une comparaison de la susceptibilité de circuits logiques de type bipolaires TTL (LS, AS, ALS, et F) et de circuits CMOS est effectuée à l'aide d'une cellule TEM et une carte applicative comportant ces technologies est testée sous ligne TEM à plaques. Dans (Lamoureux, 2006), une étude est menée pour la compréhension des phénomènes de couplage et la modélisation des interactions. Un capteur est implanté on chip et la technique d'agression rayonnée large bande par LIHA (*Local Injection Horn Antenna*) est utilisée.

Dans (Leone, Bruns, & Singer, 1999) le couplage d'un champ EM (onde plane) sur une ligne micro-ruban est abordé en utilisant un modèle quasi statique comme vu dans (Baudry, conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesures de champs electromagnétiques proches, 2005) pour le calibrage des sondes de mesure en émission champ proche. Une méthode de simulation pratique basée sur la méthode des moments est proposée. On trouve dans (Atrous, et al., 2008) des travaux similaires sur le couplage d'une onde plane sur une ligne micro-ruban étendus d'une part à de simulation 3D dite *full wave* et d'autre part à une étude consacrée au couplage d'ondes non planes. Ce type d'études est largement repris et poursuivi par (Baudry, conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesures de champs electromagnétiques proches, 2005) et (Dubois, et al., 2009).

La technique de balayage en champ proche pour traiter de la susceptibilité de composants électroniques apparaît dans (Ramdani, et al., 2004) puis dans (Boyer, Sicard, & Bendhia, 2007). La méthode décrite est proche de celle qui sera normalisée dans l'IEC (62132-9, 2014) décrite plus loin. La méthode est appliquée à un microcontrôleur 16-bit pour déterminer le niveau de susceptibilité de la PLL. Dans (Castagnet, Meresse, & Duchamp, 2007), la méthode est comparée à une méthode d'injection conduite DPI IEC (62132-4, 2006).

#### 1.4.2 Méthode de balayage de surface

La procédure de la mesure en immunité rayonnée par la méthode de balayage de surface est une spécification technique normalisée par l'IEC (62132-9, 2014) relative à la mesure en immunité des circuits intégrés. Cette procédure de mesure définit une méthode pour évaluer les effets des champs électrique et magnétique sur un circuit intégré dans des conditions de champ proche à savoir en l'absence de champ électromagnétique couplé. La méthode de mesure fournit une cartographie de la susceptibilité d'un circuit intégré à un champ électrique ou magnétique avec une résolution spatiale dépendant des performances des sondes de champ et de la précision du système mécanique de balayage de surface. La méthode est applicable pour des fréquences allant de 150 kHz jusqu'à 6 GHz.

Cette procédure ne spécifie pas le design du matériel de balayage de surface ni des sondes à utiliser qui dépend de la gamme de fréquences, de la résolution spatiale et du type de champ souhaités. Si une résolution spatiale est requise, le dimensionnement des sondes se fera en conséquence. La distance à laquelle la sonde est placée au-dessus des circuits intégrés n'est pas spécifiée mais sera indiquée dans les rapports de mesure.

La configuration d'essai d'une mesure champ proche en immunité est décrit par la Figure 20. Il comprend :

- Un générateur de perturbation RF typiquement constitué d'un générateur de fonctions associé au besoin à un amplificateur de puissance. Le signal perturbateur est de type sinusoïdal (CW) ou modulé en amplitude (AM) ou modulé en pulse (PM) avec les paramètres usuellement utilisés dans les essais normatifs en immunité.

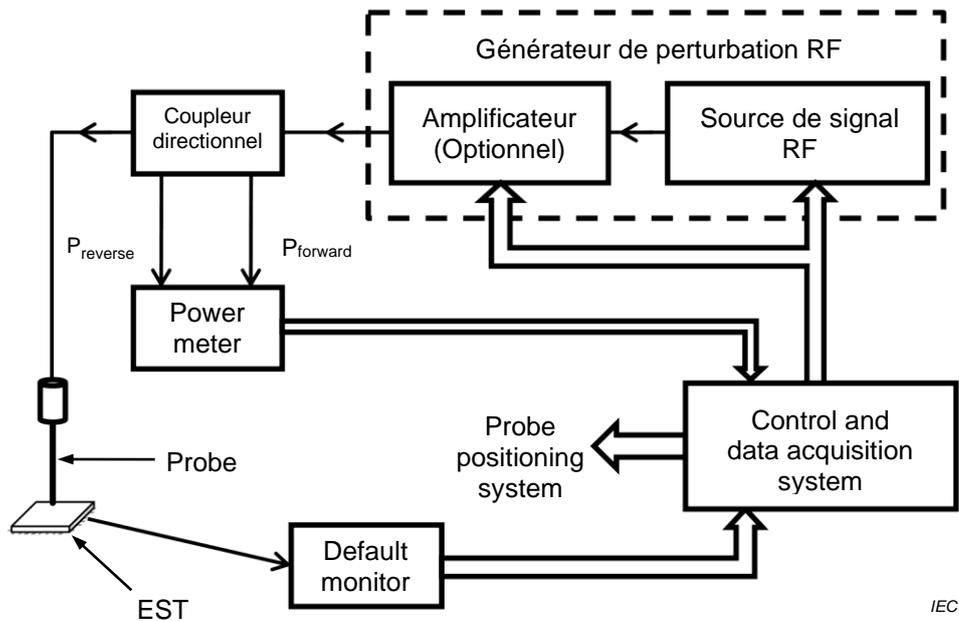


Figure 20 – NFSi Test setup [source IEC]

- Un système de mesure de la puissance transmise à la sonde de champ constitué de power mètres placés sur un coupleur directionnel en sortie d'amplificateur de puissance.
- Un système de positionnement des sondes de champ électrique ou magnétique permettant le déplacement de la sonde de champ sur les 3 axes x, y et z. Un système de balayage selon des coordonnées cylindriques ( $r, \theta, h$ ) ou selon des coordonnées polaires ( $r, \theta, \varphi$ ) est également possible. La Figure 21 illustre l'exemple d'une table permettant des déplacements dans un système cartésien. Chaque axe est activé par des moteurs pas à pas dont la précision est typiquement 10 fois supérieure à la résolution spatiale demandée. Pour des raisons d'exposition humaine à des champs magnétiques ou électriques élevés, le système peut être placé dans une cage de Faraday.

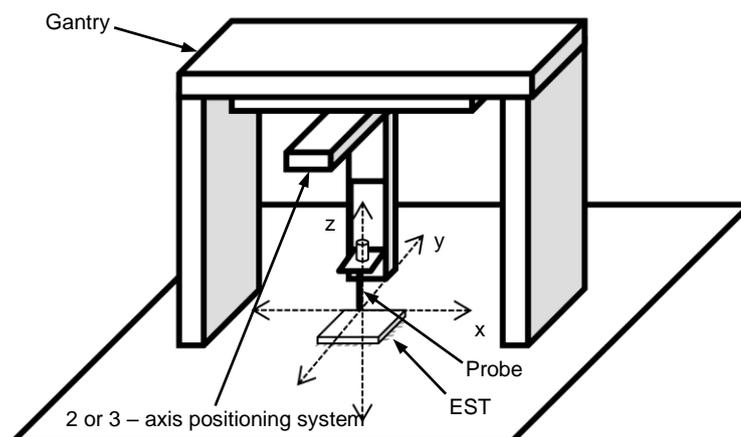


Figure 21 – Exemple de système de positionnement 3 axes de la sonde de champ [source IEC]

- L' EST est placé sur une carte électronique normalisée par l'IEC (62132-1, 2015). Cette norme décrit une carte multicouche de format 100 x 100 mm dont le circuit sous test est placé

en face TOP et les circuits de commande et de monitoring sont placés en face BOTTOM protégés de la perturbation par un ou plusieurs plans de masse.

- Un système de monitoring de défaut dépendant de l'application et placé en dehors du champ perturbant,
- Un système de contrôle pilotant, par pas successifs, la puissance de sortie du générateur de signal en fonction de la puissance effectivement transmise à la sonde selon le facteur de sonde et selon le résultat obtenu sur le critère d'immunité observé et pilotant le système de positionnement spatial de la sonde. Le système de contrôle effectue également la sauvegarde des données (data acquisition).

A l'exception du pilotage mécanique du balayage de la sonde sur une surface déterminée, le déroulement du test d'immunité est, par exemple, similaire à celui d'un test DPI (62132-4, 2006). L'EST est placé dans un mode opérationnel représentatif de l'application réelle. Le signal de perturbation est un signal RF de type sinusoïdal ou modulé en amplitude ou en pulse. La gamme de fréquences s'étend de 150 kHz à 6 GHz avec des pas de fréquence donnés dans la table I-9.

Table I-9 – Pas de fréquence en fonction de la gamme de fréquences

<b>Frequency range (MHz)</b>	0,15 to 1	1 to 100	100 to 1 000	1 000 to 6 000
<b>Linear steps (MHz)</b>	≤0,1	≤1	≤10	≤20
<b>Logarithmic steps</b>	≤5 % increment			

Le niveau de puissance du signal qui va induire un champ électrique ou magnétique selon la sonde utilisée et le temps de maintien (*dwell time*) de la perturbation ne sont pas précisés dans la norme. Le premier dépend des caractéristiques de la chaîne de génération et d'amplification et du facteur d'antenne de la sonde qui est un paramètre majeur dans la mesure NFSI. Le second dépend des cycles de fonctionnement du EST en lui-même et du temps nécessaire pour le système de monitoring de détecter l'opérabilité ou la dégradation de(s) la fonction(s) observée(s).

#### 1.4.3 Avantages et inconvénients de la méthode par balayage de surface

Un des avantages de cette méthode est son utilisation directe sur des composants placés sur des cartes électroniques applicatives. L'utilisation d'une carte électronique normalisée dédiée n'est pas requise sauf pour comparer 2 composants broche à broche compatibles dans des configurations et des environnements maîtrisés.

Les limitations de cette méthode de mesure vont résider principalement :

- Dans le choix ou le design des sondes de champ dont les paramètres géométriques et électriques influent directement sur la gamme de fréquences et la localisation de la fonction perturbée.
- Dans la durée du test puisque la table I-9 précise environ 410 pas de fréquences à multiplier par le nombre de positions en x, y, z de la sonde et par le temps de maintien. Pour un composant de 100 mm<sup>2</sup>, avec un pas de déplacement de 1 mm et un temps de maintien de 1 s, la durée du test pour une altitude z donnée est de plus de 11 heures.

Les sondes de champ utilisées en immunité sont identiques à celles utilisées en émission et décrites au chapitre précédent. Cependant, à l'inverse des sondes en émission, elles doivent pouvoir supporter de la puissance avec un minimum de pertes par effet Joule. Les sondes de champ les plus communes sont basées sur des câbles coaxiaux et seront décrites plus précisément dans les chapitres 3.2 & 3.3. On trouve notamment dans (Dubois, 2009) la caractérisation du champ électrique généré par une sonde coaxiale  $E_z$  et celle du champ magnétique généré par une sonde  $H_z$  et de leur couplage sur une ligne micro-ruban. La Figure 22 illustre le champ électrique généré par une sonde coaxiale de champ électrique  $E_z$ .

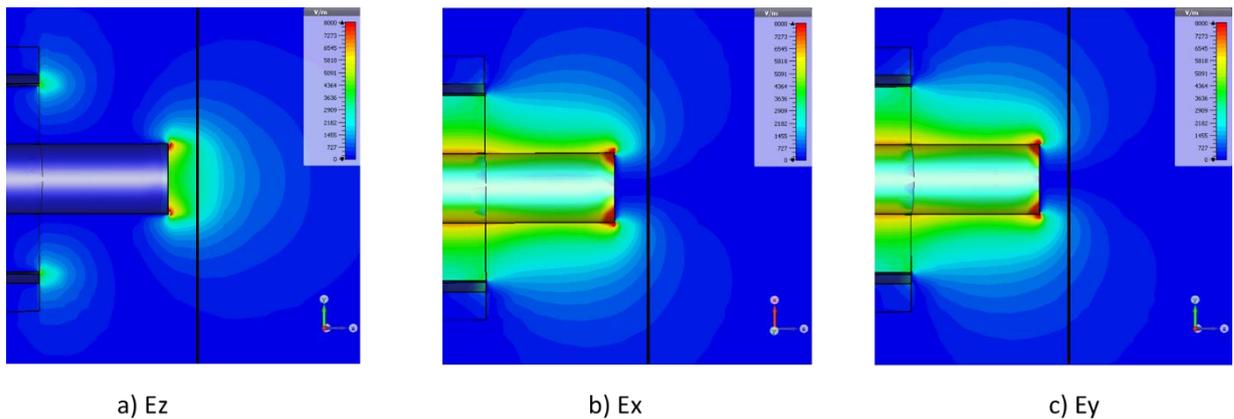


Figure 22 – amplitude des composantes  $x, y$  et  $z$  du champ électrique généré par une sonde  $E_z$  dans le plan  $yz$  ( $E_y$  et  $E_z$ ) et dans le plan  $xz$  ( $E_x$ )

La Figure 23 illustre le coefficient de transmission  $S_{21}$  entre une sonde de champ électrique  $E_z$  et une ligne micro-ruban pour différentes longueurs du brin. On s'aperçoit qu'un des problèmes de ces sondes est leur faible facteur d'antenne notamment en dessous de 2 GHz.

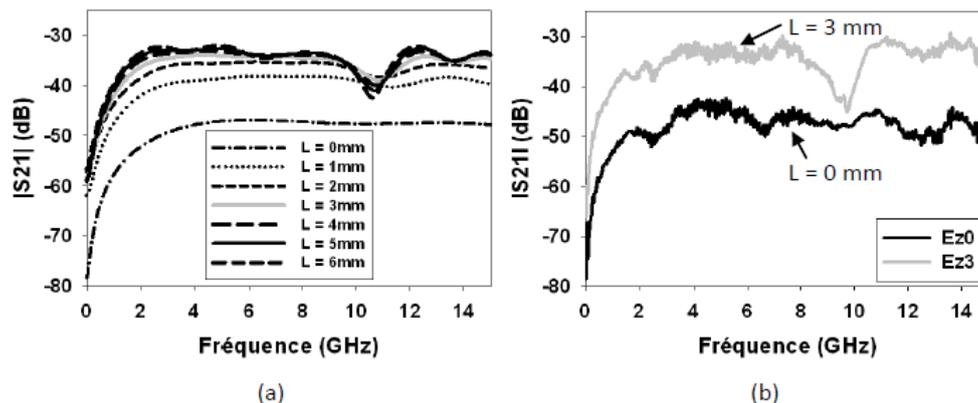


Figure 23 – Module du coefficient de transmission  $S_{21}$  entre une sonde de champ  $E_z$  et une ligne micro-ruban a) simulation b) mesure Source (Dubois, 2009)

Contrairement à la mesure des émissions rayonnées, il n'existe que très peu de solutions commerciales permettant d'investiguer sur l'immunité rayonnée d'une carte électronique. On peut citer la société Amber Precision Instruments ([http://amberpi.com/technologies\\_immunity\\_EF\\_immunity.php](http://amberpi.com/technologies_immunity_EF_immunity.php)) qui propose des solutions en immunité RF à base de sondes magnétiques de type coplanaire et de sonde électrique de type  $E_z$ . Mais les sondes restent de taille inférieure à 5 mm. La société Langer

propose également une solution complète jusqu'à 1 et 3 GHz (<https://www.langer-emv.com/en/product/rf-coupling/57/p1402-p1502-set-rf-field-coupling-up-to-3-ghz/224>) mais paraît être également plutôt adaptée à la susceptibilité des circuits intégrés.

Les travaux présentés dans (Lacrampe, Serpaud, Boyer, & Tran, 2010) ont été menés sur un banc développé par la société NEXIO. L'immunité d'un driver 8-voies du bus de transmission ARINC utilisé dans l'aéronautique a été mesurée entre 1 MHz et 1 GHz et comparée à celle obtenue dans une cellule TEM. Ces travaux ont démontré l'intérêt de la méthode NFSI par rapport à la méthode TEM puisque cette dernière n'a pas révélé de défauts alors que le NFSI a relevé plusieurs zones de susceptibilité. Les travaux (Girard, Dubois, Duchamp, & Hoffmann, 2016) menés sur les moyens académiques de l'IMS Bordeaux parviennent aux mêmes conclusions en comparant la méthode NFSI aux méthodes TEM et DPI. L'immunité d'un amplificateur opérationnel AD8622 a été investiguée avec ces 3 différentes techniques et la mesure NFSI a révélé des susceptibilités dans des fréquences non révélées par la mesure en TEM et en DPI. Ces travaux montrent également la difficulté de la transmission de puissance dans les sondes dans certaines fréquences en raison de l'importance de la puissance réfléchiée en entrée de sonde.

Ce problème de puissance limite fortement l'utilisation de la méthode et il est à noter qu'il y a eu peu de travaux sur l'élaboration de sondes de champ spécifiques pour l'immunité. (Akie-Boulingui, 2009) présente les avantages de la « skateprobe » constituée d'une boucle imprimée sur PCB par rapport à une boucle magnétique filaire. Mais cette sonde, qui est optimisée pour se coupler sur un circuit intégré et émuler les émissions RF d'un circuit logique, présente un coefficient de transmission S21 inférieur à celui d'une boucle magnétique et se couple très mal sur les pistes d'un PCB.

Pour résoudre le problème de la durée du test, une approche d'agression temporelle « large bande » pourrait être envisagée à la manière des travaux menés en immunité aux transitoires. Dans (Vrignon, Lacrampe, & Caignet, 2007) un VFTLP (Very Fast Transmission Line Pulse) est utilisé pour injecter localement une perturbation rayonnée au travers d'une boucle. Si une relation expérimentale et mathématique par simulation 3D peut être faite entre la forme temporelle du signal perturbateur et la forme fréquentielle du champ magnétique généré par la boucle, l'utilisation d'un pulse calibré pourrait permettre l'accélération du test.

(Pommerenke, Muchaidze, Koo, Cai, & Min, 2007) résume les avantages et les inconvénients de la méthode de champ proche en immunité par rapport à un test qualitatif sur équipement réel. Parmi les points positifs cités, la méthode fournit des informations détaillées sur la source du problème, permet le test en module et sur PCB et peut éviter le test au niveau équipement dans le cas de la qualification d'une seconde source. Ce dernier point répond à notre besoin précis. Parmi les inconvénients cités, les résultats sont difficilement interprétables et la méthode peut mettre en évidence des susceptibilités qui ne sont pas vues au niveau système. Une réponse à cette dernière interrogation est apportée par (Xiao, et al., 2010) qui fait également le constat que le scan en champ proche met en évidence des défaillances locales mais ne fait pas apparaître de défaillance au niveau d'un système complet incluant PCB, câbles et structures. Il propose de détecter les fréquences de résonance d'un système et de localiser les structures résonantes à l'aide d'une sonde illustrée par la

Figure 24 mixant différentes techniques de détection. Une simple mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la sonde, l'utilisation de 2 sondes orthogonales reliées à un VNA qui mesure le coefficient de transmission  $S_{21}$  et enfin l'utilisation d'une antenne pilotée par un VNA excitant l'EST. L'association de ces 3 techniques conduit à une sonde particulière constituée d'un cône métallique et d'une antenne boucle blindée reliés à un VNA. Une simulation full wave est présentée sous CST Studio MWS et un exemple de détection de résonance est fourni sur un oscillateur en anneau et sur un PC (détection de la résonance d'un câble).

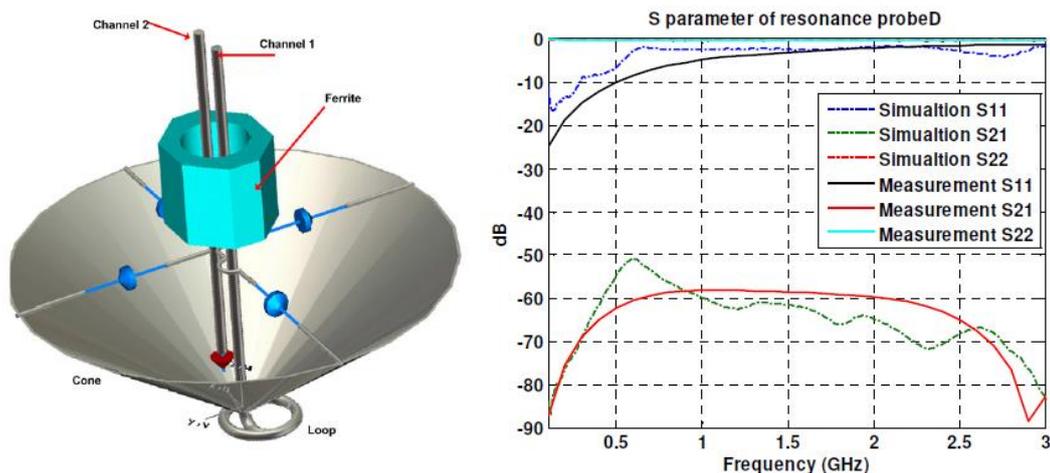


Figure 24 – Modèle de simulation full wave et paramètres S de la sonde de détection de résonance [XIAO10]]

Pour terminer, la mesure de l'immunité rayonnée d'un circuit intégré ou d'une carte électronique a également pour but de réaliser un modèle d'immunité et de prédire son comportement lors d'un test normatif en champ lointain ou en champ proche. Dans (Leseigneur, développement d'un modèle d'immunité rayonnée pour la caractérisation de dispositifs électroniques, 2011) et (Leseigneur, Baudry, Ravelo, & Louis, 2013) des modèles d'immunité rayonnée de circuit et de cartes électroniques ont été développés. Ces modèles permettent un prédimensionnement du couplage en champ proche entre une onde électromagnétique non-uniforme et un circuit électronique. A l'aide de la théorie des images et du modèle de Taylor simplifié, la tension induite dans la ligne est calculée. Le champ exciteur est calculé par deux approches : une approche par un réseau de sources élémentaires (dipôles électriques et magnétiques) modélisant la source et l'application de la Théorie des Images, une approche par décomposition en une somme d'ondes planes de la cartographie de la source à l'aide de la théorie du spectre d'ondes planes et des propriétés de réflexion d'une onde plane. La méthodologie est validée par des simulations et mesures réalisées sur des circuits passifs ou actifs.

Il n'existe pas à ce jour de modèle normalisé en immunité rayonnée de circuit intégré. Mais un modèle en immunité conduite IEC (62433-4, 2016) appelé ICIM-CI (Integrated Circuits Immunity Model – Conducted Immunity) a été normalisé en mai 2016. Ce modèle décrit le comportement d'un circuit intégré en associant un réseau d'impédances conduisant la perturbation dans le circuit appelé PDN (Passive Distribution network) à un fichier appelé IB (Internal Behavior) décrivant la sensibilité du circuit à la perturbation entrante. Typiquement le PDN est constitué des éléments passifs RLC du boîtier alors que le IB est le résultat d'une mesure d'immunité typiquement d'une DPI. Ce modèle est

utilisé pour prédire le niveau de susceptibilité ou d'immunité d'un circuit intégré utilisé dans une carte électronique soumise à une perturbation RF conduite arrivant sur les broches de ses connecteurs. La modélisation de la carte et du circuit intégré peut s'effectuer à l'aide d'un simulateur électrique. Dans (Durier, Pues, & Van de Ginste, Modélisation de setup d'essai BCI et RI appliquée à une fonction électronique automobile, 2012), le modèle ICIM-CI a été utilisé dans le cas d'une perturbation rayonnée, la modélisation d'un set up d'essai normatif permettant de calculer les courants induits dans le harnais et les pistes du PCB et arrivant sur les broches du composant. Comme illustré par la Figure 25, la simulation permet de recalculer la puissance injectée dans le composant et de le comparer à l'immunité conduite obtenue par la mesure DPI.

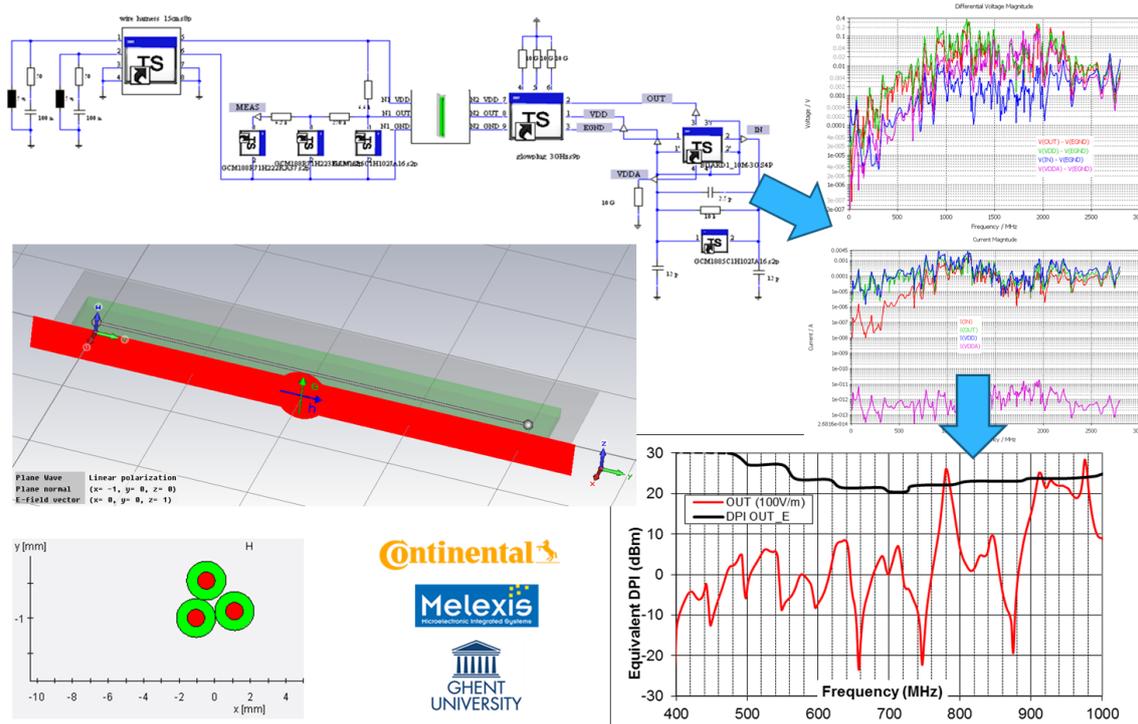


Figure 25 – Modélisation de l'essai ISO 11452-2 pour le calcul de la puissance entrant dans un circuit intégré et sa comparaison à une mesure DPI (Durier, Pues, & Van de Ginste, Modélisation de setup d'essai BCI et RI appliquée à une fonction électronique automobile, 2012)

## 1.5 Conclusion du chapitre

Nous avons vu dans ce chapitre l'importance en électromagnétisme des notions de champ proche et de champ lointain. En champ lointain, les équations de Maxwell (1831-1879) - Ampère (1775-1836) et de Maxwell -Faraday (1791-1867) montrent que les champs électrique et magnétique sont couplés et que la variation de l'un est proportionnelle à l'intensité du champ de l'autre. Elles traduisent la conversion de la composante magnétique d'une onde électromagnétique en sa composante électrique et vice-versa, alternativement. Une onde électromagnétique peut donc se propager dans l'espace à la vitesse de la lumière sans autre support qu'elle-même. En champ proche, il a été démontré qu'il n'y a pas de propagation d'onde et que les champs électrique et magnétique ne sont pas ou très peu couplés. Même si les équations de Maxwell n'ont de solution exacte que dans les milieux non dispersifs, des solutions analytiques permettent de les résoudre de manière approchée. Les

formulations analytiques du champ magnétique et du champ électrique rayonnés par un dipôle électrique (doublet de Herz) ou par une boucle magnétique ( cf Annexe A) généralement valides lorsque les sources peuvent être considérées comme ponctuelles par rapport à la longueur d'onde et que la mesure du champ s'effectue à une distance supérieure à la longueur d'onde permettent également d'évaluer les champs lorsque la distance de mesure est très petite par rapport à longueur d'onde.

Par ailleurs, nous avons vu que les essais normatifs en immunité rayonnée au niveau d'un équipement se réalisent principalement dans des conditions de champ lointain et que la méthode de mesure en immunité rayonnée en champ proche s'applique principalement à des mesures sur circuits intégrés même s'il a été démontré qu'elle était applicable au niveau d'une carte électronique équipée. Pour le champ lointain, on limitera notre étude à la méthode ISO 11452-2 (Méthode de mesure en antenne-chambre anéchoïque) couramment dénommée RI pour *Radiated Immunity*.

L'objectif des travaux qui vont être présentés dans ce manuscrit est multiple :

- Savoir si la méthode de mesure en champ proche peut être applicable à un équipement dans le cadre d'une investigation rapide,
- Savoir si la mesure en champ proche peut être corrélée à une mesure en champ lointain en d'autres termes s'il est possible de prédire l'immunité en champ lointain d'un équipement à partir de mesures en champ proche.

L'objectif final qui motive ces travaux est de proposer aux équipementiers un moyen d'investigation rapide et économiquement abordable leur permettant de pré-qualifier leur équipement pour réduire les risques de non-conformité lors de la qualification en phase de validation de conception (*Design Validation*).

Pour réaliser cet objectif il est nécessaire :

- D'évaluer les sondes en immunité couramment utilisées dans le milieu académique et de la recherche industrielle et de concevoir une ou des sondes en immunité spécifiques à de l'investigation rapide sur carte électronique (Chapitre 3).
- De réaliser des mesures en champ lointain et en champ proche sur un démonstrateur d'étude simple pour en tirer les premières conclusions sur les possibles corrélations. (Chapitre 4).
- De réaliser des mesures en champ lointain et en champ proche sur un démonstrateur industriel en utilisant les tendances de corrélation observées sur le démonstrateur simple (Chapitre 5).
- D'établir une méthodologie d'utilisation de la mesure en champ proche dans le cas de reprise de conception due à des modifications de routage ou de l'obsolescence de composants et d'explorer une méthodologie applicable aux nouvelles conceptions (Chapitre 6).

Mais en premier lieu cette étude s'appuie sur la modélisation du couplage d'un champ électromagnétique décrite dans le chapitre 2 dans deux cas de figure :

- Couplage sur un faisceau électrique prépondérant dans la mesure en champ lointain (RI)
- Couplage sur des lignes micro-ruban prépondérant dans la mesure en champ proche (NFSi)

## 2 Etat de l'art sur la modélisation du couplage d'un champ électromagnétique sur des lignes de transmission

### 2.1 Introduction

Comme vu au chapitre 1, les essais normatifs en immunité rayonnée consistent à placer sous un champ électromagnétique un système électromécanique constitué d'un équipement électronique sous test relié à ses charges simulées ou réelles par l'intermédiaire d'un faisceau électrique constitué de plusieurs fils. Comme illustré par la Figure 26, le câblage électrique est un facteur important dans un véhicule (plusieurs centaines de mètres) et primordial dans un avion (plusieurs centaines de kilomètres). L'équipement électronique est constitué de un ou plusieurs PCB (Printed Circuit Board) typiquement constitués pour les applications automobiles et aéronautiques de centaines de composants actifs (circuits intégrés) et passifs (composants discrets) reliés entre eux par des milliers de lignes d'équipotentiels électriques routées dans des couches de cuivre placées entre des couches de diélectrique. Selon la complexité de l'application, le nombre de couches, qui est toujours pair pour des raisons de fabrication, varie typiquement entre 2 et 6 pour les applications automobiles et entre 12 et 20 pour les applications aéronautiques. Comme on le verra dans ce chapitre, les lignes routées sur les faces externes du PCB sont des lignes micro-ruban ou *micro-strip* tandis que les lignes routées à l'intérieur du PCB et comprises entre des plans métalliques et des couches de diélectriques sont des lignes *stripline*.

Après un bref rappel sur les lignes de transmission, on comparera sur des cas simples de lignes isolées (*single ended*) et couplées (*edge coupled*), les résultats des formules analytiques de la littérature avec les méthodes utilisées dans différents logiciels gratuits et solveurs commerciaux 2D et 3D. On introduira ensuite le modèle de Taylor couramment utilisé pour modéliser le couplage d'une onde EM sur une ligne de transmission et on comparera sur les cas vus précédemment les tensions induites sur une charge  $50 \Omega$  placée en terminaison de ligne les résultats de mesure avec les résultats de simulation. A partir de l'observation des tensions induites dans les différents cas de figure, on tirera les premières conclusions sur les caractéristiques idéales d'une sonde de champ proche utilisable pour reproduire au niveau d'un PCB les tensions induites durant un test en champ lointain.



Figure 26 – Câblage électrique dans un véhicule et dans un avion (Sources Audi et Airbus)

## 2.2 Rappel sur les lignes de transmission

### 2.2.1 Fil au-dessus d'un plan de masse

On considère un fil conducteur placé dans un plan XY situé au-dessus d'un plan de masse métallique et orienté suivant l'axe Z comme illustré par la Figure 27a. Des impédances  $Z_0$  et  $Z_i$  sont placées à chacune des extrémités du conducteur et reliées au plan de masse. Elles représentent dans une application électronique, d'un côté, la résistance interne d'une source de tension ou de courant et, de l'autre, l'impédance d'une charge.

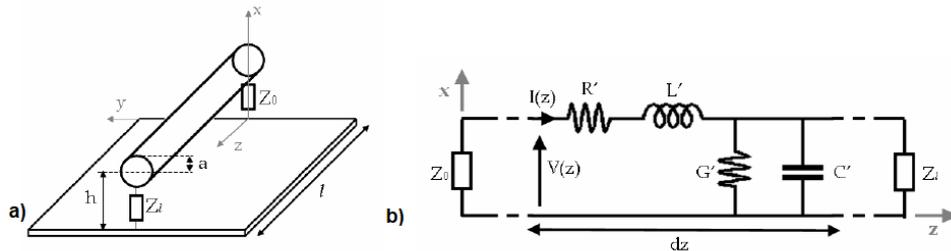


Figure 27 – a) Ligne de transmission et b) modèle électrique équivalent Source (Fernandez-Lopez, 2011)

En excitant ce fil par une source placée à une de ses extrémités, la propagation des ondes entre ce fil conducteur et le plan de masse est une propagation guidée de mode TEM (Transverse Electromagnétique), la propagation des ondes s'effectuant dans un milieu homogène dont la conductibilité électrique est nulle (absence de charge libre). Comme illustré par la Figure 28a, le champ électrique selon la loi de Maxwell-Gauss converge du fil vers le plan de masse et donc principalement orienté dans la direction Z au-dessus et en dessous du fil et dans la direction Y de chaque côté du fil et, le champ magnétique illustré par la Figure 28b, selon la loi d'Ampère tourne autour du fil, et donc principalement orienté dans la direction Y au-dessus et en dessous du fil et dans la direction Z de chaque côté du fil. Les composantes longitudinales, dans la direction X, des champs électrique et magnétique sont nulles.

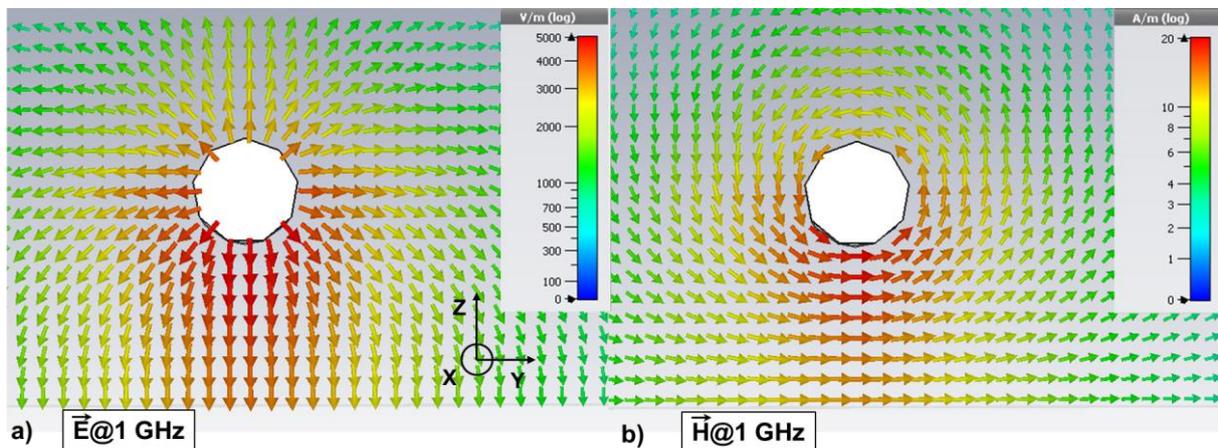


Figure 28 – a) Champ électrique b) Champ magnétique générés par un fil placé au-dessus d'un plan de masse et excité par une source calculés avec CST Studio

La tension entre le fil et le plan de masse peut être calculée en tous points à l'aide des équations différentielles partielles (Heaviside, 1876) décrivant l'évolution de la tension et du courant le long d'une ligne de transmission électrique en fonction de la distance et du temps. Cette équation connue sous le nom d'équation des télégraphistes a été exprimée par (Schelkunoff & Friis, 1952) en fonction des paramètres linéiques de la ligne : résistance R, inductance L, capacité C et conductance G.

$$\frac{\partial^2 V(z,t)}{\partial z^2} = R \cdot G \cdot V(z,t) + (R \cdot C + L \cdot G) \cdot \frac{\partial V(z,t)}{\partial t} + L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 V(z,t)}{\partial t^2} \quad (\text{eq II-1})$$

En considérant une ligne sans pertes, l'équation (eq1) s'exprime par les équations suivantes :

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} + j \cdot \omega \cdot L \cdot I(z) = 0 \quad ; \quad \frac{\partial I(z)}{\partial z} + j \cdot \omega \cdot C \cdot V(z) = 0 \quad (\text{eq II-2})$$

Où  $\omega$  est la fréquence angulaire de l'onde se propageant dans la ligne de transmission.

La ligne peut être décomposée en plusieurs cellules de section « dz » comprenant des éléments électriques localisés R', L', G' et C' exprimés en fonction des paramètres R, L, G et C linéiques de la ligne (Figure 27b). Pour prendre en compte correctement la propagation des ondes, il est usuel de considérer que la dimension d'une section de ligne dz doit être inférieure ou égale à  $\lambda/10$  où  $\lambda$  correspond à la longueur d'onde de la fréquence F la plus élevée transitant dans la ligne ( $\lambda = c/\sqrt{\epsilon_r} F$ )

Dans le cas d'un fil conducteur de longueur « l » et de rayon « a » placé à une hauteur « h » du plan de masse, l'inductance linéique et la capacitance linéique s'écrivent (Paul, 1994):

$$L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot h}{a}\right) ; C = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot L^{-1} \quad (\text{eq II-3})$$

Une ligne de transmission est caractérisée par son impédance caractéristique,  $Z_c = \sqrt{L/C}$  pour une ligne sans perte, indépendante de sa longueur et de la fréquence des signaux transportés. La vitesse de propagation dans une ligne de transmission sans perte vaut  $v = 1/\sqrt{L \cdot C}$  ou pour un diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r$ ,  $v = c/\sqrt{\epsilon_r}$  où « c » est la vitesse de la lumière dans le vide.

De nombreux logiciels gratuits permettent de calculer les éléments R, L, C et G d'une ligne de transmission. On citera comme exemple, le logiciel IC-EMC <http://www.ic-emc.org/> (Sicard & Boyer, 2020). Mais la plupart de ces logiciels ne permettent pas de calculer simplement le cas d'un conducteur entouré d'une gaine isolante utilisé dans l'industrie. Comme le permet la formule analytique (eq II-3), un epsilon effectif peut être considéré en moyennant la contribution de l'epsilon de l'isolant utilisé dans la gaine et l'epsilon de l'air. Pour être plus précis, il faut alors utiliser un logiciel commercial comme CST Studio ou le logiciel gratuit FEMM <https://www.femm.info/wiki/Download> largement utilisé dans l'industrie. Ce logiciel utilise, comme de nombreux solveurs commerciaux, une approche quasi statique des lignes de transmission.

### 2.2.2 Ligne micro-ruban

Sur une carte électronique (PCB), une ligne micro ruban est constituée d'un ruban de cuivre placé sur un matériau diélectrique ( $\epsilon_r > 1$ ) lui-même placé au-dessus d'un plan de cuivre constituant le plan de masse (pour le retour du courant) tel qu'illustré par la Figure 29. Le ruban de cuivre est caractérisé par

sa longueur «  $l$  », son épaisseur «  $e$  » (typiquement variable entre 18 et 35  $\mu\text{m}$  pour les applications numériques) et sa largeur «  $w$  » typiquement variable entre 100 et 300  $\mu\text{m}$  selon la classe de fabrication du PCB. Le substrat diélectrique est caractérisé par sa permittivité relative  $\epsilon_r$  et son épaisseur «  $h$  » comme illustré par la Figure 29.

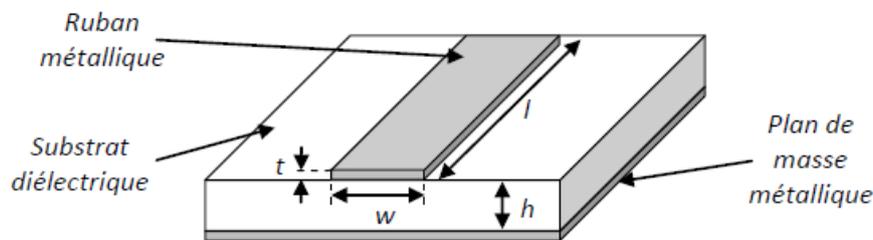


Figure 29 – Structure d'une ligne micro-ruban

La propagation des ondes dans une ligne micro-ruban est une propagation guidée et, comme illustré par la Figure 30, les champs EM se propagent dans le substrat et dans l'air en surface au-dessus et de chaque côté de la ligne. Du fait de cette inhomogénéité du milieu de propagation due à la présence de 2 diélectriques, la propagation est dite en mode quasi transverse électromagnétique (quasi-TEM). En mode quasi-TEM, on considère négligeables les composantes longitudinales des champs E et H par rapport à leurs composantes transverses. Au-dessus de la piste, le champ électrique E sera maximal et orienté dans la direction z et le champ magnétique H maximal orienté dans la direction y. De chaque côté de la piste, seront présentes les composantes z et y du champ électrique E et uniquement la composante z du champ magnétique H.

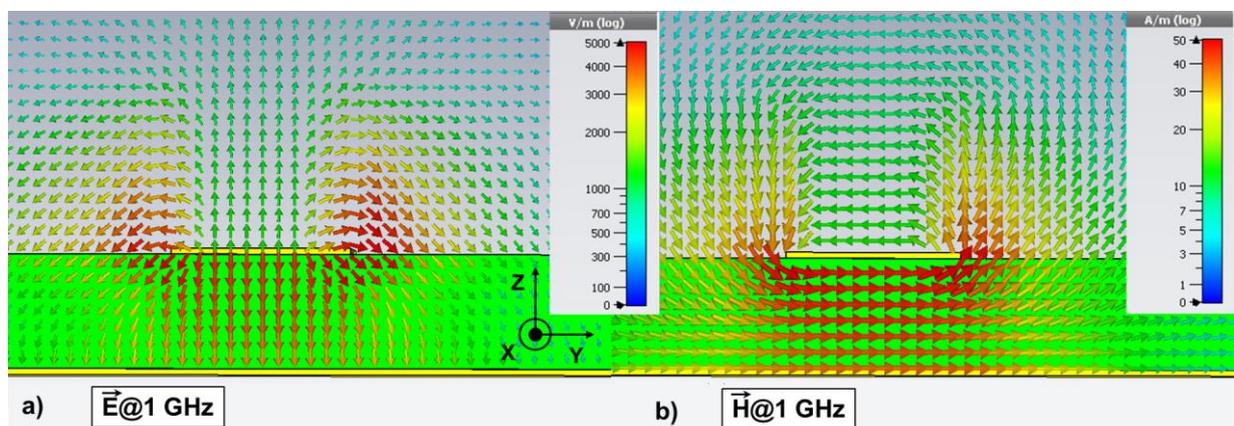


Figure 30 – a) Champ électrique b) Champ magnétique générés par une ligne micro-ruban excitée par une source et calculés par CST Studio

Les paramètres linéiques d'une ligne micro-ruban se calculent analytiquement à partir des données géométriques de la ligne. En utilisant les équations approchées issues de (Schneider, 1969), (Gardioli, 1987), l'impédance caractéristique quasi statique d'une ligne micro-ruban se calcule par les formules suivantes considérées dans la littérature comme donnant une solution approchée avec une erreur inférieure à 1%:

$$Z_c \cong \frac{377}{2\pi \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \text{ pour } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (\text{eq II - 4})$$

$$Z_c \cong \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left( \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} \text{ pour } \frac{w}{h} > 1 \quad (\text{eq II - 5})$$

Avec  $\varepsilon_{eff}$  = permittivité effective calculée avec les formules (Hammerstad E. , 1975):

$$\varepsilon_{eff} \cong \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \cdot \left( \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + 0.04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right) \text{ pour } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (\text{eq II - 6})$$

$$\varepsilon_{eff} \cong \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \cdot \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} \text{ pour } \frac{w}{h} > 1 \quad (\text{eq II - 7})$$

Nous prendrons comme application pratique la ligne micro-ruban normalisée par l'IEC TS 61967-3 pour le calibrage d'une sonde de mesure de l'émission rayonnée en champ proche décrit en Annexe C. Il s'agit d'une ligne micro-ruban de 100 mm de longueur, de largeur  $w$  est de 1 mm, d'épaisseur de cuivre  $e$  de 35  $\mu\text{m}$  et reposant sur un diélectrique en FR4 ( $\varepsilon_r = 4.4$ ) d'épaisseur  $h$  de 600  $\mu\text{m}$ . Le rapport  $w/h$  est de 1,67. Le calcul numérique conduit à une permittivité effective  $\varepsilon_{eff}$  égale à 3,29 et à une impédance caractéristique de 54,4  $\Omega$  ce qui est dans la tolérance spécifiée par l'IEC ( $Z_c = 50 \Omega \pm 5 \Omega$ ). On note que ces équations sont indépendantes de l'épaisseur de cuivre  $e$ .

Il existe d'autres formules analytiques dont (Hall, Hall, & Mac Call, 2000), (IPC-2141A, 2004) faisant intervenir l'épaisseur  $e$  du cuivre.

$$Z_c \cong \frac{87}{\sqrt{1.41 + \varepsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{5.98h}{0.8w + e} \right) \text{ pour } 0.1 < \frac{w}{h} < 2 \text{ et } 1 < \varepsilon_r < 16 \quad (\text{eq II - 8})$$

Avec  $\varepsilon_{eff}$  = permittivité effective calculée avec la formule :

$$\varepsilon_{eff} \cong \frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1) \cdot \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + F - 0.217(\varepsilon_r - 1) \cdot \frac{e}{\sqrt{wh}} \quad (\text{eq II - 9})$$

Avec  $F = 0.02(\varepsilon_r - 1) \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2$  pour  $\frac{w}{h} < 1$  et  $F = 0$  pour  $\frac{w}{h} > 1$

Le site <http://qucs.sourceforge.net/tech/node75.html> fournit une bibliographie complète des formules existant dans la littérature. La table 2-I résume les valeurs d'impédance caractéristique calculées selon les différentes formules existant dans la littérature.

Table 2-I – Valeurs d'impédance caractéristique calculées selon les différentes formules

	[HALL00], [IPC04]	[SCHN69], [GARD87] [HAMM80]	[IPC96]	[WADE91]	[WHEE77]
<b>Z<sub>c</sub> (<math>\Omega</math>)</b>	60,13	54,43	52,62	53,03	53,06

On notera que la différence entre l'IPC-2141A de 1996 et de 2004 réside uniquement dans le fait que la permittivité effective  $\varepsilon_{eff}$  est prise en compte dans la version de 2004 alors que la version de 1996 ne considère que la permittivité du substrat  $\varepsilon_r$ . La capacitance  $C_L$  et l'inductance linéiques  $L_L$  de la

ligne se déduisent de l'impédance caractéristique et de la vitesse de propagation en utilisant les équations vues précédemment. En utilisant par exemple les formules de (Schneider, 1969), on obtient :

$$C_L = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c \cdot Z_c} \text{ soit } 111 \text{ pF/m et } L_L = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} Z_c \text{ soit } 329 \text{ nH/m}$$

Il existe de nombreux logiciels et freeware permettant le calcul de l'impédance caractéristique et des éléments RLCG d'une ligne micro-ruban. Par exemple, l'outil implémenté dans IC-EMC et illustré par la Figure 31 utilise les formulations de (Wheeler, 1977).

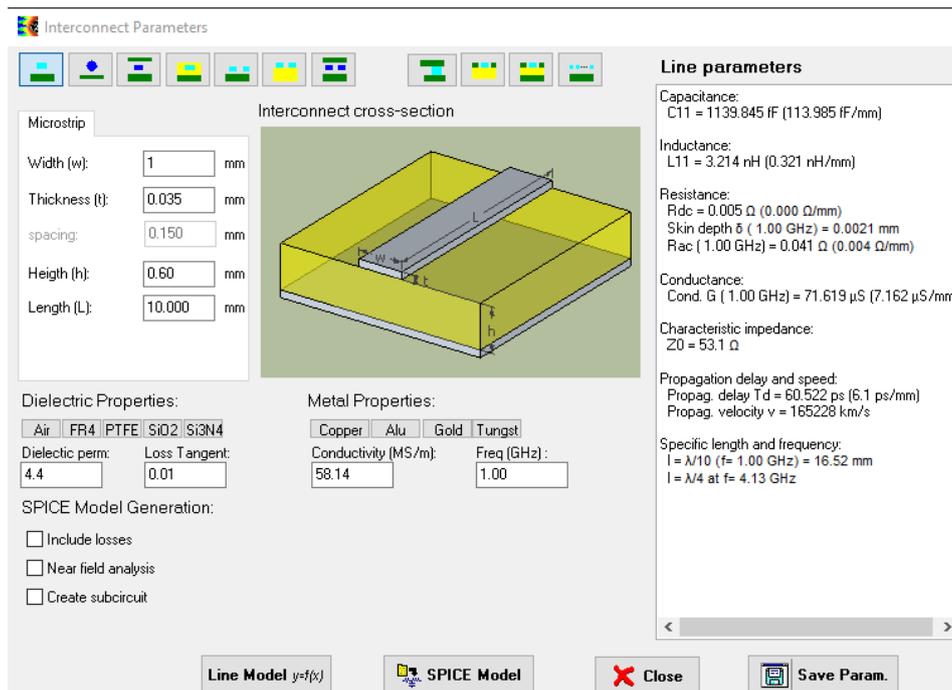


Figure 31 – Calcul des paramètres d'une ligne micro-ruban par le freeware IC-EMC

Ces logiciels permettent également de déterminer le nombre de sections de lignes nécessaires à la représentation sous SPICE de la ligne de transmission valide jusqu'à une fréquence donnée. La longueur  $l$  de la section est calculée par une règle empirique  $l = c / (\sqrt{\epsilon_{eff}} * F * 10)$ . Dans l'exemple de la Figure 31, la section doit être au maximum de 16,52 mm pour que le modèle SPICE en éléments répartis soit valide jusqu'à une fréquence de 1 GHz.

Il existe plusieurs méthodes numériques de résolution des équations de Maxwell pour la propagation d'une onde EM dans une ligne micro-ruban. Les méthodes dites 2D TL pour *Transmission Line* utilisent une formulation analytique comme vu précédemment. La méthode 2D PEEC pour *Partial Element Equivalent Circuit* (Ruehli, 1974) est une résolution de la forme intégrale de l'équation de Maxwell-Ampère. La ligne de transmission est découpée en résistances R, inductances L et mutuelles inductances M dans le cas de lignes couplées. Le modèle de la ligne, souvent dénommé modèle RLM est alors utilisable dans un simulation circuit de type SPICE. Le plan de masse est le plus souvent considéré comme idéal et les capacitances sont calculées élément pas élément en tant que capacités

planes. La méthode 3D FDTD pour *Finite Difference in Time Domain* est une méthode de résolution itérative des équations de Maxwell dans le domaine temporel et spatial. L'espace de calcul est maillé en hexaèdres selon la technique de (Yee, 1966). La maille élémentaire est décrite par la Figure 32. Le flux magnétique traversant une face d'un hexaèdre crée une différence de potentiel électrique entre les 4 nœuds situés aux 4 coins de la face. Cette variation de potentiel va elle-même créer un flux électrique traversant la face d'un hexaèdre adjacent créant un courant électrique sur ces bords. De proche en proche, les variations de champ électrique et de champ magnétique se propagent dans l'espace et dans le temps.

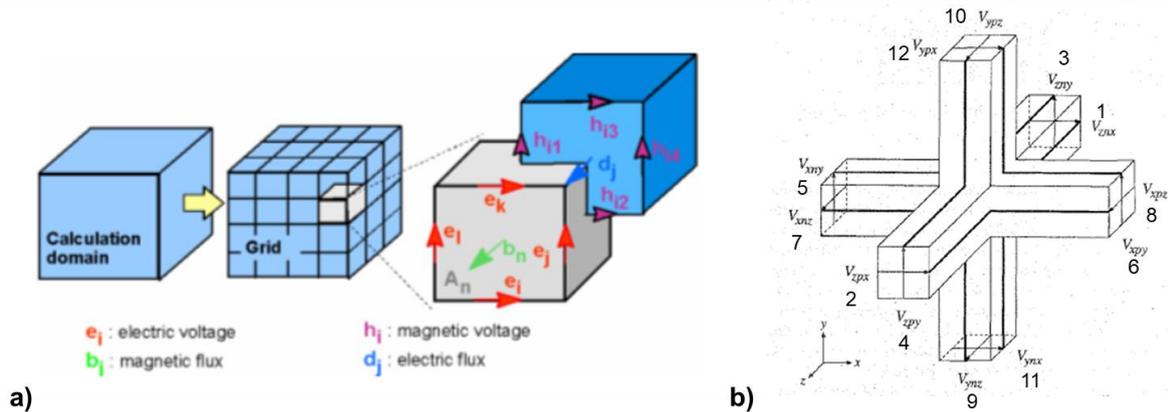


Figure 32 – Maille élémentaire de la méthode a) FDTD (Source CST) b) TLM (Source (Trenkic, Christopoulos, & Benson, 1996))

Le solveur 3D TLM pour *Transmission Line Matrix* est une variante de la méthode FDTD. Elle utilise un maillage de l'espace en lignes de transmission placées le long de lignes orthogonales reliant le centre de 2 faces adjacentes d'un cube selon le principe du *Symmetrical Condensed Node* (SCN) (Johns, *The art of modeling*, 1979), (Hofer, 1985), (Johns, 1987) illustré par la Figure 32b. Un cube peut ainsi être modélisé en 12 lignes de transmission. Dans chaque direction de propagation, les 2 polarisations du champ sont supportées par une paire de lignes de transmission orthogonale. L'avantage de la méthode TLM par rapport à la méthode FDTD est de disposer d'algorithmes de réduction d'ordre de matrice (*Matrix Order Reduction*) réduisant fortement le nombre de mailles et le temps de calcul.

Les solveurs fréquentiels comme celui de CST ou de HFSS sont des méthodes à éléments finis (*Finite Element Method* ou FEM), méthodes de résolution itérative des équations de Maxwell dans le domaine fréquentiel et spatial. Lorsqu'on suppose une dépendance temporelle des champs et l'excitation, les équations de Maxwell peuvent être transformées dans le domaine de fréquence selon la relation  $\vec{E}(t) = \text{Re} \{ \underline{\vec{E}}(\omega) \cdot \exp(j\omega t) \}$  où  $\underline{\vec{E}}$  représente en nombre complexe un champ électrique sinusoïdal dont l'amplitude, la fréquence angulaire  $\omega$  et la phase sont indépendants du temps. C'est une pure représentation analytique de la décomposition de Fourier décrite dans (Bracewell, 1965) utilisée dans la théorie du signal. Le volume de calcul est constitué de mailles élémentaires tétraédriques reliées entre elles par des nœuds sur lesquels sont résolus, fréquence par fréquence,

les équations de Maxwell sous leur forme intégrale. La Figure 33 illustre un exemple de maillage pour un solveur FDTD, TLM et FEM dans une vue en coupe dans le plan Z.

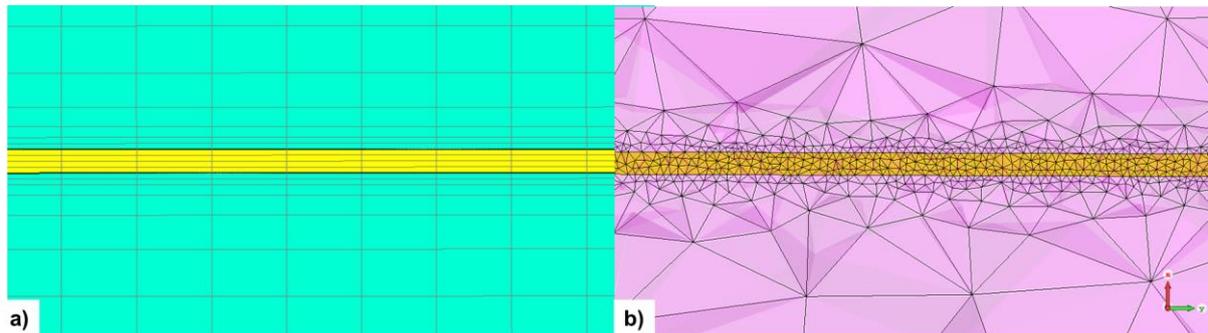


Figure 33 – Vue en coupe dans le plan Z du maillage effectué par un solveur a) FDTD & TLM b) FEM

La Figure 34 illustre la comparaison de l'impédance  $Z_{11}$  calculée selon diverses méthodes de résolution pour un domaine de validité jusqu'à 3 GHz.

- Le calcul analytique est celui de (Wheeler, 1977) fourni par le logiciel IC-EMC. La ligne a été modélisée, sans pertes, en 20 tronçons. Le calcul est immédiat.
- Le calcul CST 2D TL est également issu d'un calcul analytique (méthode non indiquée) et inclut les pertes ohmiques et diélectriques. Le calcul est immédiat.
- Le calcul CST PEEC est effectué en 12 secondes (i5-8250U). Le résultat est très proche du résultat 2D TL car la masse de la carte étalon est idéale.
- Le calcul CST 3D FDTD inclut également les pertes. Le nombre de mailles est de 99 k et le temps de calcul de 96 secondes. Le calcul effectué avec 504 k mailles (non représenté sur la Figure 34) n'apporte pas plus de précision. Il est effectué en 21 minutes et 19 secondes (i5-8250U).
- Le calcul CST 3D TLM a été effectué avec les mêmes contraintes de maillage que la simulation FDTD. Le nombre de mailles est de 103 k avant réduction et 19 k après réduction. Le temps de calcul est de 13 secondes (i5-8250U).
- Le calcul CST 3D FEM a été effectué avec les mêmes contraintes de maillage que les solveurs temporels. Le nombre de mailles est de 40 k et le temps de calcul de 6 minutes et 18 secondes (i5-8250U).

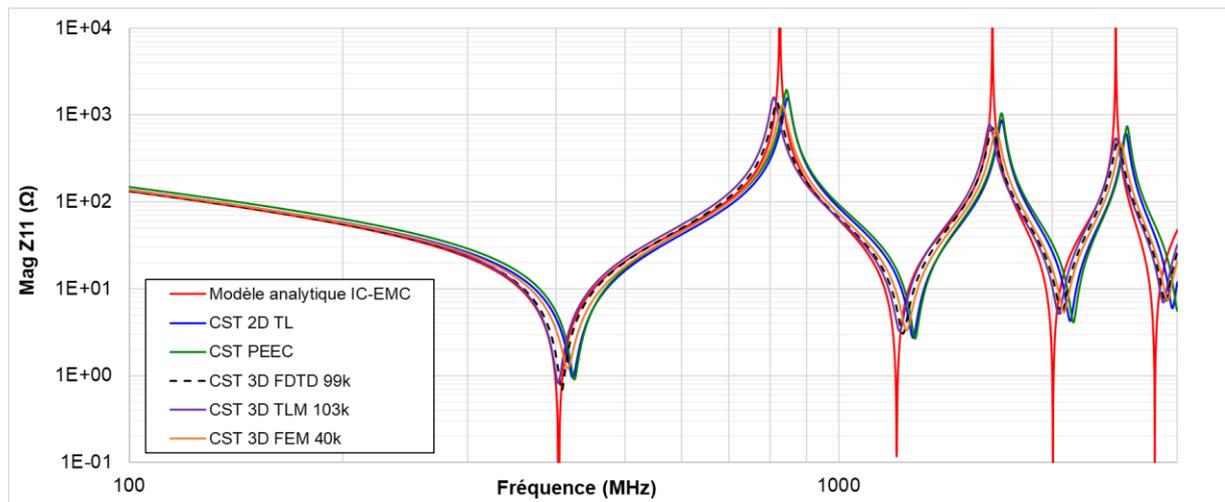


Figure 34 – Calcul de l'impédance  $Z_{11}$  d'une ligne micro-ruban selon différentes méthodes de résolution numériques

Les méthodes 2D TL et PEEC donnent des résultats très proches mais décalées en fréquence par rapport au calcul analytique. Les solveurs 3D FDTD, TLM et FEM donnent également des résultats proches du calcul analytique. La table 2-II fournit les valeurs d'impédance calculées à 100 MHz et à 1 GHz selon les différentes méthodes. On déduit de ces mesures les valeurs au premier ordre de l'inductance et de la capacitance de la ligne. A 100 MHz les écarts de calcul sont inférieurs à 10 %. La méthode PEEC surestime légèrement la valeur d l'inductance et sous-estime celle de la capacitance. A 1 GHz, les écarts sur l'estimation de l'impédance sont plus importants ~30%.

Table 2-II – Valeurs d'impédance  $Z_{11}$  calculées selon différentes méthodes et extraction des paramètres de ligne de premier ordre

	Wheeler	CST 2D TL	CST PEEC	CST 3D FDTD	CST 3D TLM	CST 3D FEM
<b><math>Z_{11}</math> @100 MHz (<math>\Omega</math>)</b>	132,3	136,1	148,7	133,4	137,8	136,8
<b>Capacitance @100 MHz (pF)</b>	12	11,7	10,7	11,9	11,55	11,6
<b><math>Z_{11}</math> @1 GHz (<math>\Omega</math>)</b>	62,1	85,5	93	65,97	63,7	73,2
<b>Fréquence de resonance (MHz)</b>	403	422	423	407	403	415
<b>Inductance (nH)</b>	12,97	12,17	13,23	12,82	13,51	12,65

### 2.2.3 Lignes micro-ruban couplées

Dans le cas de 2 lignes micro-ruban couplées, les modes de propagation diffèrent selon le sens du courant circulant dans les lignes. Si les courants sont de phase identique comme illustré par la Figure 35 (mode commun), le mode de transmission est appelé pair (*even*). Les champs électriques et magnétiques générés par chacune des lignes sont identiques en phase. Un mur électrique se forme entre les 2 lignes tandis que le champ magnétique global s'entoure autour des 2 lignes. Cette configuration des champs est valide tout au long de la ligne.

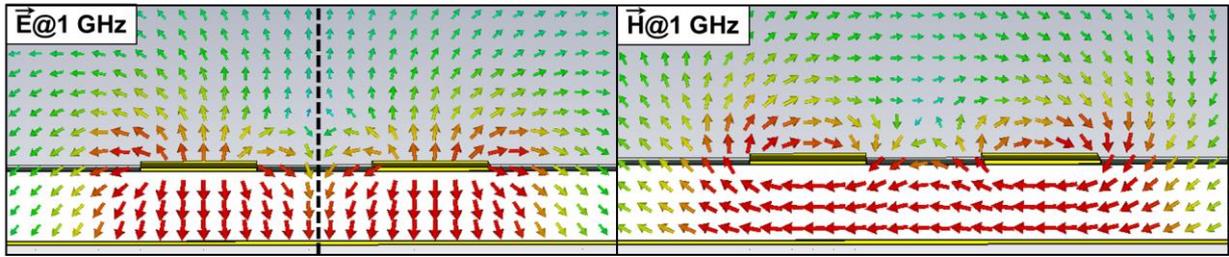


Figure 35 – mode quasi-TEM de 2 lignes micro-ruban couplées en mode pair

Si les courants sont de phases opposées (mode différentiel), le mode de transmission est appelé impair (*odd*). Sur certaines positions de la ligne, les champs électrique et magnétique autour des lignes sont de sens opposés comme illustré par la Figure 36. Un mur magnétique se forme entre les 2 ligne tandis que les champs électriques se rejoignent.

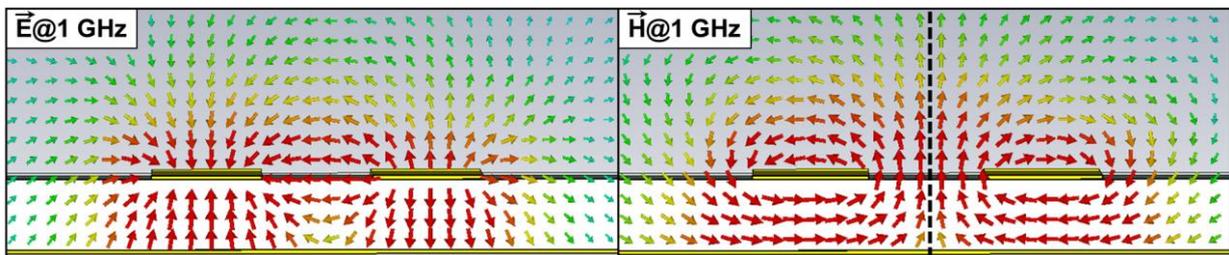


Figure 36 – mode quasi-TEM de 2 lignes micro-ruban couplées en mode impair

Il existe plusieurs formules permettant de calculer les impédances caractéristiques ainsi que la permittivité effective en modes pair et impair de 2 lignes couplées de largeur « w », séparées de « s » et reposant sur un diélectrique d'épaisseur « h ». La formule de (Hammerstad & Jensen, 1980) est le premier modèle général valide avec une précision acceptable. Elle est valide pour les lignes dont les caractéristiques sont comprises dans les limites suivantes :  $0,1 \leq w/h \leq 10$  ;  $0,01 \leq s/h$  avec une précision inférieure à 0,8 %. Cette formule ne prend pas en compte ni l'épaisseur de la ligne ni les dissymétries. Des corrections du modèle ont été apportées par (Jansen, 1978) pour la prise en compte de l'épaisseur de la ligne et de la dispersion en fréquence.

La formule de (Kirschning & Jansen, 1984) est applicable pour les lignes couplées dont les caractéristiques géométriques sont comprises dans les limites suivantes :  $0.1 \leq w/h \leq 10$  ;  $0.1 \leq s/h \leq 10$  ;  $1 \leq \epsilon_r \leq 18$  avec une précision inférieure à 0.6 % bien que ce modèle ne prenne pas en compte l'épaisseur de la ligne. Cette formule est reprise dans (IPC-2141A, 2004) et dans nombre de calculateurs disponibles en freeware dont IC-EMC. Cette formule permet de calculer les impédances caractéristiques impair  $Z_{codd}$  et pair  $Z_{ceven}$  et les permittivités effectives impaire  $\epsilon_{r,eff,odd}$  et paire  $\epsilon_{r,eff,even}$  à partir des vitesses de propagation impaire  $v_{odd}$  et paire  $v_{even}$  selon les formules :

$$v_{odd} = c/\sqrt{\epsilon_{r,eff,odd}} ; v_{even} = c/\sqrt{\epsilon_{r,eff,even}} \text{ avec } c = \text{vitesse de la lumière.}$$

En utilisant la relation liant les impédances caractéristiques impaire et paire à l'impédance caractéristique d'une ligne simple  $Z_c = Z_{c,odd} + Z_{c,even}/2$  et les équations vues pour une ligne

simple  $Z_c = \sqrt{L_L/C_L}$  et  $\sqrt{L_L C_L} = \sqrt{\epsilon_{reff}}/c$ , on en déduit les capacités et inductances linéiques en mode pair et impair :

$$L_{odd} = Z_{codd}/v_{odd} ; C_{odd} = 1/Z_{codd}v_{odd} ; L_{even} = Z_{even}/v_{even} ; C_{even} = 1/Z_{ceven}v_{even}.$$

Selon (Wadell, 1991) on en déduit les inductances et capacités linéiques de mode *single ended* :

$$L_{11} = (L_{odd} + L_{even}) / 2 \quad ; \quad C_{11} = C_{even}$$

Ces valeurs sont identiques pour chacune des lignes. On a  $L_{11} = L_{22}$  et  $C_{11} = C_{22}$

On en déduit également les inductances et capacités linéiques de couplage

$$L_{12} = (L_{even} - L_{odd}) / 2 \quad ; \quad C_{12} = |C_{odd} - C_{even}|$$

Comme dans le cas d'une ligne *single-ended*, le calcul des capacités  $C_{11}$  et inductances  $L_{11}$  linéiques et celui des capacités  $C_{12}$  et inductance  $L_{12}$  de couplage dans le cas de 2 lignes micro-ruban identiques à celle étudiée précédemment séparées de 1 mm peut s'effectuer à l'aide du logiciel IC-EMC. La Figure 37 illustre la représentation SPICE sans perte pour 5 mm de lignes couplées calculée par IC-EMC.

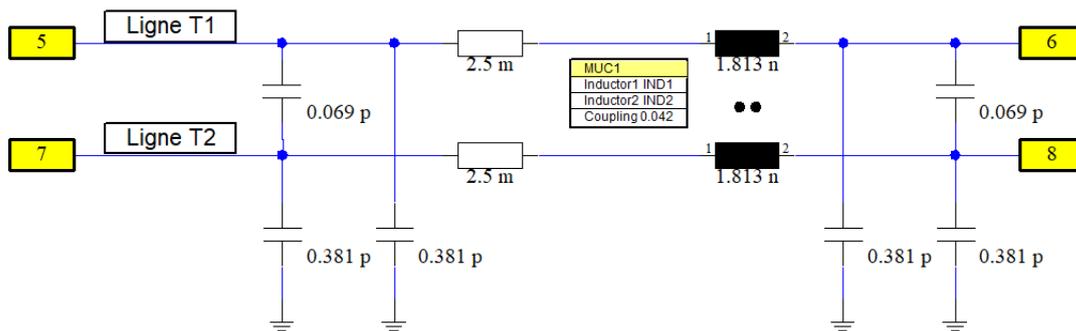


Figure 37 – Représentation de 2 lignes micro-ruban couplées sans perte issue du freeware IC-EMC

On note que le logiciel IC-EMC permet également la représentation sous SPICE de lignes couplées en prenant en compte les pertes diélectriques et les pertes ohmiques dues aux effets de peau.

La Figure 38 illustre la comparaison de l'impédance  $Z_{11}$  de la ligne T1 calculée selon diverses méthodes de résolution pour un domaine de validité jusqu'à 3 GHz. On observe très clairement sur cette courbe les effets du couplage aux fréquences de résonance de la ligne.

- Le calcul analytique a été effectué en modélisant la ligne sans pertes, en 20 tronçons en  $\pi$  en utilisant les valeurs de capacitance et inductance linéiques fournies par le logiciel IC-EMC,
- Le calcul CST 2D TL est une approche quasi statique des lignes de transmission avec considération des pertes ohmiques et diélectriques. L'approche quasi-statique est très utilisée dans la modélisation des lignes de transmission. C'est une simplification des équations de Maxwell que l'on obtient en considérant que les champs sont invariants dans le temps.

- Le calcul CST PEEC est issu d'une modélisation selon la méthode PEEC. Le temps de calcul est de 117 secondes (i5-8250U)
- Le calcul CST 3D FDTD prend également en compte les pertes. Le nombre de mailles total est de 144 k et le temps de calcul de 5 minutes et 34 secondes (i5-8250U).
- Le calcul CST 3D TLM a été effectué avec les mêmes contraintes de maillage que la simulation FDTD. Elle conduit à un nombre de mailles de 22 k réduit à 10,6k après réduction d'ordre de matrice (MOR) et à un temps de calcul de 75 secondes avec un i5-8250U.
- Le calcul CST 3D FEM a été effectué avec les mêmes contraintes de maillage que les solveurs temporels. Le nombre de mailles est de 57 k et le temps de calcul de 9 minutes (i5-8250U).

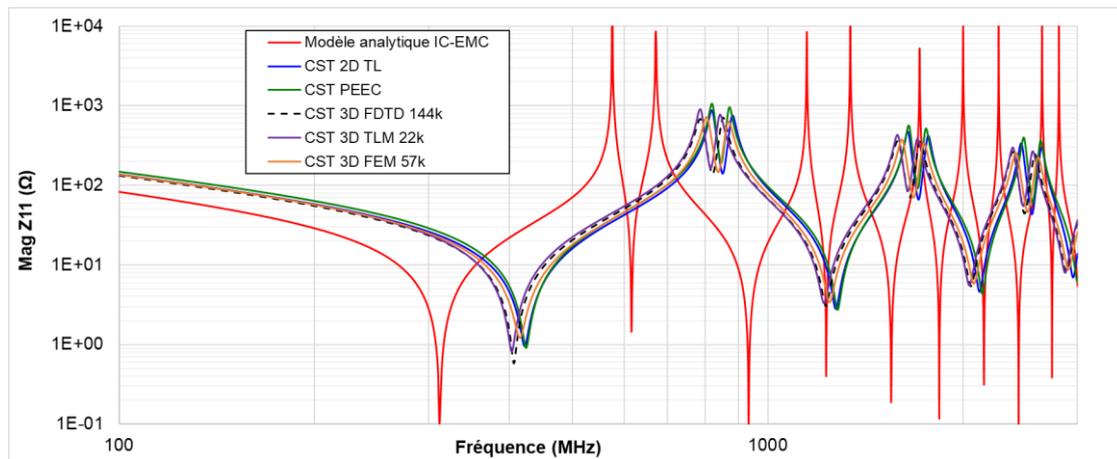


Figure 38 – Calcul de l'impédance  $Z_{11}$  d'une ligne micro-ruban couplée selon différentes méthodes

Le résultat du calcul analytique fourni par IC-EMC est très éloigné des résultats obtenus par une approche quasi-statique et les autres méthodes numériques. Les méthodes 2D TL quasi-statique et PEEC donnent des résultats très proches mais légèrement décalés en fréquence par rapport aux résultats des solveurs 3D FDTD, TLM et FEM qui sont eux-mêmes très proches les uns des autres. La table 2-IV fournit les valeurs d'impédance calculées à 100 MHz avec un écart ~10 % entre les solveurs (hors IC-EMC) et à 1 GHz avec un écart ~40 % entre les solveurs (hors IC-EMC). On constate que IC-EMC surestime, probablement par erreur de codage, la capacitance linéique  $C_{11}$  de chaque ligne alors que le calcul effectué pour la ligne *single ended* vue précédemment était correcte .

Table 2-IV – Valeurs d'impédance  $Z_{11}$  calculées selon différentes méthodes et extraction des paramètres de ligne de premier ordre

	Analytique (IC-EMC)	CST 2D TL	CST PEEC	CST 3D FDTD	CST 3D TLM	CST 3D FEM
$Z_{11}@100$ MHz (Ω)	82,8	136	148,6	132,4	137,6	135,9
Capacitance@100 MHz (pF)	19,23	11,71	10,7	12	11,57	11,7
$Z_{11}@1$ GHz (Ω)	19,2	90,9	96,6	67,8	66,8	77,3
Fréquence de résonance (MHz)	311,7	421	423	406	403	415
Inductance (nH)	13,57	12,22	13,22	12,79	13,5	12,6

### 2.2.4 Paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse

Durant un essai normatif en champ lointain ISO11452-2, une paire bifilaire placée au-dessus d'un plan de masse suit la topologie illustrée par la Figure 39a. La paire est constituée de 2 fils gainés d'un isolant de constante diélectrique  $\epsilon_r2$  reposant sur un isolant d'épaisseur  $h$  et de constante diélectrique  $\epsilon_r1$ . Les fils peuvent être de diamètres différents car dans un faisceau plus important en nombre de fils le retour de masse peut être commun à plusieurs signaux dont l'alimentation. Les formules analytiques de la littérature (Paul, 1994) permettent de résoudre la configuration de la Figure 39b dans un milieu homogène et le freeware IC-EMC permet de résoudre la configuration de la Figure 39c. Les logiciels commerciaux comme FEMM ou CST Studio résolvent toutes les configurations de faisceau électrique. Des paires torsadées, coaxiaux, fils blindés, nappes peuvent être réunis dans un même faisceau. La plupart de ces logiciels utilisent une approche quasi-statique des lignes de transmission. La limitation fréquentielle de la résolution des équations est directement dépendante de la surface de la section du faisceau.

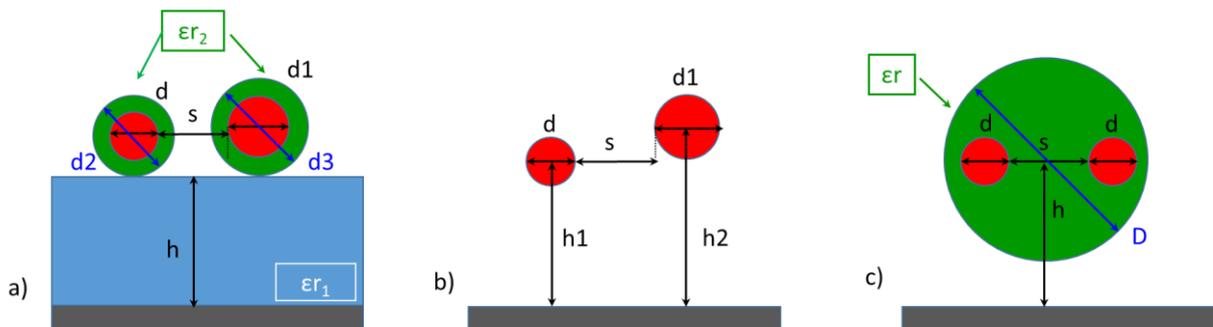


Figure 39 – Configurations de calcul des paramètres linéiques d'une paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse

On se propose de calculer les paramètres linéiques d'une paire bifilaire de 1 m de longueur placée sur un isolant ( $\epsilon_r = 2.2$ ) de 50 mm d'épaisseur posé sur un plan de masse et constituée de 2 fils gainés séparés de  $s = 1$  mm dont le diamètre des conducteurs est de  $600 \mu\text{m}$  et celui de la gaine isolante ( $\epsilon_r = 2.2$ ) de 1 mm. Pour le calcul analytique, la capacitance  $C_{11}$  et l'inductance  $L_{11}$  sont calculés avec l'équation (eq II-3). Pour le calcul de la capacitance, on utilisera un  $\epsilon_r$  effectif approximé. L'inductance  $L_{12}$  se calcule à partir de la formule suivante (Paul, 1994) :

$$L_{12}(F/m) \approx (\mu/4.\pi) . \ln(1 + (4.h^2/(s + d)^2)) \quad (\text{eq II-10})$$

En utilisant l'équation (eq II-3), on en déduit la capacitance  $C_{12}$  en utilisant un  $\epsilon_r$  effectif approximé.

La Figure 40 illustre la modélisation de la paire bifilaire avec le solveur 2D TL CST Cable studio et le solveur 3D full-wave CST MicroWave Studio (MWS).

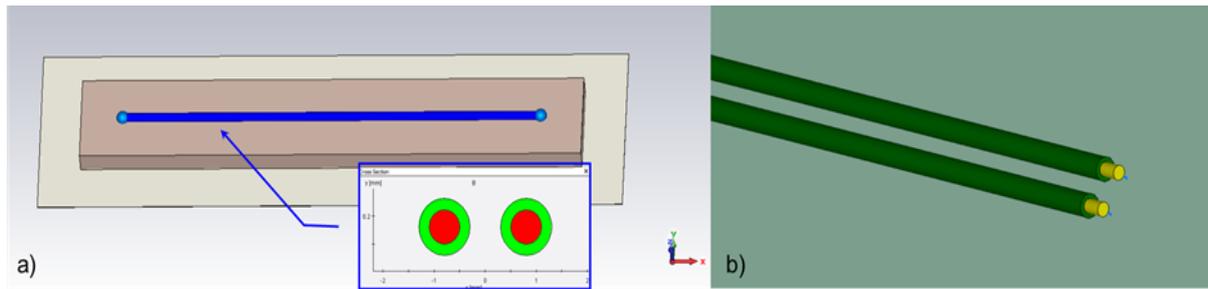


Figure 40 – Modélisation de la paire bifilaire a) sous CST Cable Studio b) sous CST MWS

La table 2-V illustre le calcul des paramètres linéiques par différentes méthodes. Dans le cas de l'utilisation de CST Studio, on utilise la fonction d'extraction d'un modèle SPICE valide jusqu'à 1 MHz. Avec la méthode FDTD, l'extraction du modèle s'effectue en 37 minutes avec un i5-8250U, avec la méthode FEM, l'extraction est effectuée en 117 secondes. Les solveurs temporels nécessitent un maillage fin et un temps de calcul très long sans parvenir à déterminer correctement la capacité linéique.

Table 2-V – paramètres linéiques d'une paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse calculés par différents solveurs

	C11 (pF)	C12 (pF)	L11 (nH)	K
<b>Calcul analytique (<math>\epsilon_{\text{eff}}=1,2</math>)</b>	11,49	16,14	1 162	0.712
<b>IC EMC (D=4 mm ; <math>\epsilon_r=1,2</math>)</b>	25,38	18,75	1 061	0,739
<b>CST 2D TL</b>	8.29	19,24	1 169	0.717
<b>CST 3D FDTD</b>	37.12	24.67	1 171	0.752
<b>CST 3D FEM</b>	9.7	23,89	1 238	0.704

### 2.2.5 Conclusion

Les formules analytiques de la littérature permettent une première approche de la modélisation des lignes de transmission. Elles sont fiables et précises dans le cas de lignes simples (*single-ended*) mais leur usage s'avère délicat dès les conducteurs sont multiples et que le milieu n'est pas homogène. Les solveurs commerciaux 2D basés sur une approche quasi-statique des lignes de transmission permettent une modélisation rapide et précise utilisable dans des simulateurs de type circuit comme SPICE. Ils disposent de capacités de simulation conjointe avec un solveur *full wave* pour prendre en compte des éléments extérieurs au faisceau (isolant, table métallique) et résoudre par exemple le cas de l'irradiation par une onde plane que l'on abordera dans le chapitre suivant. Les solveurs 3D sont performants et également précis mais nécessitent un maillage rigoureux. La taille des mailles doit être proportionnée à la taille des objets ce qui, dans le cas d'une ligne micro-ruban, conduit à un grand nombre de mailles. Pour limiter les temps de calcul, le solveur FDTD de CST par exemple autorise le calcul massivement parallèle à l'aide de cartes GPU (*Graphic Processor Unit*) et le solveur TLM dispose d'algorithmes de réduction d'ordre de matrice. Selon la complexité des cas, le solveur fréquentiel FEM peut être une alternative intéressante en temps de calcul aux solveurs temporels.

## 2.3 Couplage d'un champ EM sur une ligne de transmission

### 2.3.1 Introduction

Comme vu au chapitre 1, les essais normatifs en immunité rayonnée consistent à placer sous un champ électromagnétique un système électromécanique constitué d'un équipement électronique sous test relié à ses charges simulées ou réelles par l'intermédiaire d'un faisceau électrique constitué de plusieurs fils. Les éléments de ce système sont, selon la norme d'essai utilisée, soit placés sur un isolant posé sur une table métallique (équipement sous test, faisceau électrique) soit directement posés sur la table métallique (boîtier de charges). Selon la nature de l'équipement sous test, les normes d'essai prévoient des mesures à effectuer en isolant ou en reliant électriquement l'équipement sous test à la table métallique. Dans le cas d'un équipement automobile par exemple, les calculateurs d'habitacle situés généralement sous la planche de bord, isolés du châssis du véhicule et disposés en boîtier plastique, sont testés de manière isolée tandis que les calculateurs d'injection situés dans le compartiment moteur, reliés au châssis véhicule et disposés en boîtier métallique, sont testés de manière reliée. Cette notion de lien électrique est importante pour la compréhension et la prise en compte de la masse électrique utilisée dans la mesure et dans la simulation. La table métallique est électriquement reliée par une faible impédance, d'une part, à la structure métallique de la chambre anéchoïque elle-même reliée à la terre et, d'autre part, à la masse de la batterie ou au potentiel 0 V de l'alimentation du système. Par ailleurs, même si les mesures sont effectuées de manière courante par des liaisons optiques, la référence de conversion électrique/optique s'effectue, côté capteur dans la chambre, par rapport à la table métallique et la conversion optique/électrique, côté mesure hors de la chambre, par le châssis métallique des instruments de mesure reliés à la terre électrique. Ce lien de masse complexe est particulièrement difficile à prendre en compte lors d'une simulation notamment lorsque celle-ci fait intervenir un simulateur électrique de type SPICE qui ne considère qu'une seule et unique masse électrique.

Nous verrons dans ce chapitre comment la problématique du couplage d'un champ électromagnétique sur un faisceau de fils a été mise en équations dans la littérature scientifique et comment les solveurs commerciaux parviennent à résoudre ces équations dans des cas basiques de lignes de transmission simple et multiple.

### 2.3.2 Modèle de Taylor

L'irradiation de la ligne de transmission décrite par la Figure 27a par une onde plane caractérisée par son vecteur de propagation  $k$  et le champ électrique  $E$  est illustrée par la Figure 41. L'incidence du champ est définie par les angles  $\psi$  (angle d'élévation) et  $\varphi$  (angle d'azimut) tandis que la phase du champ  $E$  par rapport à l'incidence de l'onde plane est définie par l'angle  $\theta$  (angle de polarisation). Il est à noter que la réflexion du champ incident sur le plan de masse située sous la ligne doit être prise en compte dans le calcul. Pour une résolution dans le domaine fréquentiel, une approximation largement utilisée dans la littérature (Paul, 1994) est de considérer un doublement de la valeur du champ.

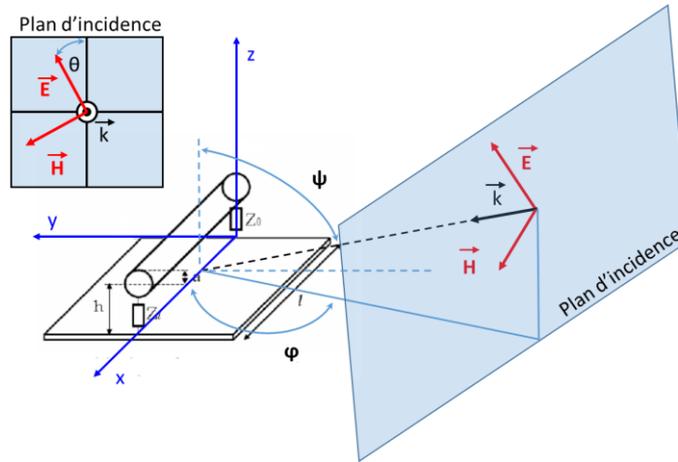


Figure 41 – Irradiation d'une ligne de transmission par une onde plane

Lorsque la ligne de transmission est soumise à un champ EM, une tension  $V(0)$  se crée aux bornes de l'impédance  $Z_0$  alors qu'une tension  $V(L)$  se crée aux bornes de l'impédance  $Z_L$ . Ces tensions sont générées par l'effet combiné d'un couplage capacitif dû à la composante tangentielle du champ électrique et d'un couplage magnétique dû à la composante normale du champ magnétique. Le couplage capacitif du au champ électrique normal s'explique par l'accumulation de charges positives dans l'air en surface du fil conducteur et celle de charges négatives, dans l'air, en surface du plan de masse sous l'effet du champ. Cette accumulation crée une différence de potentiel assimilable à une source de tension s'exprimant en fonction du champ  $\int_0^h E_z \cdot dz$  placée en série de la capacitance linéique  $C'$ . Le couplage magnétique s'explique par la loi de Faraday qui montre qu'un champ magnétique traversant une boucle ici constituée par le fil et le plan de masse crée une force électromotrice  $fem = j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot dx \cdot \int_0^h H_y \cdot dz$ . Cette force électromotrice peut être assimilée à une source de tension placée en série avec l'inductance linéique  $L'$  créant un courant de boucle générant un champ magnétique s'opposant au champ magnétique d'excitation conformément à la loi de Lenz. De ce fait, la polarisation de cette source de tension s'effectue vers le début de ligne (côté  $Z_0$ ).

La Figure 42 décrit le circuit électrique équivalent de la ligne de transmission décrite par la Figure 27a illuminée par une onde plane selon le modèle de (Taylor, Sattewhite, & Harrison, 1965).

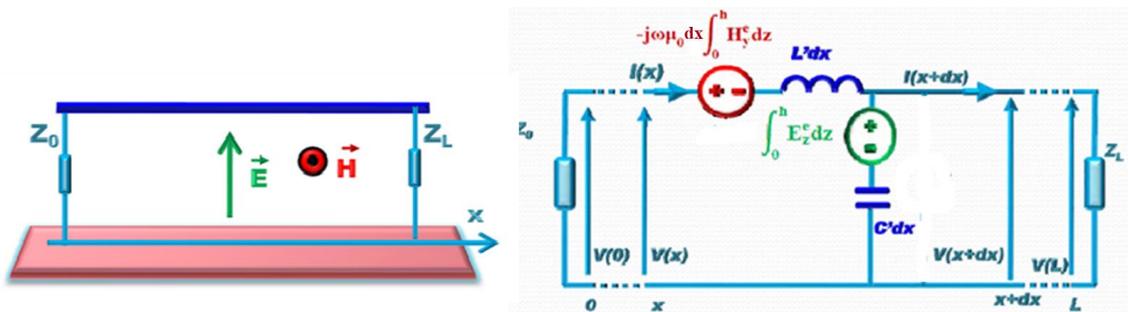


Figure 42 – Circuit électrique équivalent d'une ligne de transmission illuminée par une onde plane selon le modèle de Taylor (Source (Leseigneur, 2011))

Dans le modèle de Taylor, l'effet de la perturbation EM sur la ligne de transmission est modélisée par une source de tension représentant l'influence du champ magnétique transverse  $H_y(x,z)$  et par une source de tension représentant l'influence du champ électrique tangentiel  $E_z(x,z)$  distribués tout au long de la ligne. Les équations différentielles reliant la tension ou courant tout au long de la ligne s'écrivent :

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} + j \cdot \omega \cdot L' \cdot I(x) = -j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot \int_0^h H_y \cdot dz \quad (eqII - 11)$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} + j \cdot \omega \cdot C' \cdot V(x) = -j \cdot \omega \cdot C' \cdot \int_0^h E_z \cdot dz \quad (eqII - 12)$$

Avec les conditions aux limites suivantes à chaque extrémité de la ligne :

$$V(0) = -Z_0 \cdot I(0) \quad \text{et} \quad V(L) = Z_L \cdot I(L)$$

Dans le cas de lignes très courtes par rapport à la longueur d'onde du champ électrique incident ( $L \ll \lambda$ ), ces équations s'écrivent :

$$V(L) - V(0) = -j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H_y \cdot h \cdot L \quad \text{et} \quad I(L) - I(0) = -j \cdot \omega \cdot C' \cdot E_z \cdot h \cdot L$$

Soit en utilisant les conditions aux limites :

$$V(L) \cdot Z_0 + V(0) \cdot Z_L = -Z_0 \cdot Z_L \cdot j \cdot \omega C' \cdot E_z \cdot h \cdot L$$

D'où 
$$V(0) = -\frac{Z_0 \cdot Z_L}{Z_L} \cdot j \cdot \omega C' \cdot E_z \cdot h \cdot L - V(L) \cdot \frac{Z_0}{Z_L}$$

On en déduit 
$$V(L) = -\frac{Z_L}{Z_L + Z_0} \cdot j \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot H_y \cdot h \cdot L - \frac{Z_0 \cdot Z_L}{Z_0 + Z_L} \cdot j \cdot \omega \cdot C' \cdot E_z \cdot h \cdot L \quad (eqII - 13)$$

Cette formule analytique uniquement valable pour les lignes courtes permet une estimation grossière de la tension induite en bout de ligne.

On notera que l'essai en immunité rayonnée ISO 11452-2 décrit au chapitre 1.3.2 est un cas particulier du modèle de Taylor puisque cet essai est réalisé en utilisant uniquement 2 polarisations du champ électrique. L'antenne étant placée face au système sous test (cf Figure 10), la propagation du champ s'effectue de manière normale (angle d'azimut = 90 °) par rapport à la table métallique et donc par rapport au faisceau. Si l'angle d'élévation = 90 °, aucune des 2 polarisations ne produira de champ magnétique  $H_y$  tel qu'illustré par la Figure 42 et le champ électrique vertical  $E_z$  n'existera qu'en polarisation verticale. Durant l'essai réel l'angle d'élévation étant ~73 °, il apparaît en polarisation horizontale un champ magnétique  $H_y$  non nul.

Pour cette raison, il paraît intéressant de présenter ici un dérivé du modèle de Taylor. Dans le modèle d' (Agrawal & Price, 1980), l'effet de la perturbation EM sur la ligne de transmission n'est représenté que par les composantes tangentielles verticales et horizontales du champ électrique incident. Il est déduit des équations précédentes en séparant les sources de tension  $V_e(x)$  dues au champ électrique tangentiel vertical (selon l'axe z) incident placées en bout de ligne des sources de tension  $V_s(x)$  dues au champ électrique tangentiel horizontal (selon l'axe x) incident réparties tout au long de la ligne.

Les équations différentielles reliant la tension répartie  $V_s(x)$  au courant  $I(x)$  tout au long de la ligne s'écrivent en fonction des composantes tangentielles verticale et horizontale du champ électrique :

$$\frac{\partial V_s(x)}{\partial x} + j \cdot \omega \cdot L' \cdot I(x) = V_s(x) = E_x(x, h) \cdot dx$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} + j \cdot \omega \cdot C' \cdot V_s(x) = 0$$

Avec les conditions aux limites suivantes à chaque extrémité de la ligne :

$$V_s(0) = V(0) - V_e(0) = -Z_L \cdot I(0) + \int_0^h E_z(0, z) \cdot dz$$

$$V_s(L) = V(L) - V_e(L) = -Z_L \cdot I(L) + \int_0^h E_z(L, z) \cdot dz$$

Dans le modèle d'Agrawal, l'effet du champ électrique incident se traduit par des sources de tension  $V_e$  placées à chaque extrémité de la ligne de transmission dépendantes de la composante verticale du champ électrique et des sources de tension  $V_s$  réparties tout au long de la ligne de transmission dépendantes de la composante horizontale du champ électrique considéré à la hauteur  $h$ .

La Figure 43 décrit le circuit électrique équivalent de la ligne de transmission décrite par la Figure 27a illuminée par une onde plane selon le modèle d'Agrawal.

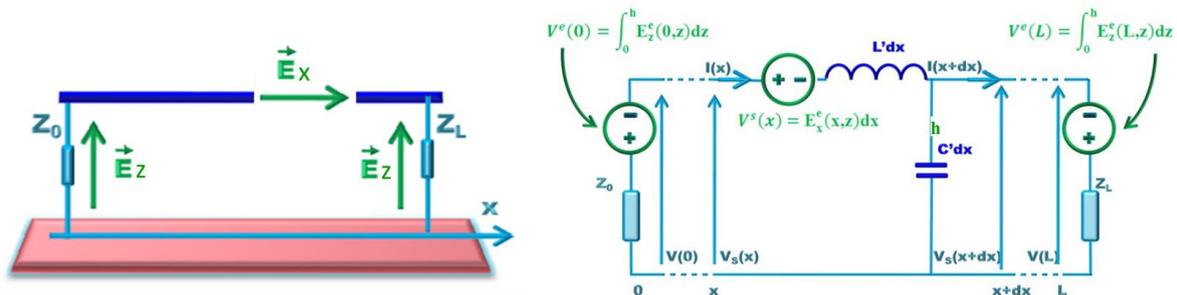


Figure 43 – Circuit électrique équivalent d'une ligne de transmission illuminée par une onde plane selon le modèle d'Agrawal (Source [LESE11])

## 2.3.3 Résolution de cas basiques de couplage

### 2.3.3.1 Fil au-dessus d'un plan de masse

Le cas décrit par la Figure 41 a été réalisé et mesuré expérimentalement en chambre semi-anéchoïque à l'INSA de Toulouse comme illustré par la Figure 44.



Figure 44 – Irradiation d'un fil au-dessus d'un plan de masse

Un fil de  $500 \pm 10$  mm de longueur constitué d'un conducteur multibrin de 0.6 mm de diamètre entouré d'un isolant (PTFE) de 1.3 mm de diamètre est placé  $50 \pm 4$  mm au-dessus d'un plan métallique relié électriquement au sol de la chambre. Le fil est maintenu par 2 équerres métalliques reliées à la table. Il est terminé de chaque côté par un connecteur SMA fermé d'un côté par un bouchon  $50 \Omega$  et de l'autre côté par un capteur de puissance ZX47-60LN+ de chez Mini-circuits. Ce capteur, illustré par la Figure 45, possède une large dynamique de mesure de  $-60$  à  $+5$  dBm sur  $50 \Omega$  sur une large bande de fréquences de 10 à 8 000 MHz. L'erreur de mesure est de  $\pm 1$  dBm.

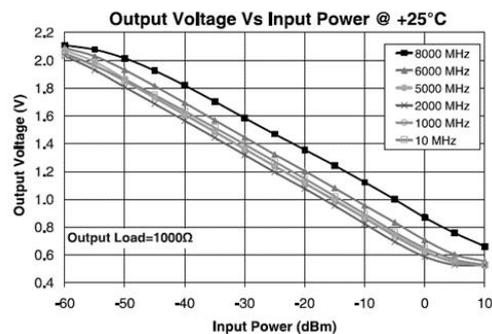


Figure 45 – Caractéristiques du capteur de puissance ZX47-60LN (source Minicircuits)

Le modèle de Taylor, illustré par la Figure 46 pour la polarisation verticale, a été construit à partir des données géométriques du fil. Les capacitances et inductances linéiques sont calculées à partir des équations vues au chapitre 2.2.1 ou à l'aide d'utilitaires comme le logiciel IC-EMC. Le fil de 500 mm a été divisé en 15 segments  $dx$  de 33 mm environ permettant une validité du modèle jusqu'à 900 MHz environ. Les principales incertitudes du modèle concernent la longueur du fil et sa hauteur  $h$  par rapport au plan de masse ainsi que le  $\epsilon_r$  effectif dû à la présence d'isolant autour du fil conducteur. Les générateurs. Des sources de tension sont placées en série de la capacitance de valeur  $V = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot C' \cdot dx \cdot E_z \cdot h$ . Le calcul de la tension induite finale s'effectuera en mode AC par balayage de fréquences en considérant que le champ  $E_z$  égale le champ total normalisé à 1 V/m.

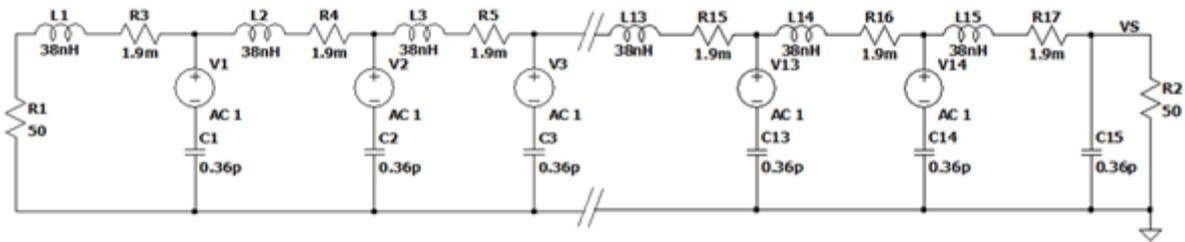


Figure 46 – Modèle de Taylor d'un fil au-dessus d'un plan de masse pour la polarisation verticale

En plus du modèle de Taylor construit sous LTSPICE, un modèle 2D et un modèle 3D ont été construits avec le logiciel CST Studio suite 2018.

- Le modèle 2D est créé par le module CST Cable studio vu au chapitre précédent qui permet de définir un faisceau de fils à partir de sa description géométrique et des caractéristiques électriques des matériaux utilisés. Des torons complexes peuvent ainsi être définis avec toutefois les limitations : la validité en fréquence dépendra de la taille de la section, le foisonnement réel du faisceau restera très difficile à réaliser à moins de découper le faisceau en tranches de faible longueur. CST Cable Studio est un solveur quasi statique d'une ligne de transmission. Le faisceau est placé dans son environnement 3D définissant ainsi une « boîte » de calcul dans laquelle est positionnée l'onde plane. En raison de sa propagation dans l'axe y, l'onde plane est positionnée sur le côté de la « boîte » correspondant à la valeur minimale de y. Les conditions aux limites sont ouvertes (obligatoire pour un calcul avec une onde plane). Le nombre de mailles est d'environ 1 700 K et le temps de calcul d'environ 11 minutes avec un i5-8250U
- Le modèle 3D est créé par le module MWS (Microwave Studio). Il s'agit ici d'une description purement physique et spatiale du faisceau et de son environnement. Le solveur utilise une modélisation en éléments finis (FEM) ce qui signifie que l'ensemble de l'environnement est maillé et que des conditions aux limites sont définies dans la « boîte de calcul » comme pour le modèle 2D. La définition et le positionnement de l'onde plane sont identiques à la modélisation 2D. Le nombre de mailles est d'environ 17 000 K et le temps de calcul d'environ 83 minutes avec un processeur i5-8250U.

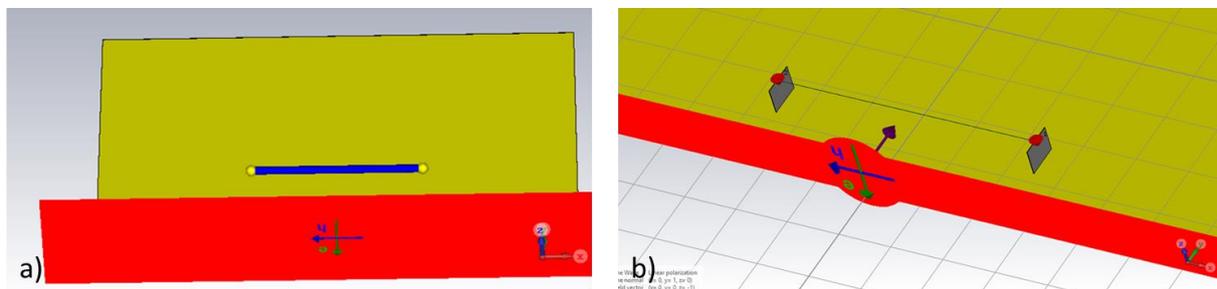


Figure 47 – a) Modèle 2D TL et b) Modèle 3D sous CST Studio 2018 d'un fil au-dessus d'un plan de masse pour la polarisation verticale

Les résultats du calcul du module *Radiated Immunity* du freeware IC-EMC présenté par la Figure 48 ont été également comparés à la mesure et aux résultats des autres solveurs.

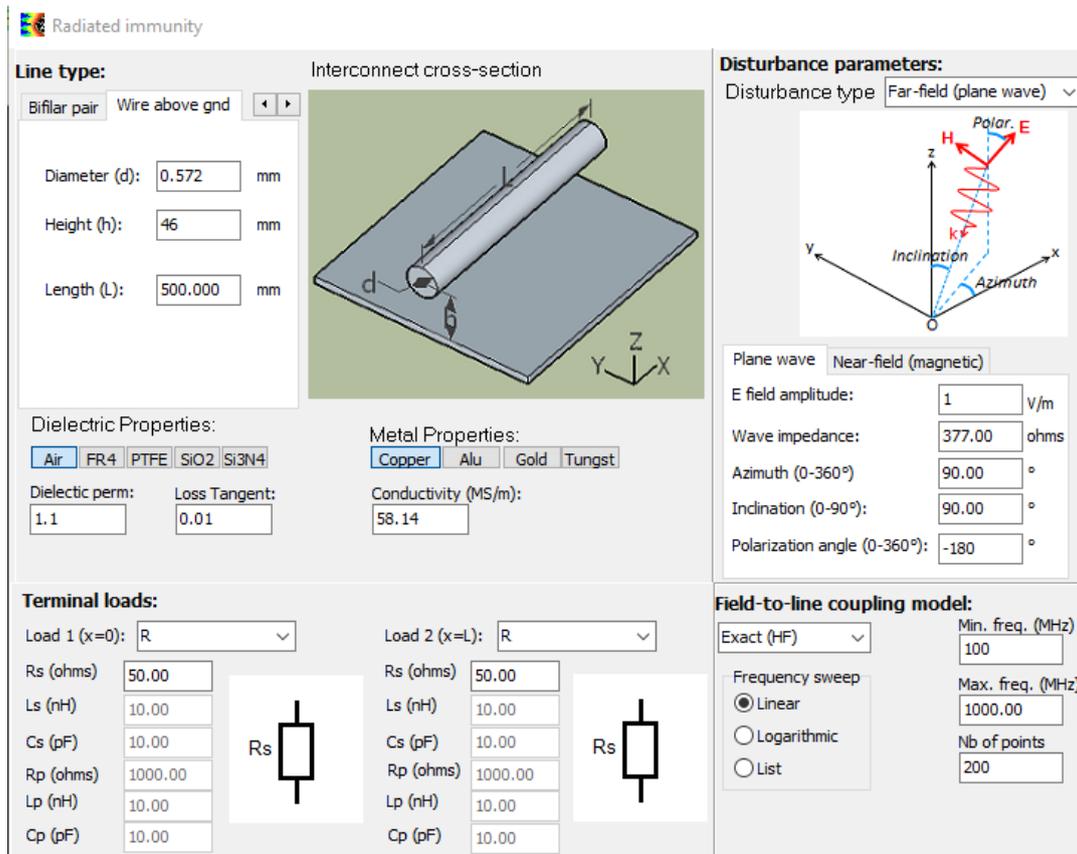


Figure 48 – Calcul de la tension induite sur les charges situées en terminaison d'un fil placé au-dessus d'un plan de masse et illuminé par une onde plane de polarisation verticale sous IC-EMC

La comparaison de la mesure avec les résultats de calcul de la tension induite par les différents solveurs est présentée, pour la polarisation verticale, par la Figure 49. On observe que les résultats de calcul restent pratiquement dans l'enveloppe de mesure déterminée par une tolérance de  $\pm 3$  dB due principalement à l'incertitude sur le calcul du champ électrique avec toutefois des écarts significatifs sur le calcul de la fréquence d'antirésonance (minimum de tension induite).

On peut également observer sur la Figure 49 que l'approximation d'une ligne courte, bien que valide jusqu'à 60 MHz environ, permet d'obtenir une tendance pire cas satisfaisante de la tension induite sur la charge. On remarque les résonances du fil en  $(2n+1) \cdot \lambda / 2$  de sa longueur. On note toutefois sur la mesure un décalage de la fréquence d'antirésonance que l'on attendait théoriquement vers 570 MHz. On voit apparaître vers 600 MHz dans la mesure une remontée du niveau qui pourrait expliquer le fait précédent. On fait l'hypothèse d'un artefact de mesure lié aux dimensions de la table métallique (140 x 70 cm) et à son lien électrique avec les parois de la chambre car on ne retrouve pas cette remontée dans la mesure de l'impédance du fil.

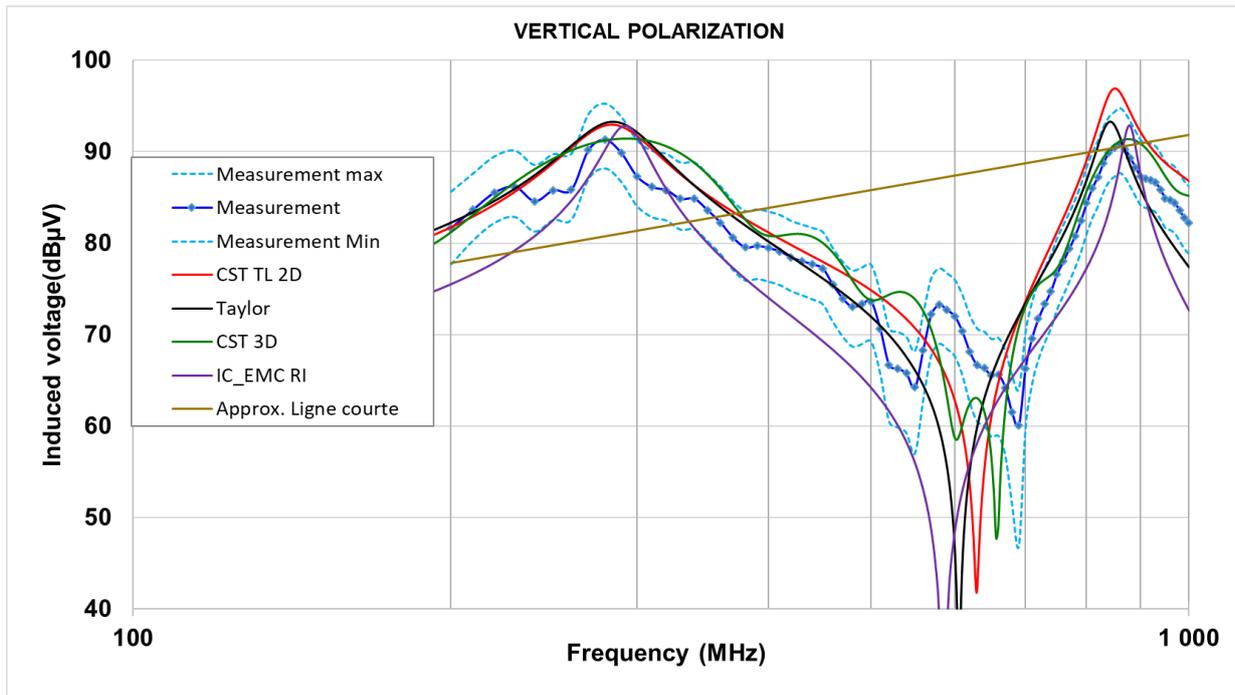


Figure 49 – Comparaison mesure vs simulation de la tension induite sur une charge  $50 \Omega$  placée en terminaison d'un fil placé au-dessus d'un plan de masse et illuminé par une onde plane de polarisation verticale

La Table 2-VI compare la mesure et le calcul de la première fréquence d'antirésonance par différents solveurs lorsque le fil est illuminé par un champ électrique de polarisation verticale.

Table 2-VI – Fréquence d'antirésonance mesurée et calculée par différents solveurs (polarisation verticale)

	Mesure	CST 2D TL	CST 3D	Taylor	IC-EMC
<b>Fréquence de résonance (MHz)</b>	690 $\pm$ 10	629	657	608	584
<b>Ecart mesure</b>	-	- 9%	-5%	-12%	-15%

La Figure 50 compare les 3 composantes mesurées du champ électrique avec le champ électrique total Exyz mesuré et calculé durant un essai RI en polarisation verticale. On observe que le champ Ez égale le champ total mesuré excepté dans la bande de fréquences 300-400 MHz où le champ Ey devient non négligeable par rapport au champ Ez. Le calcul de Taylor étant effectué avec l'hypothèse d'un champ Ez égalant le champ total normalisé, cela entraînera une légère erreur de calcul dans cette bande de fréquences.

La Figure 51 compare ces 3 mêmes composantes avec le champ électrique total Exyz mesuré et calculé durant un essai RI en polarisation horizontale. On observe que le champ Ex n'égale le champ total mesuré qu'au-delà de 600 MHz et que, notamment, le champ Ez est élevé en deçà de cette fréquence probablement en raison de réflexions multiples du champ électrique sur le sol et la table métalliques de la chambre. Le champ Ez intervenant dans le calcul des tensions induites dans l'équation eqII-13, ce champ doit être pris en compte dans la modélisation de Taylor en plaçant des sources de tension en série de la capacitance.

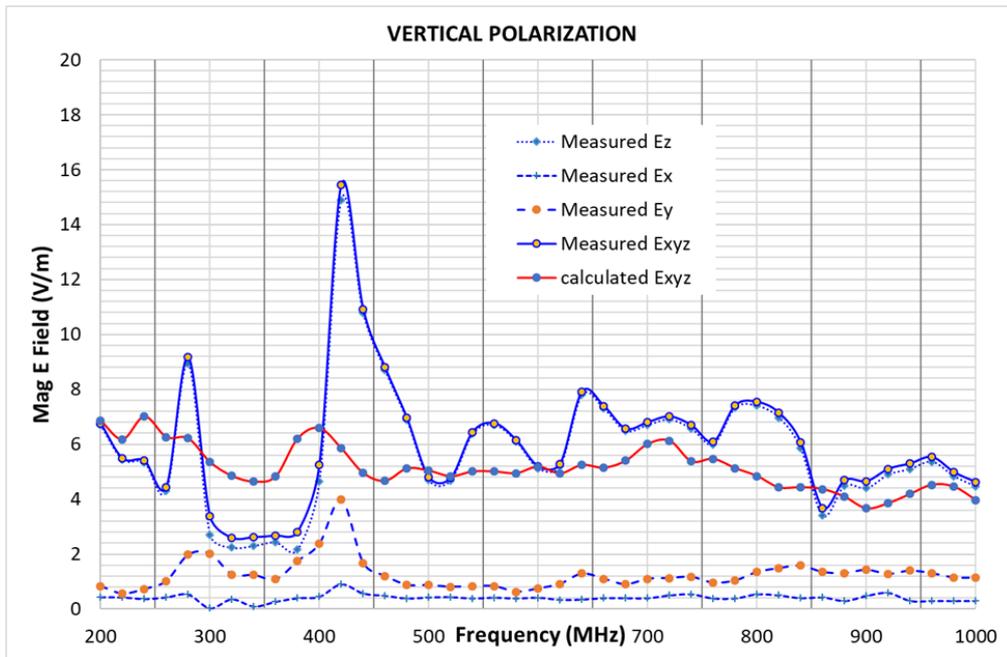


Figure 50 – Comparaison mesure vs calcul du champ électrique durant un essai RI en polarisation verticale

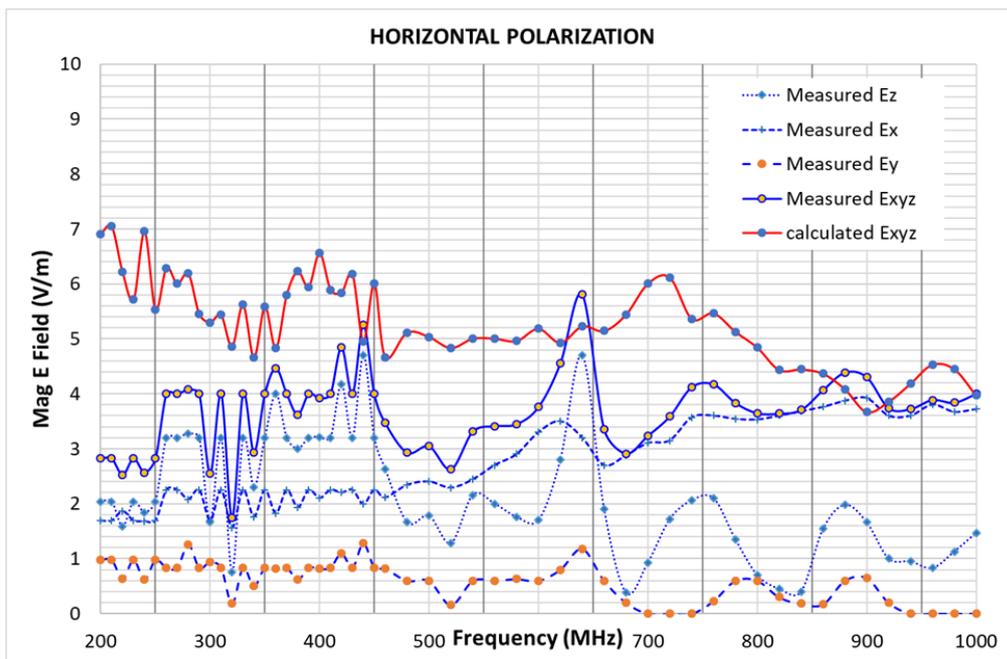


Figure 51 – Comparaison mesure vs calcul du champ électrique durant un essai RI en polarisation horizontale

En polarisation horizontale, le modèle de Taylor décrit par la Figure 52 fait apparaître des générateurs de tension en série avec les inductances dont la valeur est  $V = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot \mu_0 \cdot dx \cdot Hy \cdot h$ . Le champ  $H_y$  n'est présent qu'en raison d'un angle d'élévation  $\neq 90^\circ$ . Étant donnée l'orthogonalité des champs,  $H_y = \cos(\text{angle élévation}) \cdot E_x / 377$ . La Figure 51 montrant que le champ  $E_x$  n'égale pas le champ total sur toute la bande de fréquences, une estimation à valeur constante entrainera une erreur de calcul sur la tension induite. Il en est de même pour l'estimation du champ  $E_z$ .

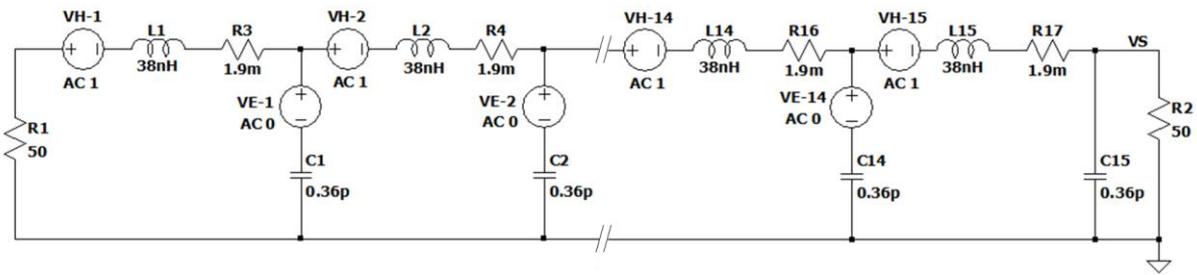


Figure 52 – Modèle de Taylor d'un fil au-dessus d'un plan de masse (polarisation horizontale)

La comparaison de la mesure avec les résultats de calcul des différents solveurs est présentée par la Figure 53. On observe que seul le résultat de calcul de CST 2D TL reste pratiquement dans l'enveloppe de mesure déterminée par une tolérance de  $\pm 3$  dB. Le calcul CST 3D suit la même tendance que le calcul 2D et la mesure mais est décalé en fréquences. Le modèle de Taylor présente une surestimation de la tension induite due à la surestimation des champs  $H_y$  et  $E_z$ . Le calcul effectué par IC-EMC présente une sous-estimation car il ne considère pas le champ  $E_z$ . L'approximation ligne courte est satisfaisante pour une approche pire cas.

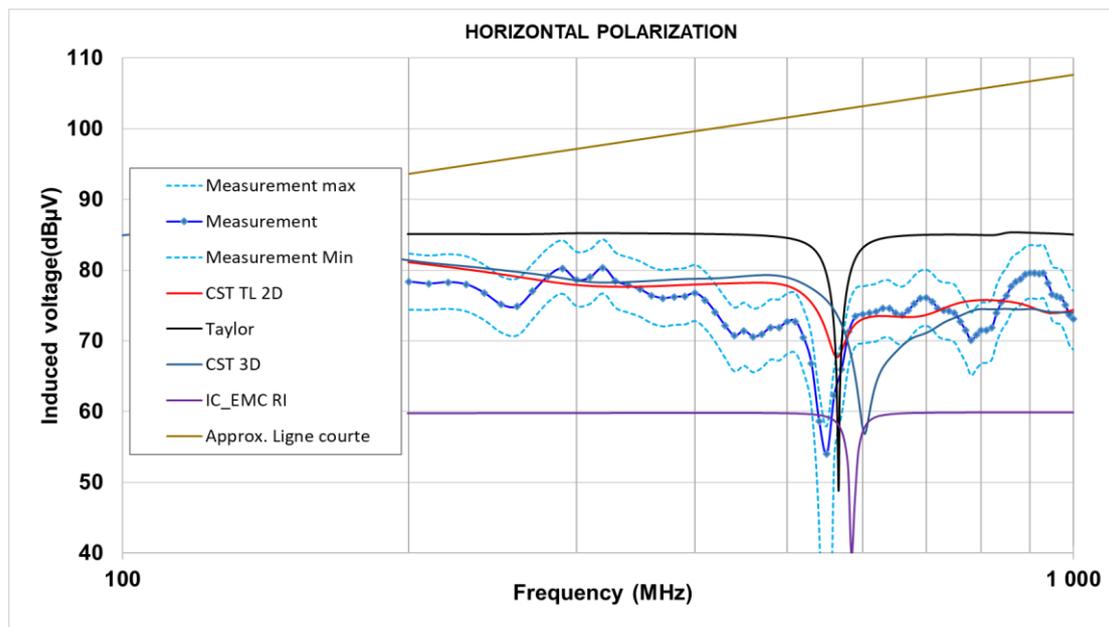


Figure 53 – Comparaison mesure vs simulation de la tension induite sur une charge  $50 \Omega$  placée en terminaison d'un fil placé au-dessus d'un plan de masse et illuminé par une onde plane de polarisation horizontale

La Table 2-VII compare la mesure et le calcul de la première fréquence d'antirésonance par différents solveurs lorsque le fil est illuminé par un champ électrique de polarisation horizontale.

Table 2-VII – Fréquence d'antirésonance mesurée et calculée par différents solveurs (polarisation horizontale)

	Mesure	CST 2D TL	CST 3D	Taylor	IC-EMC
Fréquence de résonance (MHz)	550 $\pm$ 10	562	602	566	584
Ecart mesure	-	+ 2%	+ 9.5%	+ 3%	+ 7%

### 2.3.3.2 Paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse

L'exemple d'une paire bifilaire placée au-dessus d'un plan de masse a également été mesurée et modélisée. La configuration de l'essai réalisée à l'INSA de Toulouse est illustrée par la Figure 54

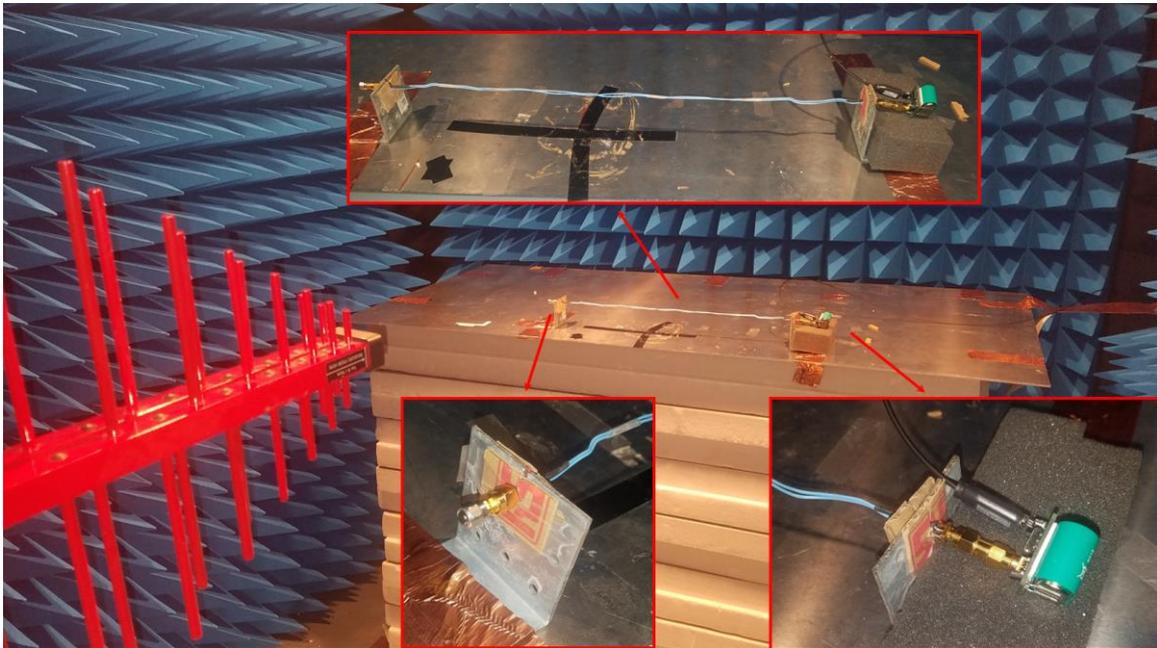


Figure 54 – Irradiation d'une paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse (polarisation verticale)

Une paire bifilaire constituée de 2 fils de  $500 \pm 10$  mm de longueur de mêmes caractéristiques qu'au paragraphe précédent, est placée  $50 \pm 4$  mm au-dessus d'un plan métallique relié électriquement au sol de la chambre. La paire bifilaire est maintenue par 2 équerres métalliques reliées à la table. Elle est terminée de chaque côté par un connecteur SMA fermé d'un côté par un bouchon  $50 \Omega$  et de l'autre côté par un capteur de puissance sur batterie rechargeable et à sortie optique développée par l'INSA (Boyer, Bendhia, & Durier, 2020) autour du LT5534 de chez Linear Technology. Ce capteur, illustré par la Figure 55, possède une large dynamique de mesure, linéaire de  $-55$  à  $-5$  dBm sur  $50 \Omega$  sur une large bande de fréquences de 50 à 2 000 MHz. L'erreur de mesure est de  $< 1$  dBm. Il est important de noter que, contrairement au cas précédent, la charge  $50 \Omega$  et le capteur sont physiquement isolés de la table métallique.

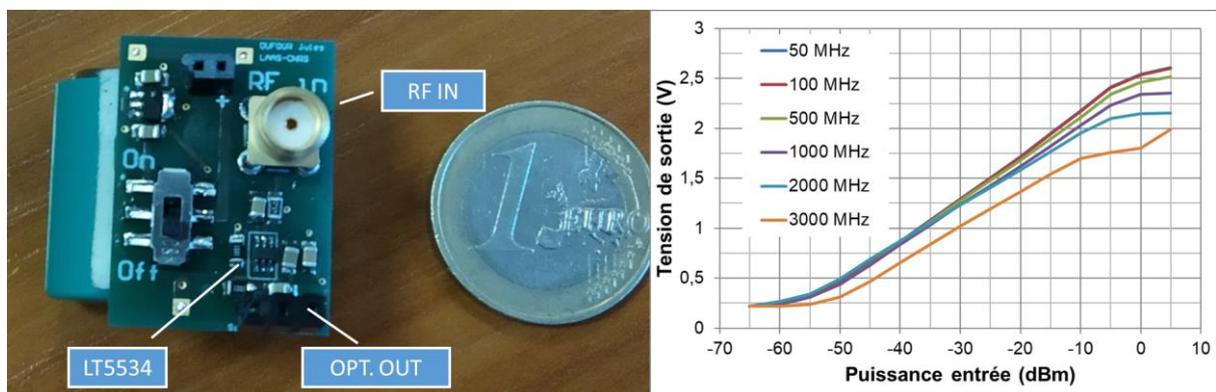


Figure 55 – Caractéristiques du capteur de puissance autonome (source [BOYE20])

Le modèle de Taylor, illustré par la Figure 56, a été construit à partir des données géométriques du fil en prenant les valeurs du calcul analytique avec un  $\epsilon_r$  effectif de 1.2 (cf Table 2.V). La paire bifilaire de 500 mm a été divisée en 32 segments de 15,625 mm permettant une validité du modèle jusqu'à 1,9 GHz environ. Aux incertitudes du modèle concernant la longueur de la paire bifilaire, sa hauteur par rapport au plan de masse et le  $\epsilon_r$  effectif s'ajoute la problématique de la référence de masse utilisée dans les calculs de LTSPICE. Il existe plusieurs possibilités :

- CAS 1 : la masse est positionnée uniquement sur une terminaison de la 50  $\Omega$  de mesure soit le nœud VOUTB sur la Figure 56. Ce cas de figure correspond à la configuration d'essai puisque la masse du capteur de puissance n'est pas reliée directement à la table métallique.
- CAS 2 : la masse est positionnée sur une terminaison de la 50  $\Omega$  de mesure et sur le plan métallique. Ce cas de figure considère que la masse de l'appareil de mesure (voltmètre) étant relié à la terre est de ce fait électriquement reliée à la structure métallique de la chambre et donc à la table métallique et ce même si la liaison entre le capteur et l'appareil de mesure est purement optique. C'est la configuration choisie pour la Figure 56.
- CAS 3 : la masse est positionnée uniquement sur la table métallique. On considère que la mesure différentielle aux bornes de la 50  $\Omega$  de mesure est « flottante ».

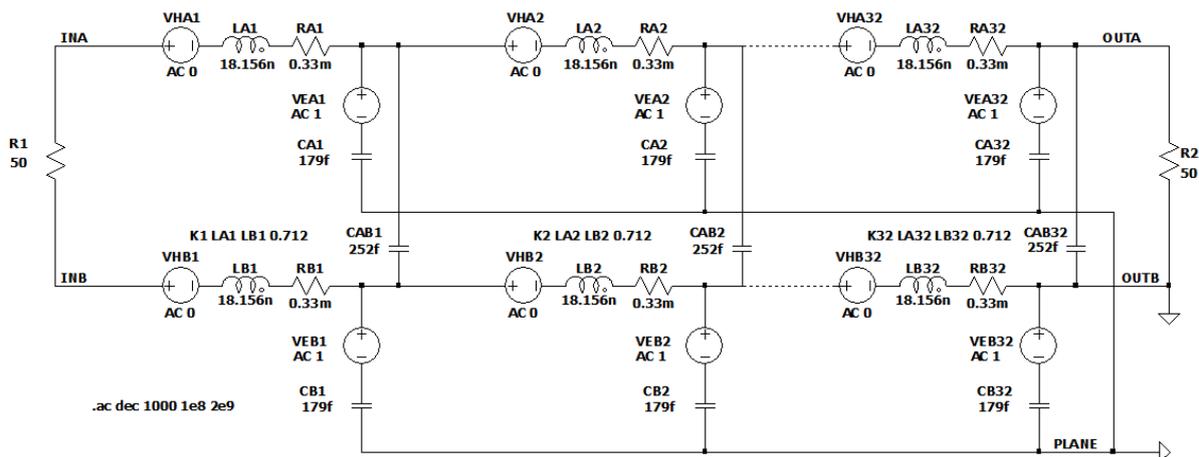


Figure 56 – Modèle de Taylor d'une paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse (polarisation verticale)

En plus du modèle de Taylor construit sous LTSPICE, un modèle 2D et un modèle 3D ont été construits avec le logiciel CST Studio suite 2018.

- Le modèle 2D est créé par le module CST Cable studio. Comme dans le cas précédent, la paire bifilaire est créée à partir de données géométriques et des caractéristiques physiques des matériaux. Les fils sont séparés d'une distance constante de 1.6 mm de centre à centre sur toute la longueur du faisceau. Le calcul se fait en cosimulation, l'irradiation du harnais s'effectuant avec le solveur 3D et le calcul de la tension induite s'effectuant sous SPICE. La référence de masse nécessaire au calcul SPICE est placée sur une terminaison de la 50  $\Omega$  de mesure ce qui correspond au cas 1 du modèle de Taylor vu précédemment. Le nombre de mailles est d'environ 11 890 K et le temps de calcul d'environ 12 minutes avec un i5-8250U

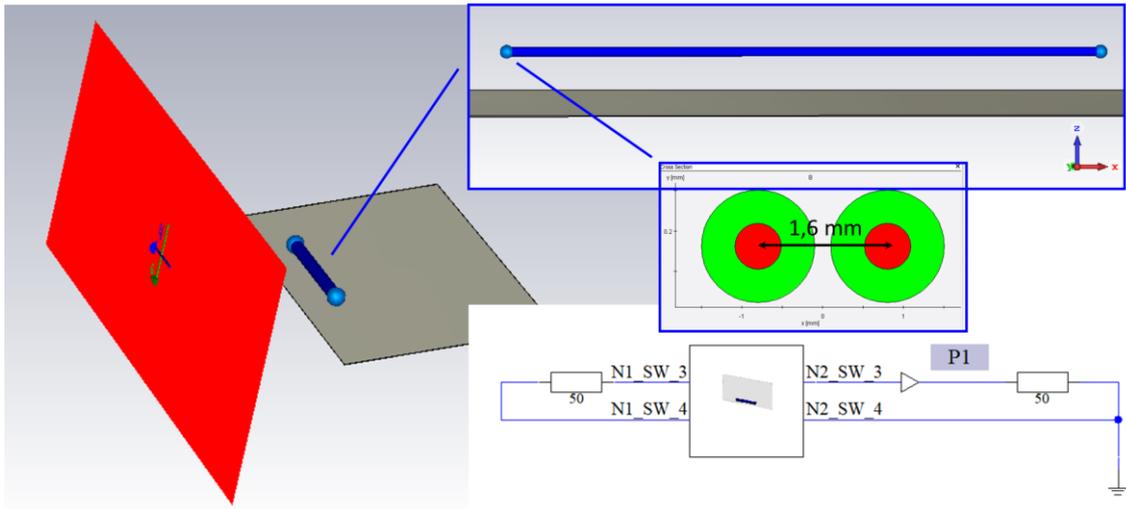


Figure 57 – Modèle 2D TL sous CST Studio 2018 d'une paire bifilaire au-dessus d'un plan de masse (polarisation verticale)

- Le modèle 3D est créé par le module MWS (Microwave Studio) à partir des mêmes données géométriques et physiques que le modèle 2D. Par contre le calcul s'effectue entièrement dans le module 3D et ne fait pas appel à SPICE. Dès lors, la considération de la masse électrique devient primordiale pour le calcul. Dans notre configuration, la table métallique est prise par défaut comme référence de masse ce qui rend le cas 1 du modèle de Taylor non réalisable en 3D. Le cas 2, qui correspond au cas illustré par la Figure 58, consiste à relier, au travers d'un port discret d'impédance quasi nulle, l'extrémité du fil retour à la table métallique. Pour limiter la longueur de ce port discret assimilé par le solveur à un fil de diamètre quasi nul, une équerre métallique reliée à la table est placée au plus proche de l'extrémité du fil. Le cas 3 consisterait à ne laisser que la 50  $\Omega$  de mesure représentée ici en élément discret. Le nombre de mailles est d'environ 9 712 K et le temps de calcul d'environ 103 minutes avec un processeur i5-8250U.

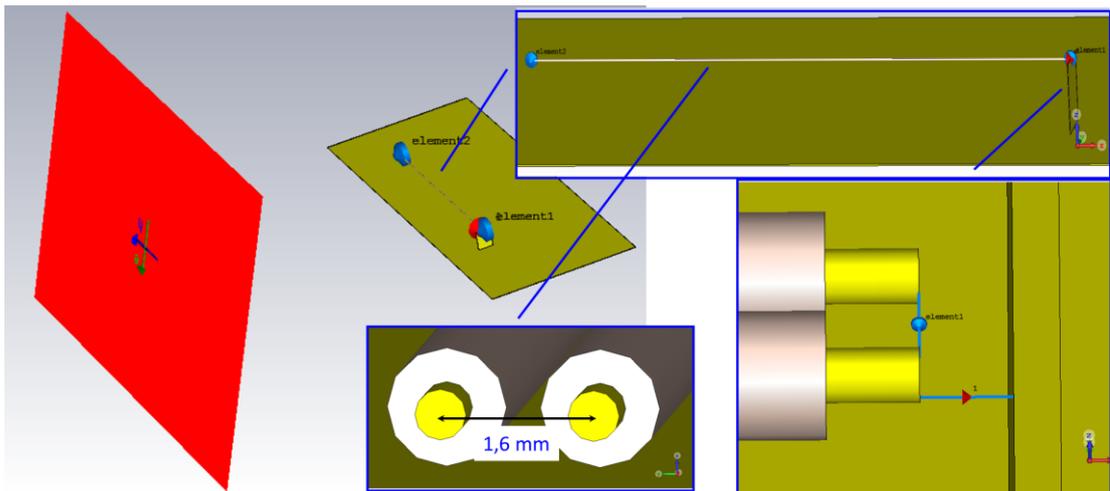


Figure 58 – Modèle 3D sous CST Studio 2018 d'un fil au-dessus d'un plan de masse pour la polarisation verticale

La comparaison de la mesure avec les résultats de calcul des différents solveurs est présentée, pour la polarisation verticale, par la Figure 59. On observe que tous les résultats de calcul présentent la même tendance de courbe : on observe des minimas de tension aux fréquences correspondant aux  $(2n+1) \lambda/4$  de longueur de la paire bifilaire et des maximas de tension aux  $2n \lambda/2$ . La différence de calcul des paramètres linéiques observée au chapitre 2.2.4 se voit ici sur le décalage des fréquences de résonance entre CST, IC-EMC d'une part et le calcul analytique utilisé dans le modèle de Taylor d'autre part. Une nouvelle fois, on observe que le solveur de CST 2D TL est une résolution SPICE du modèle de Taylor.

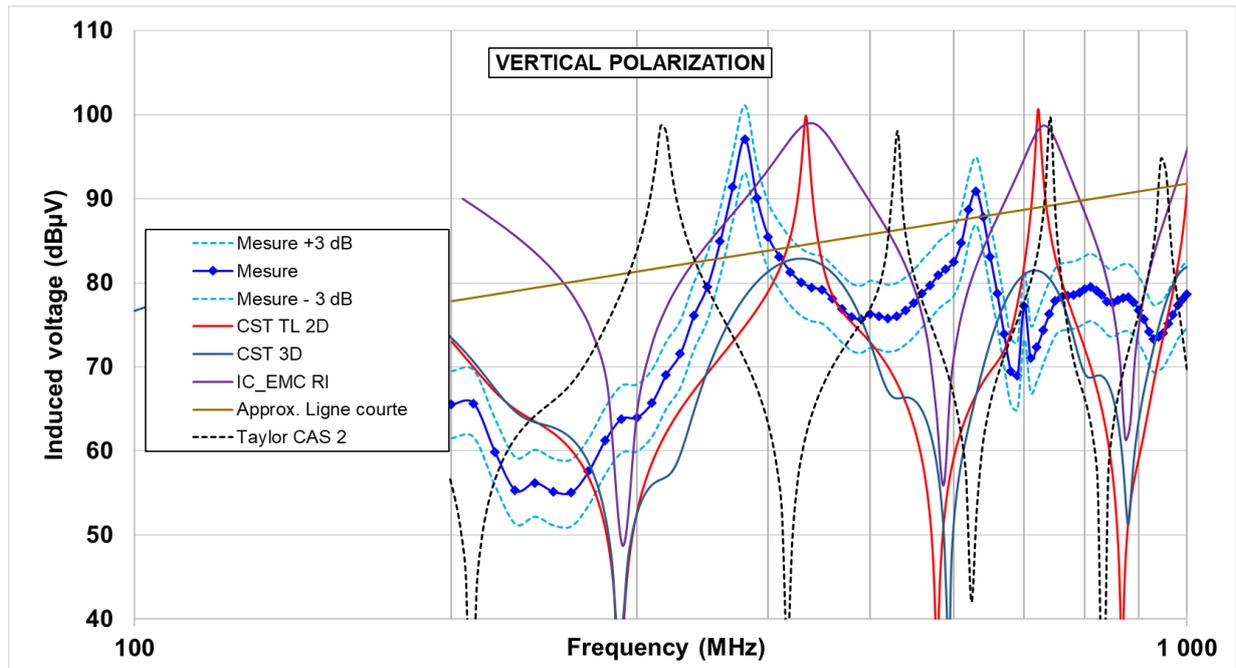


Figure 59 – Comparaison mesure vs simulation de la tension induite sur une charge  $50 \Omega$  placée en terminaison d'une paire bifilaire placée au-dessus d'un plan de masse illuminé par une onde plane de polarisation verticale

La Table 2-VIII compare la mesure et le calcul de la première fréquence d'antirésonance par différents solveurs lorsque le fil est illuminé par un champ électrique de polarisation verticale.

Table 2-VIII – Fréquence de résonance mesurée et calculée par différents solveurs (polarisation verticale)

	Mesure	CST 2D TL	CST 3D	Taylor	IC-EMC
<b>Fréquence de résonance (MHz)</b>	690 ±10	629	657	608	584
<b>Ecart mesure</b>	-	- 9%	-5%	-12%	-15%

On peut également observer sur la Figure 59 que l'approximation d'une ligne courte, bien que valide jusqu'à 60 MHz environ, permet d'obtenir une tendance pire cas satisfaisante de la tension induite sur la charge.

Dans le cas d'une polarisation horizontale, on a vu que, pour un fil simple, le modèle de Taylor fait apparaître des générateurs de tension en série avec les inductances dont la valeur est  $V_{Hy} =$

$2 \cdot \pi \cdot F \cdot \mu_0 \cdot dx \cdot Hy \cdot h$  où  $Hy$  est le champ magnétique traversant la boucle constituée par le fil simple et la table métallique. On a vu précédemment comment on pouvait évaluer ce champ  $Hy$  en fonction de l'angle d'élévation. Pour une paire bifilaire, il faut ajouter au calcul l'effet du champ magnétique  $H_z$  traversant la boucle constituée par les 2 fils de la paire bifilaire puisque l'un des 2 fils en constitue la référence de masse. Pour la modélisation cela revient à considérer dans les générateurs de tension en série dans la ligne signal une source  $V_{Hz} = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot \mu_0 \cdot dx \cdot Hz \cdot s$  où  $s$  est la distance séparant les 2 fils. La valeur du champ  $H_z$  peut être déterminée par la formule  $H_z = \sin(\text{angle élévation}) \cdot E_x / 377$ . Comme dans le cas de la ligne simple, la Figure 51 montrant que le champ  $E_x$  n'est pas le champ total sur toute la bande de fréquences, une estimation à valeur constante entraînera une erreur de calcul sur la tension induite. On retrouvera également pour la paire bifilaire l'effet du champ  $E_z$  avec la même difficulté d'estimation.

La comparaison de la mesure avec les résultats de calcul des différents solveurs est présentée par la Figure 60. On observe un décalage dans les fréquences de résonance lié à l'approximation de la longueur du faisceau mais, en considérant un recadrage en fréquence, on peut constater que le calcul de CST 3D est relativement proche de la mesure. Le calcul CST 2D TL suit la même tendance que le calcul 3D avec une dynamique plus élevée. Le modèle de Taylor ainsi que le calcul effectué par IC-EMC donnent également des résultats satisfaisants malgré une sous-estimation, pour le modèle de Taylor, ou une surestimation pour le calcul d'IC-EMC des niveaux en raison de la mauvaise estimation des champs  $E_z$ ,  $Hy$  et  $H_z$ . L'approximation ligne courte, valide jusqu'à 60 MHz, semble suivre la tendance du modèle de Taylor et présente une sous-estimation de 20 dB de la tension induite à 100 MHz.

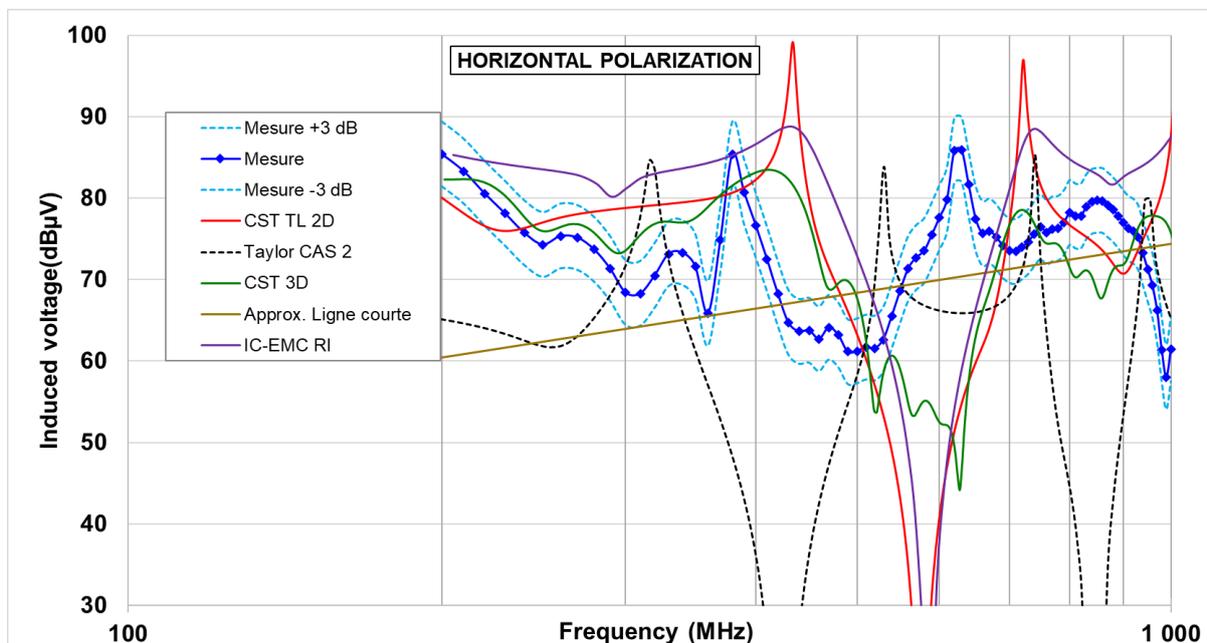


Figure 60 – Comparaison mesure vs simulation de la tension induite sur une charge 50 Ω placée en terminaison d'une paire bifilaire placée au-dessus d'un plan de masse et illuminée par une onde plane de polarisation horizontale

### 2.3.3.3 Ligne micro-ruban

Le couplage d'un champ EM sur une ligne micro-ruban a également été mesuré et modélisé. La configuration de l'essai réalisé à l'INSA de Toulouse est illustrée par la Figure 61.

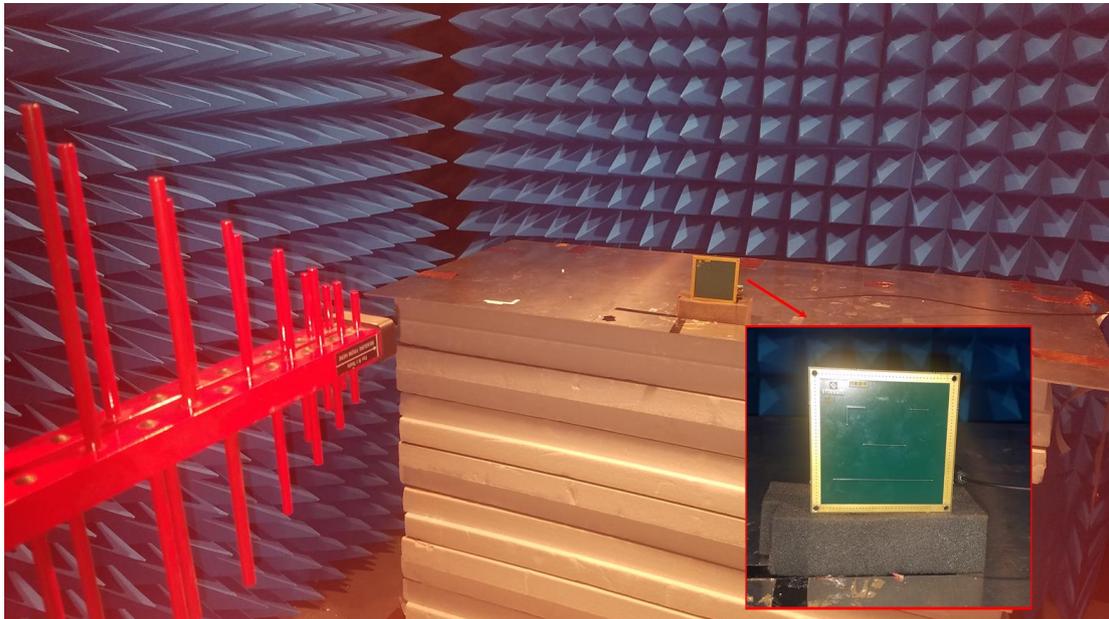


Figure 61 – Irradiation d'une ligne micro-ruban (polarisation verticale)

La ligne micro-ruban, qui a été décrite au paragraphe 2.2.2, a une longueur de 60 mm, une largeur de 550  $\mu\text{m}$  une épaisseur d'environ 35  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur du diélectrique (FR4)  $h$  est de 305  $\mu\text{m}$ .

Un modèle de Taylor illustré par la Figure 62 a été construit à partir des données géométriques de la ligne en utilisant les formules analytiques de (Wheeler, 1977). La ligne micro-ruban est divisée en 6 segments de  $dx = 10$  mm permettant une validité du modèle jusqu'à 1 600 MHz environ.

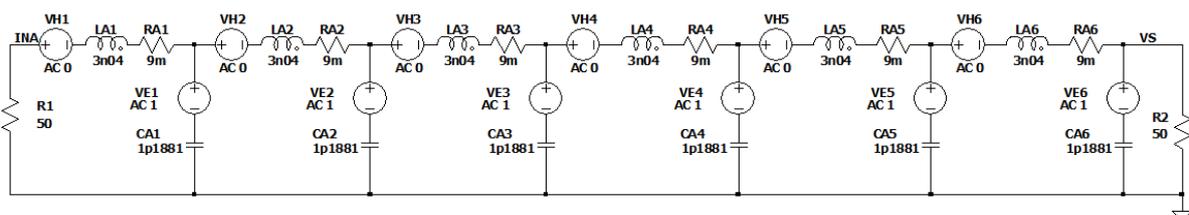


Figure 62 – Modèle de Taylor d'une ligne micro-ruban isolée (polarisation verticale)

La Figure 63 présente un modèle 3D construit avec le logiciel CST Studio suite 2018 en important les fichiers de fabrication du PCB. Le maillage d'une carte électronique conduit à un grand nombre de mailles puisque les règles imposent de disposer au minimum de 3 mailles dans la largeur et l'épaisseur d'une ligne micro-ruban soit des tailles de mailles d'une dizaine de  $\mu\text{m}$  dans l'épaisseur de la ligne et de 50  $\mu\text{m}$  dans la largeur. Le nombre de mailles est d'environ 9 369 K et le temps de calcul d'environ 103 minutes avec un processeur i5-8250U. On notera que le modèle a été créé dans le référentiel de la carte et qu'en conséquence la propagation de l'onde s'effectue selon l'axe Z.

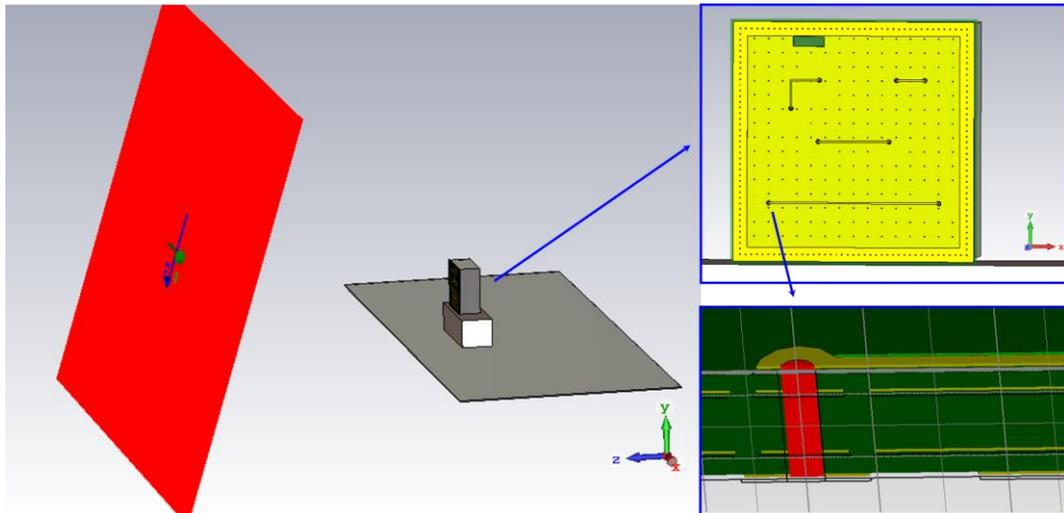


Figure 63 – Modèle 3D sous CST Studio 2018 d'un fil au-dessus d'un plan de masse pour la polarisation horizontale

La comparaison de la mesure avec les résultats de calcul des différents solveurs est présentée, pour la polarisation verticale, par la Figure 64. En polarisation verticale, les sources de tension relatives au champ E valent  $V = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot C' \cdot dx \cdot Ez \cdot h$ . Ez se calcule par la formule  $E_z = \sin(\text{angle élévation}) \cdot E_{xyz}$ . L'approximation ligne courte et le modèle de Taylor sont très proches avec de 4 à 10 dB par rapport à la tendance de la mesure. Le modèle CST 3D est plus proche de la tendance de la mesure dans les plus basses fréquences mais s'en écarte pour  $F > 500$  MHz.

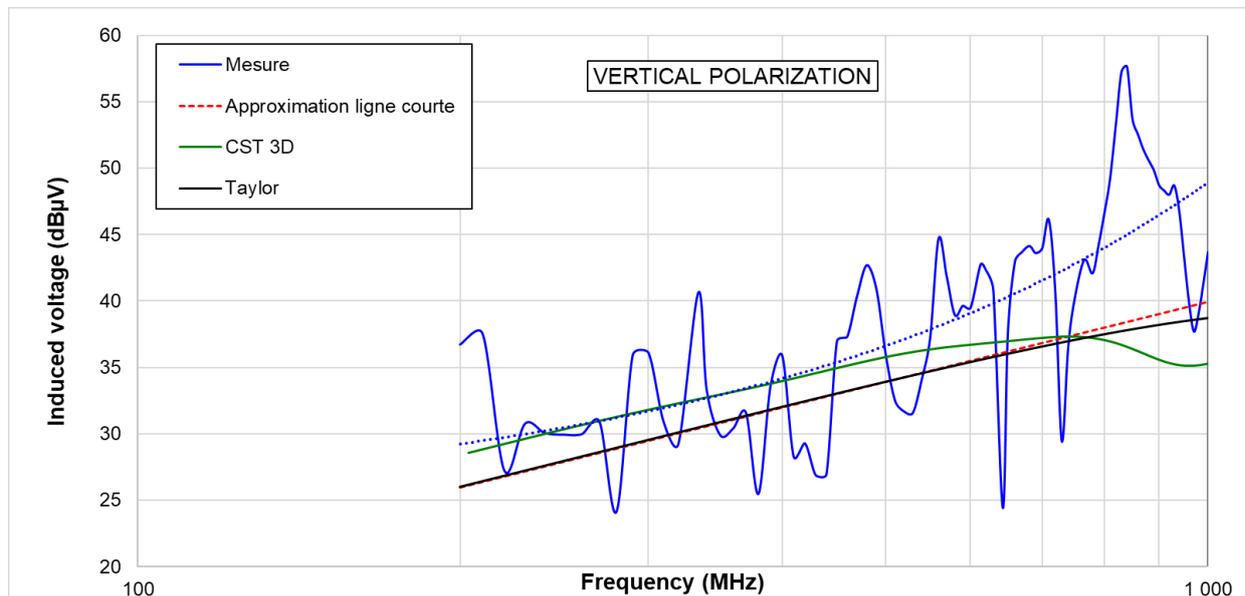


Figure 64 – Comparaison mesure vs simulation de la tension induite sur une charge  $50 \Omega$  placée en terminaison d'une ligne micro-ruban illuminée par une onde plane de polarisation verticale

Dans le cas de la polarisation horizontale, les sources de tension relatives au champ H valent  $V = 2 \cdot \pi \cdot F \cdot \mu_0 \cdot dx \cdot Hy \cdot h$ . Hy se calcule par la formule  $H_y = \sin(\text{angle élévation}) \cdot E_{xyz} / 377$ . Contrairement au fil simple ou à la paire bifilaire et en raison de l'orientation du PCB par rapport à l'onde plane, le champ électrique réfléchi Ey n'a pas d'effet sur la tension induite.

La comparaison de la mesure avec les résultats de calcul des différents solveurs est présentée par la Figure 65. L'approximation ligne courte et le modèle de Taylor sont très proches avec une erreur maximale de 8 dB par rapport à la tendance de la mesure. Le modèle CST 3D est plus proche de la tendance de la mesure sur l'ensemble des fréquences avec une erreur maximale de 5 dB. L'approximation des lignes courtes est très satisfaisante dans le cas de la modélisation du couplage du champ sur une ligne PCB.

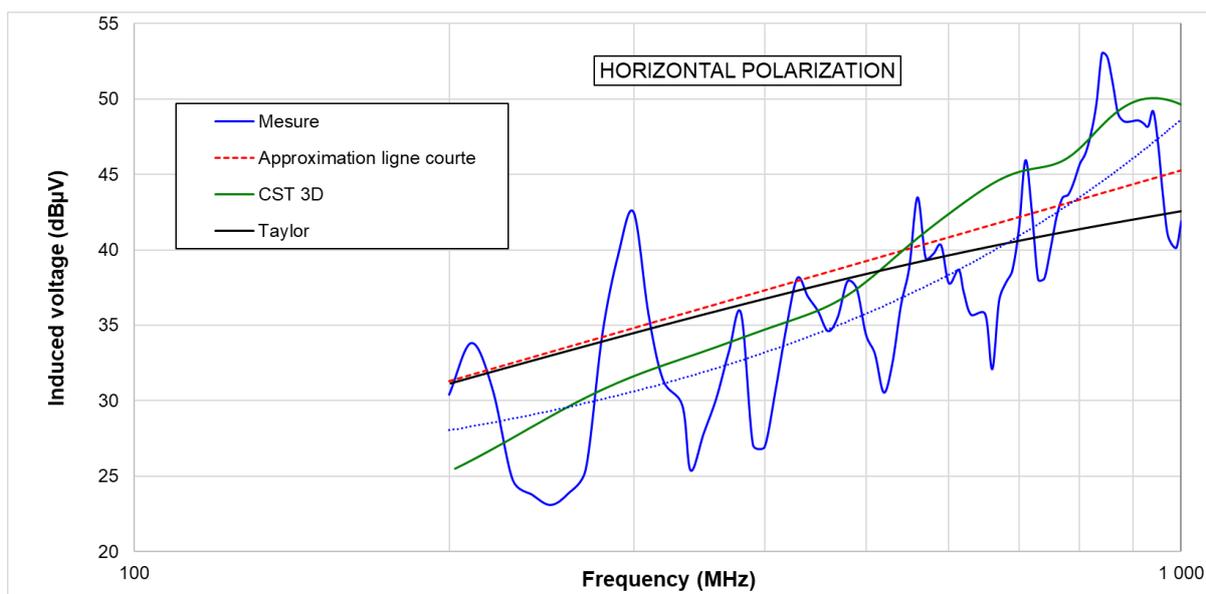


Figure 65 – Comparaison mesure vs simulation de la tension induite sur une charge  $50 \Omega$  placée en terminaison d'une ligne micro-ruban illuminée par une onde plane de polarisation horizontale

## 2.4 Conclusion

Comme illustré par la Figure 66, l'équipement sous test durant un essai normalisé en immunité rayonnée est composé de différentes lignes de transmission reliées entre elles et soumises à une illumination par une onde plane.

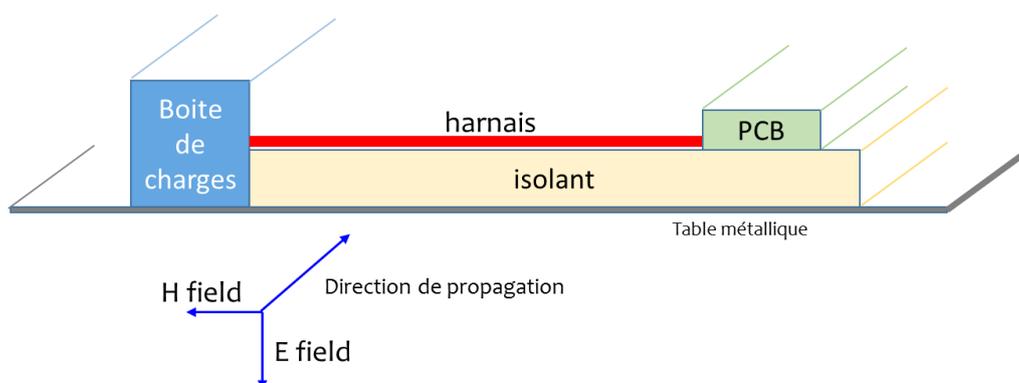


Figure 66 – Schéma de la modélisation de l'irradiation par une onde plane d'un harnais attaché à un PCB et une boîte de charges (polarisation verticale)

Nous avons vu dans ce chapitre que l'illumination par une onde plane d'une ligne de transmission était modélisable par différentes méthodes (analytique, éléments finis, méthode des moments) plus ou moins difficiles et longues à mettre en œuvre. Sur des cas simples, nous avons vu que des modèles de lignes basés sur des outils freeware extrayant les paramètres RLC de lignes isolées ou couplées associés à une modélisation de Taylor permettait d'estimer, de manière suffisamment corrélée à la mesure, les tensions induites sur des charges placées en bout de ligne. La modélisation est donc utilisable de manière fiable pour estimer l'effet des variations des paramètres de l'essai réel que constituent le nombre de fils d'un faisceau, la polarisation de l'onde plane ou un changement d'impédances de charge. La modélisation permet également d'étendre le domaine fréquentiel jusqu'à 3 GHz en gardant les éléments calculés pour 1 500 MHz sachant que l'approximation lignes courtes donne une tendance satisfaisante. Le cas des fils au-dessus d'un plan de masse représente le cas le plus particulier. Une courbe de tendance logarithmique –qui correspond à une droite sur une représentation log/log classiquement utilisée en CEM- ne prendrait pas compte des résonances du faisceau et une courbe liant les maximums de résonance constituerait un pire cas bien éloigné de la mesure. Le choix qui a été fait est illustré par la Figure 67 qui représente les tensions induites sur une charge  $50 \Omega$  lorsqu'une paire bifilaire est illuminée par une onde plane (voir Figure 59 et Figure 60). Pour les 2 polarisations, une courbe de tendance logarithmique est tracée à partir du résultat du modèle de Taylor sur la bande de fréquences de 200 MHz et à 3 GHz.

Dans le cas de la polarisation verticale, elle fournit le premier et le dernier point de la courbe de tendance retenue. Un troisième point est donné par le premier maximum (première résonance du faisceau). Pour éviter de surestimer grandement (écart > 20 dB) la tension induite lors du premier minima calculé par le modèle de Taylor, un quatrième point correspondant à l'intersection du modèle de Taylor et de sa courbe de tendance logarithmique est ajouté. Ce point n'existe que dans le cas où le maxima est précédé d'un minima dans la bande de fréquences considéré ce qui dépend des modes de résonance du faisceau et, donc, de sa longueur. Les 4 points ainsi obtenus permettent de définir une courbe à 3 pentes encadrant la mesure.

Dans le cas de la polarisation horizontale, on observe que la courbe de tendance logarithmique issue du modèle de Taylor sous-estime fortement le niveau de tension induite notamment avant la première résonance. On prendra donc comme premier point le premier maximum du modèle de Taylor. Ce maximum sera aussi pris en compte pour la fréquence la plus basse (200 MHz) tandis que l'on prendra pour la fréquence la plus haute la valeur de la courbe de tendance logarithmique. La courbe de tendance finale valide pour les 2 polarisations sera constituée des valeurs maximales de chacune de ces courbes. De cette manière, la courbe de tendance finale reste toujours supérieure à la mesure.

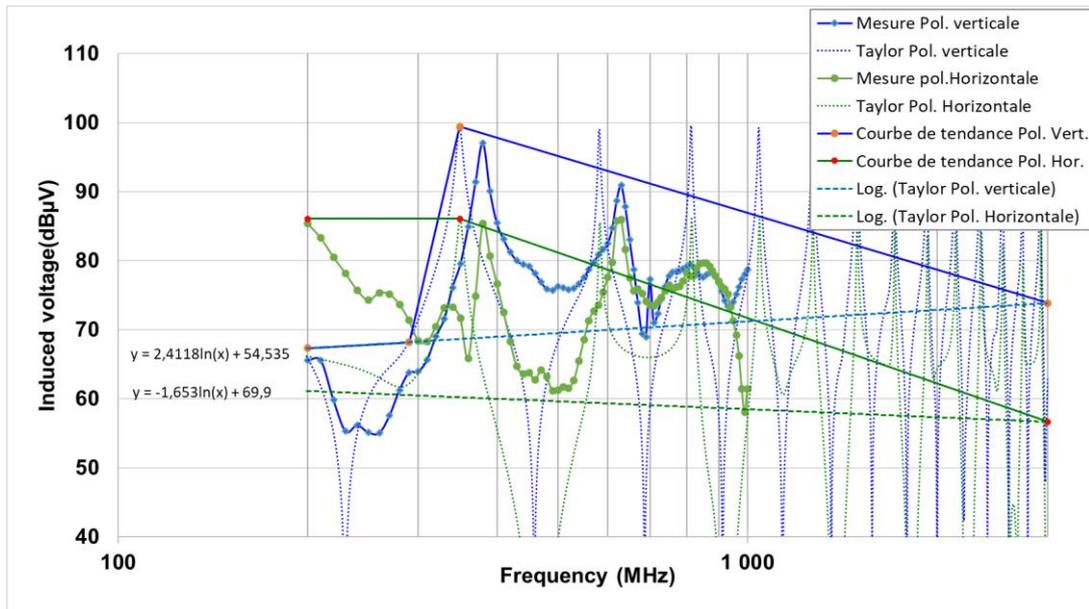


Figure 67 – Détermination de la courbe de tendance encadrant les valeurs de tensions induites dans l'exemple d'une paire bifilaire illuminée par une onde plane de polarisation verticale

La Figure 68 présente un résumé des cas simples du chapitre 2.3.3 en utilisant des courbes de tendance issues d'une modélisation de Taylor selon la méthode décrite précédemment.

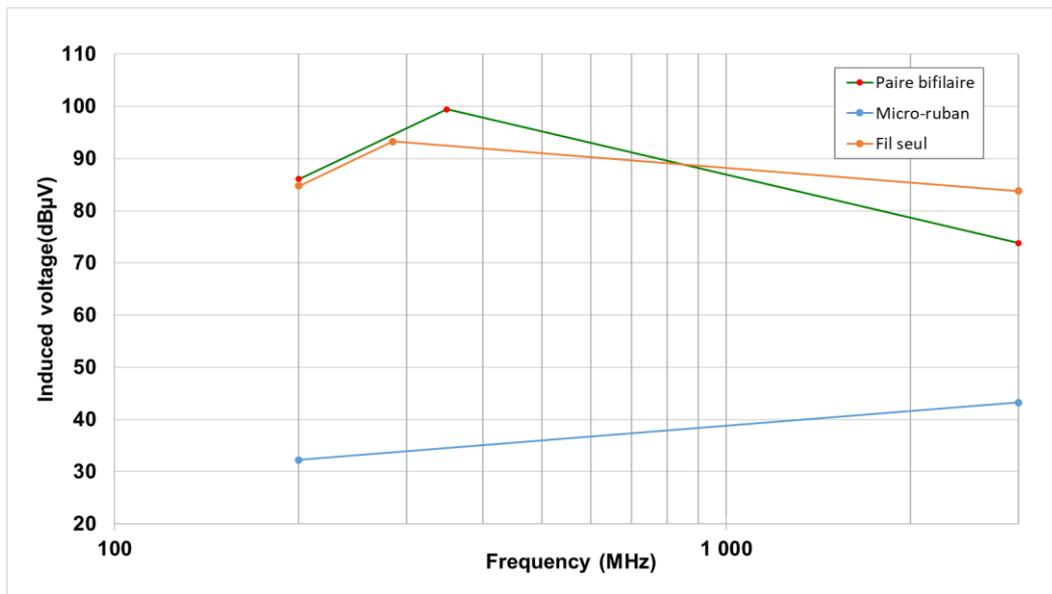


Figure 68 – Courbes de tendance encadrant les valeurs de tensions induites dans les cas canoniques (fil au-dessus d'un plan de masse, paire bifilaire et ligne micro-ruban) illuminés par une onde plane

Tout d'abord, on observe sur la Figure 68 que le couplage d'une onde plane sur un faisceau de fils est ~40 dB plus important que le couplage sur les lignes micro-ruban d'un PCB sur la bande de fréquences considérée. Le couplage du champ sur le PCB peut donc être négligé dans un premier temps pour la considération des tensions induites sur une charge placée sur un PCB durant un essai en immunité rayonnée. Ensuite, la Figure 68 donne une première indication sur une des exigences

que doit tenir un test d'investigation en champ proche : celle d'induire des tensions comparables à celles induites durant un essai en champ lointain sur une charge identique.

La Figure 68 montre également que les niveaux induits, sur une charge  $50 \Omega$ , pour un champ de 1 V/m appliqué à un fil isolé ou une paire bifilaire sont compris entre 10 et 100 mV entre 200 et 2 GHz. Ces valeurs sont très élevées en regard des champs électriques appliqués durant un essai normatif vu au chapitre 1.3. Il existe, de ce fait, un fort risque que la tension à appliquer sur la sonde de champ proche nécessite des amplificateurs de forte puissance et donc d'un coût élevé ce qui serait incompatible avec un moyen d'investigation. Par exemple, pour un test en champ lointain de 200 V/m et un facteur de couplage de sonde sur PCB de -60 dB, la tension à appliquer sur la sonde serait de 2 à 20 kV ce qui, sous  $50 \Omega$ , conduirait à une puissance de 80 kW à 8 MW ! L'effet du couplage de champ sur fil étant connu des équipementiers, les règles de design des calculateurs imposent l'utilisation de condensateurs de filtrage au niveau des connecteurs de cartes électroniques. Ces condensateurs, qui servent également à la protection contre les transitoires électriques rapides comme les ESD, ont pour effet de fortement diminuer le courant induit dans les lignes d'un PCB en amenant le courant RF dans la masse.

Une caractéristique primordiale de la sonde d'immunité à utiliser sera donc sa capacité à se coupler fortement sur une ligne d'un PCB. La détermination des caractéristiques de la sonde d'immunité idéale pour de l'investigation au niveau d'un PCB sera donc le sujet du chapitre suivant. Pour bien comprendre ces caractéristiques, il est nécessaire de connaître celles des sondes d'immunité basiques de champ électrique ou de champ magnétique. Nous verrons notamment le lien entre la géométrie des sondes, la topologie et le niveau de champ proche qu'elles génèrent et comment cette géométrie influe au final sur la capacité de la sonde à se coupler sur une ligne d'un PCB. Cela permettra d'identifier les exigences préalables au développement de sondes spécifiques. Enfin, les caractéristiques des sondes développées seront comparées à celles des sondes classiquement utilisées en immunité champ proche.

### 3 Etat de l'art des sondes de champ électrique et magnétique utilisées en immunité rayonnée et développement de nouvelles sondes

#### 3.1 Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre les exigences formulées par les industries automobile et aéronautique en termes de niveau d'immunité aux champs rayonnés au travers de différentes méthodes d'essai normalisées. Dans le second chapitre, nous avons vu l'effet d'un champ couplé sur une ligne de transmission lors d'un essai normatif RI. Nous avons confrontés les mesures de tension induite sur une charge placée à l'extrémité de différentes lignes de transmission à des résultats de simulation en utilisant la théorie de Taylor ou des outils de simulation 2 ou 3D, Dans ce chapitre, nous verrons s'il est possible, avec les sondes d'immunité existantes dans la littérature ou dans le commerce, d'atteindre ces niveaux de tension induite, le but étant de reproduire en immunité champ proche les mêmes défaillances que celles observées en champ lointain. Nous proposons de commencer par un état de l'art des sondes d'immunité rayonnée existantes.

La représentation basique de sondes de champ électrique et magnétique est donnée par la Figure 69. Dans une sonde de champ électrique, le champ électrique généré est proportionnel à la tension appliquée  $V_E$  aux bornes d'un dipôle. Dans une sonde de champ magnétique, le champ magnétique est proportionnel au courant  $I_M$  circulant dans une boucle.

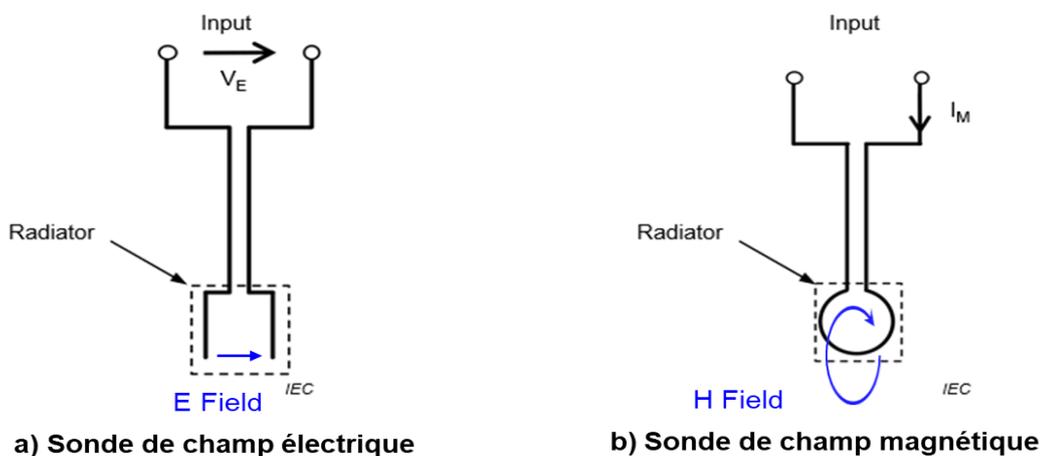


Figure 69 – Représentation a) d'une sonde de champ électrique b) d'une sonde de champ magnétique

Nous utiliserons dans la suite de ce manuscrit l'orientation du système de coordonnées cartésiennes présenté à la Figure 21. Les orientations X et Y sont celles du plan dans lequel est placé le PCB sous test tandis que l'orientation Z est normale à ce plan. Par extension, les composantes  $E_{XY}$  du champ électrique seront appelées composantes tangentielles tandis que la composante  $E_Z$  sera appelée composante normale.

Nous verrons dans ce chapitre les caractéristiques principales des sondes d'immunité existantes en termes de coefficient de réflexion, d'impédance d'entrée, de niveau et de diagramme de champ rayonné dans un plan situé à courte distance. Nous verrons ensuite leur facteur de couplage sur un motif de lignes de transmission couplées et l'influence de la position de la sonde sur celui-ci. Nous déduirons de ces observations les caractéristiques nécessaires qui seront le préalable du développement de sondes spécifiques.

### 3.2 Etat de l'art des sondes de champ électrique à base de câble coaxial

Les sondes de champ électrique à base de câble coaxial semi-rigide sont couramment utilisées dans la mesure NFSI du fait de leur simplicité de fabrication et de réalisation.

La Figure 70 illustre l'exemple d'une sonde coaxiale de champ Ez et celle d'une sonde coaxiale de champ Ex ou Ey.

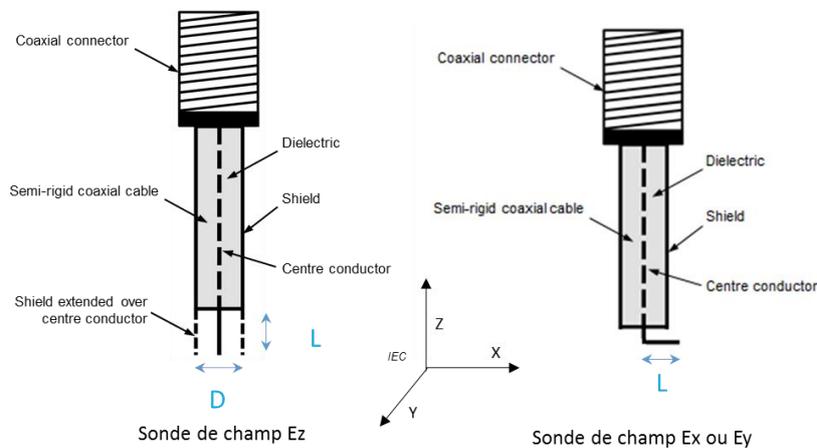


Figure 70 – Exemple de sondes de champ électrique EzL et ExL ou EyL [source IEC]

#### 3.2.1 Caractéristiques d'un câble coaxial

Un câble coaxial est constitué :

- d'une âme en cuivre étamé ou argenté monobrin ou multi brins de diamètre d1
- d'un diélectrique typiquement du PTFE ou teflon de diamètre d2
- d'une tresse métallique réalisant un blindage d3.
- d'une gaine en PVC de diamètre d4

Pour les câbles coaxiaux de haute qualité, le blindage peut être double, un feuillet en aluminium venant entourer la tresse métallique. La dimension d3 est alors double, la première valeur indiquant le diamètre du blindage le plus interne, la seconde celle du blindage le plus externe.

La table 3-1 donne un aperçu des caractéristiques de différents câbles coaxiaux d'impédance caractéristique égale à 50 Ω. L'impédance caractéristique d'un câble coaxial est donnée par la formule :

$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{d_2}{d_1}$$

Table 3-1 – Caractéristiques électriques de câbles coaxiaux 50 Ω

	RG402U	RG405 Sucoform86	RG142	RG58 EF 400	RG213 / LMR 400
Conducteur interne d1 (mm)	0.94	0.53	0.95	1	2.74
Diélectrique d2 (mm)	2.98	1.65	2.9	3.03	7.24
Blindage int./ext. d3 (mm)	-/3.55	2.10	3.6/4.25	3.72/4.24	7.39/8.13
Gaine ext. d4 (mm)	-	-	4.95	5	10.29
F max (GHz)	34	60	12	6	5.8
$\epsilon_r$	PTFE				1.3
Capacitance (pF/m)	98	105	95	94.5	78.4
Tension DC maxi (V)	3 000		1 700	2 500	1 500
Attn à 30 MHz (dB/m)	-	0.10	0.06	0.08	0.026
Attn à 400 MHz (dB/m)	0.27(*)	0.39	0.26	0.34	0.10
Attn à 1 GHz (dB/m)	0.41	0.63	0.42	0.56	0.162
Attn à 2 GHz (dB/m)	0.62	0.91	0.62	0.84	0.235
Attn. à 6 GHz (dB/m)	1.05(**)	1.68	1.17	1.65	0.434
P max CW 30 MHz (W)	-	935	2349	1 300	2700
P max CW 400 MHz (W)	790(*)	256	643	355	710
P max CW 1 GHz (W)	526	162	407	225	450
P max CW 2 GHz (W)	361	114	288	159	310
P max CW 6 GHz (W)	205(**)	66	166	92	177

(\*) @ 500 MHz (\*\*) @ 5GHz

### 3.2.2 Caractéristiques d'une sonde de champ EzL

Nous allons étudier dans un premier temps les caractéristiques d'une sonde conçue pour l'émission de la composante normale du champ électrique appelée EzL réalisée à partir d'un câble coaxial à double blindage de type RG213U dont les données géométriques sont fournies par la table 2.

L'étude se fera à l'aide de l'outil CST Microwave Studio. La Figure 71 présente le modèle réalisé. Le blindage est modélisé de manière simplifié par un tube de cuivre de 370 µm d'épaisseur alors que le blindage réel est constitué d'une tresse métallique constituée de multiples brins. La longueur du coaxial est de 20 mm et l'âme du coaxial dépasse du diélectrique d'une longueur L = 5 mm. Un port de type « Waveguide » est placé à l'extrémité du coaxial pour une excitation à puissance constante de 1 W. Le maillage comporte 1 680 kmailles. La gamme de fréquences étudiée est de 10 MHz à 6 GHz.

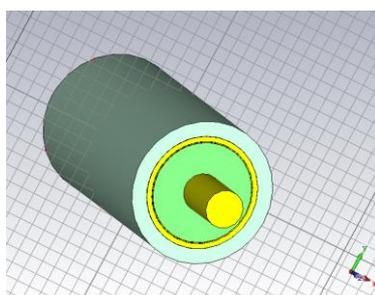


Figure 71 – modèle CST MWS d'une sonde EzL réalisée par un coaxial RG213U

Le module du paramètre  $S_{11}$  calculé est donné par la Figure 72. On constate qu'il est proche de 0 dB de 10 MHz à 4 GHz qui est la fréquence à -1 dB. (Dubois, 2009) a démontré que la diminution de la longueur  $L$  de l'âme du coaxial dépassant du diélectrique permettrait d'augmenter cette bande de fréquences. La sonde ne se comporte pas en antenne, ce qui est une caractéristique requise, et, en conséquence, la puissance injectée sur le port d'entrée sera presque totalement réfléchi. Le module de l'impédance d'entrée  $Z_{11}$  montre que la sonde se comporte au premier ordre comme une capacitance de 1,8 pF en série avec une inductance de 1,9 nH alors que le calcul théorique de la capacitance et de l'inductance avec les données de la table 3-I conduit à 1,57 pF et 3,92 nH.

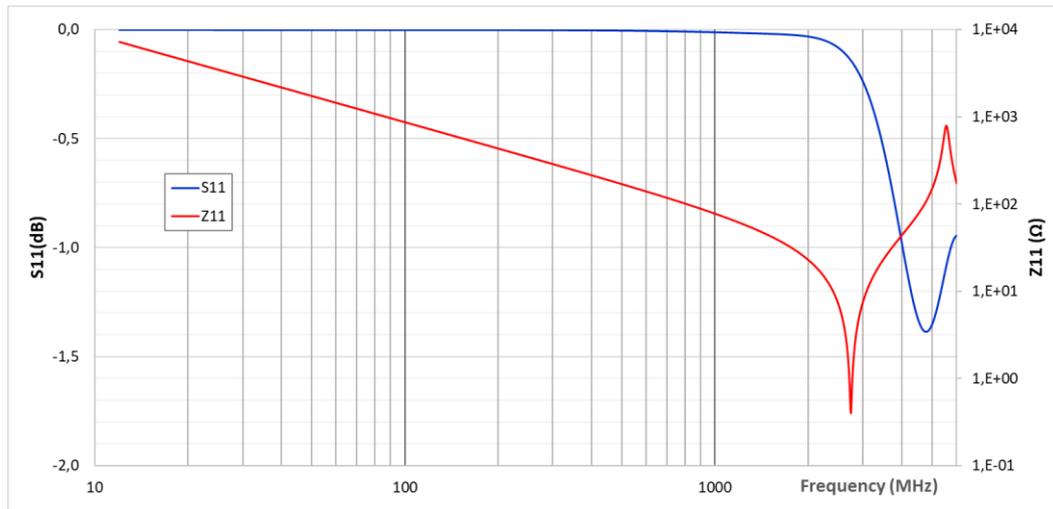


Figure 72 – magnitude du paramètre  $S_{11}$  et de l'impédance  $Z_{11}$  d'une sonde  $EzL$  réalisée par un coaxial RG213U ( $L = 5 \text{ mm}$ )

### 3.2.3 Caractéristiques du champ électrique généré par une sonde $EzL$

La Figure 73 montre l'amplitude des composantes  $y$  et  $z$  du champ électrique à 1 GHz calculée dans le plan  $YZ$  ( $x=0$ ) et la composante  $x$  de ce champ calculée dans le plan  $XZ$  ( $y=0$ ). Cette figure permet d'observer que, dans un plan  $XY$  situé face à l'âme du coaxial et représenté par le trait pointillé vertical de couleur noire, les champs  $E_x$  et  $E_y$  seront identiques mais décalés de  $90^\circ$  du fait de la symétrie de la sonde.

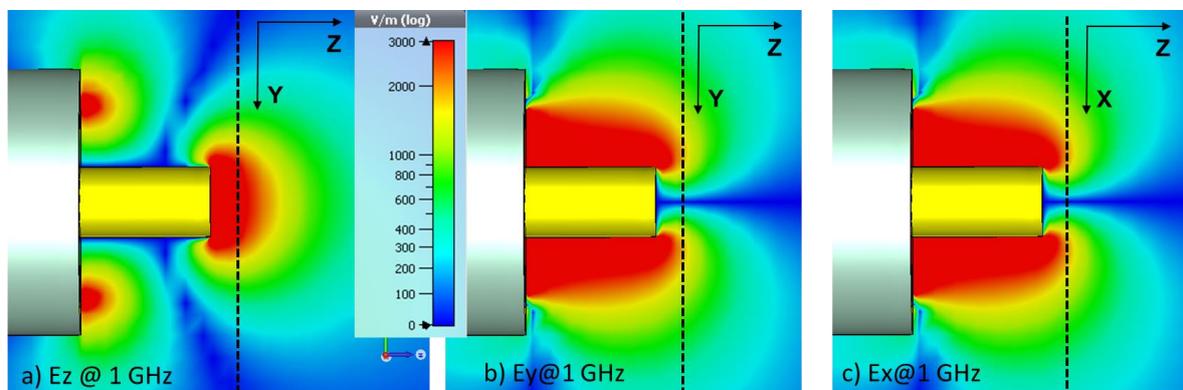


Figure 73 – amplitude des composantes  $x, y$  et  $z$  du champ électrique à  $F = 1 \text{ GHz}$  dans le plan  $YZ$  ( $E_y$  et  $E_z$ ) et dans le plan  $XZ$  ( $E_x$ )

La Figure 74 montre l'amplitude maximale des composantes x, y et z du champ électrique à 1 GHz calculée dans le plan XY situé à une distance h de 1 mm de l'extrémité de l'âme de la sonde.

Pour la composante normale par exemple, l'amplitude maximale est définie par  $\max |\vec{E}_z(\varphi)|$  avec  $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ .

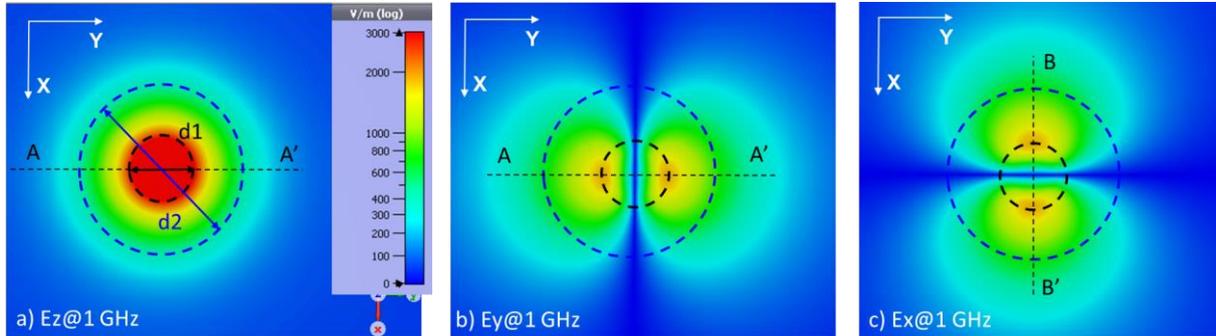


Figure 74 – amplitude du champ électrique a) normal b)  $E_y$  c)  $E_x$  à  $F = 1$  GHz dans le plan XY situé à une distance  $h = 1$  mm de l'âme de la sonde

La Figure 75 montre l'amplitude maximale et la phase des composantes x et z du champ électrique à 1 GHz calculée sur la droite A-A' ( $x = 0$ ) dans le plan XY situé à une distance h de 1 mm de l'âme de la sonde. Cette droite est tracée en pointillés noirs sur la Figure 74. Par effet de symétrie, la composante  $E_y$  calculée sur la droite B-B' ( $y = 0$ ) est identique, en amplitude et en phase, à la composante  $E_x$  calculée sur la droite A-A' ( $x = 0$ ) illustrée sur la Figure 75.

On peut définir à partir de la Figure 75, une surface dans laquelle le champ électrique normal généré par la sonde est supérieur à la valeur maximale - 6 dB. Cette surface est un disque d'environ 4,14 mm de diamètre soit une surface à -6 dB d'environ 13.5 mm<sup>2</sup>.

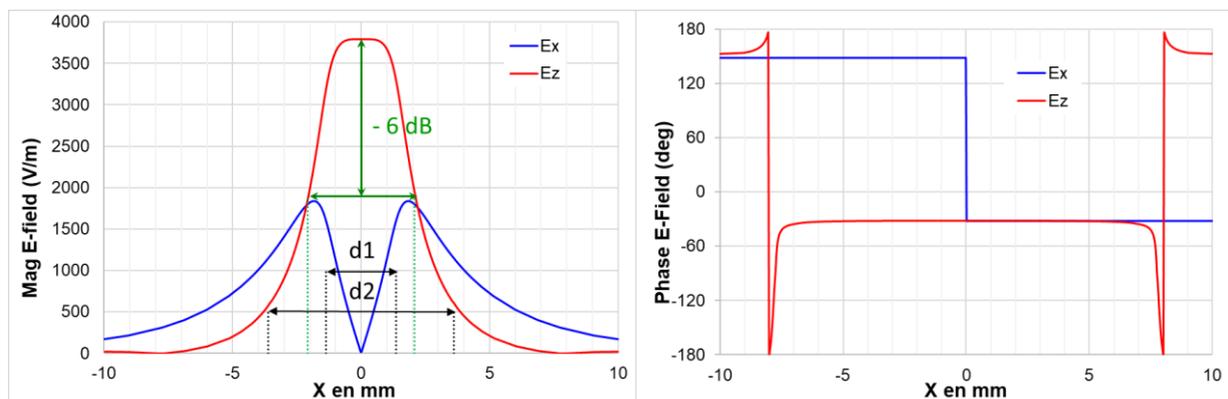


Figure 75 – amplitude maximale et phase des composantes x et z du champ électrique à  $F = 1$  GHz dans le plan XY selon l'axe A-A' ( $x = 0$ ) et  $h = 1$  mm

La valeur moyenne de la composante normale du champ électrique est calculée sur cette surface de 13.5 mm<sup>2</sup> placée à 1 mm de l'âme de la sonde à l'aide d'une fonction de post traitement de CST Studio. La table 3-II fournit les valeurs moyenne, médiane et l'écart type du champ électrique normal pour différentes fréquences pour 1 W appliqué en entrée de sonde.

Table 3-II: Moyenne, médiane et écart type des composantes normale et tangentielle du champ électrique calculés sur un disque fictif placé à 1mm de la sonde EzL

Fréquence	200 MHz	500 MHz	1.0 GHz	1.5 GHz	2.0 GHz	2.5 GHz	3.0 GHz
Moy. Ez (V/m)	2 963	2 974	3 019	3 100	3 207	3 353	3 532
Médiane (V/m)	3 026	3 036	3 082	3 164	3 273	3 421	3 603
Ecart type Ez (V/m)	639.7	641.5	649.5	663.6	682.3	707.6	738

La Figure 76 montre le diagramme de distribution statistique de la composante normale du champ électrique dans la surface considérée à  $F = 1$  GHz. Les quartiles 2 & 3 sont équilibrés et larges autour de la médiane ce qui montre une distribution plutôt étalée et un champ plutôt homogène sans effet de spot.

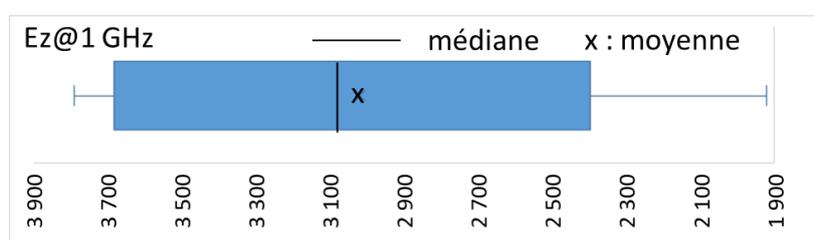


Figure 76 – diagramme de distribution statistique de la composante normale du champ électrique dans la surface à -6 dB à  $F = 1$  GHz et  $h = 1$  mm

### 3.2.4 Caractéristiques du champ magnétique généré par une sonde EzL

La Figure 77 montre l'amplitude maximale des composantes normale et tangentielle du champ magnétique généré par la sonde et calculée à 1 GHz dans le plan XZ ( $y=0$ ) pour les composants y et z et dans le plan YZ ( $x=0$ ) pour la composante x. La ligne pointillée noire est située à une distance  $h$  de 1 mm de l'âme de la sonde et représente un plan XY. Comme pour le champ électrique du fait de la symétrie de la sonde, les champs  $H_x$  et  $H_y$  seront identiques mais décalés de  $90^\circ$ . Le champ magnétique normal est négligeable devant le champ magnétique tangentiel.

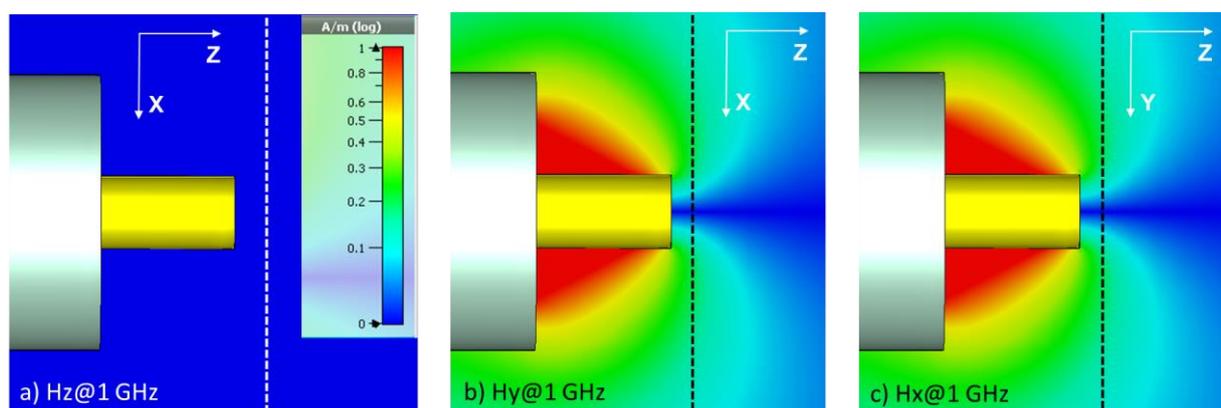


Figure 77 – amplitude maximale des composantes a) z, b) y et c) x du champ magnétique calculée à  $F = 1$  GHz dans le plan XZ pour les composantes y et z, et dans le plan YZ pour la composante x

La Figure 78 montre l'amplitude maximale des composantes tangentielle x et y du champ magnétique calculé à 1 GHz dans le plan XY situé à une distance h de 1 mm de l'extrémité de l'âme de la sonde.

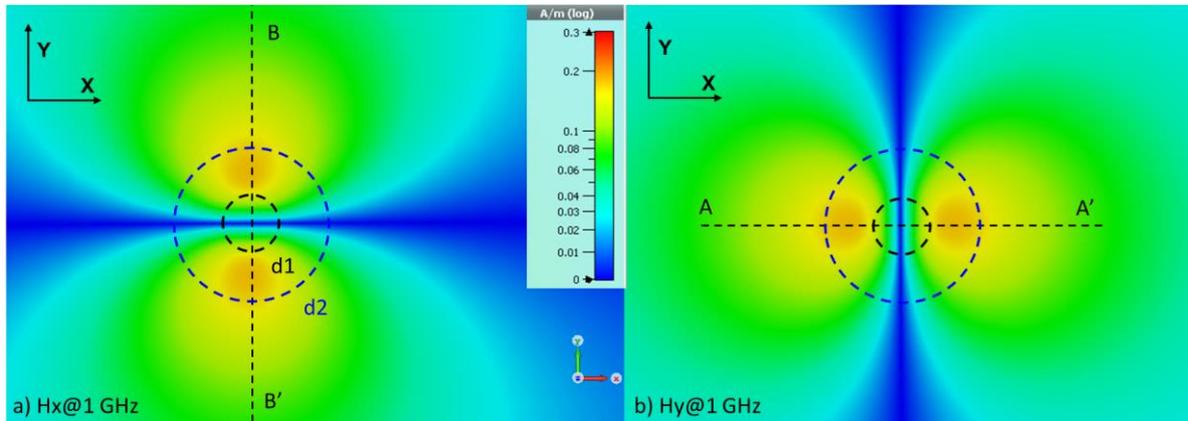


Figure 78 – amplitude maximale des composantes tangentielle du champ magnétique calculée à  $F = 1$  GHz dans un plan XY situé à une distance  $h = 1$  mm

La Figure 79 montre l'amplitude maximale et la phase de la composante y du champ magnétique à 1 GHz calculée sur la droite A-A' ( $y = 0$ ) dans le plan XY situé à une distance h de 1 mm de l'âme de la sonde. Cette droite est tracée en pointillés noirs sur la Figure 78. Par effet de symétrie, la composante x calculée sur la droite B-B' ( $x = 0$ ) est identique, en amplitude et en phase, à la composante y calculée sur la droite A-A' ( $y = 0$ ). On peut définir à partir de la Figure 79, une surface dans laquelle le champ magnétique tangentiel généré par la sonde est supérieur à la valeur maximale - 6 dB. Cette surface est un disque de diamètre externe d'environ 17,85 mm et de diamètre interne d'environ 1.7 mm soit une surface d'environ 205 mm<sup>2</sup>.

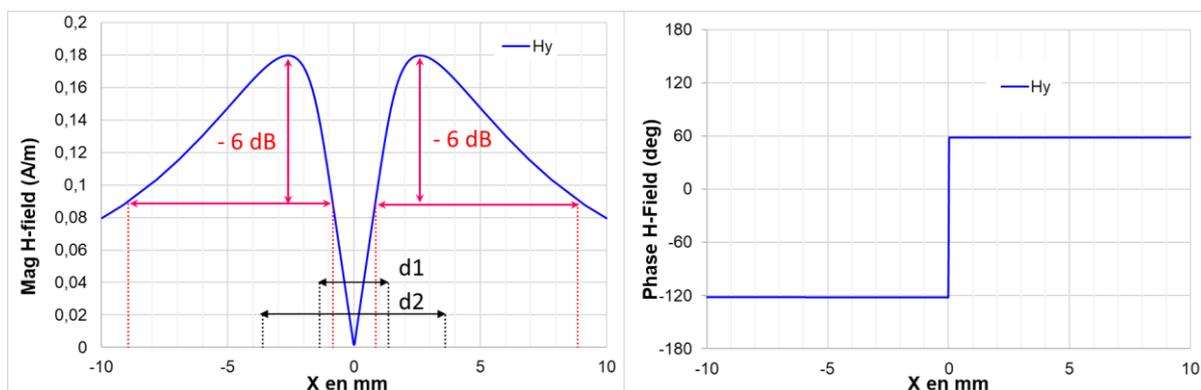


Figure 79 – amplitude maximale et phase de la composante y du champ magnétique à  $F = 1$  GHz dans le plan XY selon la coupe A-A' à  $h = 1$  mm

Nous allons calculer la valeur moyenne de la composante tangentielle du champ magnétique sur cette surface fictive. L'amplitude maximale de la composante tangentielle Hxy est calculée par la formule  $\sqrt{Hx^2 + Hy^2}$  (somme de 2 vecteurs orthogonaux).

La table 3-III fournit les valeurs moyenne, médiane et l'écart type du champ magnétique tangentiel pour différentes fréquences pour 1 W appliqué en entrée de sonde. On ajoute le calcul de l'impédance

d'onde vue au chapitre 1.2 que l'on pourra comparer à l'impédance d'onde du vide ( $377 \Omega$ ). La sonde  $E_{zL}$  est, de manière prépondérante, une sonde de champ électrique.

Table 3-III: Moyenne, médiane et écart type des composantes tangentielles du champ magnétique calculés sur un disque fictif de diamètre  $d_2$  placé à 1mm de la sonde  $E_{zL}$

Fréquence	200 MHz	500 MHz	1.0 GHz	1.5 GHz	2.0 GHz	2.5 GHz	3.0 GHz
Moy. $H_{xy}$ (A/m)	0.024	0.061	0.128	0.2	0.279	0.375	0.49
Médiane $H_{xy}$ (A/m)	0.023	0.058	0.122	0.191	0.267	0.361	0.473
Ecart type (A/m)	0.006	0.014	0.028	0.041	0.055	0.068	0.079
Impédance d'onde ( $\Omega$ )	123 458	48 754	23 586	15 500	11 494	8 941	7 208

La Figure 80 montre le diagramme de distribution statistique des composantes tangentielles du champ magnétique à  $F = 1$  GHz sur la surface considérée. Les quartiles 2 & 3 sont légèrement déséquilibrés avec un écart de la moyenne de 5 % par rapport à la médiane. Ils sont larges autour de la médiane ce qui montre une distribution plutôt étalée et un champ plutôt homogène sans effet de spot.

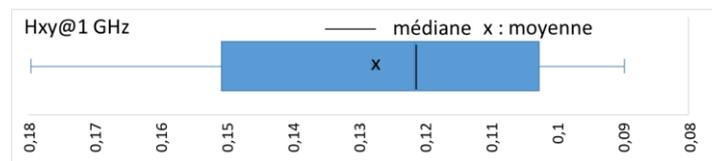


Figure 80 – diagramme de distribution statistique des composantes tangentielles du champ magnétique sur la surface à -6 dB à  $F = 1$  GHz et  $h = 1$  mm

### 3.2.5 Couplage de la sonde $E_{zL}$ sur une ligne micro-ruban normalisée

Pour l'étude du couplage de la sonde  $E_{zL}$  sur une ligne micro-ruban, on choisit de procéder à la simulation *full wave* du calibrage de la sonde par mesure du courant induit par la sonde dans une ligne de transmission normalisée comme illustré par la Figure 81 . Cette méthode est beaucoup plus simple et rapide que la méthode préconisée dans l'IEC TS62132-9 décrite en Annexe C. La configuration du calibrage est dérivée de celle du calibrage de la sonde de mesure en émission préconisée dans la spécification technique (61967-3, 2014) en échangeant la position du générateur de signal RF et celui de l'analyseur de spectre ou du récepteur RF (cf Annexe C). C'est la configuration utilisée par exemple par (Boyer, Bendhia, & Sicard, 2006). Cette méthode revient à mesurer le couplage de la sonde sur une ligne de transmission  $50 \Omega$  ce qui correspond à une mesure de paramètres-S effectuée au VNA telle qu'utilisée dans (Atrous, et al., 2008). On effectue un calcul de la tension induite sur une impédance de mesure  $50 \Omega$  lorsque la sonde est excitée par un générateur de puissance constante de 1 W. La tension induite étant directement proportionnelle à la puissance appliquée sur la sonde, on en déduit la puissance nécessaire pour obtenir 50 mV sur l'impédance de mesure sur toute la gamme de fréquences pour 3 hauteurs de sonde.

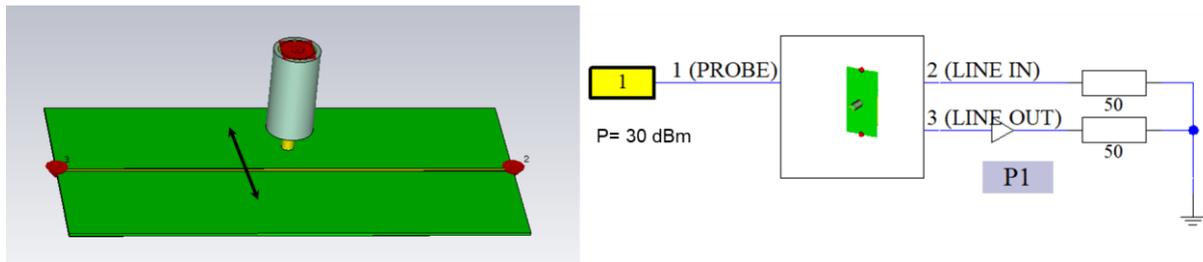


Figure 81 – Simulation du calibrage de la sonde  $E_{zL}$  par calcul du courant induit dans une ligne micro-ruban normalisée

La Figure 82a montre le calcul de la tension induite sur une charge de  $50 \Omega$  placée en terminaison de la ligne micro-ruban pour différentes puissances fournies à la sonde et plusieurs hauteurs de sonde. La Figure 82b montre la puissance à fournir à la sonde pour induire 1 mA dans la ligne à différentes hauteurs de sonde. On observe que le couplage de la sonde sur la ligne augmente avec la fréquence et est faible aux plus basses fréquences (-50,7 dB à 200 MHz pour  $h = 1$  mm). La puissance en sortie de générateur pour induire 1 mA dans la ligne micro-ruban varie selon la hauteur de sonde. Pour  $h = 1$  mm, il faut 37,6 dBm à 200 MHz, 23,5 dBm à 1 GHz et 16 dBm à 3 GHz. Pour  $h = 3$  mm, il faut 45,1 dBm à 200 MHz, 31,7 dBm à 1 GHz et 27,1 dBm à 3 GHz soit une augmentation de 7,5 dB à 200 MHz, 8,2 dB à 1 GHz et 11,1 dB à 3 GHz.

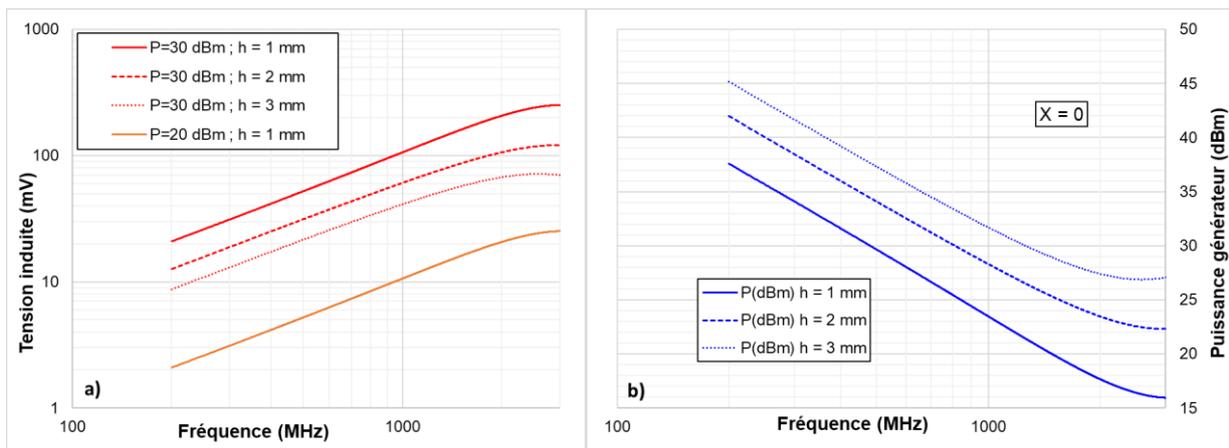


Figure 82 – a) Calcul de la tension induite par la sonde  $E_{zL}$  sur une charge de  $50 \Omega$  placée en terminaison de la ligne micro-ruban pour différentes puissances et hauteurs de sonde b) Calcul de la puissance incidente sur la sonde pour induire 1 mA dans la ligne à différentes hauteurs de sonde

On peut établir un modèle de couplage de la sonde sur la ligne micro-ruban à partir des valeurs d'inductance et de capacitance déterminées au paragraphe 3.2.2 en l'absence de la ligne micro-ruban. La capacitance de couplage peut se calculer à partir de la formule de (Kanda, 1993) détaillée en Annexe C. Un modèle de couplage de la sonde  $H_{xL}$  sur la ligne micro-ruban décrite au chapitre 2.2.2 est proposé par la Figure 83a tandis que la comparaison du calcul du coefficient de transmission (paramètre  $S_{21}$ ) par le modèle électrique équivalent et la modélisation 3D de CST est donnée par la Figure 83b.

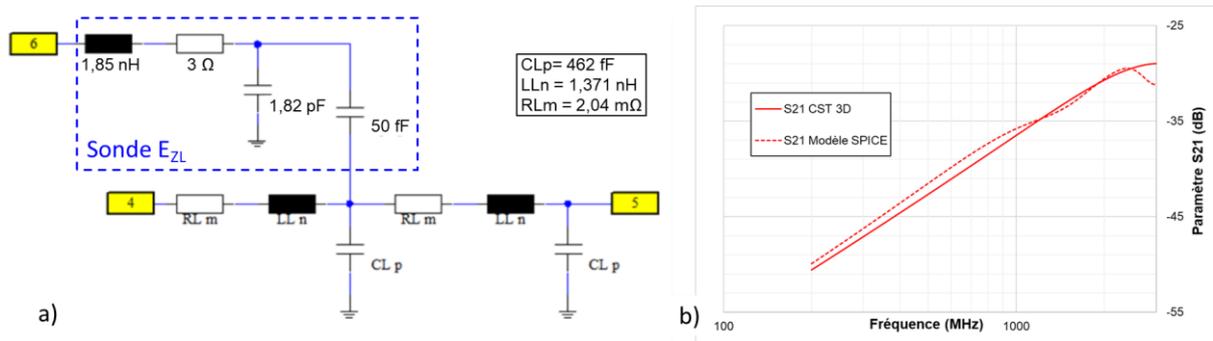


Figure 83 – a) Modèle de couplage de la sonde  $E_{zL}$  sur la ligne micro-ruban b) Comparaison du paramètre  $S_{21}$  calculé par CST par un modèle 3D et d'un modèle électrique SPICE équivalent

La Figure 84 montre l'influence de la position de la sonde le long de la ligne micro-ruban. La position  $Y = +40$  mm représente la position la plus proche du port de mesure tandis que la position  $Y = -40$  mm représente la position la plus éloignée. La position longitudinale de la sonde modifie peu le facteur de couplage de la sonde.

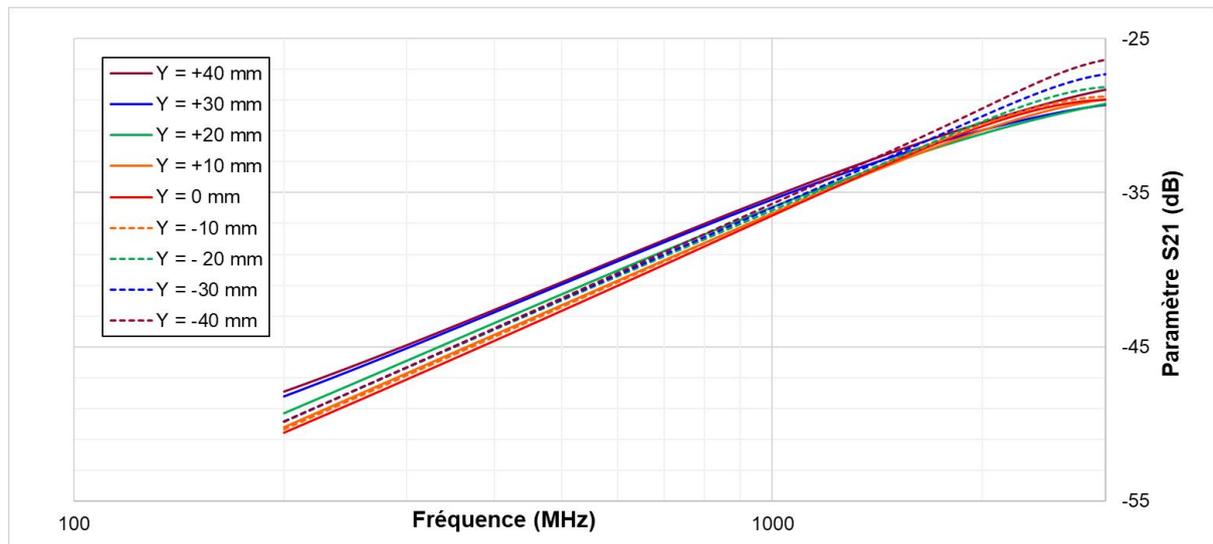


Figure 84 – Influence de la position longitudinale de la sonde  $E_{zL}$  sur le paramètre  $S_{21}$

Lorsque la ligne est en circuit ouvert d'un côté et fermée sur  $50 \Omega$  de l'autre, on observe les fréquences d'antirésonance  $F = (2n + 1) * c / (4 * (\sqrt{\epsilon_{eff}} * s))$  où  $s$  est la distance entre la sonde et le circuit ouvert et  $n$  un nombre entier positif. Pour  $Y = +40$  mm,  $s = 90$  mm et pour  $Y = 0$  mm  $s = 50$  mm.

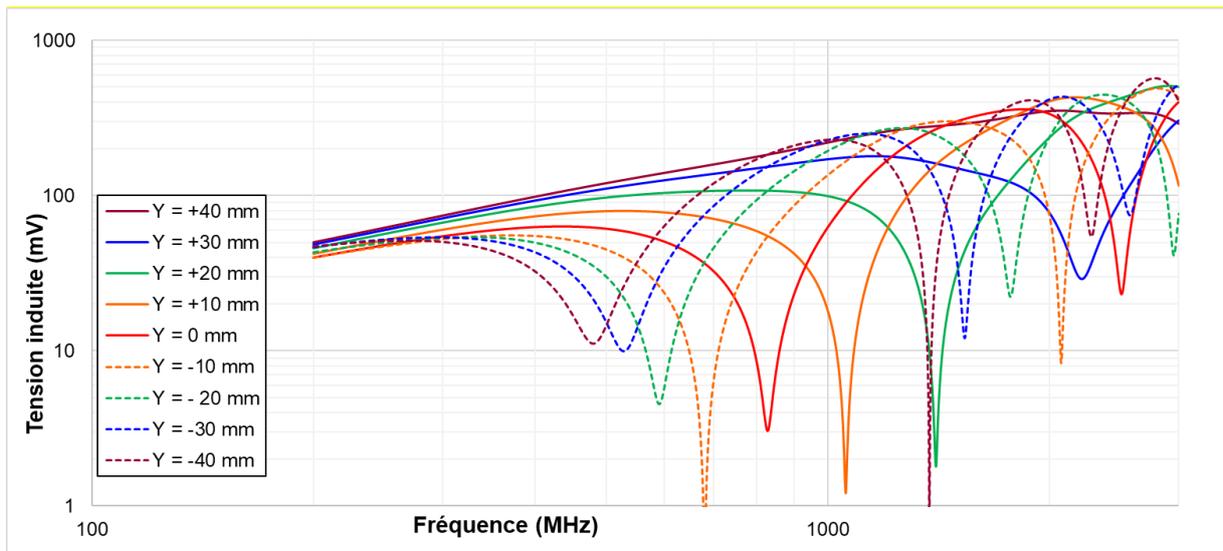


Figure 85 – Influence de la position longitudinale de la sonde  $E_{ZL}$  sur la tension induite sur une charge de  $50 \Omega$  lorsque la ligne micro-ruban est en circuit ouvert

Le déplacement transversal de la sonde au-dessus de la ligne permet de définir un critère de sélectivité, à savoir, la capacité de la sonde à discriminer une ligne. La Figure 86 montre la tension induite sur la  $50 \Omega$  de mesure lorsque la sonde, placée à une hauteur de 1 mm, se déplace transversalement. On observe que le niveau de tension induite varie non seulement en fréquences mais également dans l'espace. On retrouve les effets du champ électrique normal, vu au chapitre 3.2.3, concentré sous le diamètre du conducteur interne et ceux du champ magnétique tangentiel, vu au chapitre 3.2.4, au-delà même du diamètre du conducteur externe.

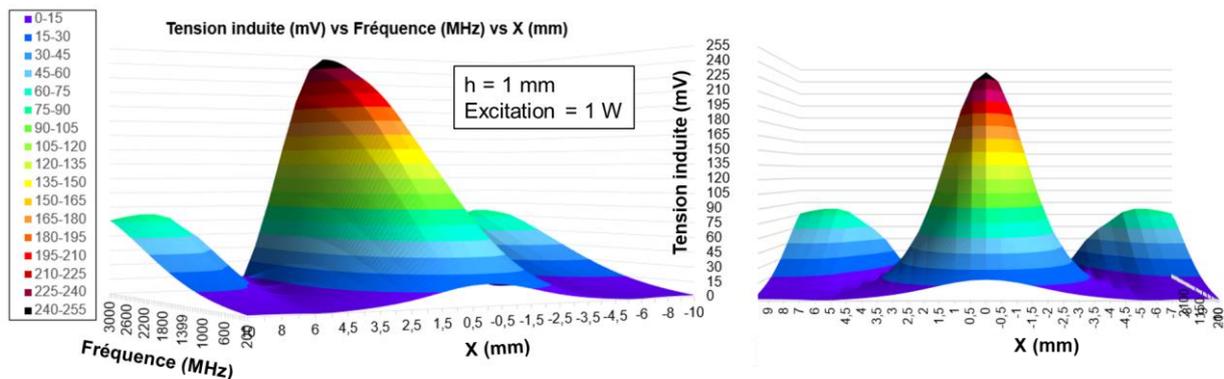


Figure 86 – Tension induite par la sonde d'immunité EZL sur  $50 \Omega$  en fonction de la fréquence et de sa position transversale par rapport à la ligne micro-ruban pour une hauteur  $h = 1 \text{ mm}$

A partir de ces données, on peut définir, pour chaque fréquence et chaque hauteur de sonde, une valeur de sélectivité, illustrée par la Figure 87, correspondant à la valeur de translation de la sonde générant une variation maximale de  $-6 \text{ dB}$  de la tension induite par rapport à sa valeur en  $X = 0 \text{ mm}$ .

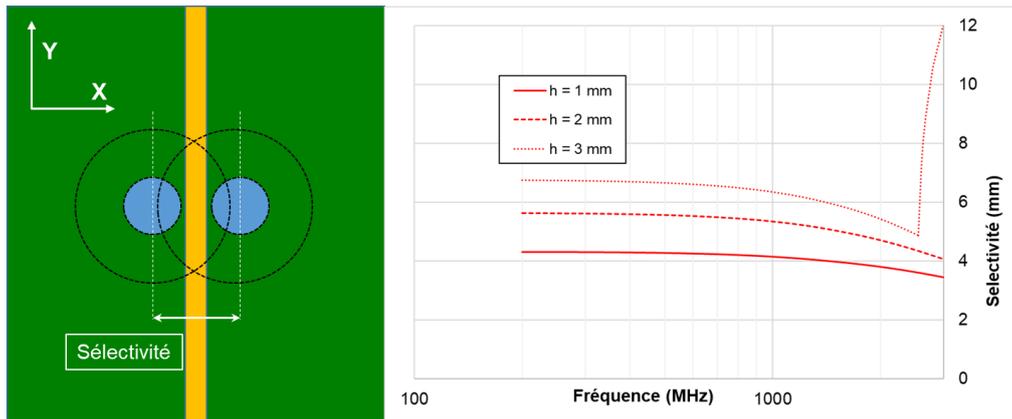


Figure 87 – Sélectivité de la sonde d'immunité EZL sur une ligne micro-ruban

On observe sur la Figure 87 une remontée de la sélectivité au-delà de 2,6 GHz lorsque la sonde est placée à une hauteur  $h = 3$  mm. La Figure 88 montre qu'en augmentant la hauteur à 3 mm, la tension maximale induite diminue de 11,6 dB à 3 GHz lorsque la sonde est en  $X = 0$  mm tandis qu'elle ne diminue que de 4,7 dB lorsque la sonde est placée en  $X = \pm 10$  mm. De ce fait, la limite de  $-6$  dB n'est plus seulement atteinte autour de la position  $X = 0$  mm mais également au-delà d'une certaine valeur de  $X$ . La sélectivité n'est plus calculable précisément car la valeur maximale de  $X$  s'étend au-delà de la limite de calcul fixée à 10 mm. En conséquence, pour  $h = 3$  mm et  $F > 2,6$  GHz, la Figure 87 n'indique qu'une valeur minimale de sélectivité.

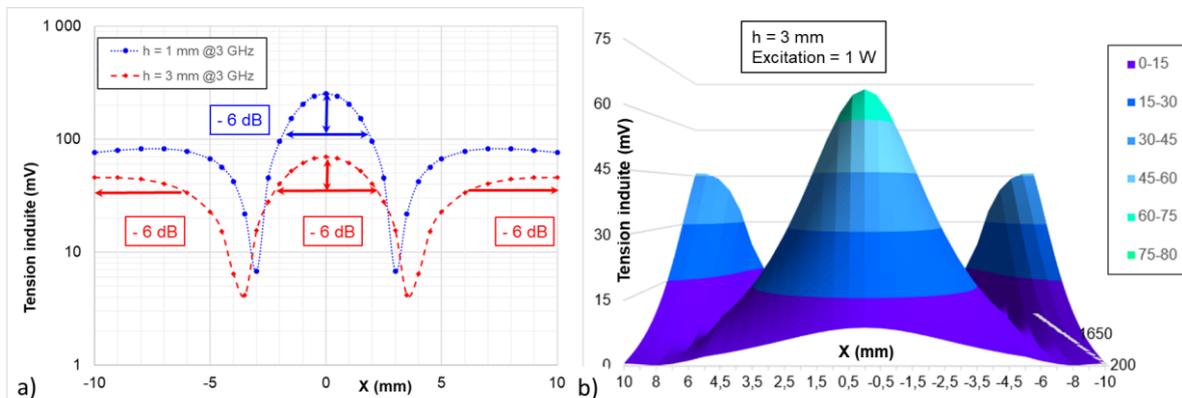


Figure 88 – a) Tension induite par la sonde d'immunité EZL sur  $50 \Omega$  à  $F = 3$  GHz pour une hauteur de sonde de 1 et 3 mm b) Tension induite par la sonde d'immunité EZL sur  $50 \Omega$  en fonction de la fréquence et de sa position transversale par rapport à la ligne micro-ruban pour une hauteur  $h = 3$  mm

En raison de la géométrie de la sonde  $E_{ZL}$ , la valeur de sélectivité donnée en mm peut se traduire en une aire cylindrique. On note qu'à 1 GHz et pour une hauteur de 1 mm on retrouve la valeur de 13,5 mm<sup>2</sup> qui est la surface à -6 dB du champ électrique normal déterminée au chapitre 3.2.3.

### 3.3 Etat de l'art de sonde de champ magnétique à base de câble coaxial

Les sondes de champ magnétique à base de câble coaxial semi-rigide sont couramment utilisées dans la mesure NFSI du fait de leur simplicité de fabrication et de réalisation.

La Figure 89 illustre l'exemple d'une sonde coaxiale de champ  $H_x$  ou  $H_y$  et celle d'une sonde coaxiale de champ  $H_z$ .

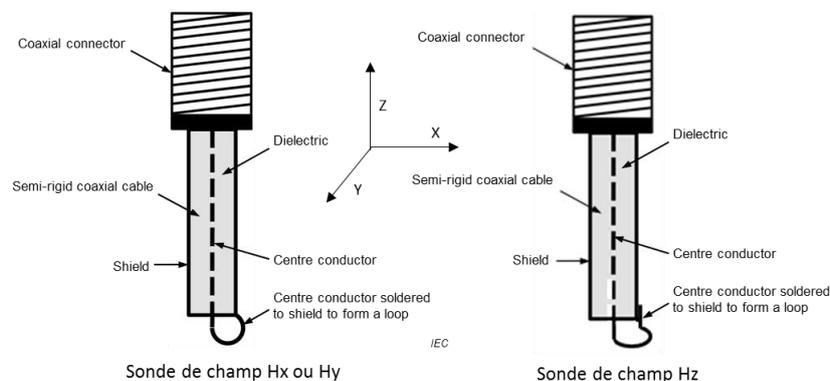


Figure 89 – Exemple de sondes de champ magnétique  $H_z$  et  $H_x$  ou  $H_y$  (source IEC)

#### 3.3.1 Caractéristiques d'une sonde de champ $H_{XL}$

Nous allons étudier les caractéristiques d'une sonde conçue pour l'émission de la composante  $x$  (ou  $y$  selon son orientation) du champ magnétique appelée  $H_{XL}$  réalisée à partir d'un câble coaxial à double blindage de type RG213U utilisé précédemment dans la sonde de champ électrique  $E_{ZL}$ .

La Figure 90 présente le modèle réalisé sous CST Microwave Studio. Un tore est constitué par le conducteur interne du câble coaxial. Son diamètre extérieur est de 16 mm pour un diamètre intérieur de 10,6 mm. Le tore se reboucle sur le conducteur externe du coaxial par une brasure en étain.

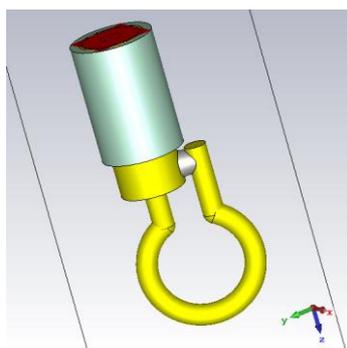


Figure 90 – modèle CST MWS d'une sonde  $H_{XL}$  réalisée avec un coaxial RG213U

Comme pour la sonde  $E_{ZL}$ , un port de type guide d'onde est placé à l'extrémité du coaxial pour une excitation. Le solveur utilisé est de type temporel. Le maillage comporte 1 070 K mailles. La gamme de fréquences étudiée est de 10 MHz à 6 GHz. Le module du paramètre  $S_{11}$  simulé est donné par la Figure 91. On constate qu'il est constant et proche de 0 dB jusqu'à environ 2,2 GHz qui est la fréquence à -1 dB. Le module de l'impédance d'entrée  $Z_{11}$  montre que la sonde se comporte au premier ordre comme une inductance de 19,95 nH en parallèle avec une capacitance de 1,6 pF.

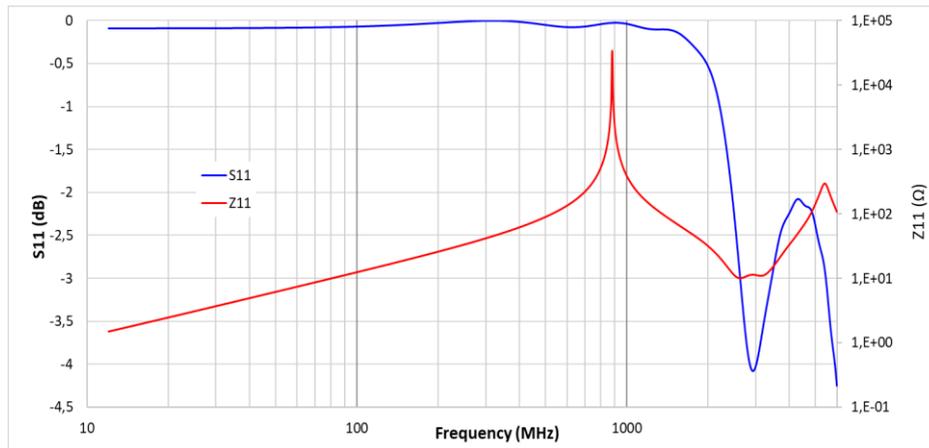


Figure 91 – magnitude du paramètre  $S_{11}$  et de l'impédance  $Z_{11}$  d'une sonde  $H_{XL}$  réalisée par un coaxial RG213U (diamètre extérieur = 16 mm)

### 3.3.2 Caractéristiques du champ magnétique généré par une sonde $H_{XL}$

La Figure 92 montre l'amplitude des composantes tangentielle et normale du champ magnétique généré par la sonde  $H_{XL}$  à 1 GHz calculée dans le plan YZ coupant la boucle longitudinalement. La ligne blanche pointillée verticale représente la position d'un PCB placé à 1 mm de la sonde dans le plan XY.

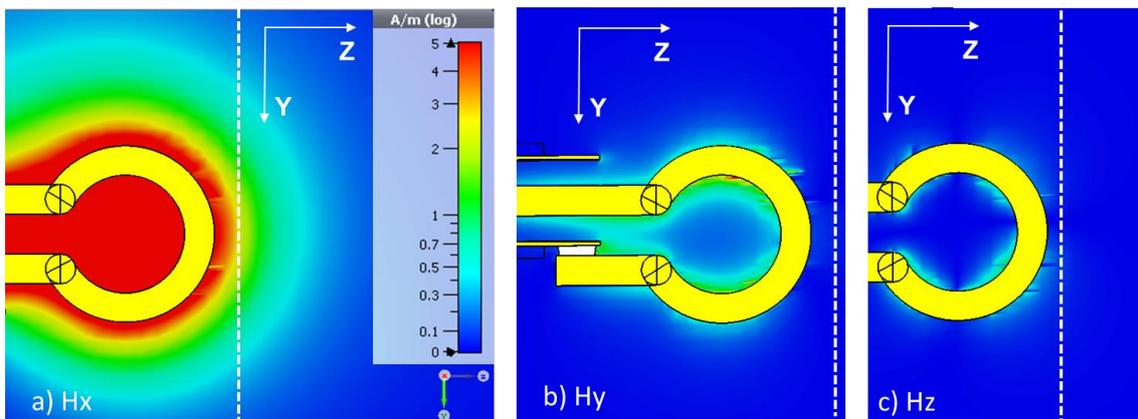


Figure 92 – amplitude des composantes  $x$ ,  $y$  et  $z$  du champ magnétique généré par la sonde  $H_{XL}$  à  $F=1$  GHz calculée dans le plan YZ

La Figure 93 montre l'amplitude des composantes  $x$ ,  $y$  et  $z$  du champ magnétique à 1 GHz calculée dans le plan XY situé à une distance  $h$  de 1 mm du bas de la sonde. On observe que le champ  $H_x$  est fortement localisé sous le bas de la boucle et que le champ  $H_z$  est constitué de 2 lobes symétriques situés de part et d'autre de la boucle. Le champ  $H_y$ , qui est effectivement inexistant dans le plan YZ coupant la boucle longitudinalement, présente des lobes orientés à  $45^\circ$  modulo  $90^\circ$  avec une symétrie axiale selon l'axe B-B' ( $x=0$ ). Les lobes présentent une dissymétrie selon l'axe A-A' ( $y=0$ ) avec une prépondérance des lobes inférieurs.

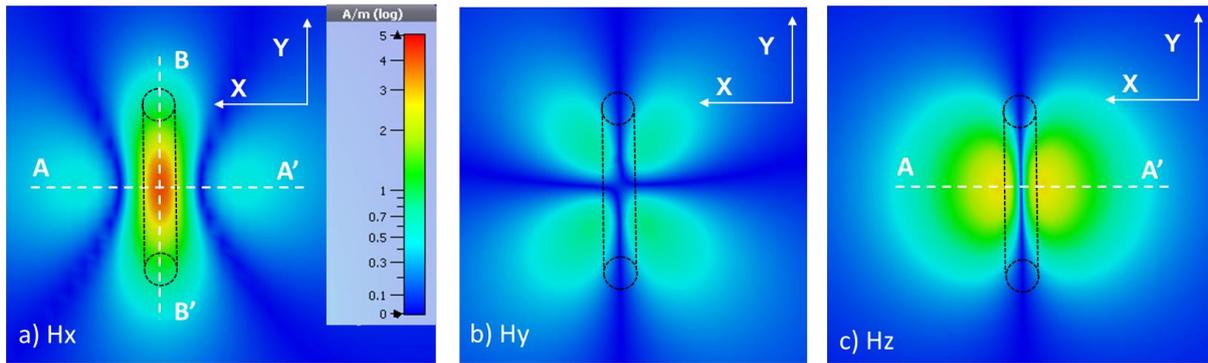


Figure 93 – amplitude des composantes x, y et z du champ magnétique généré par une sonde Hz à  $F=1$  GHz dans le plan XY et  $h = 1$  mm

La Figure 94 montre l'amplitude des composantes x et z du champ magnétique généré par la sonde  $H_{XL}$  à 1 GHz calculée, pour la composante z, sur la droite AA' transversale à la boucle et pour la composante x sur la droite A-A' et la droite BB' longitudinale à la boucle. Les droites AA' et BB' sont tracées en pointillés blancs sur la Figure 93a. Elle confirme la prépondérance de la composante Hx sous le conducteur de la boucle tandis que la composante Hz s'étend de part et d'autre du conducteur, le champ Hz sous la boucle étant nul.

On peut définir à partir de la Figure 94, une surface dans laquelle le champ magnétique tangentiel généré par la sonde est supérieur à la valeur maximale - 6 dB. Cette surface est un rectangle d'environ 10,6 mm en X et 3,65 mm en Y soit une surface d'environ 39 mm<sup>2</sup>.

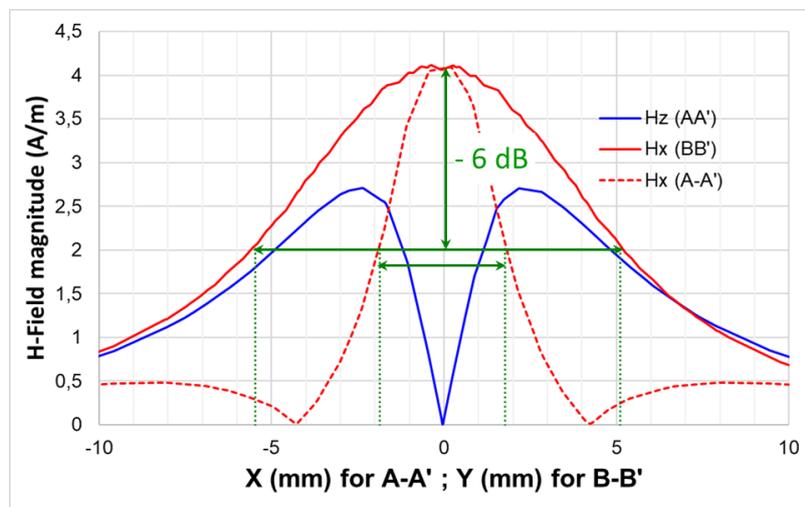


Figure 94 – Amplitude des composantes x et z du champ magnétique généré par une sonde  $H_{XL}$  à  $F=1$  GHz selon les coupes transversale A-A' et longitudinale B-B'

La table 3-IV fournit les valeurs moyenne, médiane et l'écart type de la composante x du champ magnétique tangentiel calculés sur cette surface fictive pour différentes fréquences et pour un signal de 1 W appliqué sur le port guide d'onde en entrée de sonde. On ne considère pas la composante y du champ magnétique dont le niveau maximal est  $< 1$  A/m à 1 GHz et ne dépasse pas le critère à -6 dB défini précédemment.

Table 3-IV: Moyenne, médiane et écart type de la composante tangentielle du champ magnétique calculées sur une surface rectangulaire fictive placée à 1mm de la sonde  $H_{XL}$

Fréquence	200 MHz	500 MHz	1.0 GHz	1.5 GHz	2.0 GHz	2.5 GHz	3.0 GHz
Moy. Hx (A/m)	5,55	4,28	2,78	2,02	1,58	1,28	1,281
Médiane Hx (A/m)	5,34	4,13	2,68	1,96	1,54	1,27	1,26
Ecart type (A/m)	1,392	1,065	0,693	0,511	0,424	0,332	0,286

La Figure 95 montre le diagramme de distribution statistique des valeurs des composantes normale et tangentielle du champ magnétique à  $F = 1$  GHz.

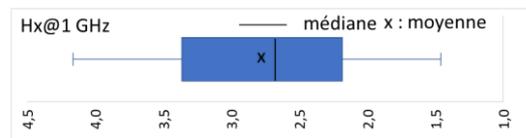


Figure 95 – diagramme de distribution statistique la composantes tangentielle x du champ magnétique calculé sur la surface à -6 dB à  $F = 1$  GHz et  $h = 1$  mm

La distribution du champ magnétique tangentiel montre un déséquilibre des quartiles 2 et 3 avec un décalage de la moyenne par rapport à la médiane. Ceci indique une concentration du champ traduisant de l'effet spot observé précédemment.

### 3.3.3 Caractéristiques du champ électrique généré par une sonde $H_{XL}$

La Figure 96 montre l'amplitude des composantes x, y et z du champ électrique généré par la sonde  $H_{XL}$  à 1 GHz calculée dans le plan YZ coupant la boucle longitudinalement. La ligne blanche pointillée verticale représente la position d'un PCB placé à 1 mm de la sonde dans le plan XY. On observe un champ normal électrique localisé sous la boucle comme le champ magnétique tangentiel et légèrement décentré par rapport au point le plus bas de la boucle.

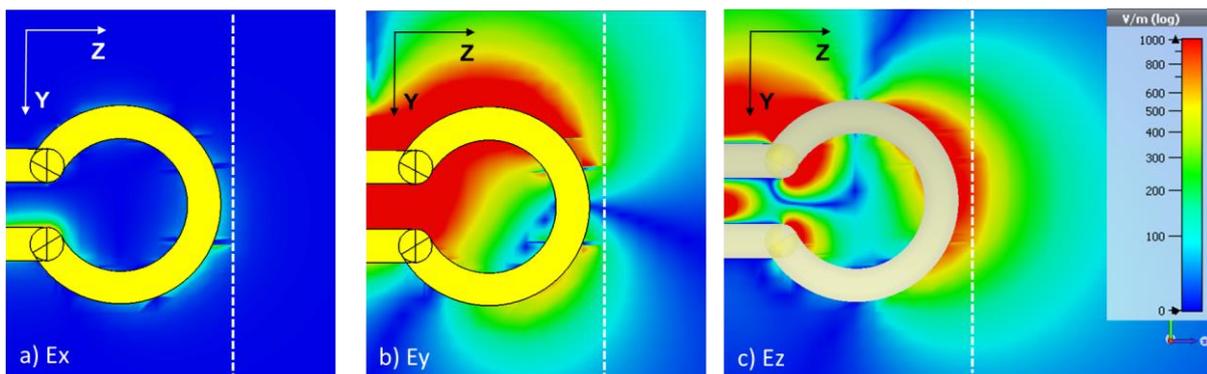


Figure 96 – amplitude des composantes x, y et z du champ électrique généré par la sonde  $H_{XL}$  à  $F = 1$  GHz calculée dans le plan YZ

La Figure 97 montre l'amplitude des composantes x, y et z du champ électrique généré par la sonde  $H_{ZL}$  à 1 GHz calculée dans le plan XY situé à une distance  $h$  de 1 mm du bas de la boucle.

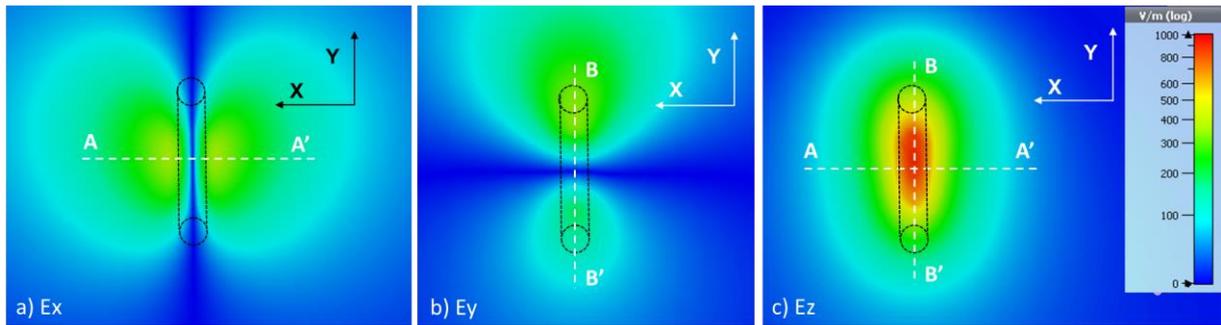


Figure 97 – amplitude des composantes x, y et z du champ électrique généré par une sonde  $H_{XL}$  à  $F= 1$  GHz dans le plan XY à  $h = 1$  mm

La Figure 98 montre l'amplitude des composantes x, y et z du champ magnétique généré par la sonde  $H_{ZL}$  à 1 GHz calculée pour les composantes x et z sur la droite AA' transversale à la boucle et pour les composantes y et z sur la droite BB' longitudinale à la boucle. Les droites AA' et BB' sont tracées en pointillés blancs sur la Figure 97a. Le décentrage longitudinal du champ normal est confirmé par la vue en coupe B-B'.

On peut définir à partir de la Figure 98, une surface dans laquelle le champ électrique normal généré par la sonde est supérieur à la valeur maximale - 6 dB. Cette surface est un rectangle d'environ 4,4 mm en X et 10,15 mm en Y soit une surface d'environ 45 mm<sup>2</sup>.

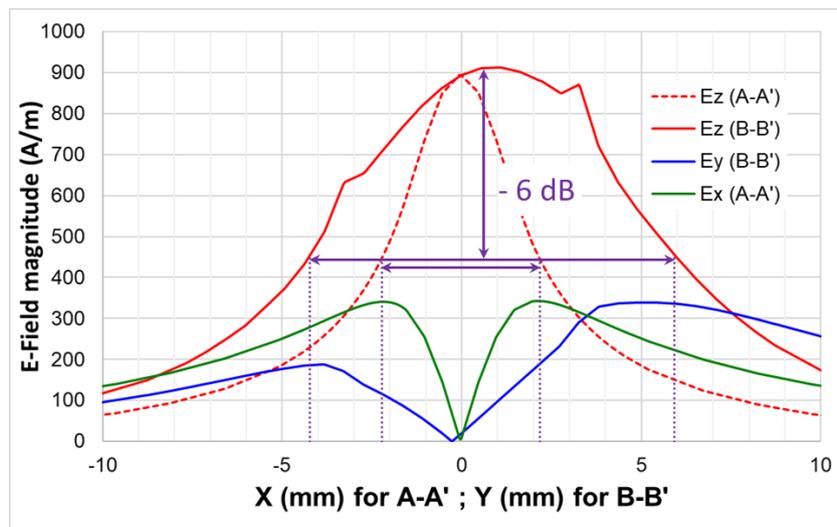


Figure 98 – Amplitude et phase des composantes x, y et z du champ électrique généré par une sonde  $H_{XL}$  à  $F= 1$  GHz selon les coupes AA' et BB'

La table 3-V fournit les valeurs moyenne, médiane et l'écart type du champ électrique normal pour différentes fréquences pour 1 W appliqué en entrée de sonde. On y ajoutera l'impédance d'onde qui est le ratio du champ électrique normal sur le champ magnétique tangentiel.

Table 3-V: Moyenne, médiane et écart type de la composante normale du champ électrique calculées sur une surface fictif rectangulaire placée à 1mm de la sonde  $H_{XL}$

Fréquence	200 MHz	500 MHz	1.0 GHz	1.5 GHz	2.0 GHz	2.5 GHz	3.0 GHz
Moy. Ez (V/m)	207.5	415.3	603.8	795.3	1 094	1 457	1 294
Médiane Ez (V/m)	199	397.8	578	760.8	1 049.4	1 397	1 253.6
Ecart type (V/m)	52.4	104.5	150	195	266	356.6	328.3
Impédance d'onde ( $\Omega$ )	37.4	97	217.2	393.7	692.4	1 138.3	1 010.1

L'impédance d'onde montre que la sonde  $H_{XL}$  est magnétique pour les fréquences  $<$  à 1.5 GHz et électrique au-delà.

La Figure 99 montre le diagramme de distribution statistique de la composante normale du champ électrique dans la surface précédemment définie à  $F = 1$  GHz et pour une hauteur  $h$  de 1 mm.

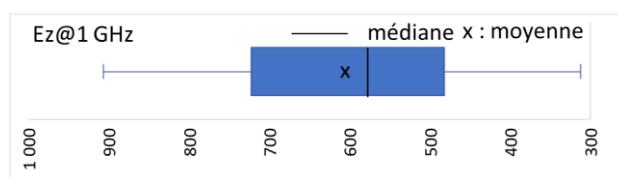


Figure 99 – diagramme de distribution statistique de la composante normale du champ électrique sur la surface à -6 dB à  $F = 1$  GHz et  $h = 1$  mm

La distribution du champ électrique normal est très similaire à celle du champ magnétique tangentiel et montre un déséquilibre des quartiles 2 et 3 avec un décalage de la moyenne par rapport à la médiane. On retrouve statistiquement l'effet de concentration du champ observé précédemment.

### 3.3.4 Couplage de la sonde $H_{XL}$ sur une ligne micro-ruban normalisée

Comme pour la sonde  $E_{ZL}$ , on procède à la simulation *full wave* du calibrage de la sonde par mesure du courant induit par la sonde dans une ligne de transmission normalisée comme illustré par la Figure 100. On effectue un calcul de la tension induite sur une impédance de mesure  $50 \Omega$  lorsque la sonde est excitée par un générateur de puissance constante de 1 W. La tension induite étant directement proportionnelle à la puissance, on en déduit la puissance incidente nécessaire pour obtenir 50 mV sur l'impédance de mesure sur toute la gamme de fréquences pour 3 hauteurs de sonde.

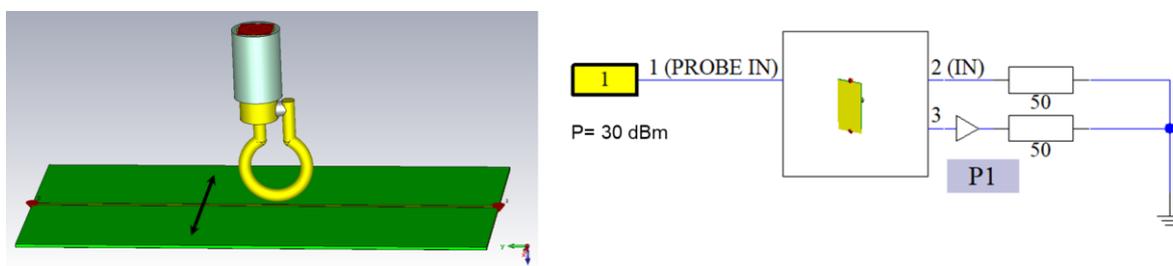


Figure 100 – Simulation du calibrage de la sonde  $H_{XL}$  par calcul du courant induit dans une ligne micro-ruban normalisée

La Figure 101a montre le calcul de la tension induite sur une charge de  $50 \Omega$  placée en terminaison de la ligne micro-ruban pour différentes puissances fournies à la sonde et plusieurs hauteurs de sonde. La Figure 101b montre la puissance à fournir à la sonde pour induire 1 mA dans la ligne à

différentes hauteurs de sonde. On observe que le couplage de la sonde sur la ligne augmente avec la fréquence pour atteindre un maximum (-29,5 dB pour  $h = 1$  mm) vers 1,7 GHz avant de décroître. Le couplage reste faible aux plus basses fréquences (-37,7 dB à 200 MHz pour  $h = 1$  mm). La puissance en sortie de générateur à fournir à la sonde pour induire 1 mA dans la ligne micro-ruban varie selon la hauteur de sonde. Pour  $h = 1$  mm, il faut 24,7 dBm à 200 MHz, 17,5 dBm à 1 GHz et 23,2 dBm à 3 GHz. Pour  $h = 3$  mm, il faut 29,5 dBm à 200 MHz, 22,8 dBm à 1 GHz et 27,8 dBm à 3 GHz soit une augmentation de 4,8 dB à 200 MHz, 5,3 dB à 1 GHz et 4,6 dB à 3 GHz.

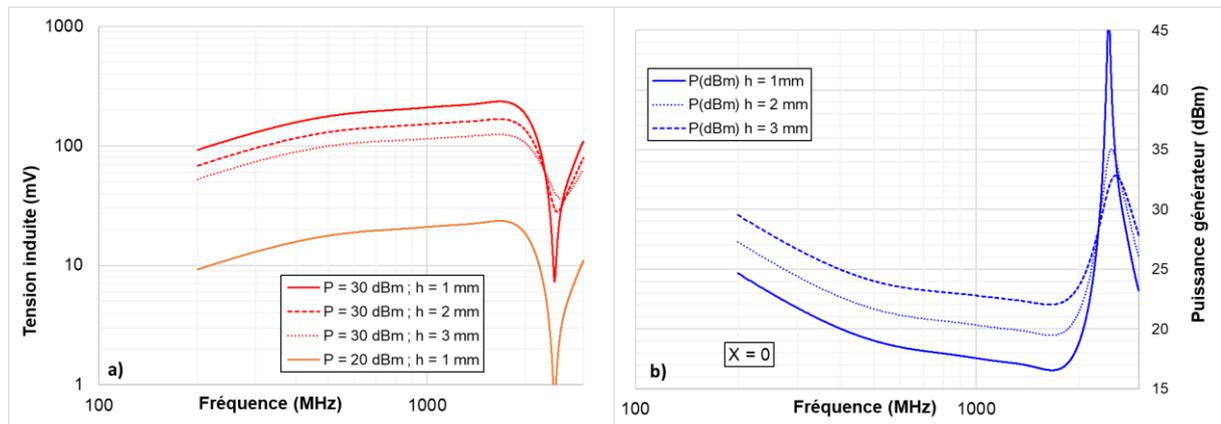


Figure 101 – a) Calcul de la tension induite par la sonde  $H_{XL}$  sur une charge de  $50 \Omega$  placée en terminaison de la ligne micro-ruban pour différentes puissances et hauteurs de sonde b) Calcul de la puissance incidente sur la sonde pour induire 1 mA dans la ligne à différentes hauteurs de sonde

On observe un minima de couplage vers 2,46 GHz. Comme vu dans (Dubois, 2009), ce minima est dû à la résonance de l'inductance propre de la sonde avec sa capacitance parasite. L'inductance a été déterminée au paragraphe 3.3.1 en l'absence de la ligne micro-ruban. Elle ne change pas en présence de la ligne micro-ruban et on choisit, dans le modèle, de séparer l'inductance ( $\sim 17$  nH) liée à la longueur du câble coaxial de l'inductance de la boucle ( $\sim 3$  nH) calculable avec la formule de (Kanda, 1993) détaillée en Annexe C. La capacitance parasite fixant la fréquence de minima de couplage vers 2,5 GHz est de  $\sim 230$  fF. Cette valeur peut s'expliquer par la mise en série de la capacitance ( $\sim 1,6$  pF) due au câble coaxial avec la capacitance existante entre la boucle et la ligne micro-ruban. Un modèle de couplage de la sonde  $H_{XL}$  sur la ligne micro-ruban décrite au chapitre 2.2.2 est proposé par la Figure 102a tandis que la comparaison du calcul du coefficient de transmission (paramètre  $S_{21}$ ) par le modèle électrique équivalent et la modélisation 3D de CST est donnée par la Figure 102b.

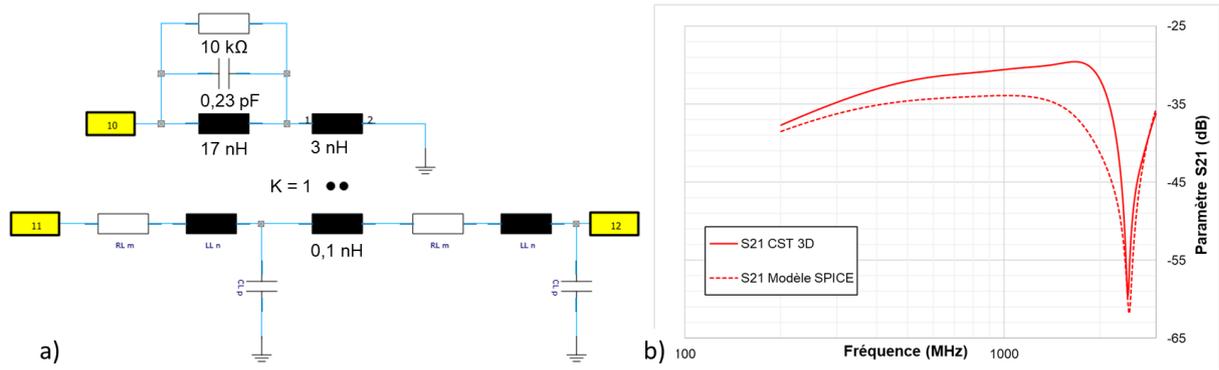


Figure 102 – a) Modèle de couplage de la sonde  $H_{XL}$  sur la ligne micro-ruban b) Comparaison du paramètre  $S_{21}$  calculé par CST par un modèle 3D et d'un modèle électrique SPICE équivalent

La Figure 103 montre l'influence de la position de la sonde le long de la ligne micro-ruban. La position  $Y = +40$  mm représente la position la plus proche du port de mesure tandis que la position  $Y = -40$  mm représente la position la plus éloignée. La position longitudinale de la sonde modifie sensiblement la fréquence du minima de couplage ce qui peut indiquer une légère variation de la capacitance parasite selon la position de la sonde.

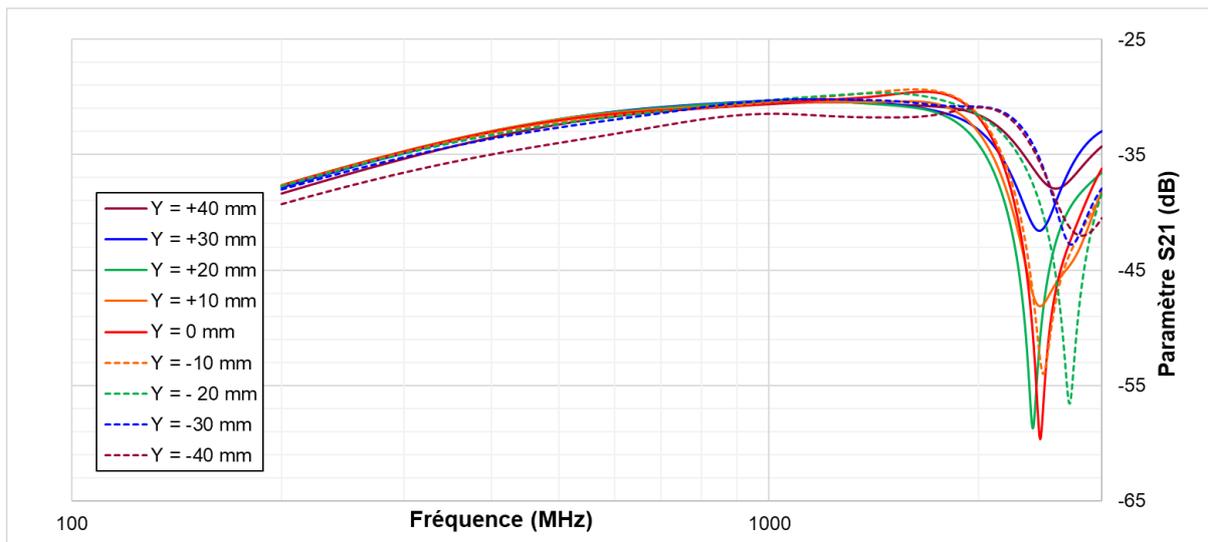


Figure 103 – Influence de la position longitudinale de la sonde HXL sur le paramètre  $S_{21}$

Lorsque la ligne est en circuit ouvert d'un côté et fermée sur  $50 \Omega$  de l'autre, on observe les fréquences d'antirésonance  $F = n * c / (2 * \sqrt{\epsilon_{eff}} * s)$  où  $s$  est la distance entre la sonde et le circuit ouvert et  $n$  un nombre entier. Pour  $Y = +40$  mm,  $s = 90$  mm et pour  $Y = 0$  mm  $s = 50$  mm. Le  $\epsilon$  effectif = 2,67.

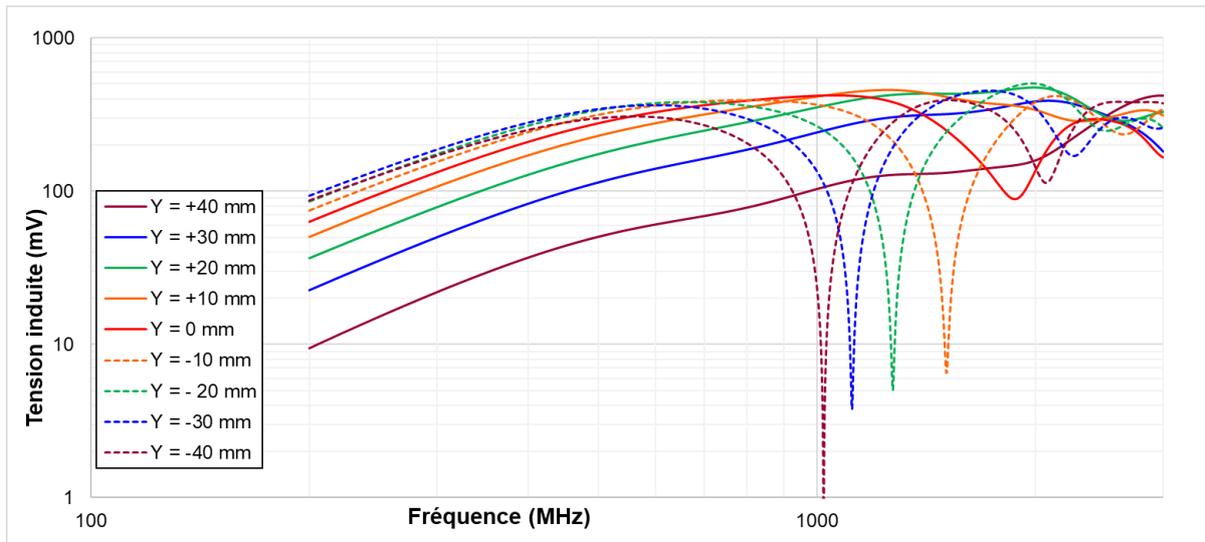


Figure 104 – Influence de la position longitudinale de la sonde HXL sur la tension induite sur une charge de 50  $\Omega$  lorsque la ligne micro-ruban est en circuit ouvert

On détermine, comme pour la sonde  $E_{zL}$ , la valeur de sélectivité de la sonde  $H_{xL}$  en exploitant les données issues du déplacement transversal de la sonde au-dessus de la ligne. La Figure 105 montre la tension induite sur la 50  $\Omega$  de mesure lors du déplacement de la sonde placée à une hauteur de 1 mm. On retrouve les effets combinés du champ magnétique  $H_x$ , vu au chapitre 3.3.2, et du champ électrique normal, vu au chapitre 3.3.3, concentré sous le diamètre du conducteur de la boucle. L'effet du champ électrique normal est observable car on ne retrouve pas le creux de tension dû à l'absence de champ  $H_x$  à  $X = \pm 4,2$  mm (cf Figure 94).

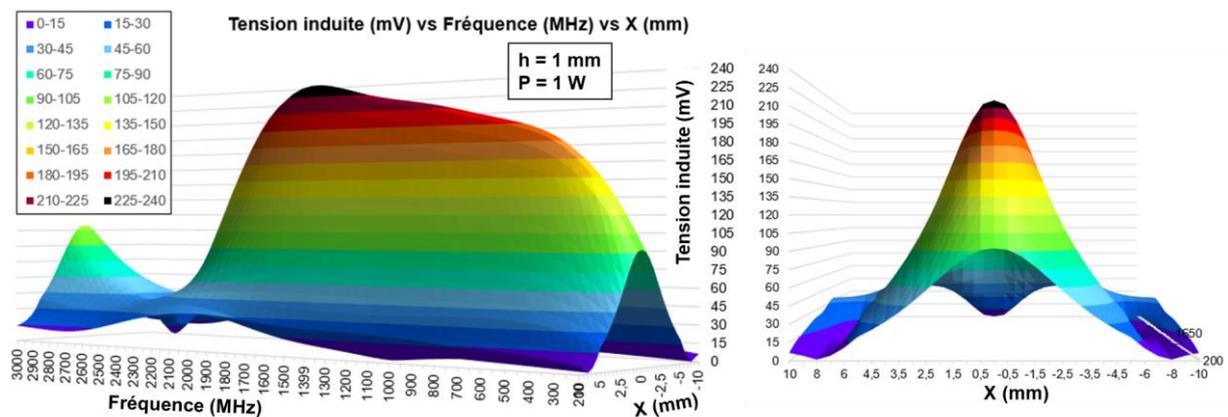


Figure 105 – Tension induite par la sonde d'immunité  $H_{xL}$  sur 50  $\Omega$  en fonction de la fréquence et de sa position transversale par rapport à la ligne micro-ruban pour une hauteur  $h= 1$  mm

A partir de ces données, on peut définir, pour chaque fréquence et chaque hauteur de sonde, une valeur de sélectivité, illustrée par la Figure 106, correspondant à la valeur de translation de la sonde générant une variation maximale de  $-6$  dB de la tension induite par rapport à sa valeur en  $X = 0$  mm. En raison de la résonance observée vers 2.4 GHz, la sonde n'est pas utilisable au-delà de 2 GHz et, en conséquence, la sélectivité n'a pas été calculée.

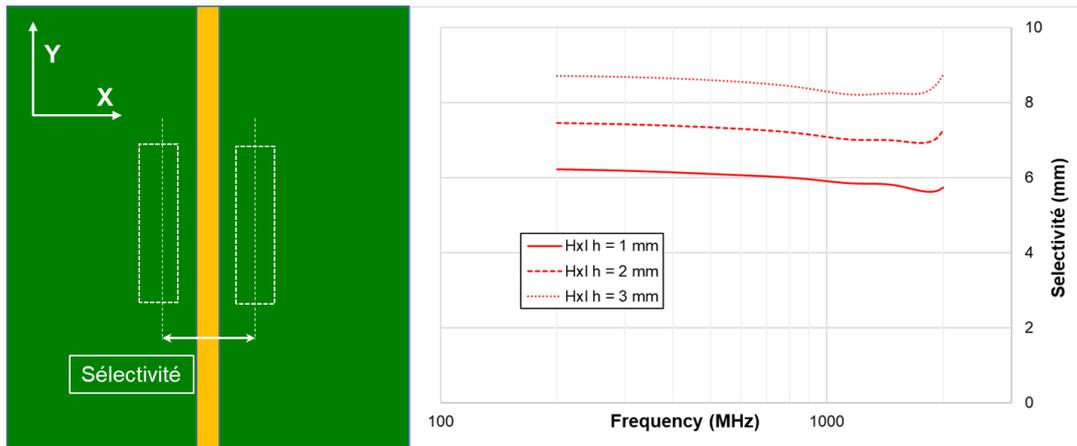


Figure 106 – Sélectivité de la sonde d'immunité  $H_{XL}$  sur une ligne micro-ruban

En raison de la géométrie de la sonde  $H_{XL}$ , la valeur de sélectivité donnée en mm peut se traduire en une aire rectangulaire. En prenant la longueur  $Y = 10,6$  mm déterminée à 1 GHz par l'étude du champ magnétique tangentiel au chapitre 3.3.2, on calcule, à 1 GHz et pour une hauteur de sonde de 1 mm, un surface à -6 dB de 62,5 mm<sup>2</sup> qui est plus grande que la surface à -6 dB calculée (39 mm<sup>2</sup>) pour le champ magnétique tangentiel seul ce qui confirme l'influence du champ électrique normal sur le couplage de la sonde.

### 3.3.5 Conclusion sur les sondes $E_{ZL}$ et $H_{XL}$

Les caractéristiques des sondes coaxiales  $E_{ZL}$  et  $H_{XL}$  sont résumées dans la table 3-VI

Table 3-VI: Surface couverte à -6 dB, champs électrique normal et champ magnétique tangentiel moyens calculés à 1 GHz à  $h=1$  mm, facteur de couplage, puissance générateur et sélectivité calculées à  $h=1$  mm

	EZL	HXL
Surface couverte $E_z$ max -6 dB (mm <sup>2</sup> )	13,5	45
Surface couverte $H_{xy}$ max -6 dB (mm <sup>2</sup> )	205	39
Champ $E_z$ moyen dans surface -6 dB (V/m)	3 019	604
Champ $H_{xy}$ moyen dans surface -6 dB (A/m)	0,128	2,78
Facteur de couplage $S_{21}$ (dB) @200 MHz	-50,6	-37,6
Facteur de couplage $S_{21}$ (dB) @1 GHz	-36,5	-30,5
Limite en fréquences (GHz)	> 3	2
Puissance générateur pour induire 1 mA@200 MHz (dBm)	37,6	24,7
Puissance générateur pour induire 1 mA@1 GHz (dBm)	23,5	17,5
Sélectivité @ 1GHz (mm)	4,15	5,9

La sonde électrique  $E_{ZL}$  produit un champ électrique normal très élevé et homogène mais dans une surface très faible tandis que la sonde magnétique  $H_{XL}$  produit un champ magnétique tangentiel très élevé et homogène dans une surface 3 fois plus grande mais restant faible. Cette surface est agrandie (jusqu'à 5 x ) si l'on considère l'effet du champ électrique normal. On note que la sonde électrique  $E_{ZL}$  produit un champ magnétique tangentiel 20 fois moins élevé que la sonde  $H_{XL}$  mais sur une surface

de plus de 2 cm<sup>2</sup>. La Figure 107 montre l'évolution en fréquence des champs générés par ces sondes dans la surface couverte à -6 dB.

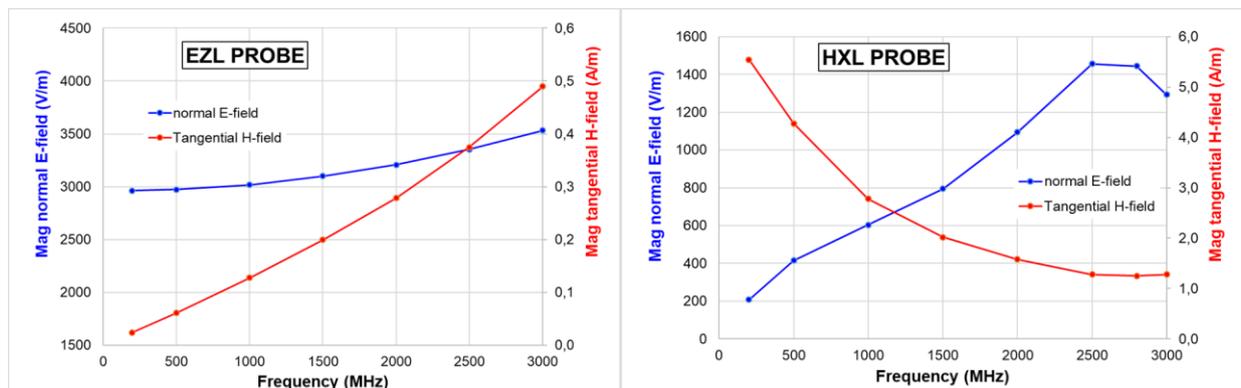


Figure 107 – évolution en fréquence de la moyenne des champs générés par les sondes EzL et HxL dans la surface couverte à -6 dB pour  $h = 1 \text{ mm}$

En conclusion, la sonde de champ magnétique montre des caractéristiques supérieures à celles de la sonde de champ électrique notamment en termes de couplage sur une ligne micro-ruban. La résonance intrinsèque de la boucle limite son utilisation à des fréquences  $< 2 \text{ GHz}$ . L'objectif de développement d'une sonde magnétique sera donc d'augmenter la surface couverte par la sonde et d'étendre son utilisation en fréquence.

### 3.4 Spécification et développement de nouvelles sondes d'immunité rayonnée

#### 3.4.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de définir les caractéristiques d'une sonde capable de reproduire au niveau d'un PCB les défauts observés durant un essai normatif en immunité rayonnée effectué au niveau d'un équipement vu au chapitre 1.3. Nous avons évalué au chapitre 2.4 les niveaux de tension induite sur une charge placée sur un PCB durant l'irradiation d'un fil simple, d'une paire bifilaire et d'une ligne micro-ruban. Nous avons constaté aux chapitres 3.2 & 3.3 que, si les sondes existantes à base de câble coaxial étaient capables de générer de forts champs E ou H, leurs facteurs de couplage sur des pistes PCB étaient trop faibles dans les fréquences inférieures à 1 GHz pour générer des tensions induites suffisantes. Dans le cas d'une investigation rapide de l'immunité rayonnée, il est nécessaire, d'une part, que la surface de la sonde couvre une surface de PCB relativement large pour que le temps de balayage de la sonde au-dessus du PCB soit réduit autant que possible pour limiter le temps de mesure et, d'autre part, que la sélectivité de la sonde soit la plus faible possible. Ces contraintes sont contradictoires avec le but recherché lors d'un essai d'immunité sur composant où la sélectivité de la sonde et la précision de la localisation sont requises. Pour de l'investigation rapide, la précision de la localisation n'est donc pas une exigence prioritaire, l'utilisation de sondes plus petites permettant, au besoin, d'affiner cette localisation. La démarche globale de notre étude est décrite par la Figure 108.

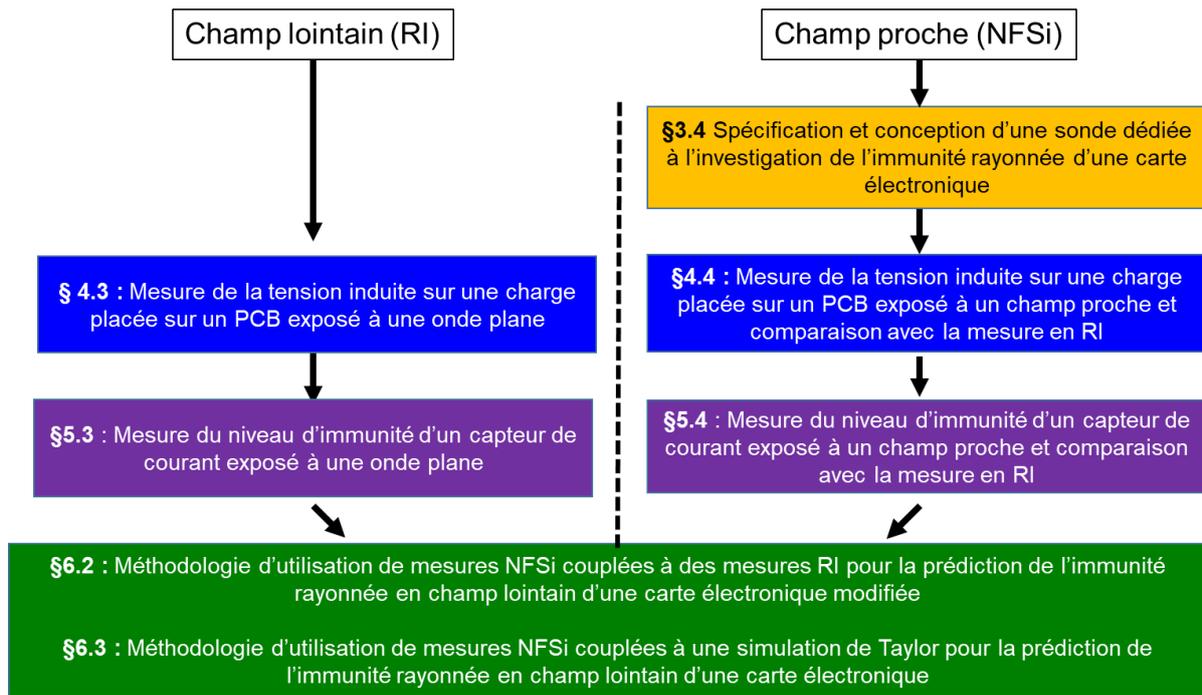


Figure 108 – Illustration de la démarche d'élaboration d'une méthodologie d'utilisation de la mesure NFSi pour la prédiction de l'immunité rayonnée d'une carte électronique en champ lointain

La démarche repose sur l'étude comparative et qualitative d'essais en RI et NFSi menés sur un démonstrateur à base de lignes micro-ruban décrit dans le chapitre 1 et sur une application industrielle décrite par le chapitre 5. Enfin le chapitre 6 décrira la méthodologie d'utilisation de mesures NFSi qui couplées à des mesures RI permettront de prédire l'immunité en champ lointain de cartes électroniques ayant subies des modifications de design (modification de routage et/ou changement de composant dus à de l'obsolescence). Des perspectives seront également données dans le chapitre 6 pour prédire le niveau d'immunité d'un nouvel équipement à partir de mesures NFSi et d'une simulation de l'immunité rayonnée en utilisant le modèle de Taylor vu au chapitre 2.3.2.

### 3.4.2 Exigences de conception de la sonde

#### 3.4.2.1 Bande de fréquences

Pour couvrir les fréquences des essais normatifs en immunité rayonnée, la bande de fréquences couverte par la sonde est d'être au minimum de 200 MHz à 3 GHz. On souhaite autant que possible que la sonde ait une large bande passante mais le développement d'une même topologie de sonde aux dimensions adaptées à une bande de fréquences particulière est envisageable.

#### 3.4.2.2 Surface couverte

Pour couvrir la surface d'un PCB en minimisant le nombre de points de mesure pour faire une investigation rapide, il est nécessaire que la surface couverte par le champ généré par la sonde soit importante. En considérant un temps de maintien de 0,5 seconde par pas de fréquence et 180 pas de fréquences par position pour respecter la TS IEC 62132-9, en négligeant le temps de déplacement de la sonde et en se fixant une limite de 30 minutes d'investigation pour un PCB de 100 cm<sup>2</sup>, le nombre

de points de mesure maximum est de  $30 \times 60 / 0,5 \times 180 = 20$ . Cela conduit à une exigence théorique sur la surface couverte d'être supérieure à  $5 \text{ cm}^2$ . En conséquence, le test doit être effectué à puissance constante sans recherche de seuil pour ne pas augmenter le temps du test par pas de fréquence. Le balayage doit se faire, non pas sur la totalité du PCB, mais sur des points ou des zones préalablement choisis. En fixant une couverture de sonde de  $2 \text{ cm}^2$ , effectuer 20 points de mesure correspond à couvrir 40 % de la surface du PCB. La ou les zones couvertes devront être choisies en fonction du niveau d'intégration de la fonction sous test sur un PCB. Afin de s'adapter à différentes topologies de PCB, on développera des sondes de même nature en différentes dimensions.

### 3.4.2.3 Facteur de couplage de la sonde

L'exigence sur le facteur de couplage de la sonde est déterminée à partir des conclusions du chapitre 2.4. La sonde doit pouvoir induire sur une charge placée en terminaison d'une ligne routée sur un PCB les mêmes niveaux de tension que ceux observés lors d'un essai en champ lointain sur cette même charge lorsque le PCB est relié à une boîte de charge par un faisceau électrique. L'étude du chapitre 2.3.3 est réduite à des cas simples dont une paire bifilaire de 500 mm de longueur et à une seule charge de  $50 \Omega$  mais elle a démontré la validité d'une modélisation analytique par Taylor ou par le solveur 2D TL de CST. L'étude paramétrique basée sur une simulation 2D TL sur un cas d'application avec un faisceau de 5 fils proposée dans (Durier, Bendhia, & Dubois, 2019) est donc pleinement valide. Cette étude, qui permet de faire varier les paramètres de l'essai tels que le nombre de fils dans le faisceau ainsi que les charges placées en terminaison, a été reprise pour un faisceau de 2 et 3 fils. Les pires cas sont ceux de l'étude à savoir une charge PCB de  $1 \text{ k}\Omega$  sans condensateur placé en entrée de carte et une charge de  $10 \text{ k}\Omega$  avec un condensateur de protection ESD de  $10 \text{ nF}$  placé en entrée de PCB.

Pour fixer un facteur de couplage, il faut également fixer une valeur de puissance maximale en sortie de générateur pour produire les effets d'un champ de  $1 \text{ V/m}$ . On a vu au chapitre 2.3.2 que la tension induite par couplage d'un champ EM sur un fil était proportionnel à la valeur de ce champ. Pour limiter les coûts d'un moyen d'investigation basé sur le champ proche, on fixe cette limite à  $30 \text{ dBm}$  pour une hauteur de sonde de  $2 \text{ mm}$  afin que l'amplificateur RF nécessaire pour atteindre l'équivalent des niveaux induits par un champ de  $100 \text{ V/m}$  ait un gain de  $40 \text{ dB}$  ( $10 \text{ W}$ ). La Figure 109 montre le calcul des tensions induites maximales sur une charge pire cas placée en terminaison de ligne lors d'un essai RI en polarisation horizontale (polarisation induisant les tensions les plus élevées). La limite fixée dans (Durier, Bendhia, & Dubois, 2019) s'avérant pertinente a été reprise pour le calcul du S21 cible.

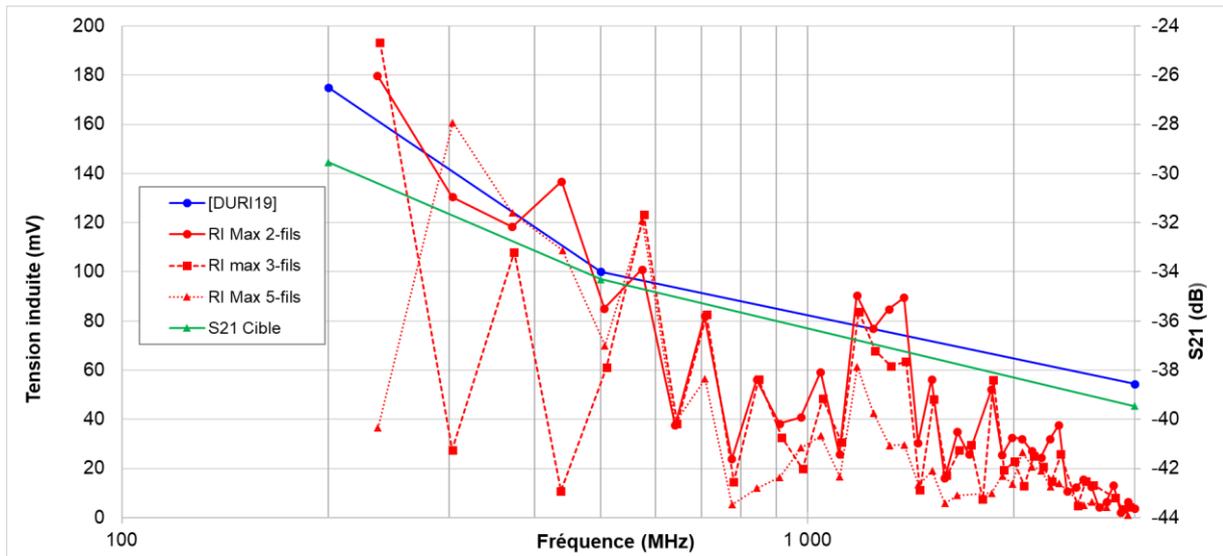


Figure 109 – Exigence initiale de facteur de couplage d'une nouvelle sonde en immunité

#### 3.4.2.4 Sélectivité de la sonde

L'exigence sur la sélectivité de la sonde détermine la faculté de la sonde de discriminer une ligne particulière lorsque la sonde passe au-dessus du PCB. Notre exigence est à l'inverse de ce qui est requis habituellement pour une localisation précise. Au contraire le but n'est pas ici d'agresser très localement mais d'agresser largement avec un facteur de couplage suffisant pour provoquer le défaut d'une fonction. L'utilisation de sondes de tailles différentes pourra permettre d'affiner la localisation si nécessaire. L'exigence sera une sélectivité à -6 dB supérieure à 6 mm qui est la caractéristique de la sonde H<sub>XL</sub>.

### 3.4.3 Sondes magnétiques CPLANE

La sonde CPLANE est une sonde de type guide d'ondes coplanaire (CPW) de champ magnétique. Elle est dérivée de sondes large bande développées pour la mesure de champ magnétique en émission champ proche décrites dans (Yan, Wang, Zhang, & Wang, 2016). Comme illustré par la Figure 110a, la sonde CPLANE a été développée en 3 tailles : 25 x 18, 20 x 15 et 16 x 12 mm pour s'adapter aux différentes topologies de PCB. Un modèle de sonde CPLANE 20 x 15, illustré par la Figure 110b, a été réalisée sous CST studio.

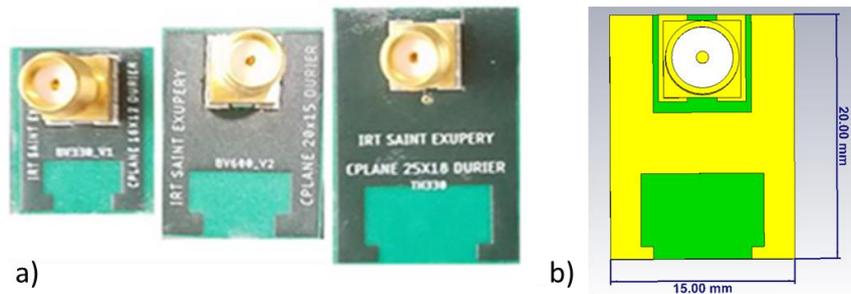


Figure 110 – a) Sondes CPLANE 16x12, 20x15 et 25x18 b) modèle CST Studio

Les sondes CPLANE ont été fabriquées avec un PCB 4 couches d'environ 2 mm d'épaisseur. Le diélectrique interne (CORE) est constitué de ROGERS RO4350B de 1,524 mm (60 mil) d'épaisseur tandis que les diélectriques externes (PREPREG) sont réalisés en ISOLA FR408HR de 100 µm (4 mil) d'épaisseur. La faible épaisseur des diélectriques externes est due à l'utilisation de vias borgnes (*blind vias*) dans certaines versions. L'empilage des couches est fourni par la Figure 111

Layer Pairs:			Via Pairs:		
Layer	Material	Thickness	Type	From	To
1	Copper	0.035mm	Buried	2	15
	Prepreg	0.1mm	Blind	1	2
2	Copper	0.035mm	Blind	15	16
	Core	60mil	Through	1	16
15	Copper	0.035mm			
	Prepreg	0.1mm			
16	Copper	0.035mm			

Figure 111 – Empilage des couches pour la construction des sondes CPLANE

6 versions de routage ont été fabriquées pour les sondes 25x18 et 20x15 en faisant varier la largeur du conducteur interne (330 ou 600 µm) et en adoptant différentes stratégies de routage du retour de la boucle vers le connecteur SMA à partir de la couche *BOTTOM*. Les versions appelées BV sont partiellement (v1) ou totalement (v2) routées avec des vias aveugles (*Blind Vias*) tandis que les versions TH le sont uniquement avec des vias traversants (*Through Hole*). Seul le routage de la version BV330v1 est présenté en Figure 112. Un conducteur interne est routé dans la couche interne 2 (*INNER 2*) formant une boucle autour d'une fenêtre dessinée dans les couches externes *TOP* et *BOTTOM*. Le retour du signal s'effectue par la couche *BOTTOM* et des vias traversants permettent le retour vers la masse du connecteur SMA. Un champ magnétique radial se crée donc autour du conducteur localisé dans l'ouverture créée en bas de la sonde. La sonde peut indifféremment être utilisée à plat (parallèle au PCB sous test) ou verticalement (perpendiculaire au PCB sous test).

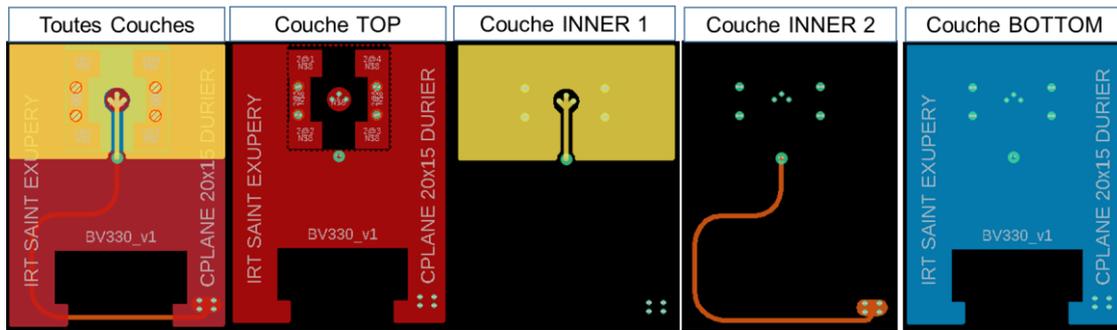


Figure 112 – Routage de la sonde 25x15 BV330v1

### 3.4.3.1 Caractéristiques d'une sonde CPLANE 20x15

Un modèle 3D a été créé sous CST Studio (cf Figure 110b). Le maillage de la sonde comporte 1 334 K mailles. La gamme de fréquences étudiée est de 100 MHz à 6 GHz. La comparaison de la mesure des 6 variantes de routage avec la simulation est donné par la Figure 113 pour le module et la phase du paramètre  $S_{11}$ . On constate que la simulation est proche de la mesure. Le module de  $S_{11}$  est proche de 0 dB jusqu'à environ 2,5 GHz qui est la fréquence à -3 dB. On observe un pic de résonance vers 2,7 GHz traduisant un comportement en antenne mais qui n'est pas rédhibitoire dans le cas d'une mesure en champ proche.

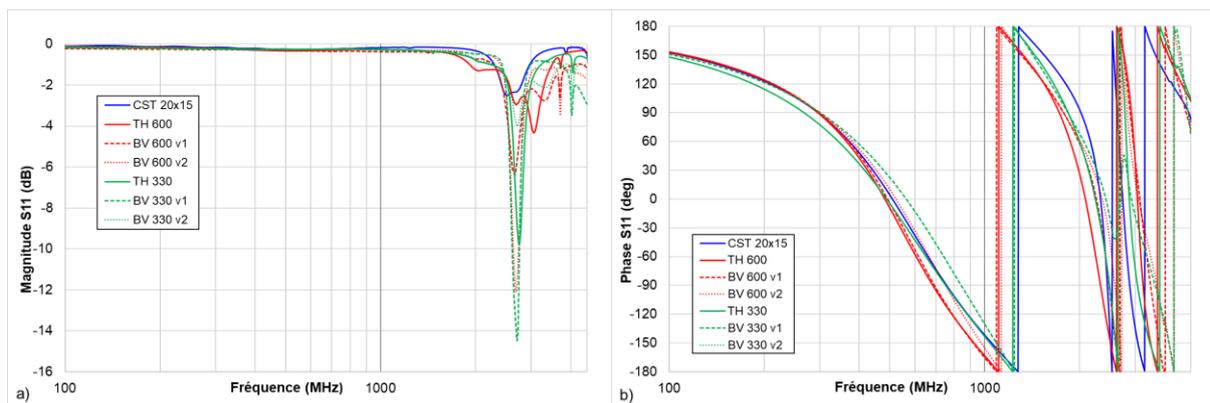


Figure 113 – Comparaison mesure vs simulation du a) module et de b) la phase du paramètre  $S_{11}$  des sondes CPLANE 20x15

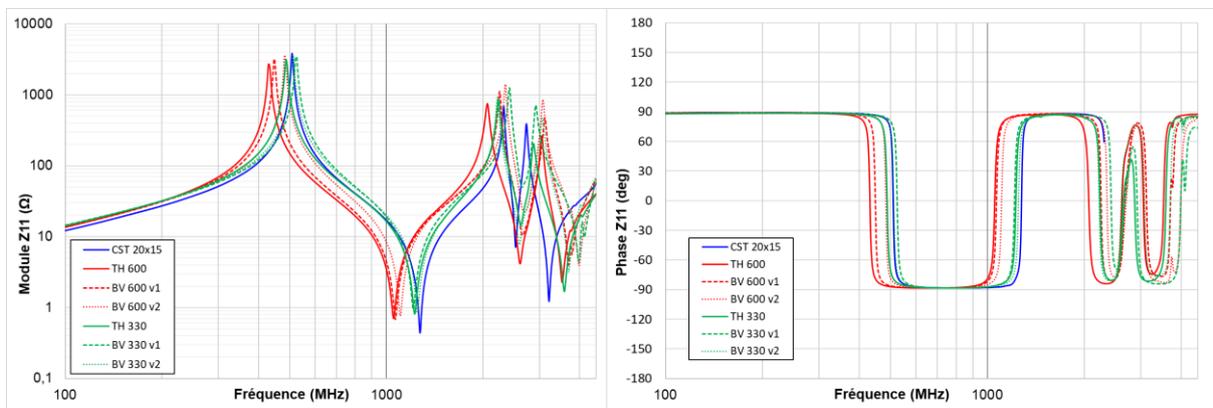


Figure 114 – Comparaison mesure vs simulation du a) module et de b) la phase de l'impédance  $Z_{11}$  des sondes CPLANE 20x15

La Figure 115a montre le modèle électrique équivalent de la sonde CPLANE 20x15 BV330v1. La Figure 115b montre la comparaison du module de l'impédance  $Z_{11}$  obtenu par mesure, simulation 3D et modèle électrique équivalent. Ce dernier est valide jusqu'à environ 2,3 GHz

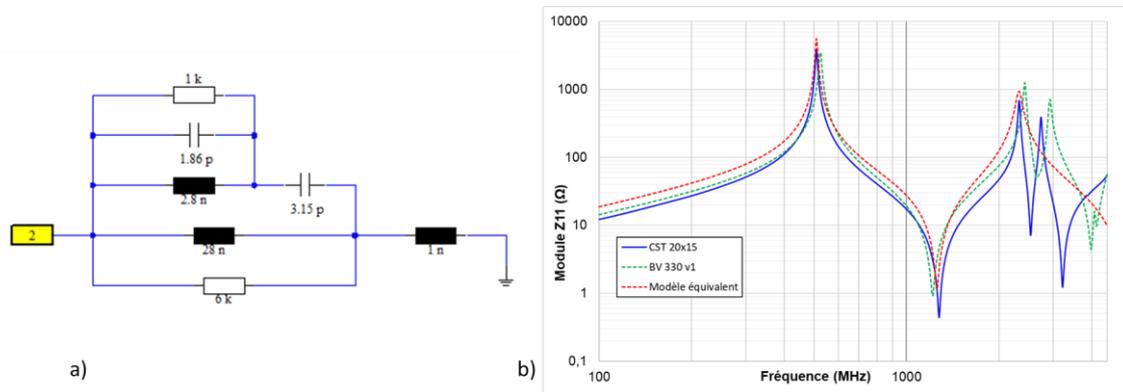


Figure 115 – a) modèle électrique équivalent de la sonde b) Comparaison mesure vs simulation vs modèle électrique du module de l'impédance  $Z_{11}$  de la sonde CPLANE 20x15 BV330v1

### 3.4.3.2 Caractéristiques du champ magnétique généré par une sonde CPLANE 20x15

La Figure 116 montre l'amplitude des composantes tangentielle et normale du champ magnétique à 1 GHz calculée dans le plan XY situé à une distance  $h$  de 1 mm du plan de la sonde. On observe un fort champ magnétique  $H_Y$  en-dessous du conducteur interne de la sonde dont l'amplitude est comparable à celle produite par la sonde  $H_{XL}$  mais sur une surface a priori plus grande. On l'observe également au-dessus de la fenêtre d'ouverture de la sonde mais avec moins d'intensité. On observe aussi un champ magnétique  $H_X$  non négligeable de chaque côté de la fenêtre d'ouverture de la sonde créé par les courants descendant et montant. De ce fait la sonde CPLANE est capable de se coupler simultanément sur des pistes routées orthogonalement même si le couplage principal s'effectue selon l'axe du conducteur interne (en X). La composante normale du champ magnétique est très importante dans la fenêtre mais ce champ ne se couplera pas sur les lignes d'un PCB.

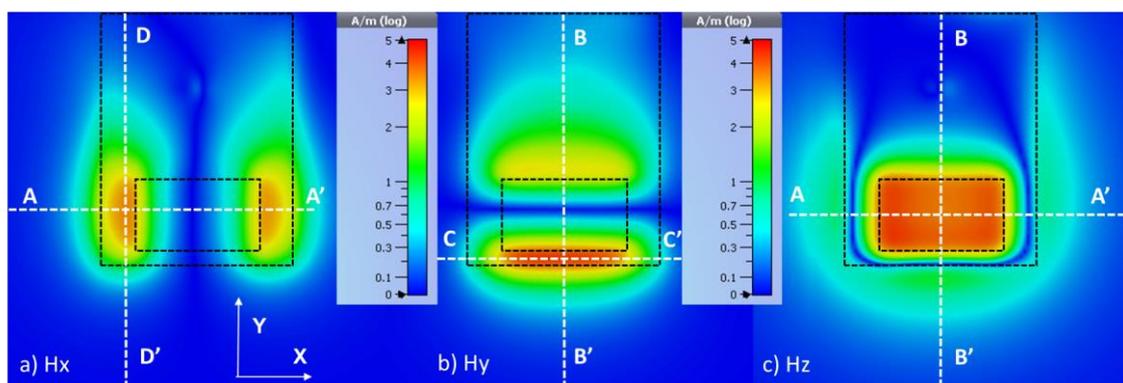


Figure 116 – amplitude des composantes tangentielle et normale du champ magnétique généré par une sonde CPLANE 20x15 à  $F = 1$  GHz dans le plan  $xy$  situé à  $h = 1$  mm de la sonde

La Figure 117 montre l'amplitude des composantes  $H_x$ ,  $H_y$ ,  $H_z$  du champ magnétique généré par la sonde à 1 GHz calculée sur la droite  $AA'$  ( $y = 4$  mm) pour les composantes  $H_x$  et  $H_z$ , sur la droite  $CC'$  ( $y = 0,5$  mm) pour la composante  $H_y$ , sur la droite  $BB'$  ( $x = 0$ ) pour les composantes  $H_y$  et  $H_z$  et sur la

droite DD' (x = 5,5 mm) pour la composante Hx dans le plan xy situé à une distance h de 1 mm du plan de la sonde. La surface fictive sur laquelle on procède, pour but de comparaison, au calcul des valeurs moyenne, médiane et de l'écart type du champ magnétique tangentiel doit donc couvrir les surfaces à -6 dB des champs Hx et Hy. Cette surface d'environ 108 mm<sup>2</sup> est illustrée par la Figure 118

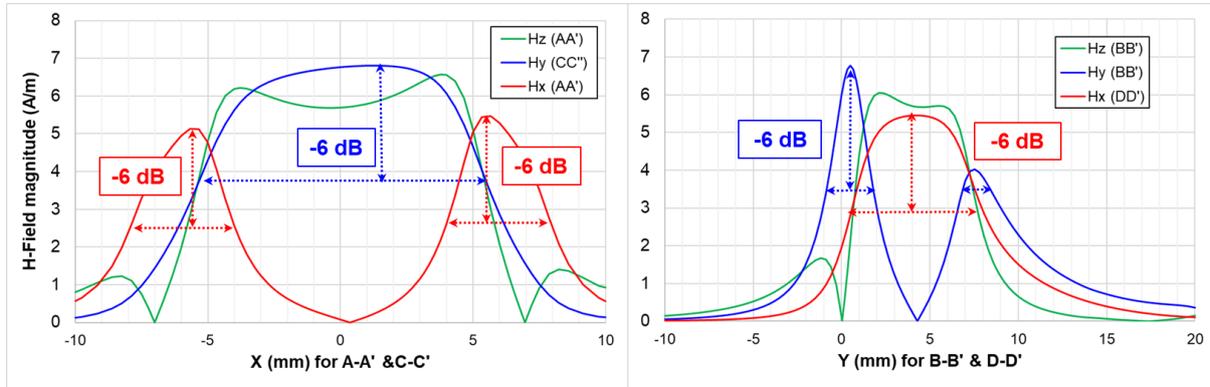


Figure 117 – Amplitude et phase des composantes x, y du champ magnétique généré par une sonde à F= 1 GHz selon les coupes AA' ou BB'

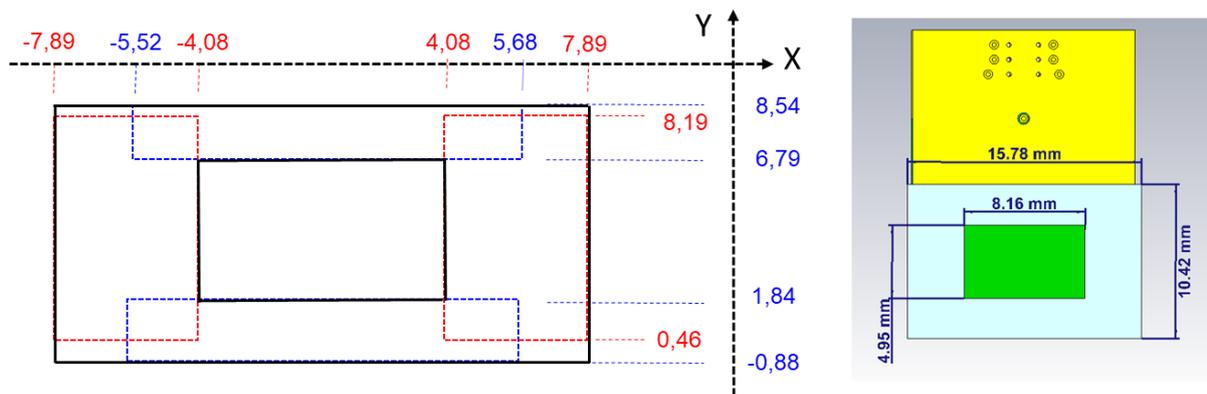


Figure 118 – Surface fictive de calcul des valeurs moyenne, médiane et de l'écart type du champ magnétique tangentiel généré par une sonde CPLANE 20x15

La table 3-VII fournit les valeurs moyenne, médiane et l'écart type de la composante tangentielle H<sub>XY</sub> du champ magnétique calculée sur la surface fictive placée à h = 1 mm du plan de la sonde, comme illustré en Figure 118, pour différentes fréquences et pour un signal de 1 W appliqué sur le port guide d'onde placé sur le connecteur SMA de la sonde.

Table 3-VII: Moyenne, médiane et écart type de la composante tangentielle du champ magnétique calculées sur une surface fictive placée à 1mm de la sonde CPLANE 20x15

Fréquence	200 MHz	500 MHz	1.0 GHz	1.5 GHz	2.0 GHz	2.5 GHz	3.0 GHz
Moy. H <sub>XY</sub> (A/m)	14,52	18,26	3,97	2,35	2,69	2,60	1,69
Médiane H <sub>XY</sub> (A/m)	14,24	17,94	3,92	2,35	2,74	2,3	1,55
Ecart type (A/m)	4,31	5,39	1,15	0,66	0,75	1,67	1,17

Le champ magnétique tangentiel créé par la sonde CPLANE 20x15 est maximum vers 500 MHz puis décroît fortement avec la fréquence. La Figure 119 montre le diagramme de distribution statistique des

valeurs de la composante tangentielle du champ magnétique à  $F = 1$  GHz. Les quartiles 2 et 3 sont équilibrés autour de la médiane et la moyenne est très proche de la médiane. Le déséquilibre des quartiles 1 & 4 par rapport aux quartiles 2 & 3 montre une concentration du champ autour de la médiane.

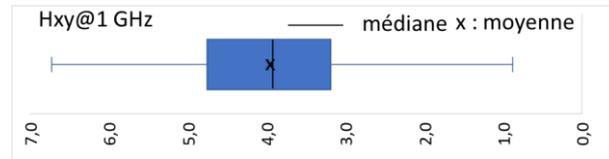


Figure 119 – diagramme de distribution statistique des valeurs de la composante tangentielle du champ magnétique généré par la sonde CPLANE 20x15 à  $F = 1$  GHz et  $h = 1$  mm

### 3.4.3.3 Caractéristiques du champ électrique généré par une sonde CPLANE 20x15

La Figure 120 montre l'amplitude des composantes tangentielle et normale du champ électrique généré par la sonde CPLANE 20x15 à 1 GHz calculée dans le plan XY situé à une distance  $h$  de 1 mm du plan de la sonde. Le champ électrique normal présente un fort spot dans la partie inférieure de la sonde à l'endroit où le conducteur interne vertical parvient sous la fenêtre

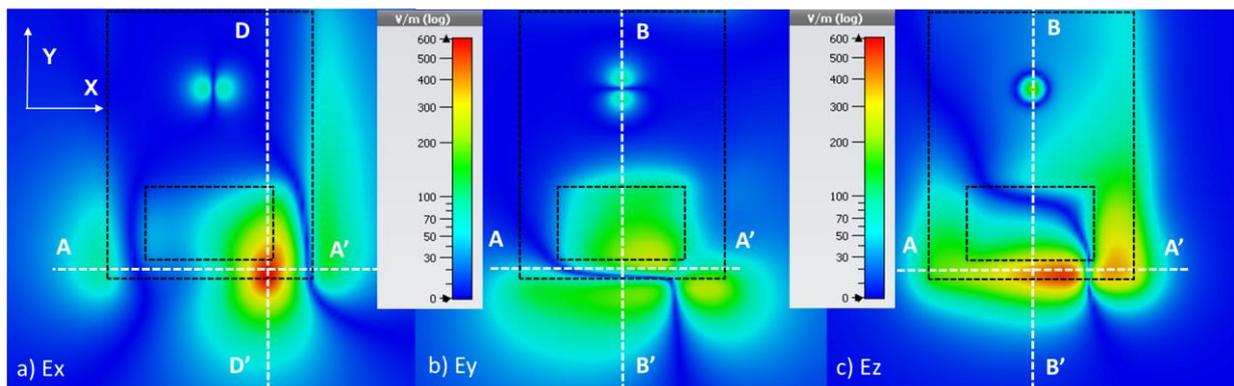


Figure 120 – Amplitude des composantes a)  $E_x$  b)  $E_y$  et c)  $E_z$  du champ électrique généré par la sonde CPLANE 20x15 à  $F = 1$  GHz dans un plan XY situé à 1 mm de la sonde

La Figure 121 montre l'amplitude des composantes  $E_x$ ,  $E_y$  et  $E_z$  du champ électrique généré par la sonde CPLANE à 1 GHz calculée sur la droite A-A' ( $y = 0,5$  mm), sur la droite B-B' ( $x = 0$  mm) et sur la droite D-D' ( $x = -4$  mm) pour la composante  $E_x$  uniquement dans le plan XY situé à une distance  $h$  de 1 mm du plan de la sonde. On retrouve le spot de champ  $E_x$  localisé autour de la droite  $x = -4$  mm sur une hauteur en  $y$  de 5 mm et un spot de champ normal  $E_z$  localisé autour de la droite  $Y = 0,5$  mm sur une largeur principale d'environ 6 mm. On définit une surface de champ  $E_z$  à  $-6$  dB par le rectangle  $X \in [-7,6 \text{ mm}; +3,3 \text{ mm}]$  et  $Y \in [-1 \text{ mm}; +2 \text{ mm}]$  soit une surface d'environ  $33 \text{ mm}^2$ .

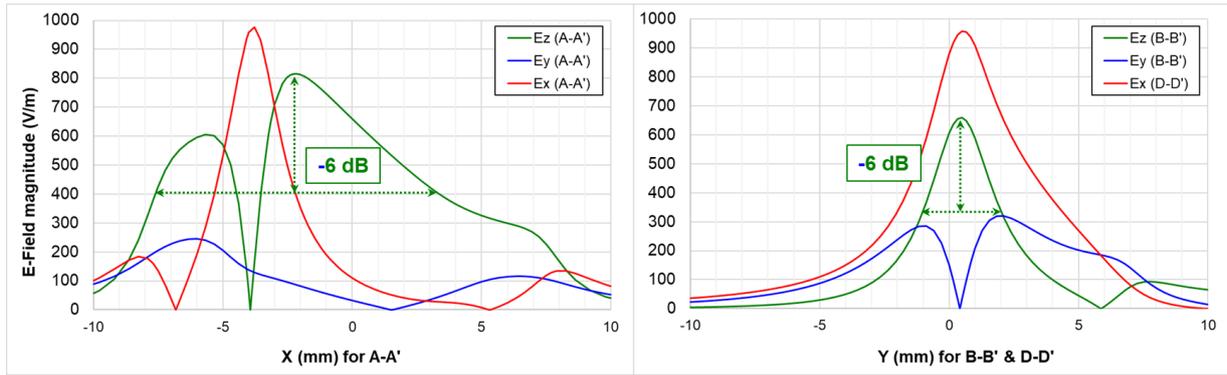


Figure 121 – Amplitude et phase des composantes  $E_x$ ,  $E_y$  et  $E_z$  du champ électrique généré par une sonde CPLANE à  $F=1$  GHz selon les coupes AA', BB' et DD'

La table 3-VIII fournit les valeurs moyenne, médiane et l'écart type du champ électrique normal calculée sur la surface fictive située dans le plan XY situé à 1 mm du plan de la sonde à pour différentes fréquences pour 1 W appliqué en entrée de sonde. En utilisant les valeurs de la table 3-VIII, on déduira l'impédance d'onde. On observe que la sonde est principalement magnétique pour des fréquences  $< 2$  GHz et plutôt électrique au-delà de 2,5 GHz.

Table 3-VIII: Moyenne, médiane et écart type de la composante normale du champ électrique calculée sur une surface fictive de  $33 \text{ mm}^2$  placée à 1mm du plan de la sonde CPLANE  $20 \times 15$

Fréquence	200 MHz	500 MHz	1.0 GHz	1.5 GHz	2.0 GHz	2.5 GHz	3.0 GHz
Moyenne $E_z$ (V/m)	323,5	1009,1	440,2	390,3	586,5	1 248,7	684,7
Médiane $E_z$ (V/m)	325,1	1016,2	441,8	391	530,9	1 115,5	1 531
Ecart type (V/m)	123,1	386,2	165,2	145	266	729,2	440,9
Impédance d'onde ( $\Omega$ )	22,3	55,2	110,8	165,9	217,8	480,3	405,3

La Figure 122 montre le diagramme de distribution statistique des valeurs de la composante normale du champ électrique généré par la sonde CPW  $20 \times 15$  à  $F = 1$  GHz dans la surface fictive placée à 1 mm du plan de la sonde.

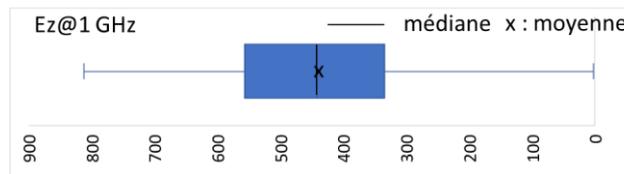


Figure 122 – Diagramme de distribution statistique des valeurs de la composante normale du champ électrique généré par la sonde CPW  $20 \times 15$  à  $F = 1$  GHz et  $h = 1$  mm

Les quartiles 2 et 3 sont équilibrés autour de la médiane et la moyenne est très proche de la médiane. Le déséquilibre marqué des quartiles 1 & 4 par rapport aux quartiles 2 & 3 montre une concentration (effet spot) du champ autour de la médiane.

### 3.4.3.4 Etude du couplage de la sonde CPLANE sur une ligne micro-ruban normalisée

Contrairement aux sondes  $H_{XL}$  et  $E_{ZL}$  pour lesquelles on a procédé à une simulation *full wave* du calibrage par calcul du courant induit par la sonde dans la ligne de transmission normalisée par l'IEC, nous avons procédé, sur le banc champ proche de NEXIO, pour la sonde CPLANE 20 x 15 BV600 v2 à un calibrage réel et simulé sur une carte étalon 50  $\Omega$  spécifique comme illustré par la Figure 123. La carte étalon présente plusieurs lignes dont une ligne courte de 25 mm qui a été utilisée pour le calibrage pour que les fréquences d'antirésonance liés à la position longitudinale de la sonde sur la ligne se situent au-delà de 3 GHz.

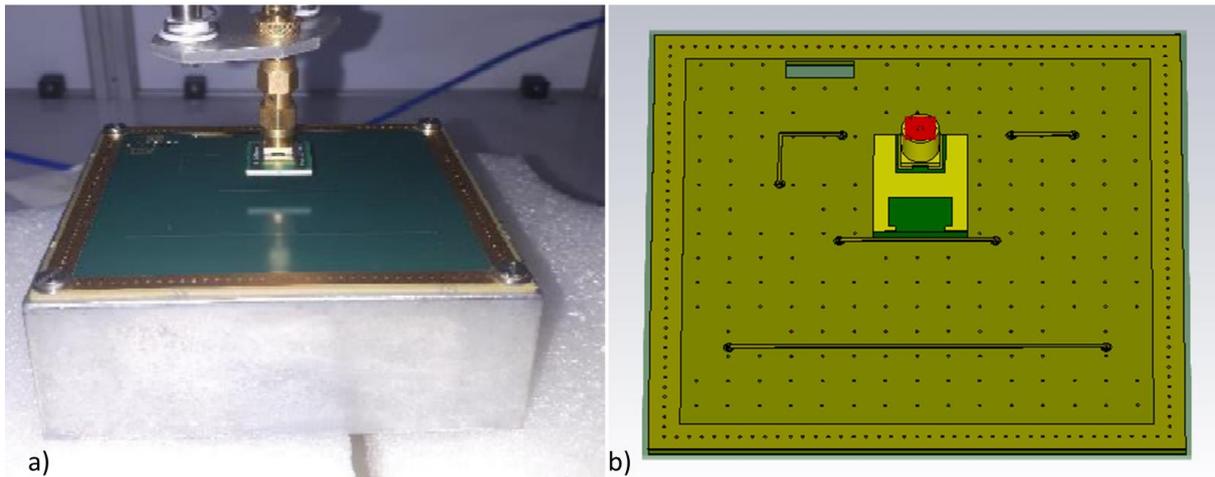


Figure 123 – a) calibrage b) simulation 3D du calibrage de la sonde CPLANE par calcul du courant induit dans une ligne micro-ruban normalisée

La Figure 124a montre le calcul et la mesure de la tension induite sur une charge de 50  $\Omega$  placée en terminaison de la ligne micro-ruban pour une puissance incidente de 30 dBm et plusieurs hauteurs de sonde. La Figure 124b montre le calcul et la mesure de la puissance fournie à la sonde pour induire 1 mA dans la ligne à différentes hauteurs de sonde.

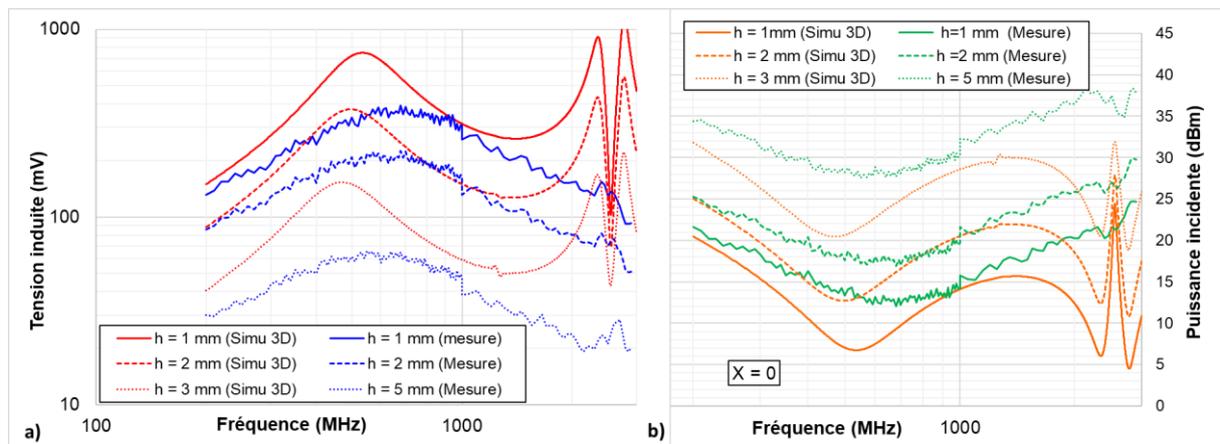


Figure 124 – a) Calcul de la tension induite par la sonde CPLANE 20x15 sur une charge de 50  $\Omega$  placée en terminaison de la ligne micro-ruban pour  $P = 30$  dBm et 3 hauteurs de sonde b) Calcul de la puissance incidente sur la sonde pour induire 1 mA dans la ligne à différentes hauteurs de sonde

Sur la mesure, on observe que le couplage de la sonde sur la ligne augmente avec la fréquence pour atteindre un maximum (-26 dB pour  $h = 1$  mm) vers 700 MHz avant de décroître. Le couplage reste faible aux plus basses fréquences (-34 dB à 200 MHz pour  $h = 1$  mm). La puissance à fournir à la sonde pour induire 1 mA dans la ligne micro-ruban varie selon la hauteur de sonde. Pour  $h = 1$  mm, il faut 21,6 dBm à 200 MHz, 14,2 dBm à 1 GHz et 24,7 dBm à 3 GHz. Pour  $h = 2$  mm, il faut 25,3 dBm à 200 MHz, 19,7 dBm à 1 GHz et 29,8 dBm à 3 GHz soit une augmentation de 3,7 dB à 200 MHz, 4,5 dB à 1 GHz et 5,1 dB à 3 GHz.

La Figure 124 montre que la simulation 3D est assez éloignée de la mesure même si la tendance donnée par la simulation est correcte jusqu'à 1,5 GHz avec un écart maximal de 8 dB sur le calcul de la puissance de calibration à 530 MHz pour  $h = 1$  mm. Cet écart est dû, d'une part, au fait que le modèle a été simplifié notamment au niveau des vias placés sur le signal et sur le retour de masse et, d'autre part, au compromis trouvé dans la simulation 3D entre nombre de mailles et temps de calcul.

Un modèle de couplage de la sonde CPLANE 20x15 Bv660 v2 sur la ligne micro-ruban étalon est proposé par la Figure 125a tandis que la comparaison mesure vs calcul de la tension induite sur la 50  $\Omega$  est donnée par Figure 125b et celle du coefficient de transmission (paramètre S21) est donnée par la Figure 125c. Le couplage de la sonde sur la ligne s'effectuant sur environ 8 mm, le couplage s'effectue sur 2 tronçons du modèle de la ligne étalon modélisée en 5 tronçons de 5 mm.

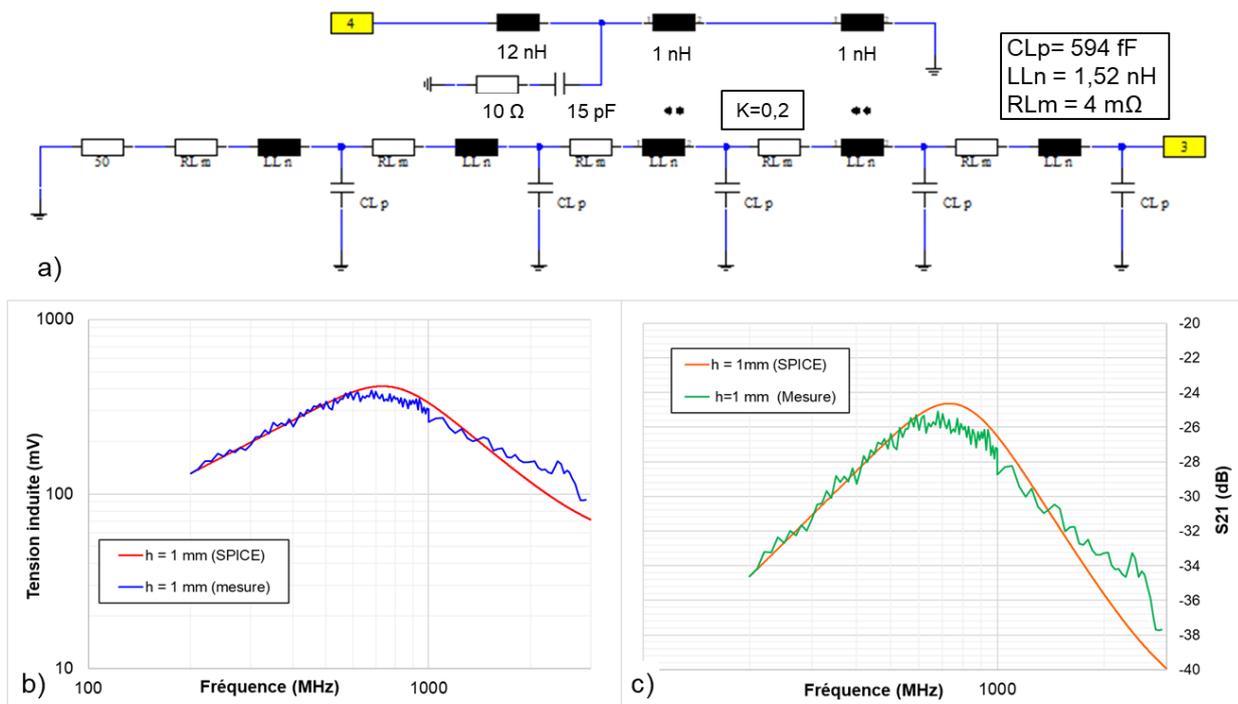


Figure 125 – a) Modèle de couplage de la sonde CPLANE 20x15 BV600v2 sur la ligne micro-ruban étalon b) comparaison mesure vs simulation SPICE de la tension induite sur 50  $\Omega$  c) Comparaison mesure vs simulation SPICE du paramètre S21

Bien que le modèle 3D soit éloigné de la mesure probablement pour un défaut de maillage insuffisamment fin de la sonde, il permet cependant d'observer les tendances principales liées à la position de la sonde sur la ligne et de les comparer aux observations faites sur les sondes EzL et HxL.

La Figure 126 montre l'influence de la position de la sonde le long de la ligne micro-ruban normalisée utilisée précédemment. La position  $Y = +40$  mm représente la position la plus proche du port de mesure tandis que la position  $Y = -40$  mm représente la position la plus éloignée. La position longitudinale de la sonde n'a pas d'influence sur le facteur de couplage. Une correction du modèle 3D modifie, sans résoudre le problème, le comportement de la sonde au-delà de 2 GHz et le couplage reste surestimé d'environ 8 dB au niveau de son maximum vers 700 MHz.

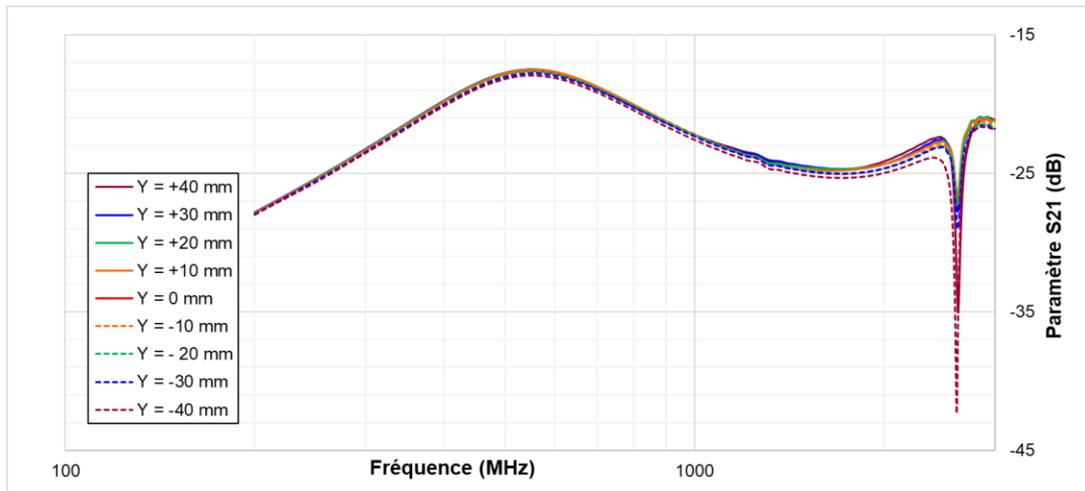


Figure 126 – Influence de la position longitudinale de la sonde CPLANE 20x15 sur la ligne micro-ruban normalisée sur le paramètre S21

Lorsque la ligne est en circuit ouvert d'un côté et fermée sur  $50 \Omega$  de l'autre, on observe les fréquences d'antirésonance vues avec la sonde  $H_{XL}$   $F = n * c / 2 * (\sqrt{\epsilon_{eff}} * s)$  où  $s$  est la distance entre la sonde et le circuit ouvert et  $n$  un nombre entier. La différence par rapport à la Figure 104 vient, d'une part, du fait que le couplage n'est plus ponctuel mais sur une longueur d'environ 8 mm et d'autre part que le  $\epsilon$  effectif a augmenté (3,5 au lieu de 2,7 avec la sonde  $H_{XL}$ ) du fait que la sonde est réalisée en PCB. Pour  $Y = +40$  mm,  $s = 90$  mm et pour  $Y = 0$  mm,  $s = 50$  mm.

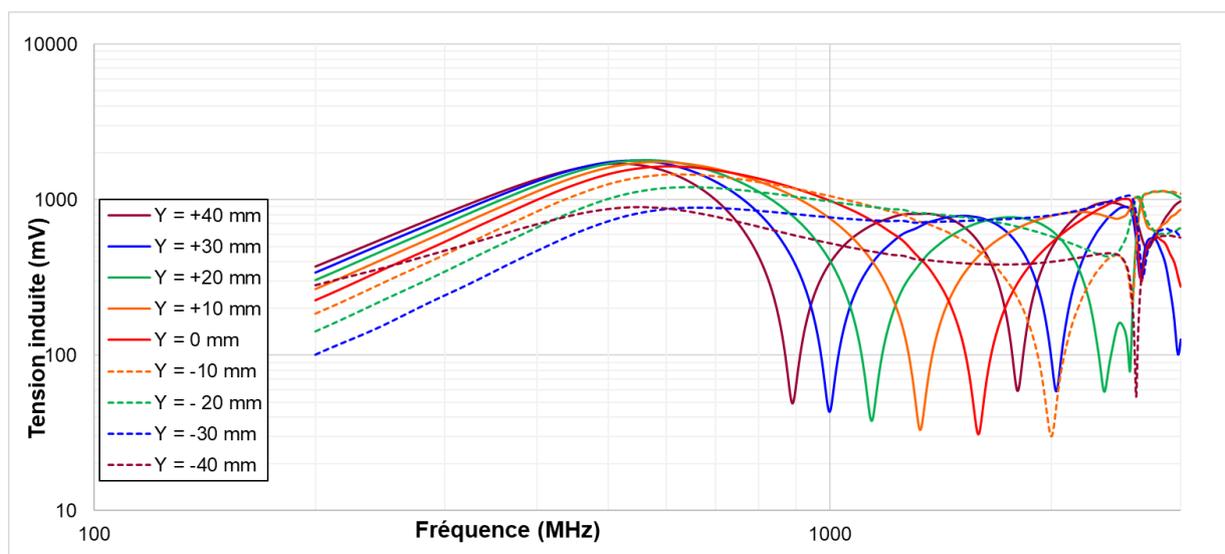


Figure 127 – Influence de la position longitudinale de la sonde CPLANE 20x15 sur la tension induite sur une charge de  $50 \Omega$  lorsque la ligne micro-ruban normalisée est en circuit ouvert

On détermine la valeur de sélectivité de la sonde CPLANE 20x15 en exploitant les données issues du déplacement transversal de la sonde au-dessus de la ligne. On limitera leur exploitation à 1,5 GHz, le modèle 3D de la sonde n'étant plus valide au-delà de cette fréquence. La Figure 128 montre la tension induite sur la 50 Ω de mesure lors du déplacement transversal de la sonde placée à une hauteur de 1 mm. On observe que le couplage de champ  $H_y$  s'effectue principalement sous le conducteur passant sous la fenêtre avec un couplage secondaire au-dessus de la fenêtre. On observe une absence de couplage sous la fenêtre comme vu au chapitre 3.4.3.2. L'effet du champ électrique normal n'est pas observable car il se situe dans une zone de fort couplage de champ magnétique.

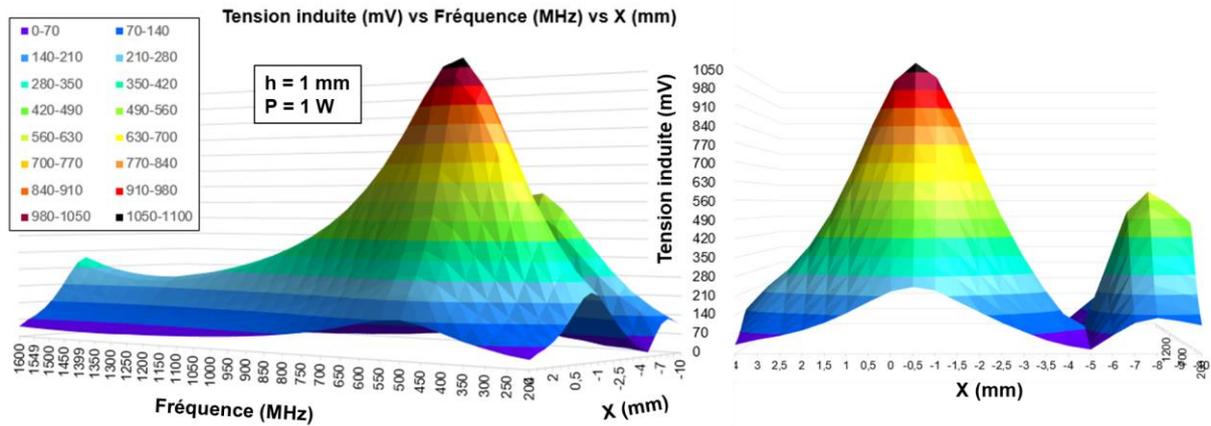


Figure 128 – Tension induite par la sonde d'immunité CPLANE 20x15 sur 50 Ω en fonction de la fréquence et de sa position transversale par rapport à la ligne micro-ruban normalisée pour une hauteur  $h = 1$  mm

A partir de ces données, on peut définir, pour chaque fréquence et chaque hauteur de sonde, une valeur de sélectivité, illustrée par la Figure 129, correspondant à la valeur de translation de la sonde générant une variation maximale de  $-6$  dB de la tension induite par rapport à sa valeur en  $X = 0$  mm. Pour  $h = 1$  mm, la sélectivité de la sonde CPLANE 20x15 est inférieure à celle de la sonde  $H_{XL}$  et du même ordre que celle de la sonde  $E_{ZL}$ . Elle est plus élevée lorsque la sonde prend de la hauteur.

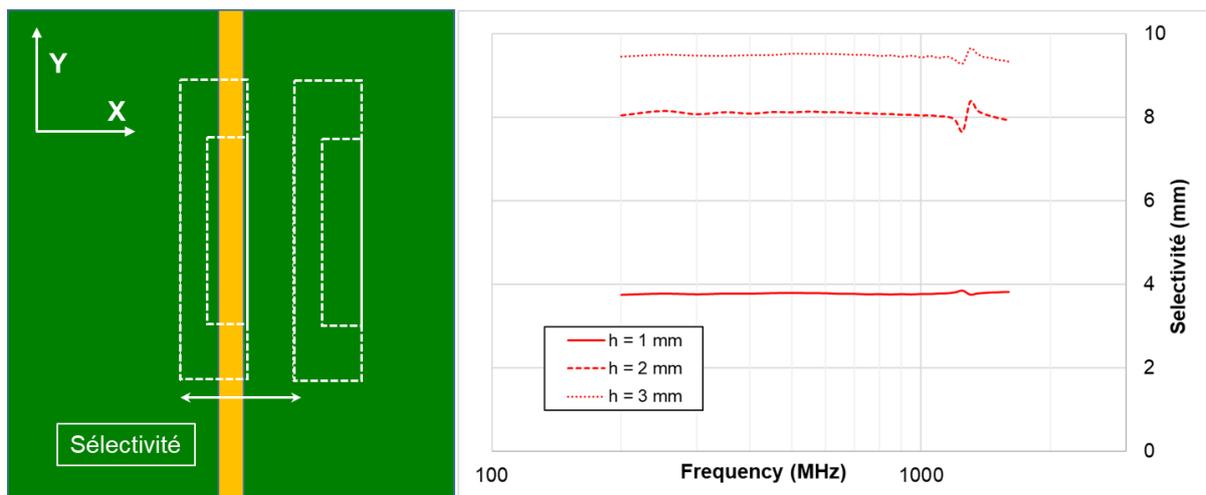


Figure 129 – Sélectivité de la sonde d'immunité CPLANE 20x15 sur la ligne micro-ruban normalisée

En raison de la géométrie de la sonde CPLANE 20x15, la valeur de sélectivité donnée en mm peut se traduire en une aire rectangulaire. En prenant la longueur  $Y = 15,8$  mm déterminée à 1 GHz par l'étude du champ magnétique tangentiel au chapitre 3.4.3.2, on calcule, à 1 GHz et pour une hauteur de sonde de 1 mm, une surface à -6 dB de  $60 \text{ mm}^2$  comparable à la surface à -6 dB de la sonde  $H_{XL}$ . Mais cette surface est restrictive car elle ne prend en compte que le couplage du au champ  $H_x$  dans la portion située dans le bas de la sonde.

On observe sur la Figure 129 un écart important de la sélectivité entre  $h = 1$  mm et  $h = 2$  mm. Comme illustré par la Figure 130, cela est dû à la remontée du couplage secondaire présent au-dessus de la fenêtre visible quand la translation en  $X < -5$  mm. La Figure 130a montre qu'en augmentant la hauteur à 3 mm, la tension maximale induite diminue de 9,4 dB à 1 GHz lorsque la sonde est en  $X = 0$  mm tandis qu'elle ne diminue que de 5,9 dB lorsque la sonde est placée en  $X = -10$  mm. De ce fait, la limite de -6 dB n'est plus seulement atteinte autour de la position  $X = 0$  mm mais également au-delà d'une certaine valeur de  $X$ . La sélectivité n'est plus calculable précisément car la valeur maximale de  $X$  s'étend au-delà de la limite de calcul fixée à -10 mm. En conséquence, pour  $h = 2$  et 3 mm, la Figure 129 n'indique qu'une valeur minimale de sélectivité.

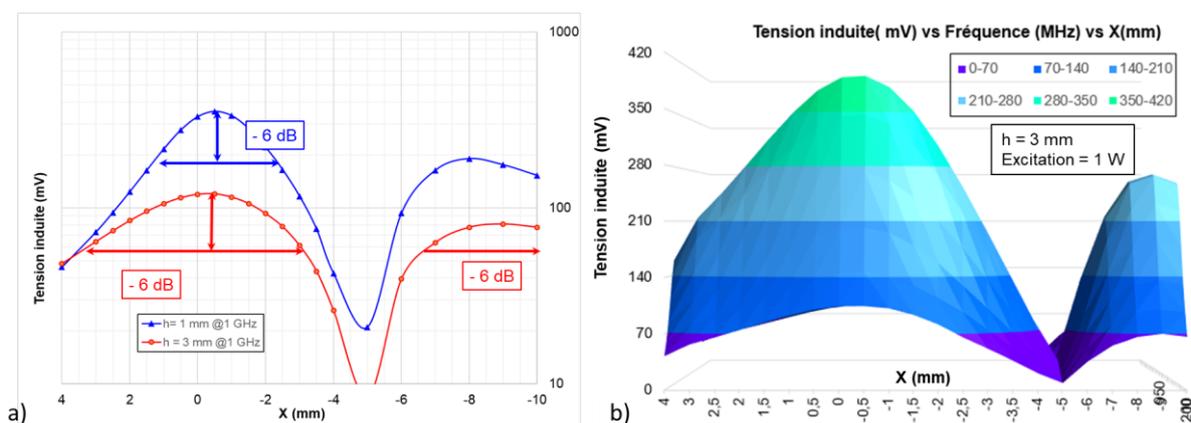


Figure 130 – a) Tension induite par la sonde CPLANE 20x15 sur  $50 \Omega$  à  $F = 1$  GHz pour une hauteur de sonde de 1 et 3 mm b) Tension induite par la sonde CPLANE 20x15 sur  $50 \Omega$  en fonction de la fréquence et de sa position transversale par rapport à la ligne micro-ruban pour une hauteur  $h = 3$  mm

### 3.5 Conclusion

La table 3-IX complète la table 3-VI vue au chapitre 3.3.5. Elle compare les caractéristiques des sondes  $E_{ZL}$ ,  $H_{XL}$  et CPLANE 20 x 15 en termes de surface couverte à -6 dB, de valeur moyenne des champs électrique normal et magnétique tangentiel, de facteur de couplage, de puissance générateur nécessaire pour induire 1 mA dans une ligne normalisée et de sélectivité.

*Table 3-IX: Surface couverte à -6 dB, champs électrique normal et champ magnétique tangentiel moyens, facteur de couplage, puissance incidente et sélectivité comparés à différentes fréquences pour  $h = 1$  mm*

	EZL	HXL	CPLANE 20x15
Surface couverte Ez max -6 dB (mm <sup>2</sup> )	13,5	45	33
Surface couverte Hxy max -6 dB (mm <sup>2</sup> )	205	39	140
Champ Ez moyen dans surface -6 dB (V/m)	3 019	604	440
Champ Hxy moyen dans surface -6 dB (A/m)	0,128	2,78	3,97
Facteur de couplage S21 (dB) @200 MHz	-50,6	-37,6	-34
Facteur de couplage S21 (dB) @1 GHz	-36,5	-30,5	-27,5
Limite en fréquences (GHz)	> 3	2	> 3
Puissance générateur pour induire 1 mA@200 MHz (dBm)	37,6	24,7	21,6
Puissance générateur pour induire 1 mA@1 GHz (dBm)	23,5	17,5	14,5
Sélectivité @ 1GHz (mm)	4,15	5,9	3,8

La sonde CPLANE 20 x 15 couvre une surface 3,6 fois plus grande que la sonde H<sub>XL</sub> de 16 mm de diamètre en augmentant le champ magnétique tangentiel moyen et le facteur de couplage de 3 dB. Le gain en surface est principalement dû au fait que la sonde est utilisée parallèlement au PCB contrairement à la sonde H<sub>XY</sub> utilisée perpendiculairement au PCB. Comme illustré par la Figure 131, l'objectif de facteur de couplage est tenu pour  $300 \text{ MHz} \leq F \leq 3 \text{ GHz}$ . Ce facteur de couplage permet d'utiliser la sonde à une hauteur de 2 mm tout en limitant la puissance générateur nécessaire en dessous de 30 dBm. L'augmentation de la hauteur de sonde a pour conséquence d'augmenter la surface couverte par la sonde et sa sélectivité. La sonde CPLANE 20 x 15 présente un maximum de couplage vers 700 MHz. La fréquence de ce maximum varie selon la taille de la sonde. Pour la sonde 16 x 12, cette fréquence se situe au-delà de 1 GHz.

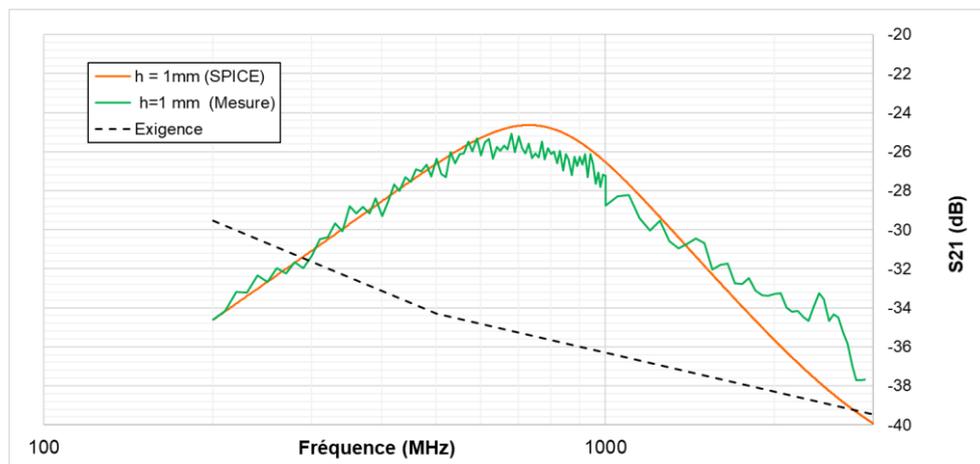


Figure 131 – Comparaison du facteur de couplage mesuré de la sonde CPLANE 20x15 BV600 v2 et de l'exigence définie au chapitre 3.4.2.3 pour une hauteur de sonde  $h = 1 \text{ mm}$

Nous allons voir maintenant concrètement la comparaison de mesures en immunité en champ lointain (RI) et en champ proche (NFSi) sur un démonstrateur composé de diverses lignes de transmission terminées par une charge variable. L'objectif est de vérifier sur quelques cas test si l'on parvient à reproduire en NFSi les valeurs de tension induites lors d'un essai en RI avec une puissance générateur inférieure à notre objectif de 30 dBm sur la bande de fréquences 200 MHz à 3 GHz.

## 4 Comparaison de l'immunité rayonnée d'une carte électronique en champ proche et en champ lointain : lignes micro-ruban

### 4.1 Introduction

Nous avons vu au chapitre 1.3.2 que l'essai en champ lointain en immunité rayonnée (RI), illustré par la Figure 132b, est une méthode normative couramment utilisée par les équipementiers automobiles et aéronautiques pour qualifier leur équipement en déterminant les niveaux d'immunité aux champs électromagnétiques des fonctions implémentées sur un PCB. Les défauts relevés par cette méthode sont dus principalement aux courants RF induits dans un faisceau électrique soumis au champ électromagnétique. Au chapitre 1.4.2, nous avons vu que la méthode de balayage de surface en immunité champ proche (NFSi), illustré par la Figure 132a, est une méthode de mesure en immunité rayonnée champ proche applicable à un circuit intégré (IC) placé dans son environnement applicatif. Bien qu'applicable au niveau du PCB, cette méthode n'est pas une méthode normative au niveau d'un équipement et n'est pas utilisée par les équipementiers pour la qualification de leurs produits.

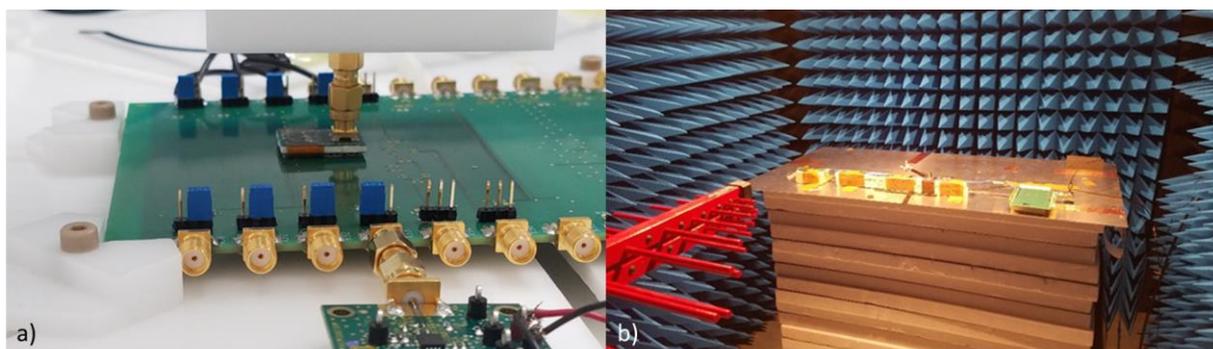


Figure 132 – Illustration a) d'un essai NFSi b) d'un essai RI sur démonstrateur simple

On peut considérer d'autres raisons expliquant le fait que cette méthode ne soit pas utilisée chez les équipementiers. La première raison est que les sondes en immunité, vues aux chapitres 3.2 et 3.3, développées pour du test à l'échelle submillimétrique d'un circuit intégré ne permettent pas de couvrir de larges surfaces tout en maintenant un facteur de couplage élevé. Ce point a été résolu par le développement des sondes CPLANE vues au chapitre 3. Ces sondes, couvrant des surfaces allant de 1 à 2 cm<sup>2</sup>, permettent une investigation rapide au niveau d'un PCB. Elles s'adaptent, par leurs dimensions, aux diverses topologies de PCB. Leur facteur de couplage est très élevé sur une large bande de fréquences allant de 200 MHz à 3 GHz. Elles permettent, sur la carte de calibrage normalisée, de reproduire avec peu de puissance les effets d'un champ EM lointain normatif.

La seconde raison est, qu'à la différence de la RI, les défauts relevés par la mesure NFSi sont dus aux courants RF induits dans les pistes d'un PCB soumis à un fort champ EM local. Les phénomènes de résonance de faisceau vus en RI ne sont naturellement pas vus en NFSi. Nous allons voir dans ce chapitre comment cette méthode permet de reproduire à l'échelle d'une carte électronique les défauts vus en RI dans un équipement.

## 4.2 Description du démonstrateur DEMO

Le démonstrateur DEMO est un PCB en FR4 présentant 4 motifs à lignes micro-ruban et 2 montages à amplificateur opérationnel que l'on étudiera dans le chapitre suivant. Des cavaliers placés de chaque côté de la carte permettent de sélectionner le motif désiré. Nous étudierons dans ce chapitre les motifs à lignes micro-ruban.

Le PCB est constitué de 4 couches dont l'empilement est donné par la Figure 133. Le FR4 spécifié est le DURAVER DE104 d'ISOLA garantissant une permittivité électrique stable comprise entre  $4,46@100\text{ MHz}$  à  $4,32@5\text{ GHz}$  et une tangente de perte comprise entre  $0,020@100\text{ MHz}$  et  $0,024@5\text{ GHz}$ . Le TG (*Glass Transition Temperature*) est de  $135^{\circ}\text{C}$ .

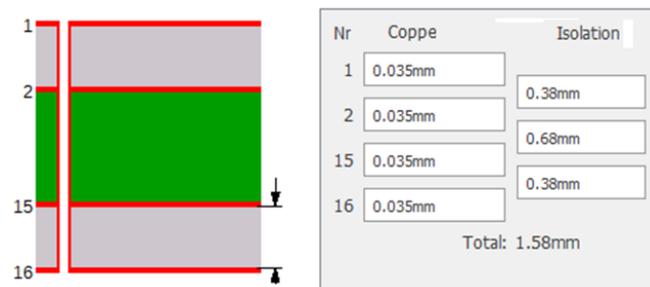


Figure 133 – Empilement des couches du démonstrateur DEMO

L'empilement spécifié permet de déterminer l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban de  $150\ \mu\text{m}$  de largeur placée en couche 1 (resp. 16) avec un plan de masse situé en couche 2 (resp. 15) à  $97,6\ \Omega$  selon la formule de (Wadell, 1991) (ou  $113,7\ \Omega$  selon l'IPC 2141A).

La Figure 134 illustre le motif #1 constitué de 4 lignes micro-ruban d'une largeur de  $150\ \mu\text{m}$  routées en parallèle avec un écartement constant sur une longueur d'environ 80 mm. Dans la suite de ce document, ce motif sera appelé DEMO#1. L'écartement est de  $150\ \mu\text{m}$  entre les lignes T2 et T3,  $300\ \mu\text{m}$  entre les lignes T1 et T2 et de  $900\ \mu\text{m}$  entre les lignes T3 et T4. Les lignes T1, T2 et T3 sont en conséquence fortement couplées entre elles tandis que la ligne T4 n'est que très faiblement couplée aux autres lignes.

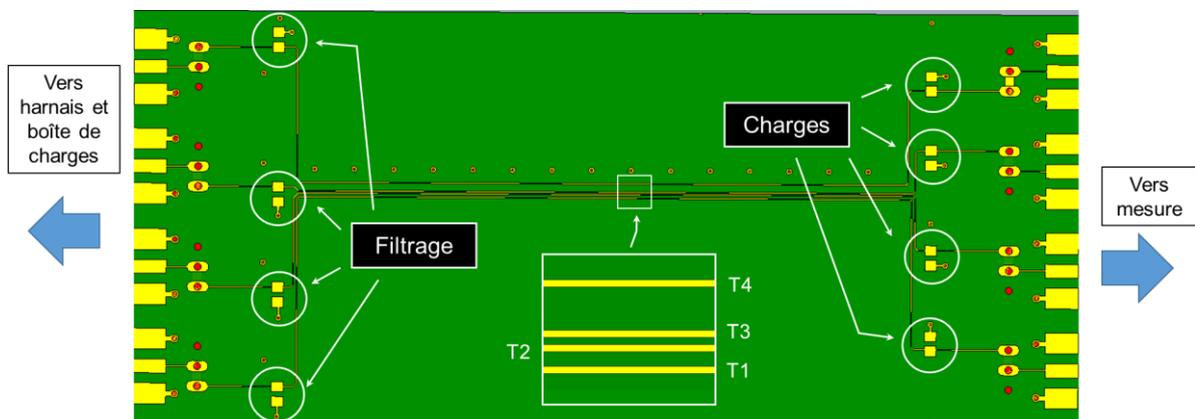


Figure 134 – Démonstrateur DEMO#1

Des charges peuvent être placées en terminaison de chacune des lignes tandis que des composants de filtrage peuvent être placés en entrée.

La Figure 135 montre la comparaison mesure vs simulation (2D TL) de l'impédance des lignes T2 et T4 en l'absence de charges. On voit clairement l'effet du couplage interlignes sur la ligne T2 sur la première résonance.

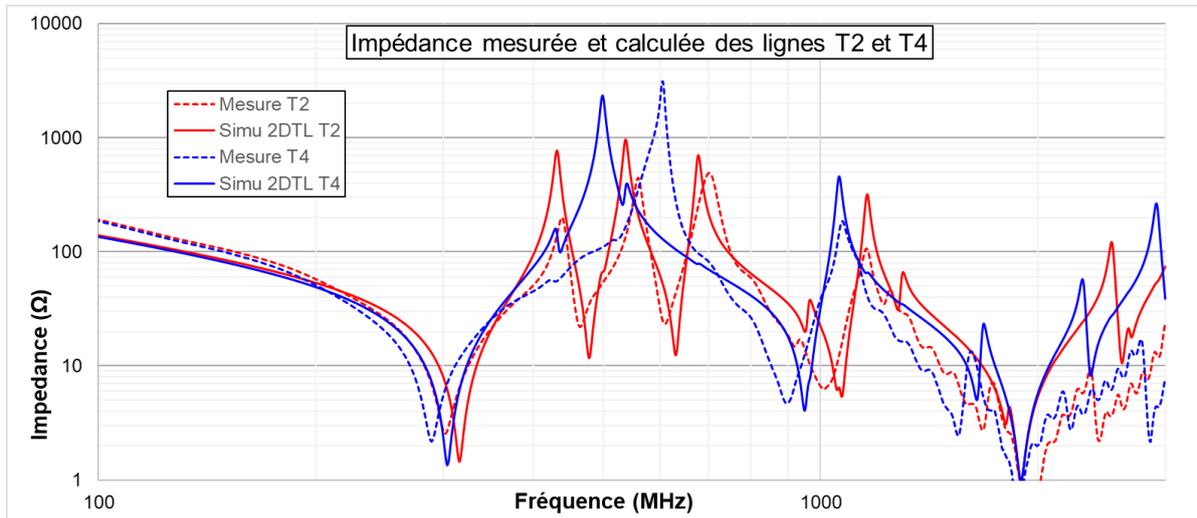


Figure 135 – Comparaison mesure vs simulation 2D TL de l'impédance des lignes T2 et T4 du DEMO#1

La Figure 136 montre le démonstrateur DEMO#1 relié d'un côté à une boîte de charges au travers d'un faisceau électrique de 5 fils dont le diamètre du conducteur est de 600  $\mu\text{m}$ . La mesure des tensions induites sur les charges durant les essais en RI et NFSi sont effectuées par un détecteur de puissance de type Mini-circuits ZX47-60LN-S ou équivalent tels que décrits au chapitre 2.3.3. Ces détecteurs large bande présentant une sensibilité de 0 à 60 dBm sont blindés.

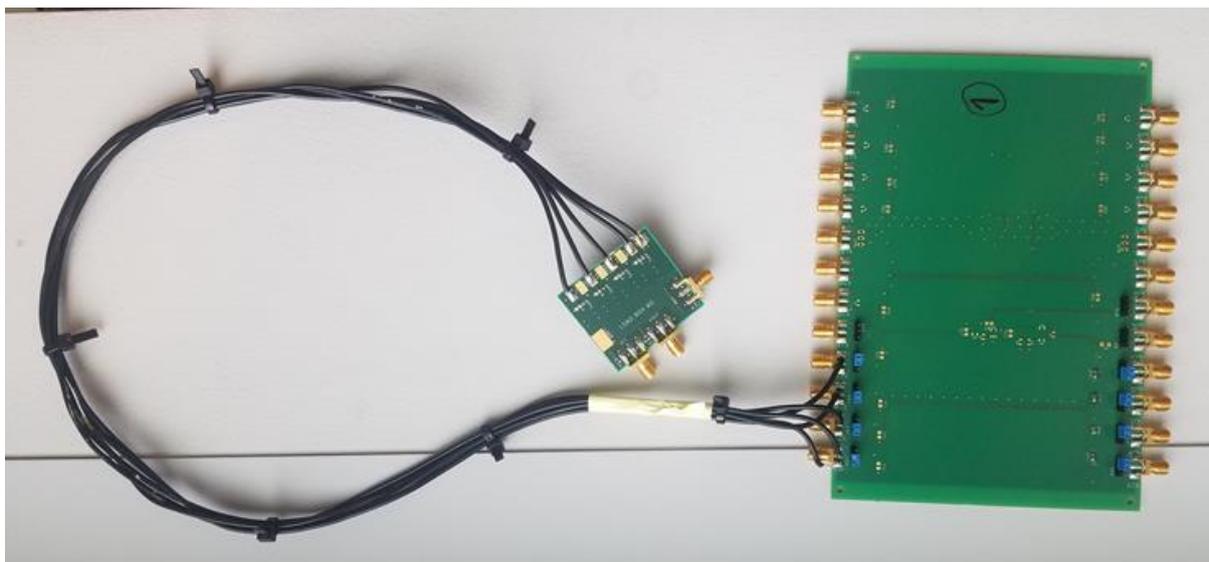


Figure 136 – Démonstrateur DEMO#1 relié à une boîte de charges par un faisceau électrique

### 4.3 Mesures en immunité rayonnée en champ lointain

Les mesures en immunité rayonnée en champ lointain ont été effectuées au laboratoire CEM de l'INSA Toulouse. Le système, illustré par la Figure 136, repose sur un isolant en Polystyrène (PS) de 500 mm d'épaisseur posé sur une table métallique reliée au sol métallique de la chambre semi-anéchoïque. La Figure 137 illustre la configuration de l'essai en polarisation horizontale. Un capteur de champ à 3 axes est placé au-dessus du harnais pour la mesure du champ électrique total permettant en post-traitement la normalisation de la mesure. Le détecteur de puissance utilisé est décrit dans (Boyer, Bendhia, & Durier, 2020).

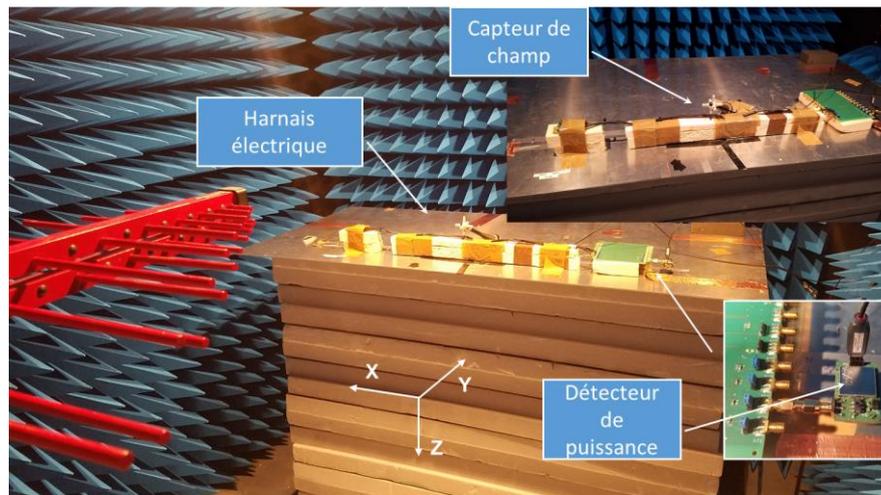


Figure 137 – Configuration de l'essai RI en polarisation horizontale

#### 4.3.1 Mesures du champ électrique

La Figure 138 relève les champs électriques mesurés durant l'essai RI en polarisation verticale avec un pas de 20 MHz de 200 MHz à 1 GHz et un pas de 50 MHz de 1 GHz à 2,5 GHz.

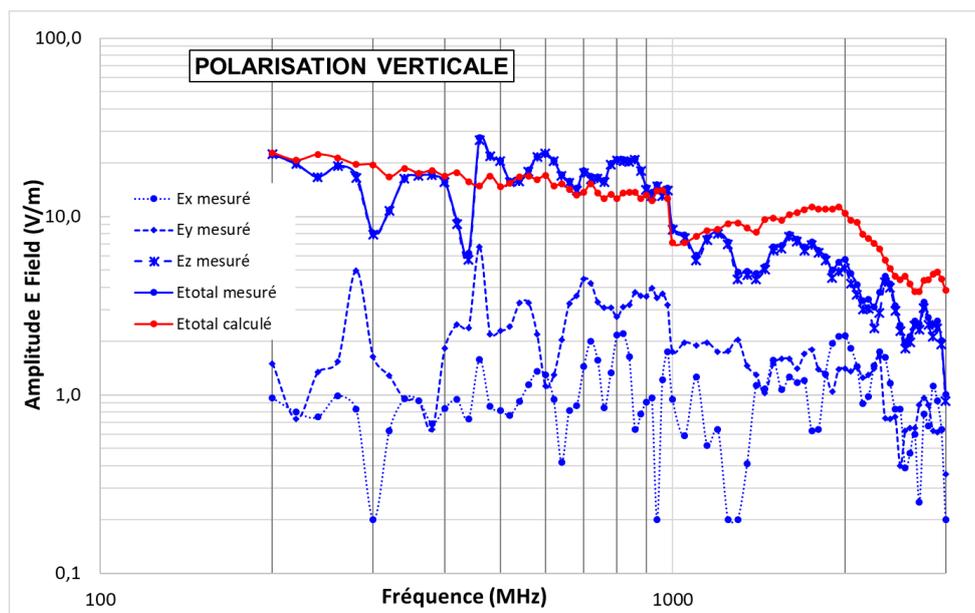


Figure 138 – Mesure du champ électrique durant l'essai RI en polarisation verticale

On observe que le champ normal  $E_z$  est prépondérant conformément à l'attendu. On observe un écart entre le champ  $E$  total mesuré et le champ  $E$  total calculé à partir des caractéristiques de l'amplificateur RF, du coupleur et de l'antenne log-périodique.

La Figure 139 relève les champs électriques mesurés durant l'essai RI en polarisation horizontale avec un pas de 20 MHz de 200 MHz à 1 GHz et un pas de 50 MHz de 1 GHz à 2,5 GHz.

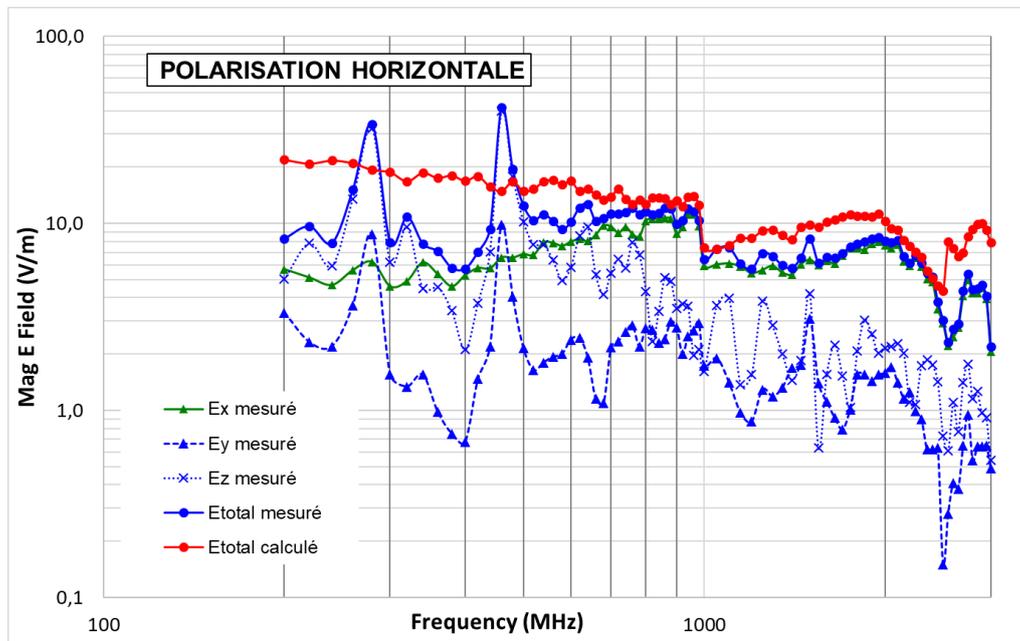


Figure 139 – Mesure du champ électrique durant l'essai RI en polarisation horizontale

En polarisation horizontale, on s'attend à ce que la composante tangentielle X du champ soit prépondérante. Si cela est bien le cas au-delà de 800 MHz, en deçà de 800 MHz la composante normale Z du champ domine avec l'apparition de 2 pics, l'un vers 280 MHz et l'autre vers 460 MHz. Ces pics sont également visibles sur la composante Y du champ dans la direction de propagation qui théoriquement devrait être nulle si l'antenne est parfaitement perpendiculaire à la table métallique. L'hypothèse avancée est celle d'une résonance de la chambre et/ou de la table métallique dont les dimensions sont 140 x 70 cm. Un écart entre le champ  $E$  total mesuré et le champ  $E$  total calculé à partir des caractéristiques de l'amplificateur RF, du coupleur et de l'antenne log-périodique est toujours observable.

#### 4.3.2 Cas test #1 : charges PCB de 1 k $\Omega$ et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$

La Figure 140 montre la tension induite sur une charge de 1 k $\Omega$  placée en terminaison des lignes T2 et T4 durant l'essai RI en polarisation verticale pour un champ  $E$  total de 1 V/m. Les courbes de tendance montrent que la valeur médiane de la tension induite varie entre 0.9 et 2 mV sur la bande de fréquences. La tension induite croît sur la ligne T2 tandis qu'elle décroît sur la ligne T4.

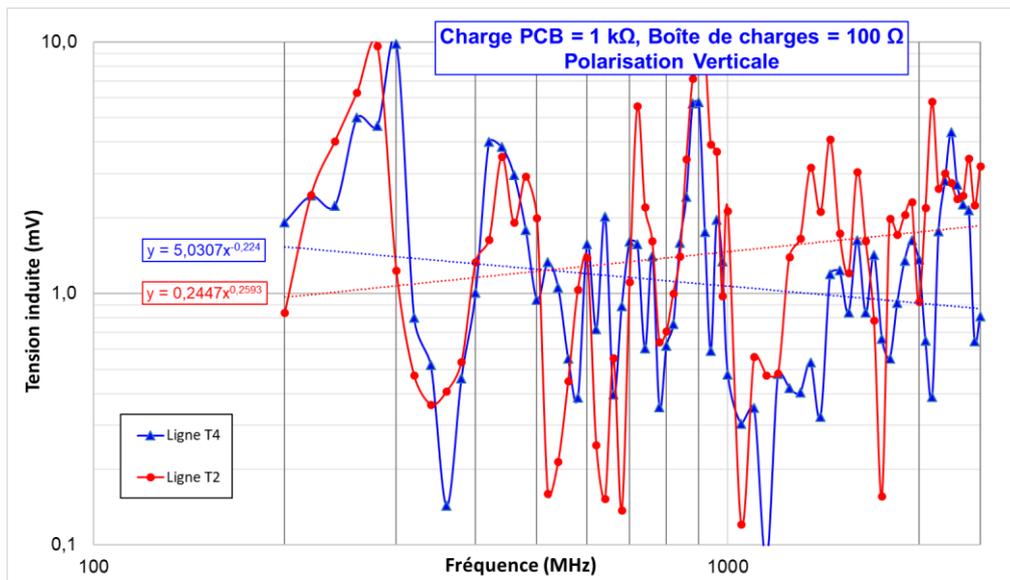


Figure 140 – Tension induite sur une charge de 1 kΩ durant l'essai RI en polarisation verticale

La Figure 141 montre la tension induite sur une charge de 1 kΩ placée en terminaison des lignes T2 et T4 durant l'essai RI en polarisation horizontale pour un champ E total de 1 V/m. Les courbes de tendance montrent que la valeur médiane de la tension induite décroît de 10 à 0.7 mV sur la bande de fréquences. La décroissance est légèrement plus marquée sur la ligne T4.

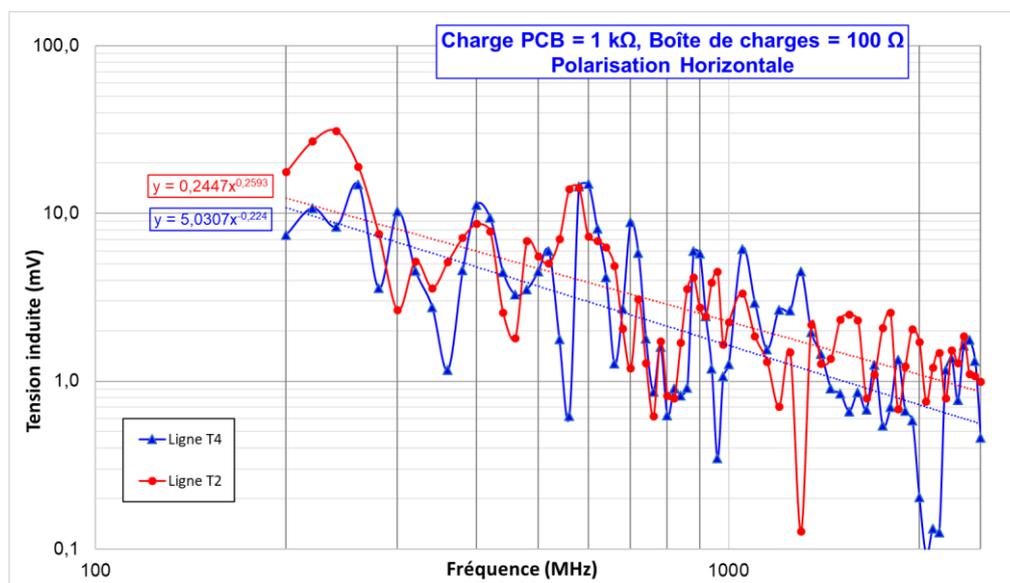


Figure 141 – Tension induite sur une charge de 1 kΩ durant l'essai RI en polarisation horizontale

#### 4.3.3 Cas test #2 : charges PCB de 10 kΩ avec filtrage en entrée de 10 nF et charges de la boîte de charge de 100 Ω

La Figure 142 montre la tension induite sur une charge de 10 kΩ placée en terminaison des lignes T2 et T4 et lorsque qu'une capacité de filtrage de 10 nF est placée en début de ligne durant l'essai RI en polarisation verticale pour un champ E total de 1 V/m.

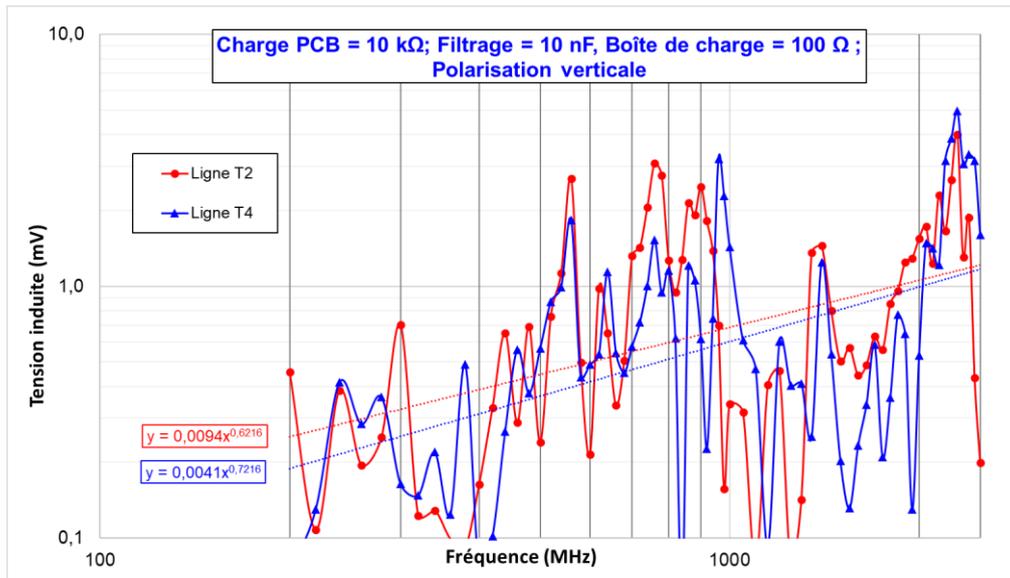


Figure 142 – Tension induite sur une charge de 10 kΩ avec une capacité d'entrée de 10 nF durant l'essai RI en polarisation verticale

L'effet du filtrage est clairement visible et les courbes de tendance montrent que la valeur médiane de la tension induite croît de 0.2 à 1 mV sur la bande de fréquences. On n'observe pas d'écart significatif entre les lignes. Dans les 2 cas test les résonances du harnais sont observables mais très éloignées des résonances théoriques calculables sur un faisceau simple.

La Figure 143 montre la tension induite sur une charge de 10 kΩ placée en terminaison des lignes T2 et T4 et lorsque qu'une capacité de filtrage de 10 nF est placée en début de ligne durant l'essai RI en polarisation horizontale pour un champ E total de 1 V/m.

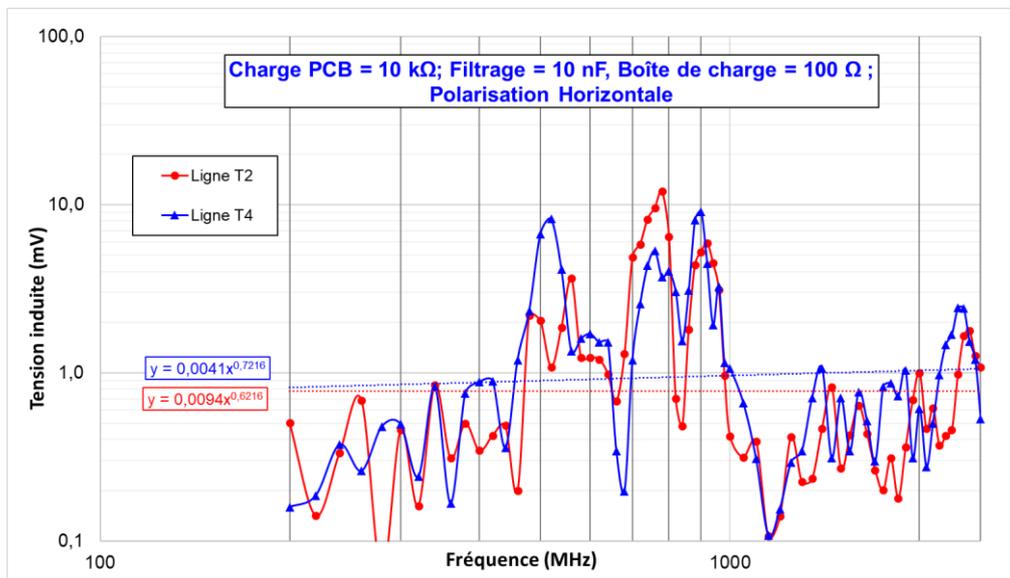


Figure 143 – Tension induite sur une charge de 10 kΩ avec une capacité d'entrée de 10 nF durant l'essai RI en polarisation horizontale

L'effet du filtrage est clairement visible. La tension induite suit la courbe d'impédance de la capacité de filtrage et des éléments parasites que constituent notamment les lignes de routage. On observe

que le filtrage est probablement le plus efficace en dessous de 200 MHz mais que l'inductance de la ligne provoque la remontée de la tension induite autour de 800 MHz jusqu'à ce qu'une capacitance parasite de second ordre vienne fortement la réduire. Les courbes de tendance montrent que la valeur médiane de la tension induite est quasi stable autour de 1 mV sur la bande de fréquences. On n'observe pas d'écart significatif entre les lignes. Dans les 2 cas test, les résonances du harnais sont observables mais très éloignées des résonances théoriques calculables sur un faisceau simple.

#### 4.3.4 Conclusion sur la mesure de l'immunité rayonnée en champ lointain

La Figure 144 résume les mesures en montrant le maximum de tension induite sur les charges pour les 2 cas test étudiés durant l'essai RI. Elle montre que l'ordre de grandeur des tensions induites sous un champ de 1 V/m est relativement élevé. Comme vu au chapitre 2.3, la tension induite étant proportionnelle à la valeur du champ cela signifie que, pour nos cas d'étude, la tension induite sous un champ de 100 V/m serait comprise entre 0.1 et 1 V. Cela permet de comprendre la nécessité dans les applications automobiles et aéronautiques de filtrer les signaux issus du harnais électrique dès leur entrée sur la carte. La capacitance du condensateur d'entrée et son placement sur la carte auront, comme le montre la mesure du cas test 2, un impact direct sur la tension induite sur la charge. Bien que les configurations de charge utilisées soient limitées, on pourra se référer à (Durier, Bendhia, & Dubois, 2019) pour une étude paramétrique de l'influence de la charge sur le niveau de tension induite.

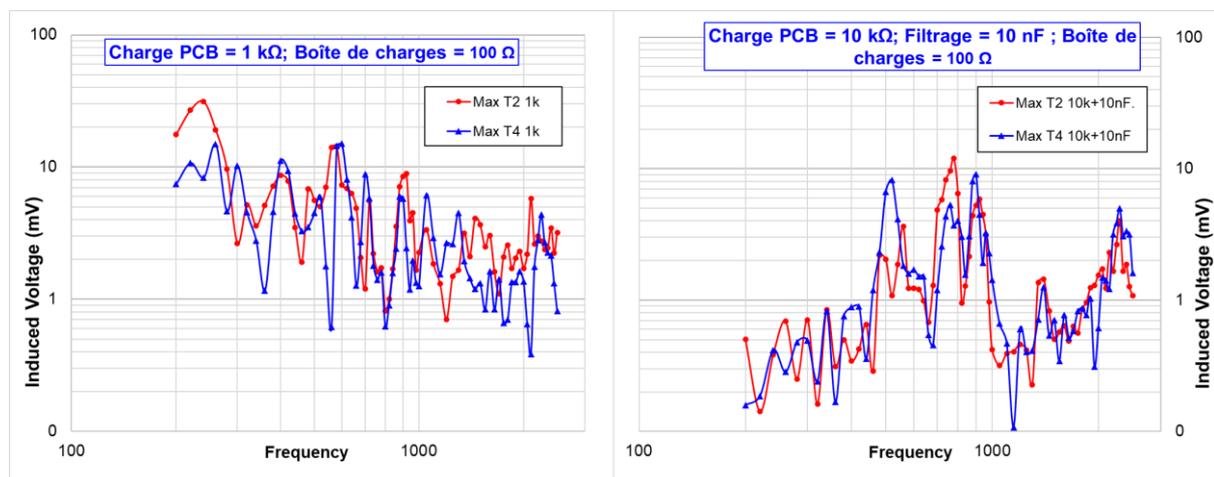


Figure 144 – Maximum de tension induite pour les 2 cas test durant l'essai RI

#### 4.4 Mesures en immunité rayonnée en champ proche

Les mesures en immunité rayonnée en champ proche (NFSi) ont été effectuées au laboratoire électrique de l'IRT Saint Exupery à Toulouse pour les mesures préliminaires et en décembre 2020 dans les locaux de la société NEXIO à Grenoble pour les mesures finales. Le moyen d'essai de l'IRT est constitué d'un bras robot rotatif à 4 degrés de liberté pour le déplacement de la sonde et d'un amplificateur BONN BSA1001-30D de 30 W sur la bande 150 kHz - 1 000 MHz pour la génération de puissance tandis que le moyen NEXIO est basé sur un robot à déplacement transversal sur 3 axes pour le déplacement de la sonde et de 2 amplificateurs RF, un amplificateur Kalmus 717FC de 100 W sur la bande 200 MHz – 1 GHz et un amplificateur AMP 0.6G-6G de 50 W sur la bande 600 MHz – 6 GHz. Le moyen NEXIO est un moyen industriel alors que le moyen de l'IRT reste un moyen d'étude en cours de mise au point durant les mesures. On conserve pour la NFSi l'équipement illustré par la Figure 136. L'équipement sous test est placé sur un isolant. La Figure 145 illustre la configuration de l'essai NFSi à l'IRT et chez NEXIO. On remarquera que NEXIO a fait le choix de disposer d'une table métallique sous l'isolant comme durant un essai en RI alors que l'IRT a fait celui d'une large table isolante. Ce problème de référentiel de masse est un problème récurrent dans la mesure en immunité rayonnée. La mesure de la tension induite étant effectuée par rapport à la masse électrique du démonstrateur, la solution choisie par l'IRT permet d'isoler cette masse électrique de la référence de masse utilisée par l'appareillage de génération de signal sachant que la mesure de tension sur les détecteurs de puissance s'effectue par un voltmètre sur batterie. L'effet de cette précaution reste toutefois difficile à quantifier. On notera que, l'environnement d'essai chez NEXIO étant perturbé par des émetteurs proches, le harnais a été entouré d'un blindage pour éviter tout couplage sur le faisceau perturbant les détecteurs de puissance. Le détecteur de puissance utilisé pour la NFSi est la carte d'évaluation de l'ADL5902 d'Analog Devices.

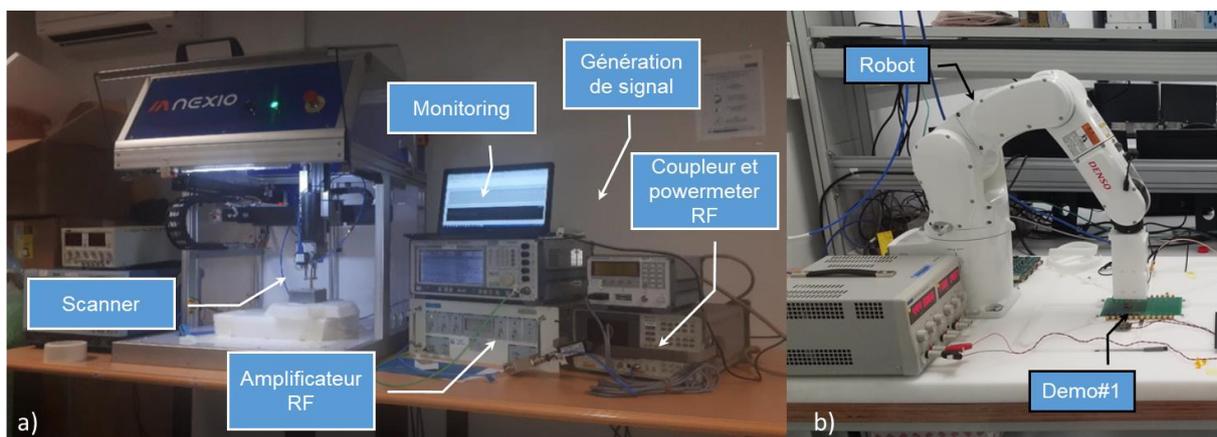


Figure 145 – Configuration de l'essai NFSi a) chez NEXIO b) à l'IRT Saint Exupery

Le schéma de principe de la mesure NFSi est illustré par la Figure 146 . Une sonde CPW est déplacée au-dessus des lignes du démonstrateur DEMO#1 celui-ci étant relié à sa boîte de charges par un faisceau électrique comme durant l'essai en champ lointain. Le système de monitoring des défauts et, à priori, les critères de défaillance doivent être identiques à ceux utilisés en champ lointain. Seul l'étalement du faisceau peut être différent car en NFSi il n'y a pas de couplage sur le faisceau.

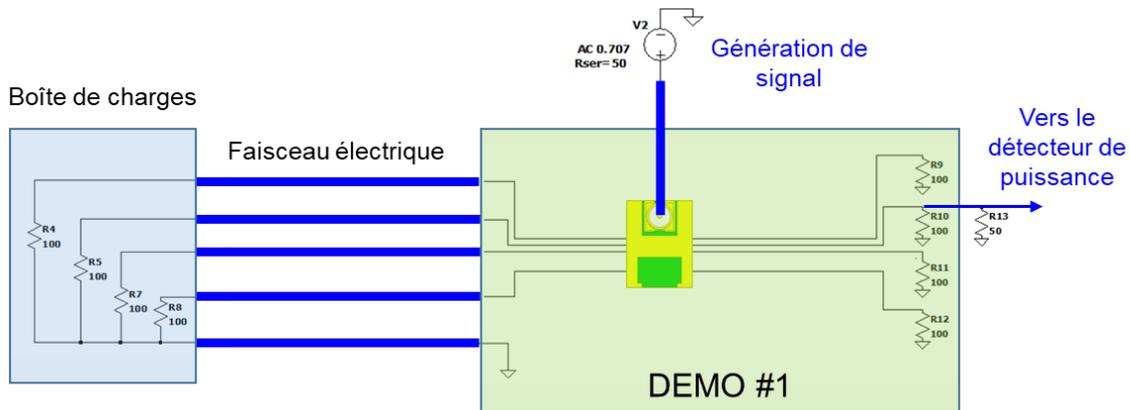


Figure 146 –Schéma de principe d'une mesure en NFSi

Dans un premier temps, les mesures seront effectuées longitudinalement (axe X) sur 11 positions et latéralement (axe Y) sur 2 positions. La position Y = 0 correspond à la situation de meilleur couplage de la sonde CPW sur la ligne T4 tandis que la position Y = -2 correspond à la situation de meilleur couplage de la sonde CPW sur la ligne T2. La table 4-I présente les coordonnées des positions de la sonde.

Table 4-I: Coordonnées des positions de la sonde d'immunité

POS	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
X	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5	0	10	20	30
Y	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
POS	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
X	-35	-30	-25	-20	-15	-10	-5	0	10	20	30
Y	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2	-2

La Figure 147 illustre les positions de la sonde qui sont grisées dans la table 4-I. La sonde est placée à une hauteur  $h = 1$  mm au-dessus du PCB.

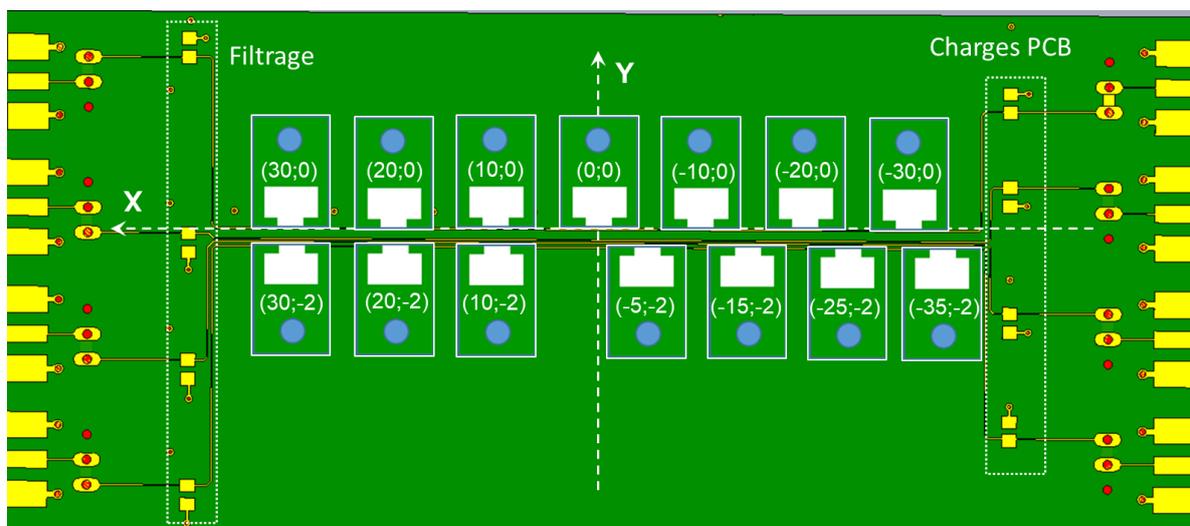


Figure 147 –Positions de la sonde CPW sur DEMO#1

#### 4.4.1 Cas test #1 : charges PCB de 1 kΩ et charges de la boîte de charge de 100 Ω

Les tensions induites par l'essai en NFSi à 0 dBm de puissance en consigne de sortie du générateur de signal mesurées par le détecteur de puissance en terminaison de ligne T2 et T4 lorsqu'une charge de 1 kΩ est placée sur chacune des lignes sont données par la Figure 148.

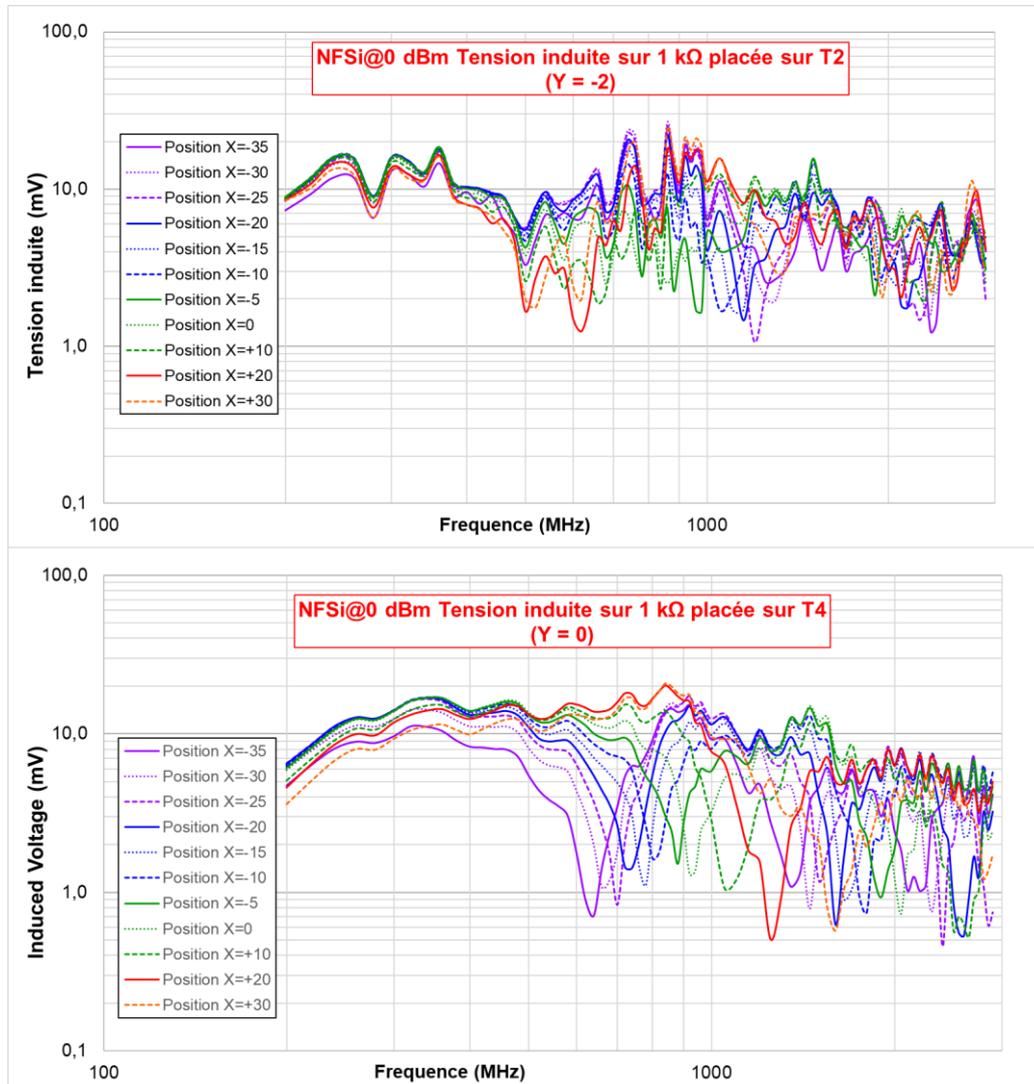


Figure 148 – Tensions induites sur une charge de 1 kΩ placée sur les lignes T2 et T4 selon les positions de la sonde CPW sur DEMO#1

On observe clairement dans les mesures sur la ligne T4, la moins couplée, des effets d'antirésonance. En effet, des minima de tension induite sont clairement visibles par exemple à  $640 \pm 20$  MHz,  $1,350 \pm 50$  MHz et  $2\,150 \pm 50$  MHz lorsque la sonde est positionnée en  $X = -35$  mm (proche de la charge) et à  $1\,250 \pm 50$  MHz lorsque la sonde est positionnée en  $X = +20$  mm (proche du faisceau). Dans (Dubois, 2009) il est observé que, dans le cas d'une ligne micro-ruban soumise à un essai NFSi avec une boucle magnétique comme illustré par la Figure 149a, les fréquences d'antirésonance s'expriment par  $F = n * c / 2 * (\sqrt{\epsilon_{eff}} * s)$  où  $s$  est la distance entre la sonde et le circuit ouvert situé à l'opposé à la charge  $Z$ . Notre cas test peut être représenté par la Figure 149b, on observe également l'augmentation de la fréquence d'antirésonance lorsque la sonde s'éloigne de la charge.

On prend pour hypothèse que notre cas test peut être ramené au cas représenté par la Figure 149c : une ligne micro-ruban voyant un circuit ouvert à une distance  $s'$  de la sonde du côté du faisceau et fermée de l'autre côté par l'impédance de mesure  $50 \Omega$ . Dans cette hypothèse, la valeur et le placement de la charge de  $1 \text{ k}\Omega$  sur la ligne micro-ruban n'interviendraient pas dans l'antirésonance car la sonde ne se déplace pas en aval de cette dernière.

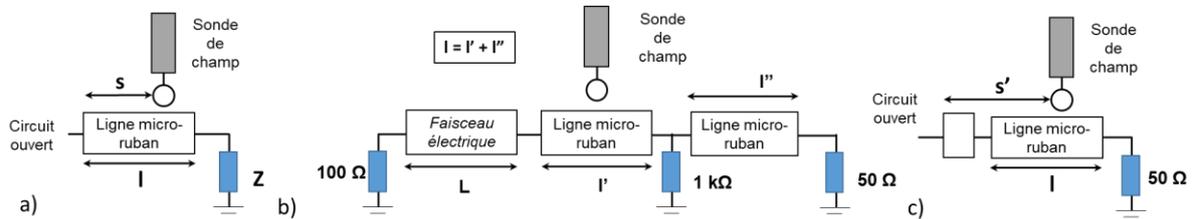


Figure 149 – Représentation d'un essai NFSi par une cavité pour a) ligne micro-ruban b) cas test #1

Pour cela on bâtit une simulation sous SPICE telle qu'illustré par la Figure 150. La Ligne T4 est modélisée sans pertes et divisée en tronçons de  $5 \text{ mm}$  pour une validité du calcul  $> 2,5 \text{ GHz}$ . Le modèle de couplage de la sonde sur la ligne T4 est celui issu du calibrage de la sonde  $20 \times 15 \text{ BV600 v2}$ . Il est représenté par un couplage magnétique formé par la mutuelle inductance entre la portion de ligne micro-ruban de la sonde passant dans l'ouverture basse et la portion de ligne T4 en vis-à-vis (environ  $8 \text{ mm}$ ).

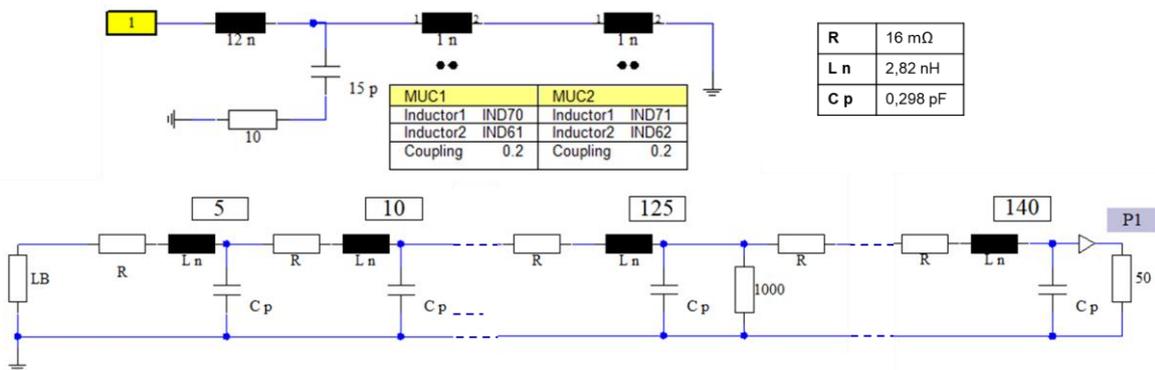


Figure 150 – Modèle SPICE de couplage de la sonde CPX 20x15 sur la ligne T4

L'impédance  $LB$  est l'impédance de la charge placée en terminaison du faisceau électrique ( $100 \Omega$ ) ramenée en terminaison de la ligne micro-ruban. Elle se calcule à partir des formules rappelées en Annexe B. La Figure 151 montre la comparaison de la simulation SPICE avec différentes valeurs d'impédance  $LB$  avec la mesure pour les positions de sonde  $POS X = -35$  et  $POS X = +20$ . On observe également que l'impédance  $LB$  influe uniquement sur l'amplitude de la tension induite. Lorsque  $LB = 100 \Omega$ , les antirésonances ne sont plus observables. La simulation SPICE a été réalisée avec une puissance générateur de  $10 \text{ dBm}$  tandis que la mesure a été effectuée à  $0 \text{ dBm}$ .

Pour la  $POS X = -35$  ( $s = 110 \text{ mm}$ ), les fréquences d'antirésonance calculées sont de  $870$ ,  $1720$  et  $2540 \text{ MHz}$  pour un calcul théorique de  $730$ ,  $1460$  et  $2190 \text{ MHz}$  en utilisant le  $\epsilon$  effectif calculé pour le couplage sur la ligne micro-ruban normalisée. Pour la  $POS X = +20$  ( $s = 55 \text{ mm}$ ), la fréquence

d'antirésonance calculée est de 1 700 MHz pour un calcul théorique de 1 470 MHz. La mesure montrant des fréquences d'antirésonance inférieures aux fréquences théoriques calculées, l'ensemble tendrait à se comporter effectivement comme si un circuit ouvert était à une distance  $s' > s$  de la sonde c'est-à-dire positionné dans le faisceau.

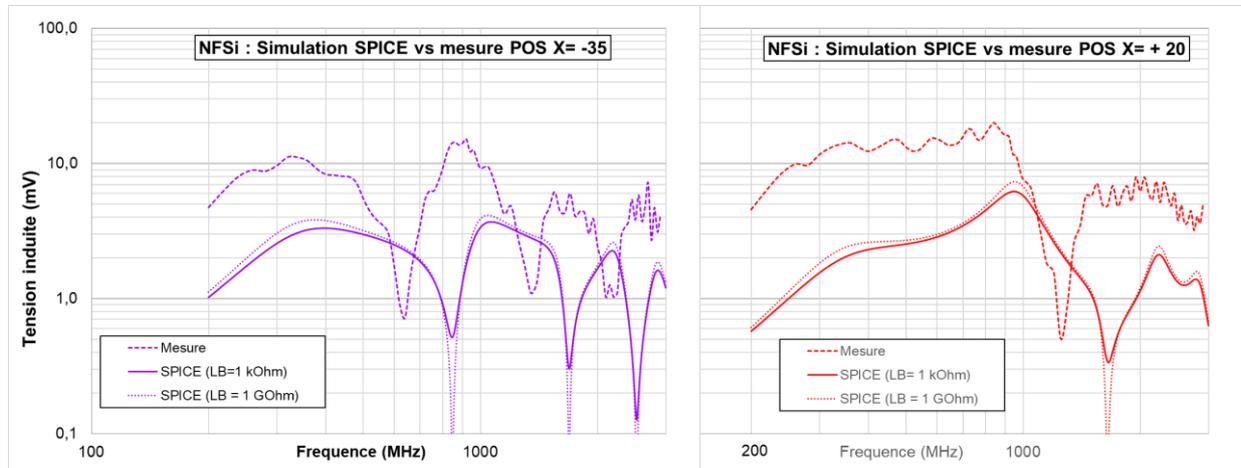


Figure 151 – Comparaison mesure vs simulation SPICE de la tension induite sur l'impédance de mesure avec la sonde CPW 20x15 sur DEMO#1

Pour confirmer (ou infirmer) ce résultat, on réalise une simulation 3D *full-wave* avec CST Studio de la mesure NFSi comme illustré par la Figure 152 (sonde en position X= -35). Cette simulation permettra notamment de prendre les effets de couplage inductif et capacitif entre les lignes et entre les fils du faisceau.

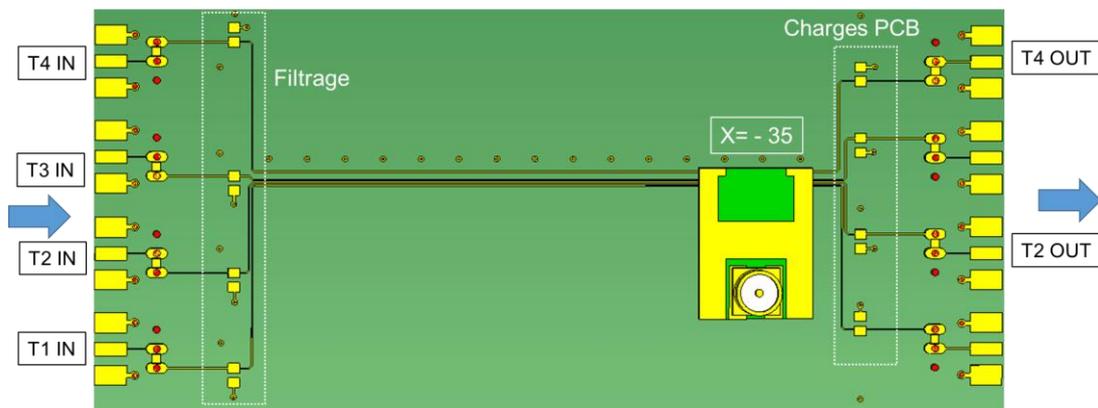


Figure 152 – Modélisation sous CST Studio de la mesure NFSi avec la sonde CPW 20x15 sur DEMO#1

On effectue le calcul de la tension induite en terminaison de la ligne T4 lorsqu'une charge de 1 k $\Omega$  est placée sur les lignes T1 à T4 en présence du harnais électrique, représenté par ses paramètres S, et en l'absence de harnais comme indiqué dans la Figure 153. Dans ce cas, les charges 100  $\Omega$  de la boîte de charge sont directement placées sur les ports d'entrée TxIN de la modélisation.

La simulation *full wave* nécessite plusieurs dizaines d'heures de calcul avec un GPU (*Graphic Processor Unit*) Tesla K20C de Nvidia à architecture Kepler autorisant un calcul massivement parallèle. Les résultats de la simulation 3D illustrés par la Figure 154 s'approchent beaucoup plus de la mesure que la simulation SPICE ou le calcul théorique. On retrouve en l'absence de harnais les

mêmes fréquences d'antirésonance qu'en présence du harnais ce qui revient à confirmer l'hypothèse selon laquelle le harnais n'intervient pas dans ce phénomène. Si les antirésonances propres du harnais sont plus marquées sur la simulation en comparaison de la mesure, cela vient du fait que la simulation s'effectue sur 2001 points alors que la mesure a été effectuée sur environ 70 points ce qui lisse le résultat.

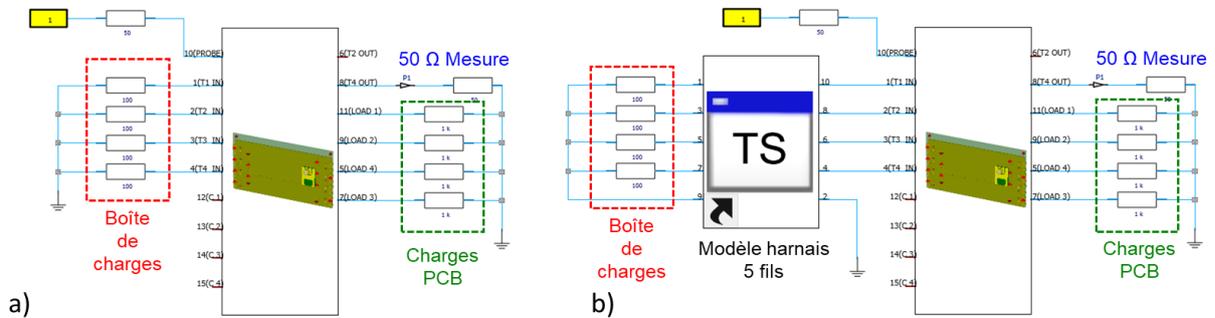


Figure 153 – Configurations de calcul de la tension induite en sortie de la ligne T4 sous CST Studio par la NFSi réalisée avec la sonde CPW 20x15 sur DEMO#1 a) sans harnais b) avec harnais

Pour la POS X = -35, les fréquences d'antirésonance calculées sont de 700, 1 590 et 2 420 MHz. Pour la POS X = +20, la fréquence d'antirésonance calculée est de 1 150 MHz qui est une valeur proche de la mesure (1 250 MHz).

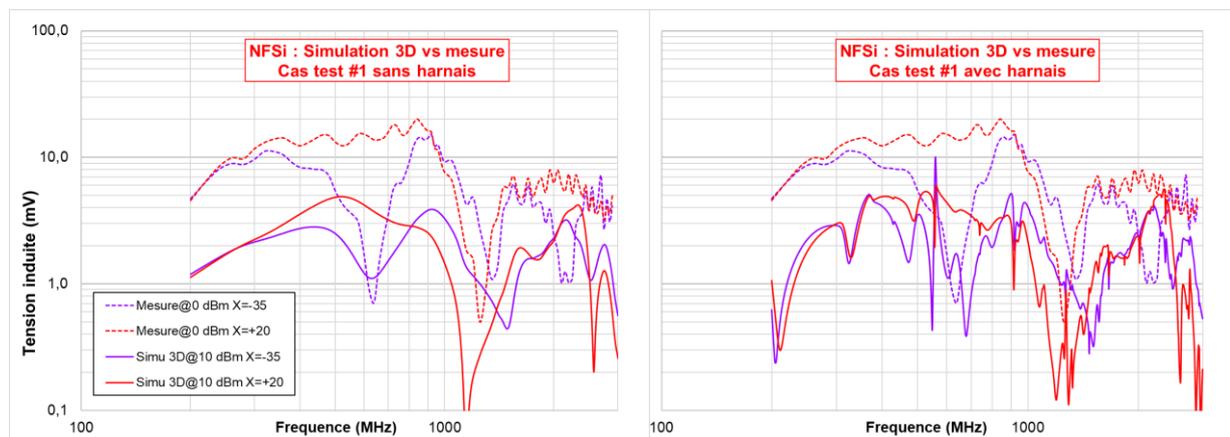


Figure 154 – Comparaison mesure vs simulation 3D de la tension induite sur la charge de la ligne T4 avec la sonde CPW 20x15 sur DEMO#1 avec et sans harnais pour le cas test #1

La simulation *full-wave* donne des résultats beaucoup plus proches de la mesure que la simulation SPICE. Le fort décalage des fréquences calculées par SPICE n'est pas observé avec la simulation *full-wave*. Si le modèle de couplage de la sonde intervient relativement peu dans le phénomène d'antirésonance de la ligne, le modèle de ligne est quant à lui primordial. Le modèle SPICE a été simplifié en ne considérant qu'une ligne *single-ended* rectiligne alors que le modèle 3D prend en compte l'intégralité du routage des lignes dont les couplages interlignes. En toute première conclusion, la Figure 148 et l'étude qui en a été faite en simulation montrent clairement que la mesure NFSi est très sensible à la position de la sonde le long de la ligne. Il est donc nécessaire de supprimer cet effet en moyennant ou en prenant le maximum des mesures sur les différentes positions.

La Figure 155 compare les valeurs maximale et moyenne de la tension induite sur la charge de 1 k $\Omega$  des lignes T2 et T4 (mesurée sur 50  $\Omega$ ) durant l'essai NFSi avec la valeur maximale de la tension induite sur cette même charge mesurée en RI (cf Figure 144a). Cette figure confirme que la mesure NFSi ne permet pas de reproduire de manière satisfaisante les résonances du harnais vues en RI. Par ailleurs, hormis pour quelques résonances basses, une puissance NFSi de 0 dBm (consigne générateur) est suffisante pour induire des niveaux de tensions comparables à celles observées en essai RI pour un champ de 1 V/m. En conséquence, en raison de la loi en racine carrée liant puissance et tension induite en NFSi, une puissance NFSi de 40 dBm (10 W) sera suffisante pour reproduire les effets d'un champ de 100 V/m. On observe également que la décroissance en fréquences de la tension induite par le RI n'est pas correctement reproduite par le NFSi.

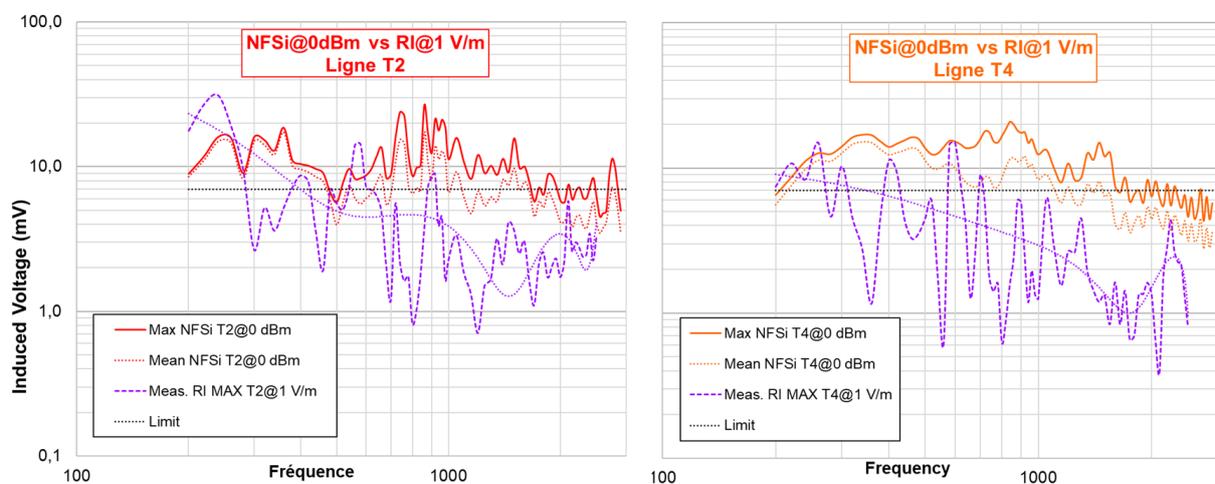


Figure 155 – Comparaison des tensions induites en terminaison des lignes T2 et T4 durant un essai NFSi à 0 dBm et un essai RI à 1 V/m pour le cas test #1

#### 4.4.2 Cas test #2 : charges PCB de 10 k $\Omega$ avec filtrage en entrée de 10 nF et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$

Les tensions induites par l'essai en NFSi à 0 dBm de puissance en consigne de sortie du générateur de signal mesurées par le détecteur de puissance en terminaison des lignes T2 et T4 lorsqu'une charge de 10 k $\Omega$  est placée en fin de chacune des lignes et une capacité de filtrage de 10 nF est placée en tête de chacune des lignes sont données par la Figure 156.

L'effet de la capacité de filtrage est peu évident sur les mesures. Dans la mesure sur la ligne T2, un creux de tension est observé vers 300 MHz quelle que soit la position de la sonde. Ce creux semble se prolonger jusqu'à 500 MHz lorsque la sonde est en POS X = +20 mm et X = +30 mm quand la sonde est la plus proche de la capacité sans toutefois savoir s'il s'agit de l'effet de la capacité ou d'une antirésonance de la ligne. Dans la mesure sur la ligne T4, les effets de l'inductance parasite de la capacité semblent se voir par un maximum de tension obtenu dans la bande 700 à 900 MHz comme observé dans la mesure RI au chapitre 4.3.4. On observe toujours dans les mesures sur la ligne T4, la moins couplée, des effets d'antirésonance. En effet, des minimas de tension induite sont clairement visibles par exemple à  $420 \pm 20$  MHz,  $1\ 300 \pm 50$  MHz et  $2\ 200 \text{ MHz} \pm 50$  MHz lorsque la

sonde est positionnée en  $X = -35$  mm (proche de la charge) et à  $980 \pm 20$  MHz lorsque la sonde est positionnée en  $X = +20$  mm (proche du faisceau).

Par rapport au cas test précédent, on observe que la fréquence de la première antirésonance est fortement abaissée pour toutes les positions de la sonde. Pour la position  $X = -35$  mm, la première fréquence d'antirésonance était de  $640 \pm 20$  MHz et pour  $X = +20$  mm de  $1\,250 \pm 50$  MHz. Ce décalage ne s'observe que sur la première antirésonance. On peut voir par exemple que la première résonance de la position  $X = +30$  mm se situe à la même fréquence que la deuxième de la position  $X = -35$  mm alors qu'elle arrivait plus haut en fréquences dans le cas test #1.

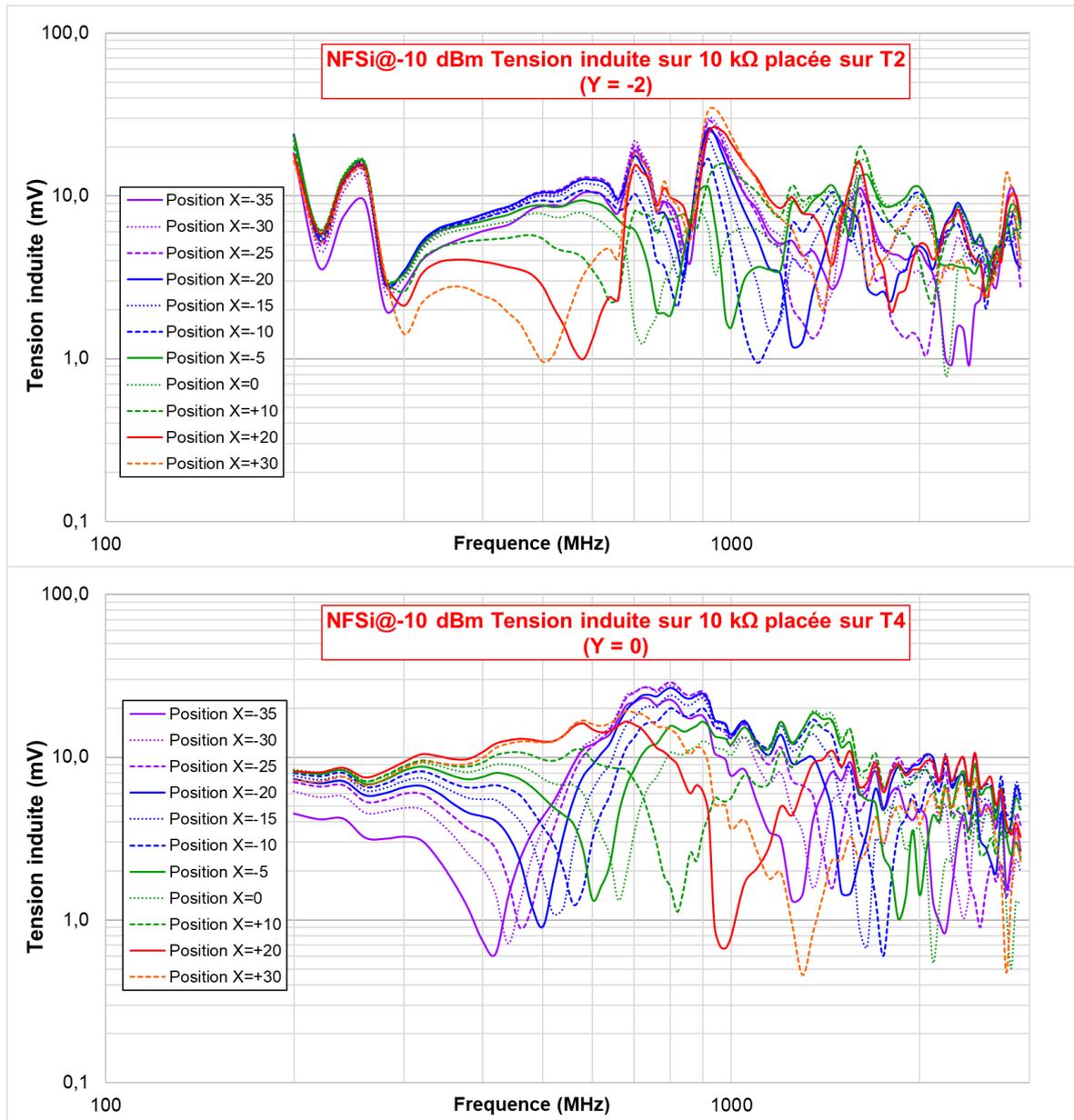


Figure 156 – Tensions induites sur une charge de 10 kΩ placée sur les lignes T2 et T4 selon les positions de la sonde CPW sur DEMO#1

Les résultats de la simulation SPICE présentée à la Figure 150 et modifiée avec l'ajout de la capacité de filtrage à 30 mm de l'impédance de terminaison LB sont présentés à la Figure 157. Comme la

mesure, la simulation SPICE reproduit correctement la diminution des fréquences d'antirésonance. Les fréquences restent surestimées mais dans un rapport moindre que pour le cas test #1. Pour la POS X = -35 (s = 110 mm), les fréquences d'antirésonance calculées sont de 470, 1 420 et 2 340 MHz. Pour la POS X = +20 (s = 55 mm), la fréquence d'antirésonance calculée est de 1 040 MHz pour un calcul théorique de 1 470 MHz. On observe comme sur la mesure que les fréquences d'antirésonance paires ont disparu et que la formule s'écrit  $F = (2n + 1) * c / 2 * (\sqrt{\epsilon_{eff}} * s)$  avec n entier positif.

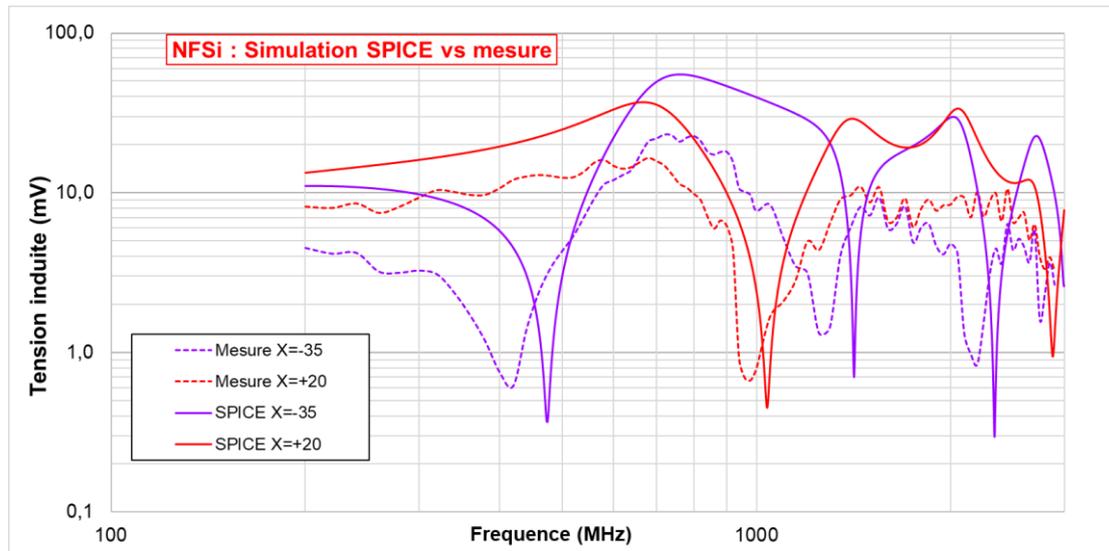


Figure 157 – Comparaison mesure vs simulation SPICE de la tension induite sur l'impédance de mesure avec la sonde CPW 20x15 sur DEMO#1

Comme pour le cas test précédent, on réalise une simulation 3D full-wave avec CST Studio de la mesure NFSi dans les configurations avec et sans harnais illustrées par la Figure 158.

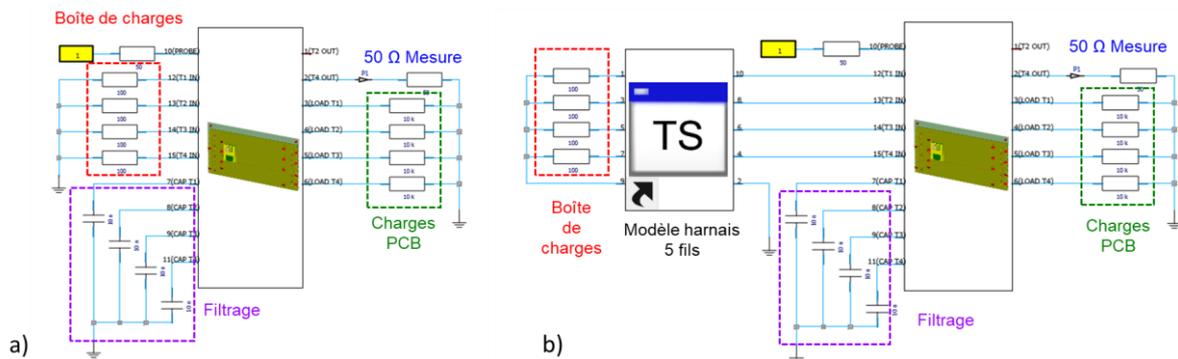


Figure 158 – Configurations de calcul de la tension induite en sortie de la ligne T4 sous CST Studio de la mesure NFSi avec la sonde CPW 20x15 sur DEMO#1 a) sans harnais b) avec harnais

Les résultats de la simulation 3D illustrés par la Figure 159 s'approchent beaucoup plus de la mesure que la simulation SPICE. Elle confirme que les antirésonances ne viennent que de la ligne.

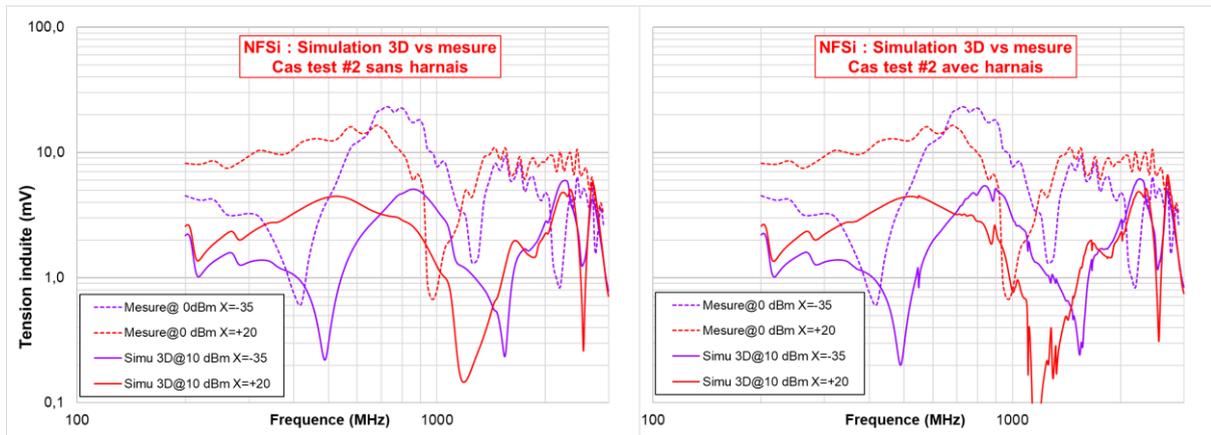


Figure 159 – Comparaison mesure vs simulation 3 D de la tension induite sur la charge de la ligne T4 avec la sonde CPW 20x15 sur DEMO#1 avec et sans harnais pour le cas test #2

Par rapport au cas test précédent, on observe également dans la simulation 3D l'abaissement de la fréquence de la première antirésonance pour la position  $X = -35$  mm. Cet abaissement n'est pas visible pour la position  $X = +20$  mm. Contrairement à la simulation 3D du cas test précédent, les fréquences calculées sont sensiblement plus élevées que les fréquences mesurées pour les 2 positions de sonde. Si l'on suit l'hypothèse illustrée par la Figure 149, l'abaissement de la fréquence d'antirésonance correspondrait à un accroissement de la distance  $s'$  entre la sonde et le circuit ouvert situé sur le faisceau. La capacité d'entrée placée entre la sonde et le faisceau aurait donc une influence sur le positionnement du circuit ouvert. Mais le fait de moyenner ou de prendre le maximum des valeurs de tension induite sur l'ensemble des positions de la sonde supprime les effets de la capacité de filtrage que l'on observe dans l'abaissement de la première fréquence d'antirésonance.

La Figure 160 compare les valeurs maximale et moyenne de la tension induite sur la charge de 10 k $\Omega$  (mesurée sur 50  $\Omega$ ) des lignes T2 et T4 durant l'essai NFSi avec la valeur maximale de la tension induite sur cette même charge (mesurée sur 50  $\Omega$ ) en RI (cf Figure 144a). Cette figure confirme que la mesure NFSi ne reproduit pas les résonances du harnais vues en RI de manière satisfaisante. Elle montre également que les effets de la capacité sont peu ou pas visibles sur la mesure NFSi.

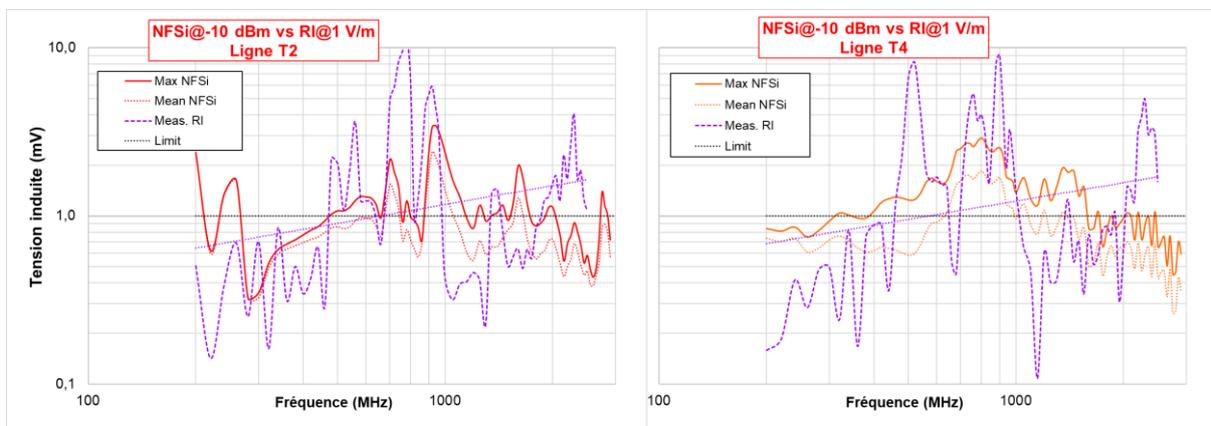


Figure 160 – Comparaison des tensions induites en terminaison des lignes T2 et T4 durant un essai NFSi à -10 dBm et un essai RI à 1 V/m pour le cas test #2

Comme observé précédemment, la forme particulière en cloche de la mesure en RI avec un maximum entre 700 et 1 000 MHz suivi d'un creux et d'une remontée vers 2 GHz qui suggère la forme d'impédance d'une capacité avec ces éléments parasites du premier et second ordre n'est pas correctement reproduite par la mesure NFSi. On peut avancer l'hypothèse que cela est dû fait que la sonde est positionnée en aval de la capacité. On ajoute donc à notre étude de mesure NFSi un troisième cas test où la capacité est placée en aval de la sonde en superposition de la charge.

#### 4.4.3 Cas test #3 : charges PCB de 10 k $\Omega$ avec mise en parallèle de 10 nF et charges de la boîte de charge de 100 $\Omega$

On modifie le placement du condensateur de filtrage en l'assemblant en parallèle de la charge PCB de 10 k $\Omega$  comme illustré par Figure 161.



Figure 161 – Illustration du cas test additionnel #3

On effectue une mesure NFSi en réduisant le nombre de positions à 5,  $X \in \{+30; +15; 0; -15; -30\} mm$  et en positionnant la sonde à une hauteur de 3 mm au-dessus des lignes du démonstrateur ( $Y = -1 mm$ ). La puissance générateur est fixée à + 10 dBm. La Figure 162 montre les tensions induites sur la charge PCB mesurées en terminaison de ligne T2 et T4.

En comparaison de la Figure 156, la mesure en terminaison de la ligne T4 ne fait plus apparaître de manière aussi évidente les fréquences d'antirésonance liées à la position de la sonde. L'augmentation de la hauteur de sonde ayant été compensée par une augmentation de la puissance, cette différence ne peut s'expliquer que par le fait que la mesure NFSi prend mieux en compte le condensateur de filtrage quand celle-ci est placée en aval de la sonde.

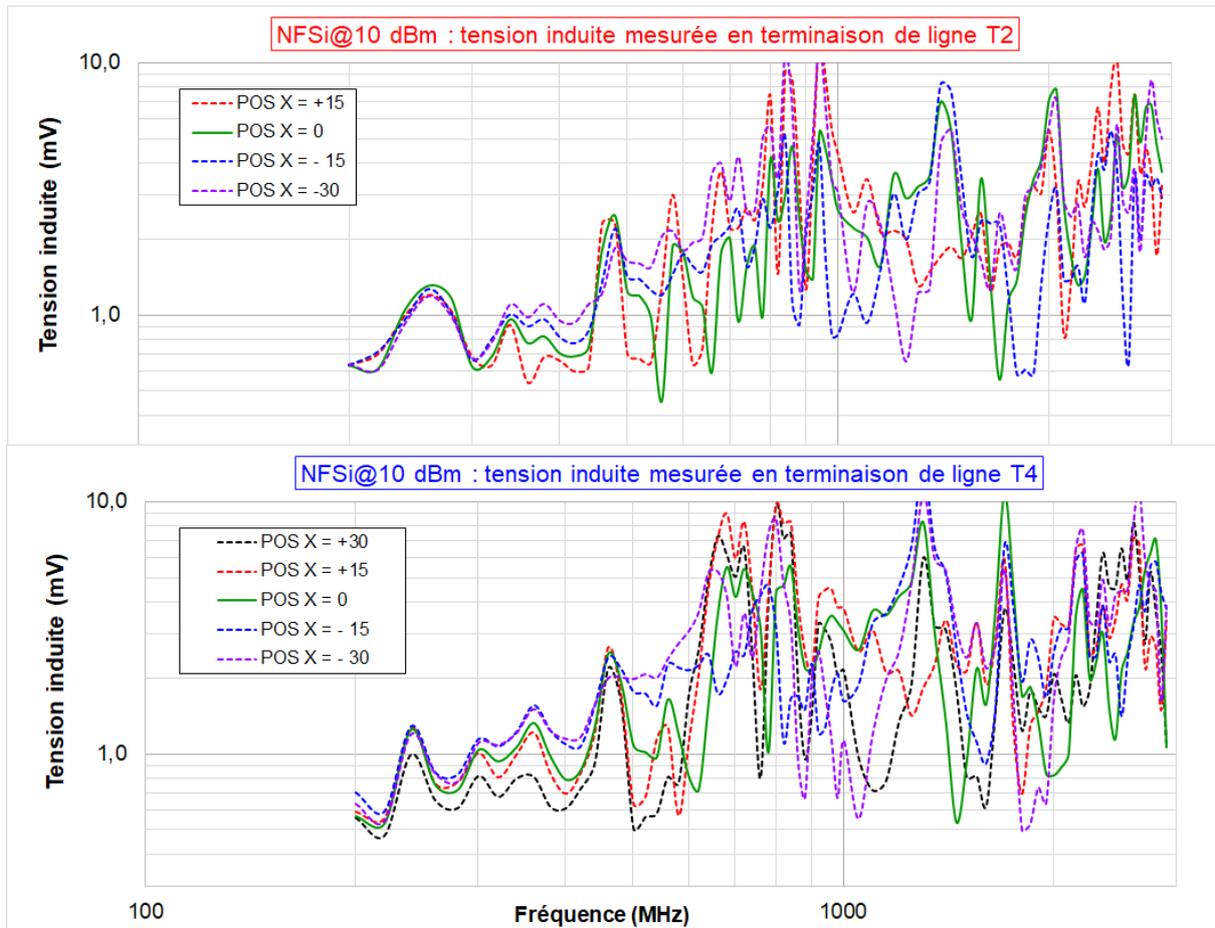


Figure 162 – Tensions induites en terminaison des lignes T2 et T4 selon les positions de la sonde CPW sur DEMO#1 avec  $h = 3 \text{ mm}$  et  $Y = -1 \text{ mm}$

La Figure 163 compare les valeurs maximale et moyenne de la tension induite sur la charge de  $10 \text{ k}\Omega$  parallèle à  $10 \text{ nF}$  (mesurée sur  $50 \text{ }\Omega$ ) du cas test #3 des lignes T2 et T4 durant l'essai NFSi avec la valeur maximale de la tension induite sur la charge de  $10 \text{ k}\Omega$  (mesurée sur  $50 \text{ }\Omega$ ) en RI dans la configuration du cas test #2 (cf Figure 144a).

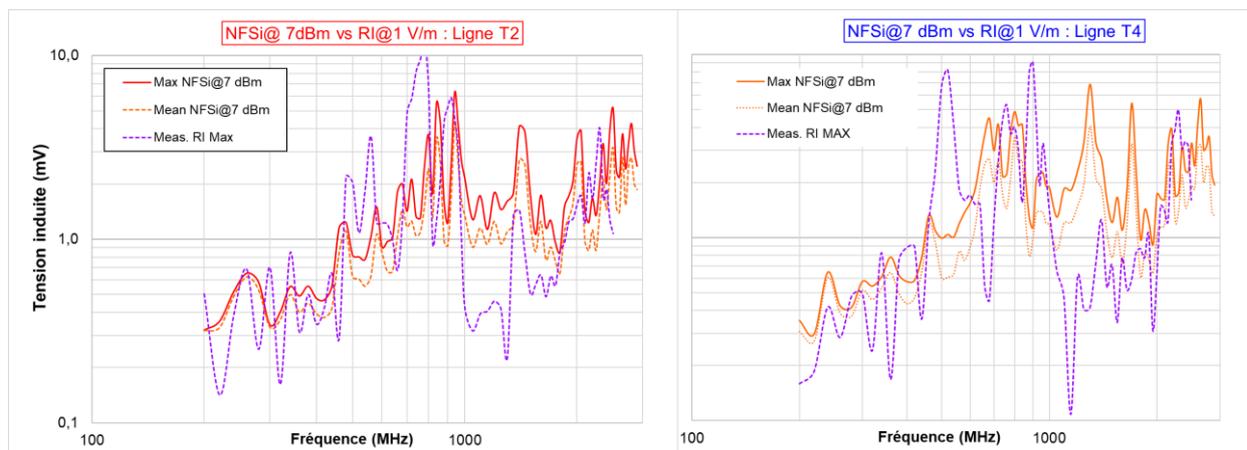


Figure 163 – Comparaison des tensions induites en terminaison des lignes T2 et T4 durant un essai NFSi à  $7 \text{ dBm}$  (cas test #3) et un essai RI à  $1 \text{ V/m}$  (cas test #2)

En comparaison de la Figure 160, cette figure semble confirmer que les effets du condensateur sont maintenant visibles sur la mesure NFSi.

## 4.5 Conclusion

La méthode de mesure en NFSi permet de reproduire avec peu de puissance, grâce à l'utilisation de sondes à fort couplage, les défauts observés lors d'un essai RI en champ lointain. L'ordre de grandeur est d'environ 10 W pour reproduire les effets d'un champ de 100 V/m sur une bande de fréquences étendue (200 MHz à 3 GHz). La méthode est facile à mettre en œuvre et ne nécessite pas de moyens lourds comparativement à un essai en RI. Il n'est pas particulièrement nécessaire de travailler en cage de Faraday mais l'environnement électromagnétique doit, malgré tout, être suffisamment propre pour éviter le couplage de champ sur le faisceau électrique. Dans les cas test étudiés de ce chapitre, nous avons travaillé avec des détecteurs de puissance large bande de forte sensibilité (- 60dBm) et il a été nécessaire de blinder le faisceau.

La méthode d'essai nécessite le balayage de la sonde au-dessus des lignes micro-ruban. Du fait de la large zone ( $> 1 \text{ cm}^2$ ) couverte par les sondes CPLANE il n'est pas nécessaire d'utiliser des pas de balayage fins. La largeur de la sonde (12, 15 ou 18 mm selon la sonde CPLANE utilisée) est typiquement la valeur du pas de balayage à utiliser dans le déplacement longitudinal (selon X dans notre exemple). La valeur de sélectivité à -6 dB établie au chapitre 3.4.3.4 est typiquement la valeur du pas de balayage à utiliser dans le déplacement latéral (selon Y dans notre exemple). Le balayage longitudinal met en évidence des phénomènes d'antirésonance liés à la position de la sonde le long de la ligne de transmission sur le PCB. Le faisceau électrique n'intervient pas ou n'intervient que de façon mineure dans le phénomène observé. On observe en conséquence que la méthode de mesure NFSi ne reproduit pas ou très peu les phénomènes de résonances du faisceau électrique observés en RI. Par ailleurs, pour supprimer les antirésonances dues à la ligne et à la position de la sonde, il est nécessaire de moyenniser ou de prendre le maximum des valeurs mesurées sur l'ensemble des positions de la sonde. Le fait de moyenniser ou d'écarter par fréquence a des conséquences notamment sur la prise en compte par la mesure NFSi de l'effet de la capacité de filtrage placée en entrée de carte et en amont de la sonde car le décalage de la première fréquence d'antirésonance est, de facto, non considéré. Par contre, la mesure NFSi semble prendre en compte correctement les éléments placés en aval de la sonde.

Avant de voir dans le chapitre 6 comment les résonances du harnais ainsi que les éléments de filtrage placés en amont de la sonde pourraient être pris en compte par la mesure NFSi, le chapitre suivant présente la comparaison des méthodes de mesures RI et NFSi sur une application industrielle.

## 5 Comparaison de l'immunité rayonnée d'une carte électronique en champ proche et en champ lointain : cas industriel

### 5.1 Introduction

Nous avons vu au chapitre précédent la comparaison de mesures en RI avec des mesures en NFSI dans le cas de lignes de transmission simples routées en parallèle sur un PCB et terminées par une charge résistive et/ou capacitive. Nous allons étudier dans ce chapitre un exemple d'application industrielle à base d'Amplificateur Opérationnel (AOp). Il s'agit de la mesure du courant drain source  $I_{DS}$  sur une résistance de shunt utilisé dans les convertisseurs de tension DC-DC. Bien qu'intrusive car la résistance de shunt a une valeur proche de la résistance drain source ( $R_{DS(ON)}$ ) lorsque que le transistor est passant, cette méthode de mesure reste encore couramment utilisée pour la régulation de la tension de sortie notamment dans des calculateurs d'injection automobiles.

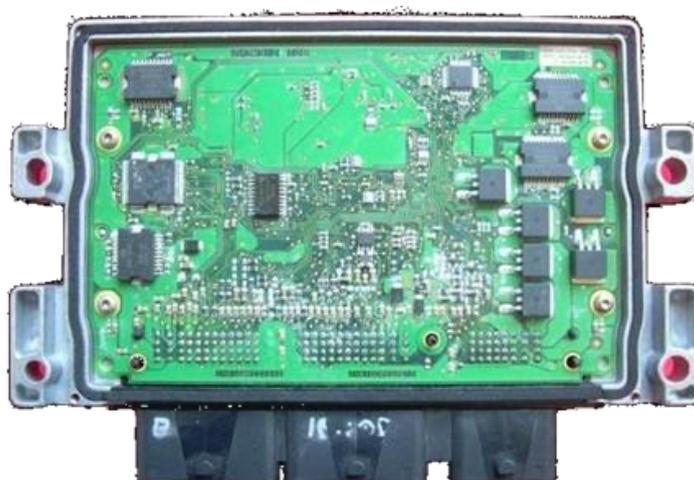


Figure 164 – Calculateur d'injection (Source Continental Automotive)

Les AOp sont, d'une manière générale, sensibles au champ EM rayonné. (Tront, Whalen, Larson, & Roe, 1979) analyse les effets d'un champ rayonné sur un LM741 de chez Texas Instruments et propose un modèle SPICE pour tenir compte de la non-linéarité des transistors bipolaires. (Fiori, 2002) crée un modèle non linéaire d'AOP CMOS pour prendre en compte la distorsion due à la démodulation dans les transistors. Le modèle se traduit par l'ajout d'une source de tension d'offset dépendante de l'amplitude de la perturbation RF placée sur l'entrée V(+) et/ou V(-) de l'AOp. On retrouve la même approche dans (Boyer & Sicard, 2019) qui propose la comparaison de la sensibilité au champ rayonné d'un LMV651 et d'un LMV851 durci aux EMI de chez Texas Instruments et la construction d'un modèle SPICE comportemental prenant en compte la distorsion. Nous étudierons ici la sensibilité en champ proche d'un capteur de courant basé sur l'AOp AD 8515 d'Analog Devices vu dans (Durier, Bendhia, & Dubois, 2019) mais dans le but d'une comparaison NFSi vs RI en s'attachant à comprendre comment une mesure NFSi pourrait permettre la prédiction d'une mesure en RI en y ajoutant une localisation spatiale des zones sensibles.

## 5.2 Description du capteur de courant et du critère de défaillance

Le schéma du montage est donné par la Figure 165. Il s'agit d'un montage non-inverseur destiné à mesurer le courant circulant dans la résistance de shunt R2. La résistance R1 placée en entrée est dimensionnée pour calibrer le courant  $I = U/R1$  (conversion du générateur de tension en générateur de courant). Un filtre passe bas (R8, C1) est placé en sortie de l'amplificateur. La résistance R6 et le condensateur C3 sont optionnels et leurs valeurs pourront être ajustées en fonction des niveaux de susceptibilité observés.

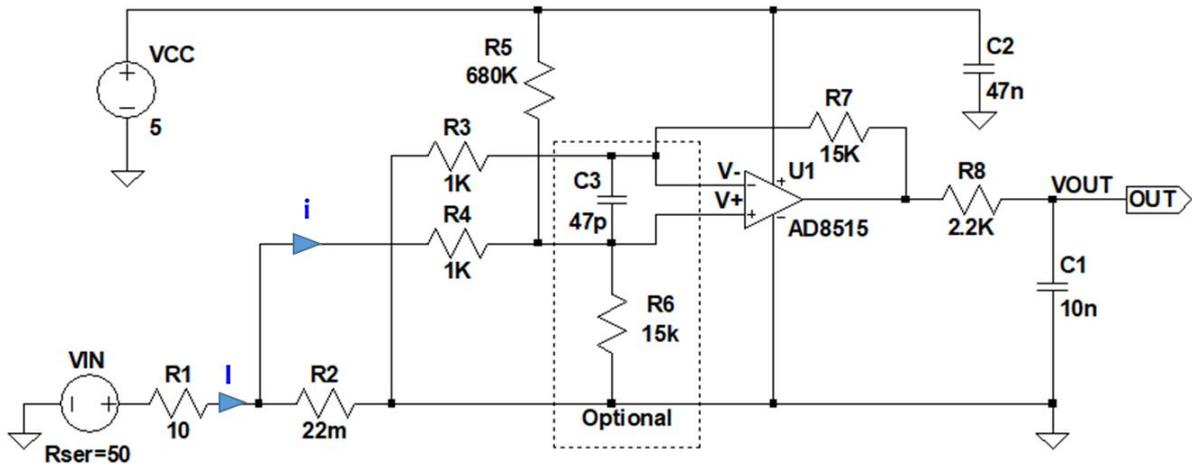


Figure 165 – Schéma du capteur de courant

La tension en sortie de l'amplificateur opérationnel  $V_{out}$  se calcule à partir des équations suivantes en supposant que le courant circulant dans les entrées  $V(+)$  et  $V(-)$  de l'amplificateur opérationnel est nul :

$$V(+)=V_{cc}-i.R5=(I-i).R+i.R4 \quad (eq\ 5.1)$$

Nota : La résistance R6 de pull down (non montée) n'est pas considérée dans le calcul

On déduit de (eq 5.1) l'expression du courant i

$$i=\frac{V_{cc}-I.R2}{R5+R4-R2}\sim\frac{V_{cc}-I.R2}{R5+R4} \quad (eq\ 5.2)$$

Par ailleurs on a l'équation :

$$V(-)=V_{out}\cdot\frac{R3}{R3+R7} \quad (eq\ 5.3)$$

En posant  $V(-)=V(+)$  et en remplaçant i par son expression (eq 5.2) dans (eq 5.1) on obtient :

$$V_{cc}-R5.\frac{V_{cc}-IR2}{R5+R4}=V_{out}\cdot\frac{R3}{R3+R7} \quad (eq\ 5.4)$$

Soit :

$$V_{out}=\frac{R7+R3}{R3}\cdot\left(V_{cc}\cdot\frac{R4}{R5+R4}+I.R2\cdot\frac{R5}{R5+R4}\right) \quad (eq\ 5.5)$$

Où I est le courant de la source de courant.

La Figure 166 est le résultat de la simulation SPICE lorsque qu'une source de tension VIN triangulaire de 10 V crête à crête avec un offset de 5 V et de fréquence 400 Hz est appliquée.

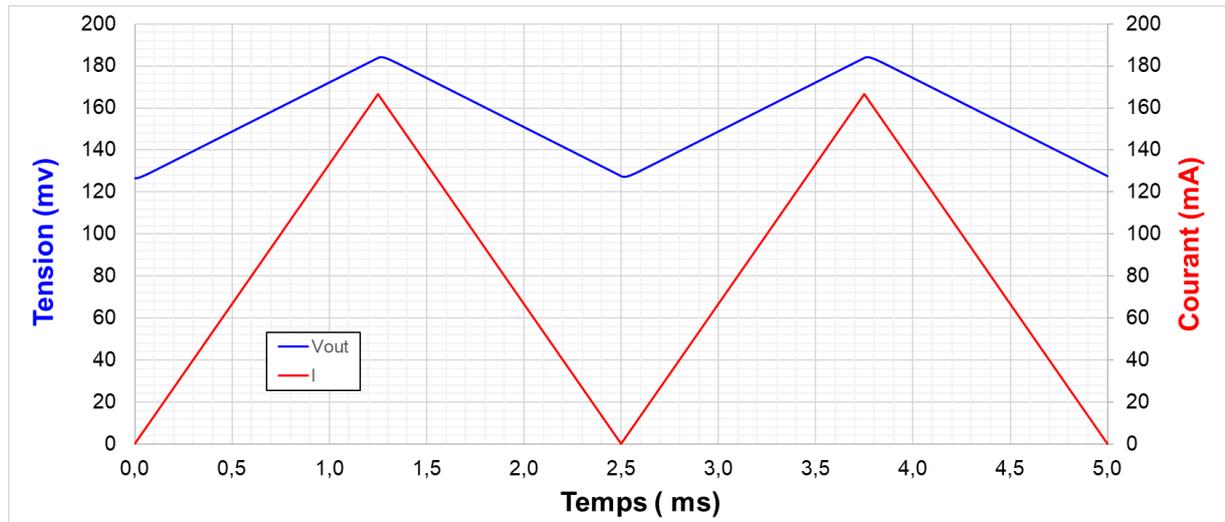


Figure 166 – Simulation SPICE du capteur de courant

Pour  $I = 0$  A, la valeur de tension  $V_{OUT}$  calculée sous SPICE est de 127 mV alors que la valeur calculée par l'équation (eq5) est de 117,5 mV. La différence est due à l'écart de tension existant entre les tensions  $V(+)$  et  $V(-)$  calculée par SPICE qui est de 0,554 mV. Ce  $\Delta V = V(+)-V(-)$  s'ajoute dans l'équation (eq5) et conduit à :

$$V_{out} = \frac{R7 + R3}{R3} \cdot \left( V_{cc} \cdot \frac{R4}{R5 + R4} + I \cdot R2 \cdot \frac{R5}{R5 + R4} + \Delta V \right) \quad (\text{eq 5.6})$$

La valeur de tension  $V_{OUT}$  calculée par l'équation (eq 5.6) est de 126,3 mV

Le routage du capteur de courant est fourni par la Figure 167. Les lignes  $V(+)$  et  $V(-)$  de l'AOp sont routées de manière symétrique et constitue une boucle d'environ 93 mm<sup>2</sup>.

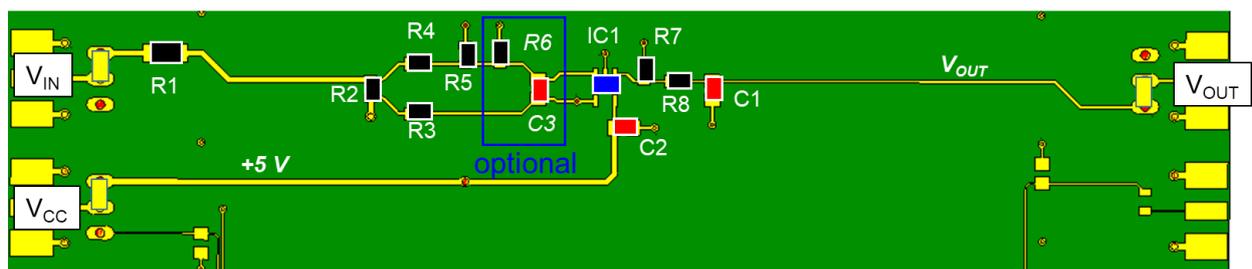


Figure 167 – Routage du montage amplificateur opérationnel

Le filtrage sur  $V_{OUT}$  constitué par  $R8$  et  $C1$  est placé pour filtrer d'éventuelles fluctuations HF de la tension de sortie mais l'attendu est un décalage d'offset de la tension  $V_{OUT}$  causé par des variations de la tension  $\Delta V$ .

On attend dans les mesures comparatives RI et NFSi de voir l'effet de la résistance de pull down  $R6$  et du condensateur  $C3$  placé entre les bornes  $V(+)$  et  $V(-)$ . Durant les mesures,  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$  et  $V_{CC}$  seront

reliés à un boîtier de connexion au travers d'un faisceau électrique de 4 fils de gauge dont le diamètre du conducteur est de 600  $\mu\text{m}$  comme déjà illustré par la Figure 136.

La mesure de la tension  $V_{\text{OUT}}$  sera effectuée sur le boîtier de connexion par un oscilloscope numérique proposant une fonction de masquage pour un critère de défaillance de type PASS/FAIL illustré par la Figure 168. La déviation verticale autorisée est de  $\pm 5 \text{ mV}$  et la déviation horizontale (*jitter*) est de  $\pm 75 \mu\text{s}$ . Pour s'affranchir du bruit ambiant, la largeur de bande est réduite à 20 MHz et une moyenne (*averaging*) est effectuée sur 10 balayages (environ 50 ms). Il est impératif que la même configuration soit utilisée durant les essais en RI et NFSi.

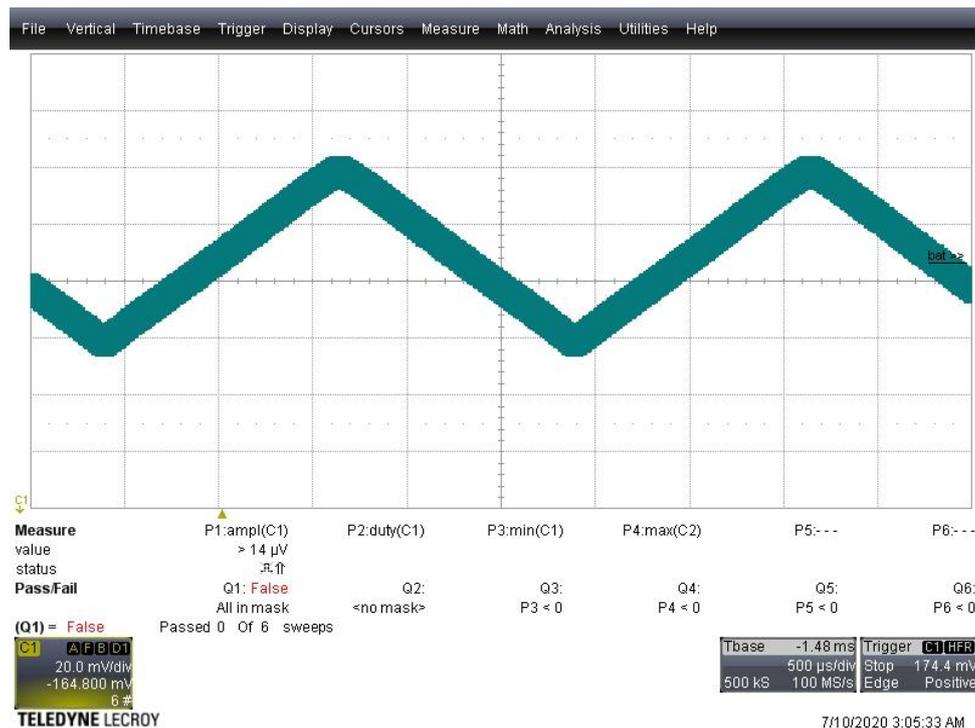


Figure 168 – Configuration du critère de défaillance PASS/FAIL

### 5.3 Mesures en immunité rayonnée en champ lointain

Les mesures en immunité rayonnée en champ lointain ont été effectuées au laboratoire CEM de CONTINENTAL AUTOMOTIVE à Toulouse. Ce laboratoire est certifié conforme à l'ISO 17025 -2017 et est accrédité COFRAC sous le n°1-1379. Il possède également les accréditations nécessaires et spécifiques de certains constructeurs automobiles comme General Motors et Ford pour les mesures ISO 11452-2. L'équipement sous test est constitué du capteur de courant inclus dans le démonstrateur DEMO relié à sa boîte de connexion au travers d'un faisceau électrique de 4 fils. Il repose sur un isolant en Polystyrène (PS) de 500 mm d'épaisseur posé sur une table métallique reliée à une paroi métallique de la chambre semi-anéchoïque. La Figure 169 illustre la configuration de l'essai en polarisation verticale. Avant l'essai, la chambre est calibrée pour un champ électrique total mesuré au niveau de l'EST de 100 V/m.

Les pas de fréquence utilisés dans la mesure sont de 10 MHz entre 200 et 400 MHz, de 20 MHz de 400 à 1 000 MHz et de 40 MHz entre 1 et 3 GHz. Le temps de maintien de la perturbation (*dwell time*) est de 2 000 ms. Cette durée importante est nécessaire pour que l'AOp stabilise sa tension de sortie. Cette stabilisation est d'autant plus longue que le saut de puissance, pour augmenter le champ électrique, est important. L'AOP est particulièrement sensible à ces transitoires.



Figure 169 – Configuration de l'essai RI du capteur de courant en polarisation verticale

### 5.3.1 Mesures sur le capteur de courant sans composants additionnels

La Figure 170 montre le niveau d'immunité du capteur de courant en l'absence des composants de filtrage R6 et C3 pour la polarisation verticale. Elle indique le champ électrique maximal supporté par le capteur jusqu'à l'apparition d'un défaut noté d'un triangle jaune entouré de rouge. On observe la forte sensibilité du capteur dans la bande de fréquences 200 à 1 000 MHz. On fera l'hypothèse que les remontées du niveau d'immunité à certaines fréquences, par exemple entre 220 et 260 MHz, sont dues aux résonances du faisceau.

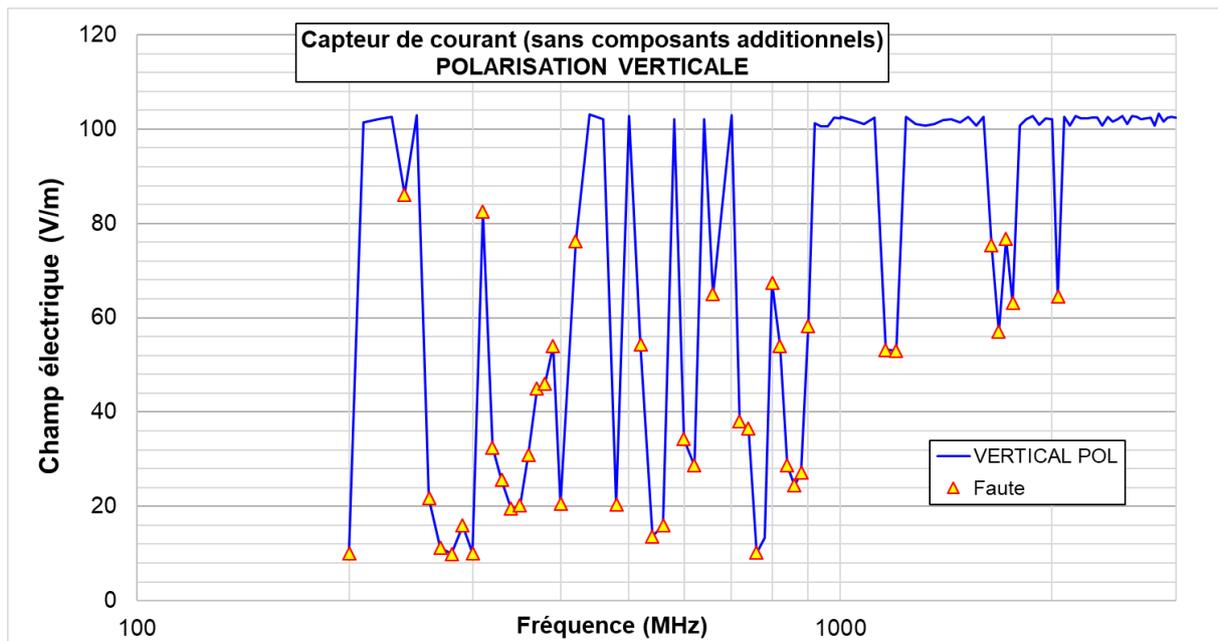


Figure 170 – Champ électrique maximal admissible par le capteur de courant sans composants additionnels durant l'essai RI en polarisation verticale

La Figure 171 montre le niveau d'immunité du capteur de courant en l'absence des composants de filtrage R6 et C3 pour la polarisation horizontale. Les remontées du niveau, supposées être liées aux résonances du faisceau, ne sont observables qu'autour de 380 MHz. Au-delà de 940 MHz, aucun défaut n'est observé à la différence de la mesure en polarisation verticale.

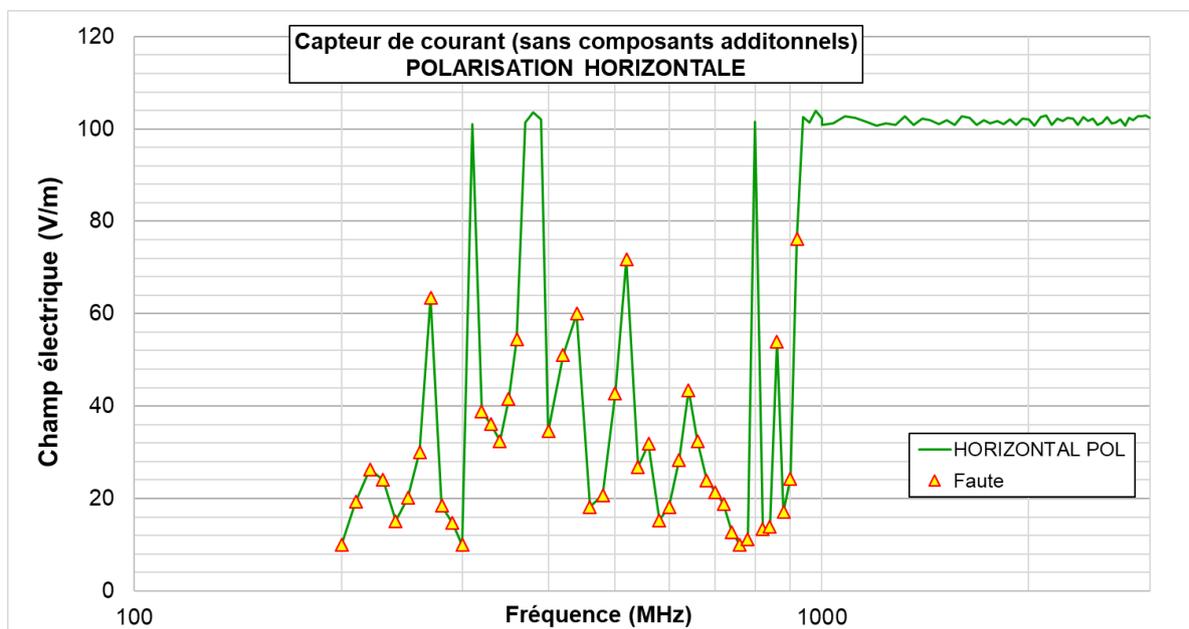


Figure 171 – Champ électrique maximal admissible par le capteur de courant sans composants additionnels durant l'essai RI en polarisation horizontale

### 5.3.2 Mesures sur le capteur de courant avec composants additionnels

La Figure 172 montre le niveau d'immunité du capteur de courant avec les composants de filtrage R6 et C3 pour la polarisation verticale. Les composants additionnels R6 (15 kΩ) et C3 (47 pF) améliorent

l'immunité dans la bande de fréquences 400 -700 MHz. L'effet supposé des résonances du faisceau semble moindre même s'il est clairement observable toujours entre 220 et 240 MHz ainsi qu'entre 620 et 710 MHz.

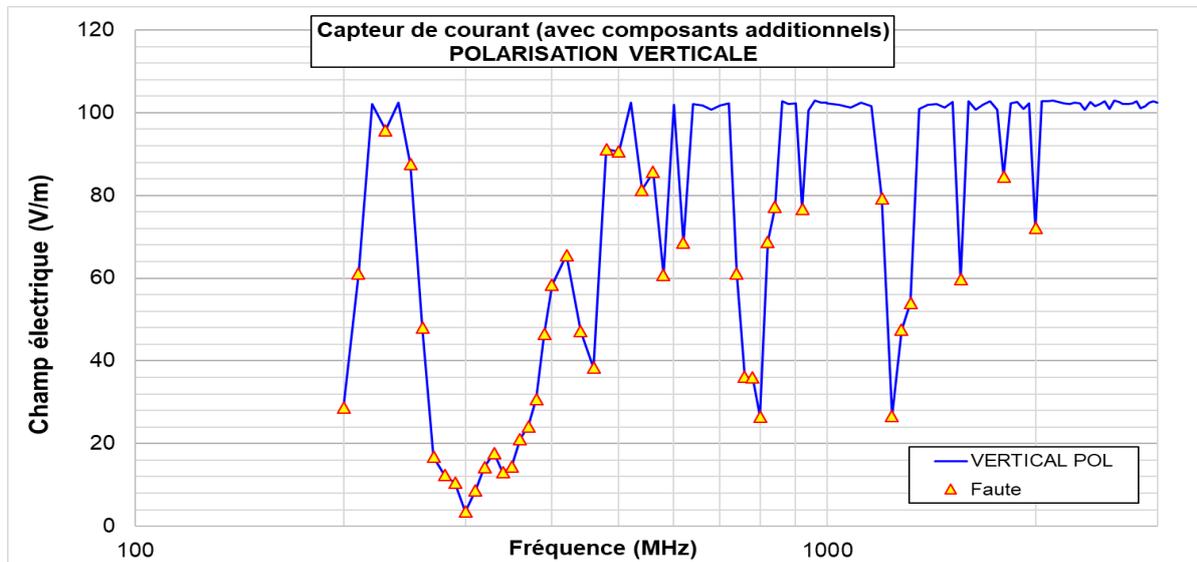


Figure 172 – Champ électrique maximal admissible par le capteur de courant avec composants additionnels durant l'essai RI en polarisation verticale

La Figure 173 montre le niveau d'immunité du capteur de courant avec les composants de filtrage R6 et C3 pour la polarisation horizontale. On observe également une amélioration de l'immunité dans la bande de fréquences 400 -700 MHz. La remontée de l'immunité autour de 380 MHz supposée être liée aux résonances du faisceau n'est plus observée.

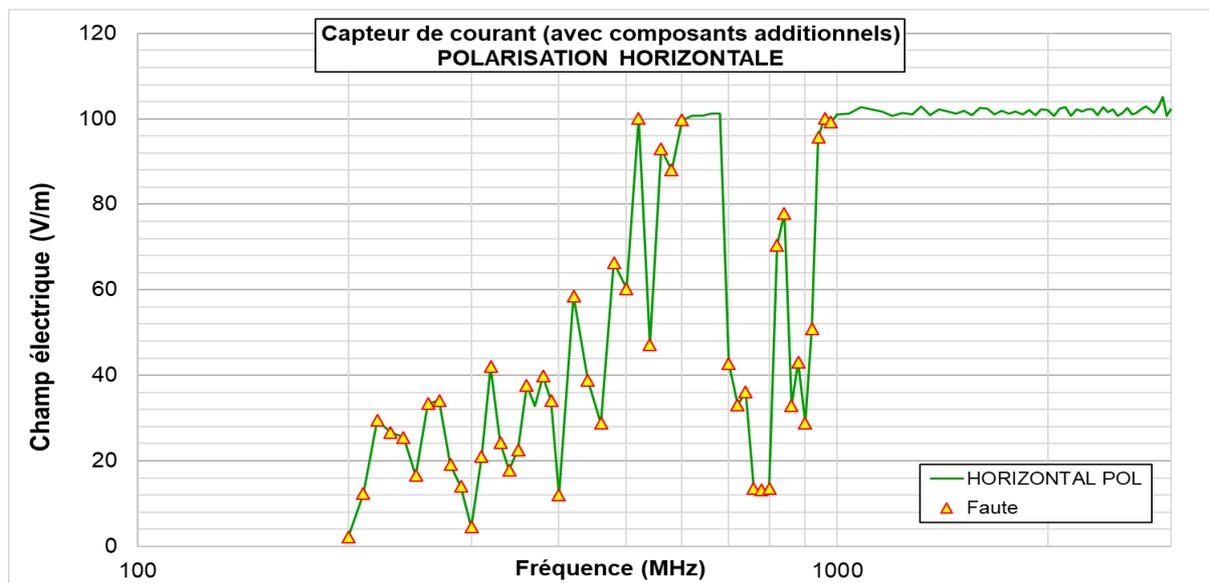


Figure 173 – Champ électrique maximal admissible par le capteur de courant avec composants additionnels durant l'essai RI en polarisation horizontale

### 5.3.3 Nature des défauts observés

Durant l'essai chaque défaut est enregistré avec une copie d'écran de l'oscilloscope. On observe principalement 2 types de défauts illustrés par la Figure 174:

- Le défaut de type A est un décalage temporel avec une avance de phase par rapport au signal nominal. Ce type de défaut est souvent accompagné d'une réduction de l'amplitude crête-crête du signal lors d'un incrément de champ électrique. Il est observé exclusivement entre 200 et 600 MHz pour les 2 polarisations et au-delà de 1 GHz pour la polarisation horizontale.
- Le défaut de type B est un décalage temporel avec un retard de phase par rapport au signal nominal. Ce type de défaut n'est que rarement accompagné d'une réduction de l'amplitude crête-crête du signal. Cette variante n'a été observé qu'à 980 MHz en polarisation horizontale. Ce défaut est observé exclusivement dans la bande 600 - 1 000 MHz.

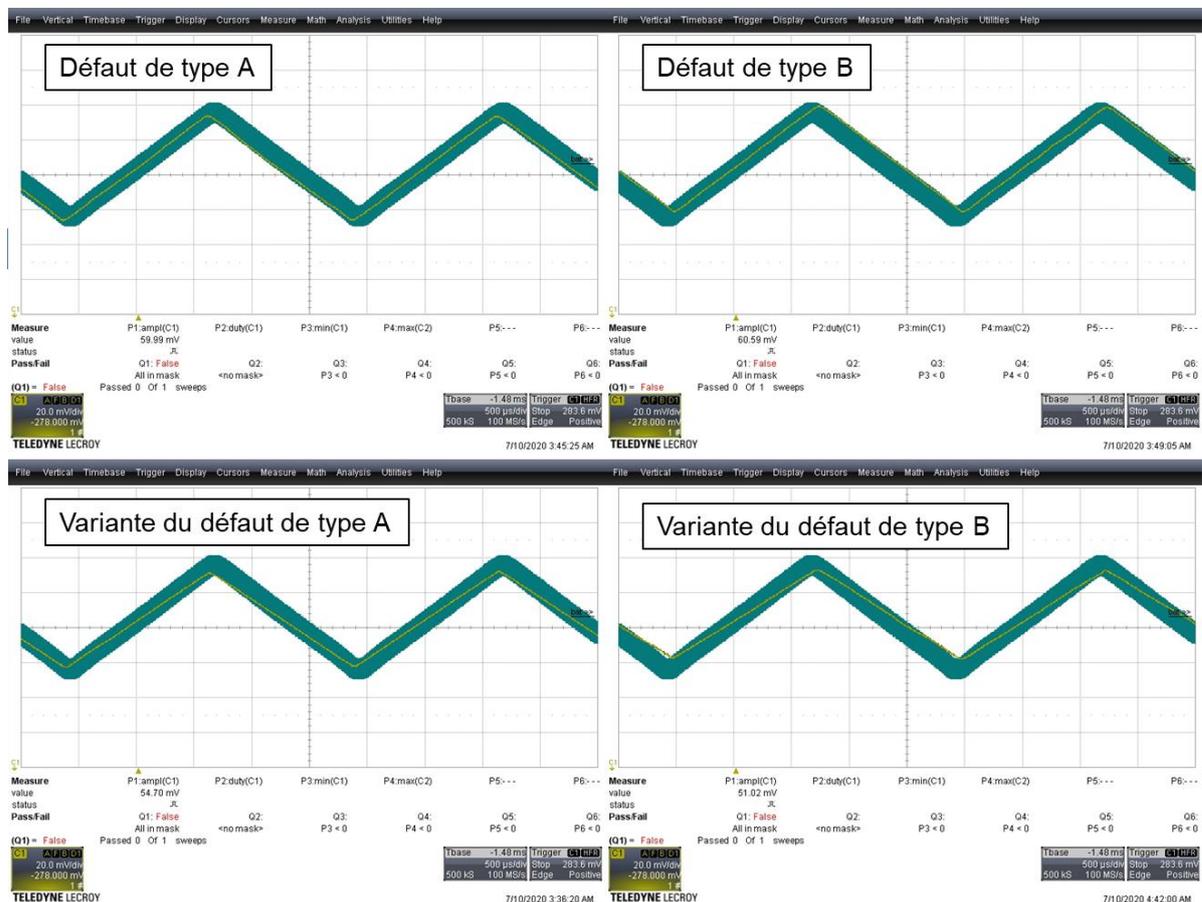


Figure 174 – Nature des défauts observés sur le capteur de courant durant l'essai RI

### 5.3.4 Conclusion sur la mesure de l'immunité rayonnée en champ lointain

La Figure 175 résume l'immunité au pire cas du capteur de courant avec et sans composants additionnels. Pour la mesure en l'absence des composants additionnels, les points à 310 et 800 MHz

peuvent paraître suspects en raison de la forte disparité avec les fréquences adjacentes (entre 6 et 12 dB d'écart). Il peut également s'agir de l'effet de résonance du faisceau.

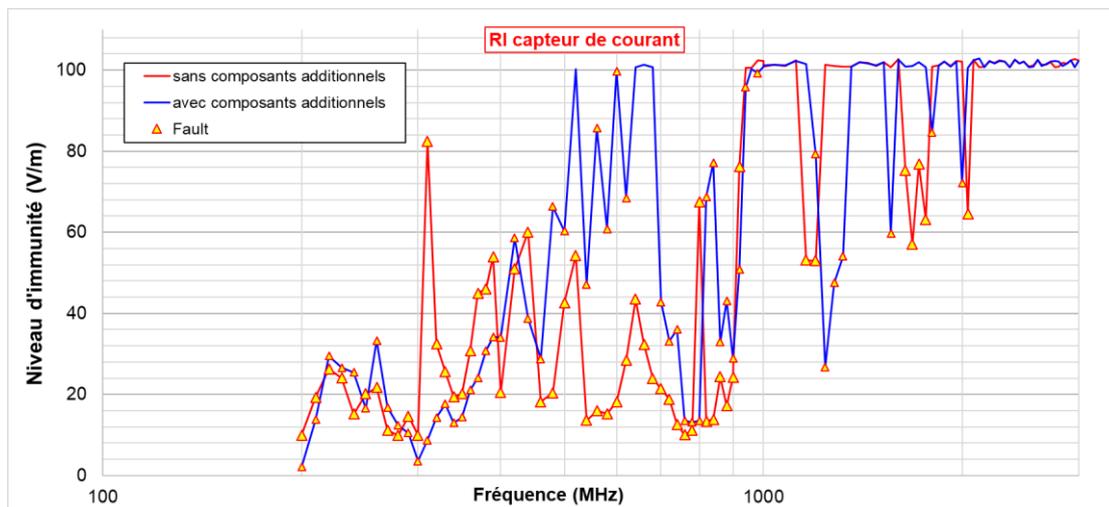


Figure 175 – Champ électrique maximal admissible par le capteur de courant avec et sans composants additionnels durant l'essai RI

Pour savoir si ces remontées d'immunité sont liées aux fréquences de résonance du harnais, on réalise une simulation mixte illustrée par la Figure 176 : le PCB est modélisé en lignes de transmission incluant les éléments passifs (Figure 176a) puis converti en fichier de paramètres S dans la Figure 176b, l'irradiation du harnais s'effectue par une simulation CST 2D TL qui s'apparente à un modèle de Taylor (cf chapitre 2.3.3) . Le harnais et le modèle SPICE de l'AOP issu de la base de données d'Analog Devices sont reliés au modèle de PCB. Le PCB n'est pas irradié durant cette simulation. Le générateur  $V_{IN}$  est représenté par une impédance de sortie élevée (10 k $\Omega$ ), la mesure sur  $V_{OUT}$  par une impédance de 1 M $\Omega$  et l'alimentation  $V_{CC}$  par une impédance de 100  $\Omega$ .

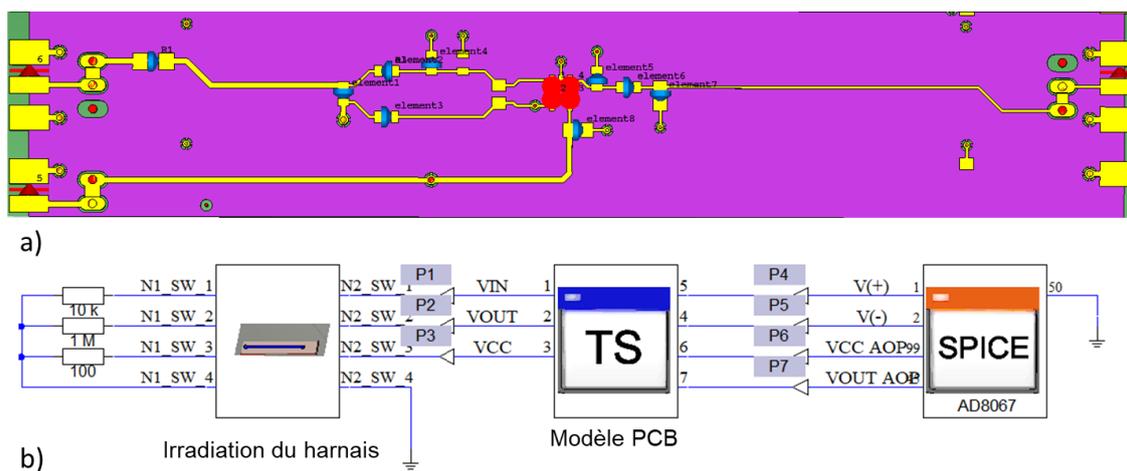


Figure 176 – Modélisation mixte de l'irradiation du capteur de courant sans composants additionnels a) modèle TL du PCB b) modèle d'irradiation du harnais couplé au modèle paramètres S du PCB et au modèle SPICE de l'AOP

La Figure 177 montre la comparaison de l'immunité en champ lointain du capteur de courant sans composants additionnels et des tensions induites calculées sur les signaux  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$  et  $V_{CC}$  en entrée

de PCB par l'irradiation par un champ électrique de polarisation horizontale du harnais couplé au capteur de courant. On s'attend qu'un niveau élevé d'immunité corresponde à un minimum de tension induite et qu'un faible niveau d'immunité corresponde à un maximum de tension induite. Un décalage de fréquence peut être dû à l'approximation de la longueur et du foisonnement du harnais. Le calcul a été effectué sur 2001 points de fréquence alors que la mesure RI a été faite sur 102 points.

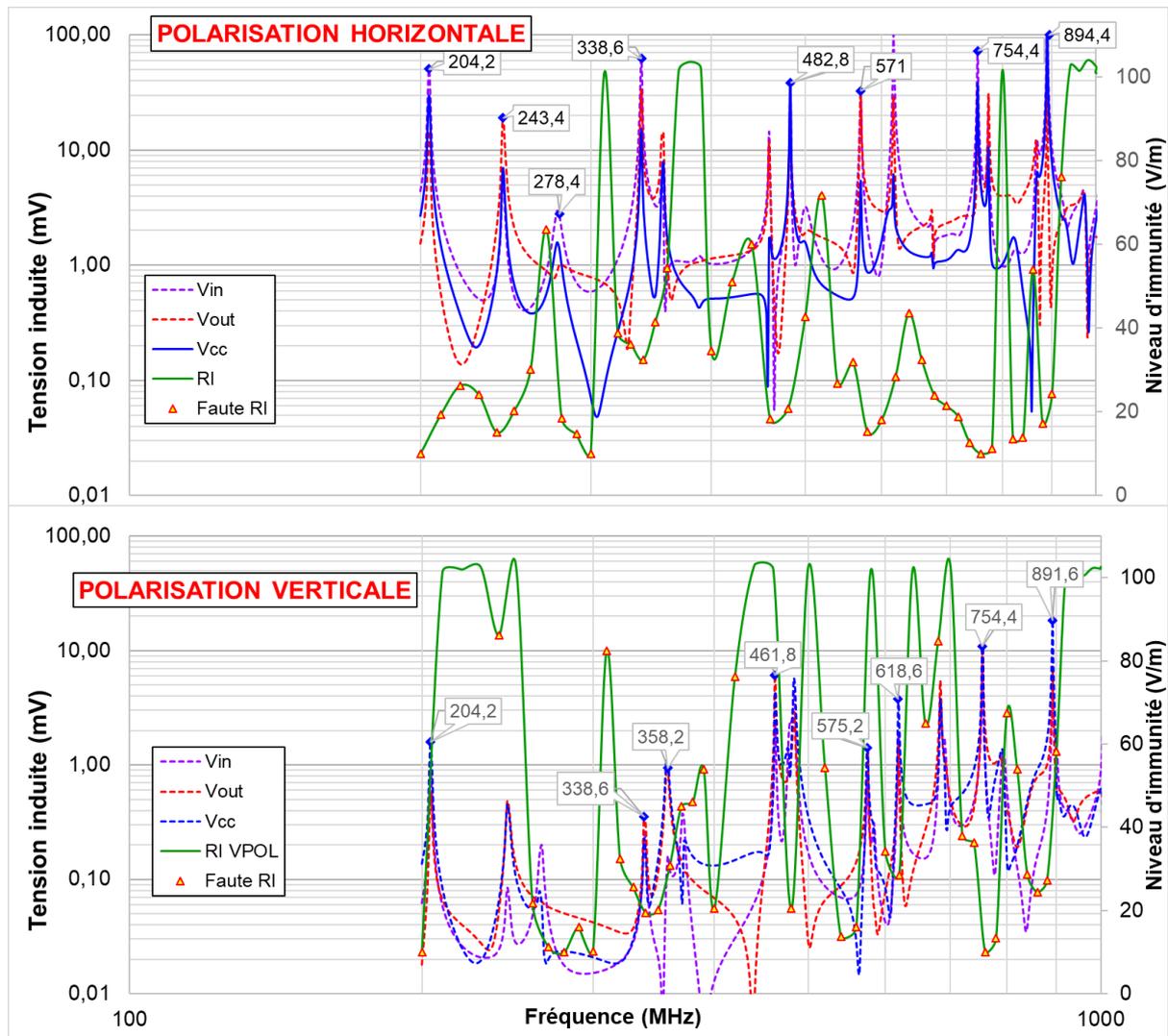


Figure 177 – Comparaison de l'immunité en RI et des tensions induites calculées par simulation de l'irradiation du capteur de courant sans composants additionnels

On peut effectivement observer sur la Figure 177 la coïncidence des maxima de tension induite avec un minimum d'immunité et celle des minima de tension induite avec un niveau élevé d'immunité à l'exception notable en polarisation verticale autour de 280 MHz. La simulation confirme que les remontées d'immunité mesurées en RI en polarisation horizontale à 310 et 800 MHz sont bien dues à des antirésonances du faisceau. Bien que le calcul des tensions induites lors de l'irradiation du faisceau soit très sensible au foisonnement du faisceau, à savoir à la position relative de chaque fil par rapport aux autres déterminant les inductances mutuelles et par rapport au plan de masse déterminant la capacité linéique de la ligne de transmission, la modélisation permet de retrouver correctement les maxima et minima d'immunité rayonnée.

## 5.4 Mesures en immunité rayonnée en champ proche

Les mesures en immunité rayonnée en champ proche (NFSi) ont été effectuées en décembre 2020 au laboratoire électrique de l'IRT Saint Exupery à Toulouse pour les mesures préliminaires et en février 2021 dans les locaux de la société NEXIO à Grenoble pour les mesures finales. La Figure 178 illustre la configuration de l'essai NFSi à l'IRT avec un banc manuel utilisé pour le placement de la sonde. Il est fortement recommandé d'utiliser des ferrites entourant le câble coaxial de puissance pour en limiter son rayonnement.

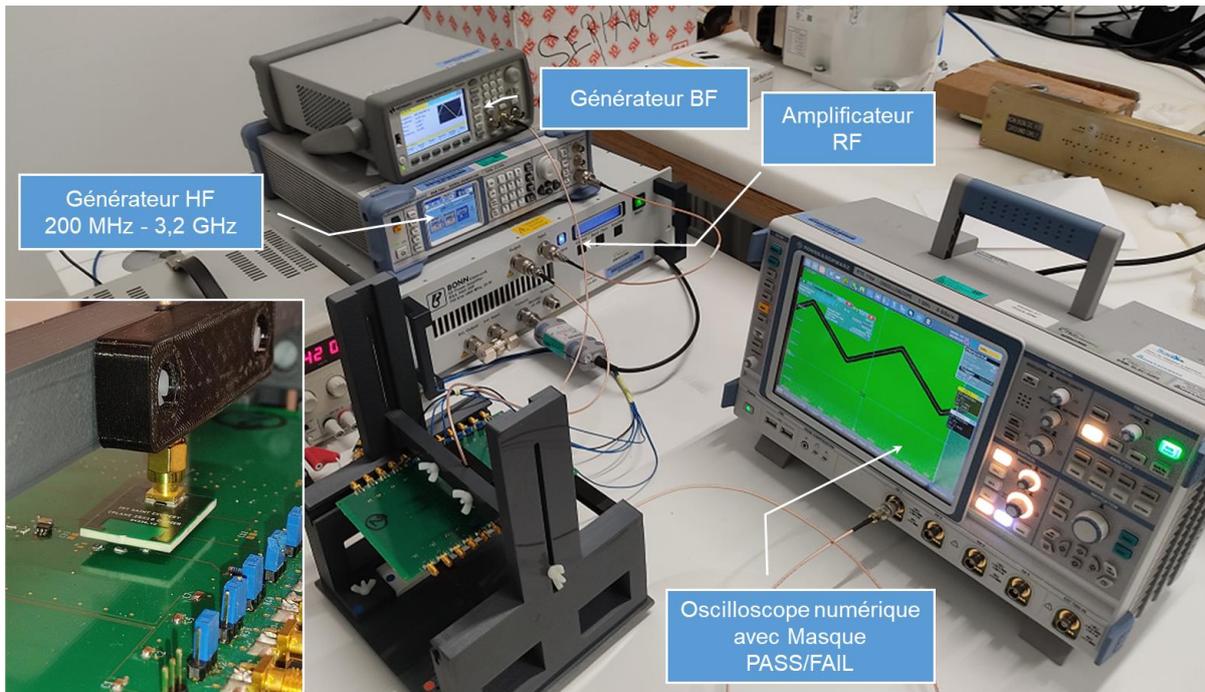


Figure 178 – Configuration de l'essai NFSi à l'IRT Saint Exupery

Le schéma de principe de la mesure NFSi est illustré par la Figure 179. Une sonde CPW est déplacée au-dessus du capteur de courant relié à sa boîte de connexion par un faisceau électrique comme durant l'essai en champ lointain. Le système de monitoring des défauts et les critères de défaillance doivent être identiques à ceux utilisés en champ lointain.

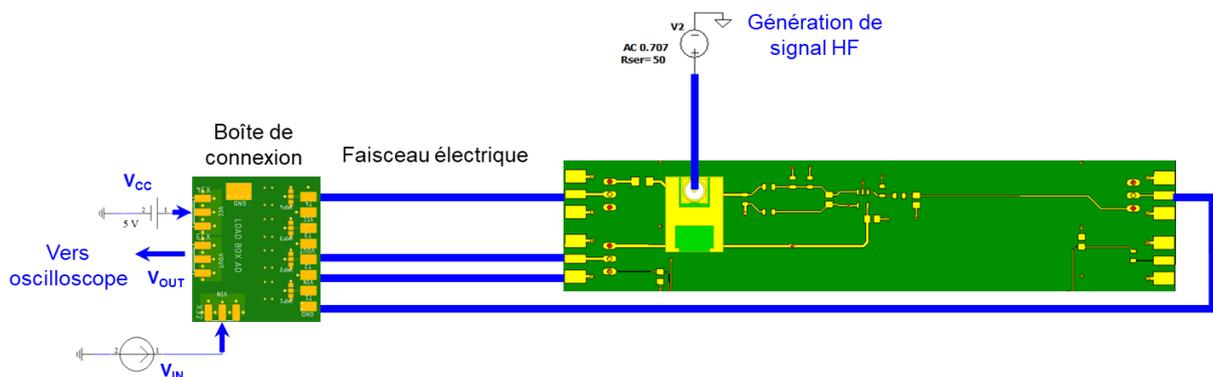


Figure 179 – Schéma de principe de la mesure en NFSi pour le capteur de courant

Les mesures seront effectuées sur 2 axes X : l'un suivant la ligne de routage du  $V_{IN}$  et du  $V_{OUT}$  sur 5 positions de sonde, l'autre suivant la ligne de routage du  $V_{CC}$  sur 2 positions. On utilise la sonde 25 x 18 couvrant la surface la plus grande en plaçant la sonde à une hauteur  $h = 2$  mm au-dessus du PCB. La POS 1 constituera la mesure sur la ligne  $V_{IN}$ , les POS 4 & 5 celles sur la ligne  $V_{OUT}$  et les POS 6 & 7 celles sur la ligne  $V_{CC}$ . Les POS 2 & 3 sont situées sur la boucle d'entrée de l'AOP pour la POS 2 et à l'aplomb de l'AOp pour la POS 3. Ces mesures n'étant pas directement liées aux signaux  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$  et  $V_{CC}$  circulant sur le faisceau ne sont peut-être pas les plus pertinentes pour la comparaison avec la mesure en RI.

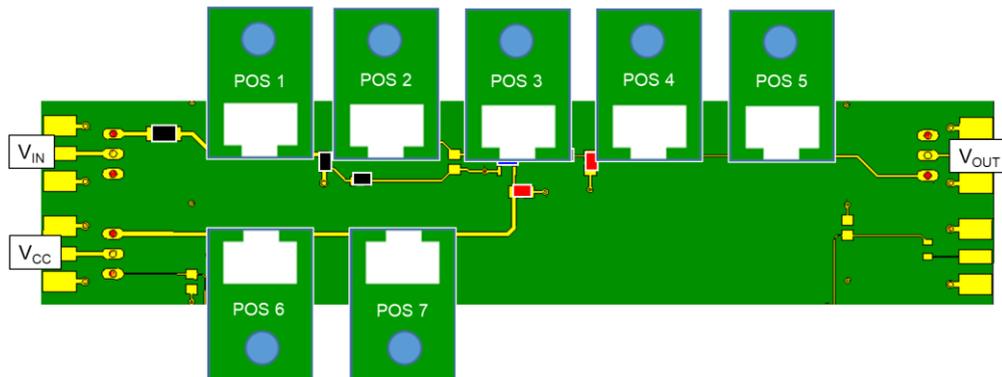


Figure 180 – Positions de la sonde CPW 25 x 18 sur le capteur de courant

#### 5.4.1 Mesures sur le capteur de courant sans composants additionnels

Les mesures réalisées par NEXIO sont fournies par la Figure 181. Elle indique le seuil des puissances incidente et transmise maximales admissibles, selon la position de la sonde, par le capteur de courant provoquant la première déviation de la tension de sortie  $V_{OUT}$  en dehors du critère d'acceptation défini au chapitre 5.2 et illustré par la Figure 168. La puissance incidente maximale est de 48 W. Pour certaines fréquences et certaines positions de sonde, elle est atteinte sans apparition de défaut. On note que les niveaux d'immunité obtenus sur les positions POS 1 ( $V_{IN}$ ) et POS 6 ( $V_{CC}$ ) sont semblables et différent des niveaux obtenus sur les POS 4 et 5 ( $V_{OUT}$ ). Sur  $V_{CC}$ , la disparité de la mesure de la POS 6 et de la POS 7 entre 700 et 900 MHz et autour de 1 500 MHz pourrait être liée à l'antirésonance de la ligne.

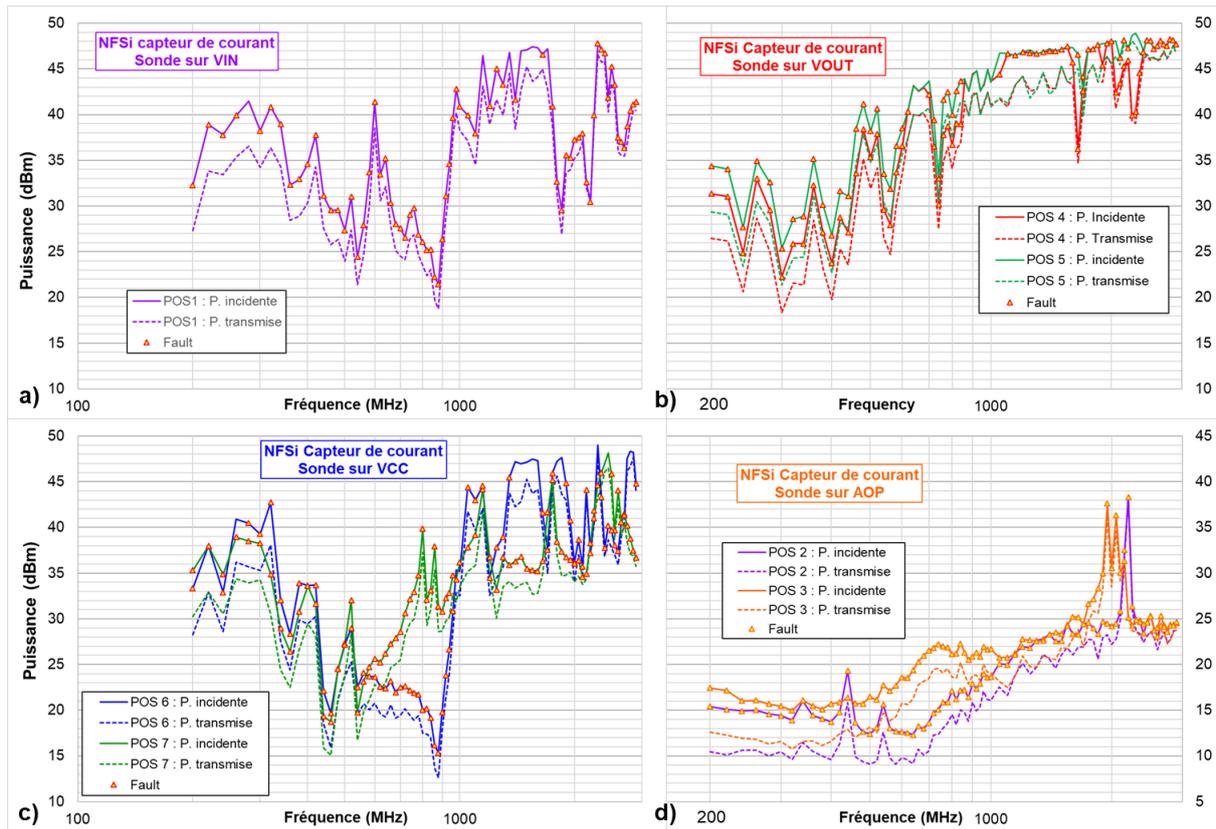


Figure 181 – Mesures NFSi sur capteur de courant sans composants additionnels a) sonde sur VIN b) sonde sur VOUT c) sonde sur VCC d) sonde sur AOP

En l'absence de valeurs physiques comparables entre le capteur de courant et une charge placée en terminaison de ligne, il est difficile d'établir une corrélation entre le niveau de champ en RI et le niveau de puissance en NFSi à partir des résultats observés sur le démonstrateur constitué de lignes de transmission. Cette corrélation serait basée sur la relation linéaire entre le niveau de champ et la tension induite sur une charge. Or, pour le capteur de courant, la variation d'offset de la tension de sortie VOUT est le résultat d'un comportement non-linéaire de l'AOp en présence d'une agression RF se situant en dehors de sa bande passante. Il est possible, comme par exemple dans (Boyer & Sicard, 2019), de créer un modèle comportemental de l'AOp à partir de mesures DPI pour tenir compte de ses phénomènes de distorsion et d'utiliser ce modèle dans une simulation d'un essai en RI.

Nous proposons d'établir une corrélation directe entre le niveau de champ en RI et la puissance transmise en NFSi à partir des données expérimentales en comparant les niveaux d'immunité obtenus en RI pour un champ électrique constant de 100 V/m et ceux obtenus par la NFSi à puissance transmise constante. En observant les niveaux d'immunité sur l'ensemble des positions, on exclut de la comparaison les positions POS 2 et 3 trop proches de l'AOp et trop éloignées des entrées/sorties. On considère que l'immunité en champ proche du capteur de courant est constituée du pire cas des positions POS 1, 4, 5, 6 et 7. Dans le calcul illustré par la Figure 182, on considère qu'une puissance transmise de 30 dBm en NFSi correspond aux effets d'un champ électrique de 100 V/m. Cela permet de calculer pour chaque point de fréquence un champ électrique équivalent en utilisant une relation linéaire entre le niveau de champ électrique et la racine carrée de la puissance transmise en NFSi.

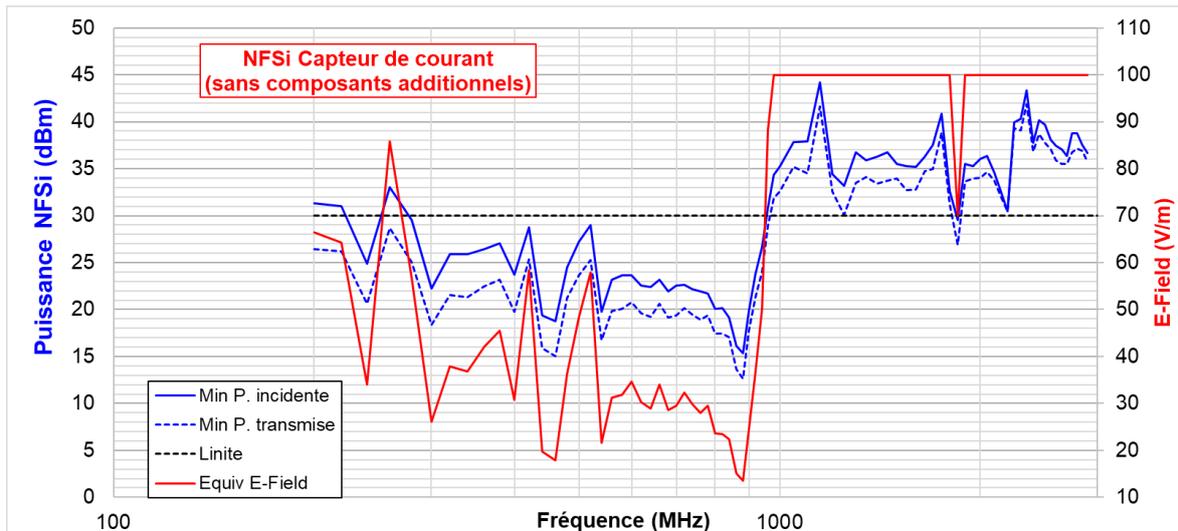


Figure 182 – Calcul du niveau d'immunité en RI à partir des puissance incidente et transmise lors des mesures NFSi sur le capteur de courant sans composants additionnels

Cela permet une corrélation « visuelle » illustrée par la Figure 183 pour 3 niveaux de puissance transmise NFSi (30, 33 et 36 dBm) que l'on compare au niveau d'immunité obtenu en RI pour un champ électrique de 100 V/m. On observe sur la Figure 183 que la tendance de la prédiction d'immunité fournie par une mesure NFSi effectuée à puissance transmise constante suit globalement la mesure en RI.

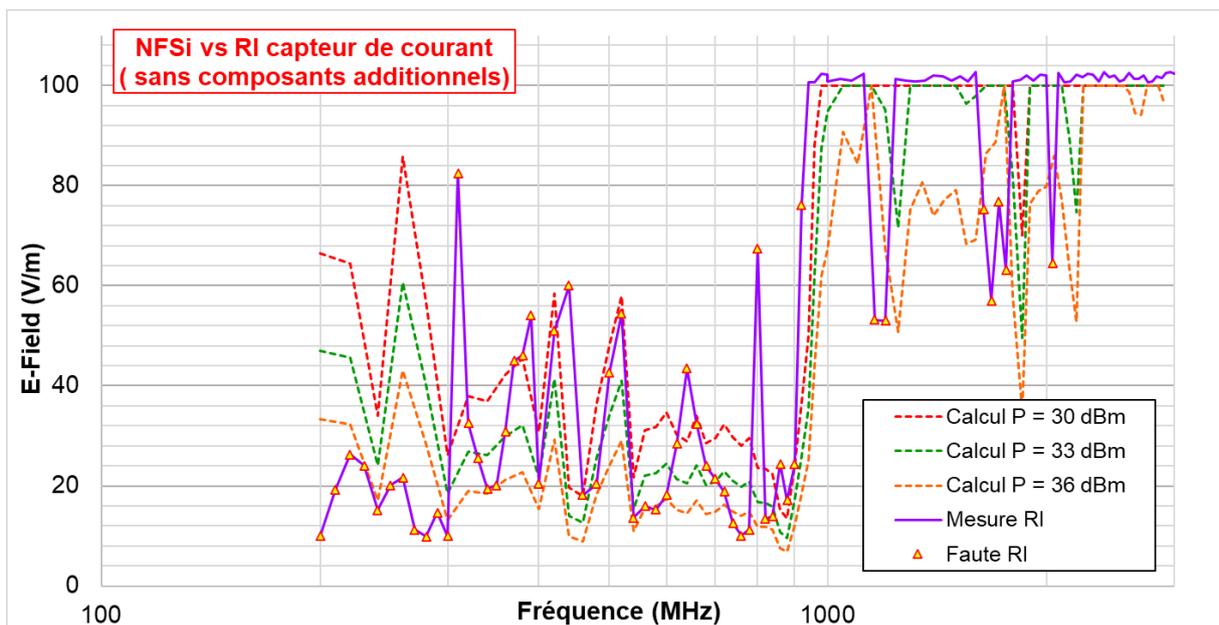


Figure 183 – Comparaison de l'immunité en RI avec la prédiction obtenue en NFSi à puissance transmise constante sur le capteur de courant sans composants additionnels

La Figure 184 montre l'erreur en décibels de la prédiction pour différentes valeurs d'équivalence entre le champ électrique et la puissance transmise en NFSi. En décibels, une erreur positive correspond à une surestimation de l'immunité du capteur de courant tandis qu'une erreur négative correspond à une sous-estimation. La courbe idéale d'erreur doit approcher 0 dB par le dessous c'est-à-dire en

privilégiant une sous-estimation de l'immunité qui procure une marge par rapport à l'immunité observée en RI. On observe sur la Figure 184 une forte surestimation de l'immunité entre 200 et 300 MHz alors que l'erreur est relativement contenue entre  $-5$  et  $+5$  dB au-delà de 300 MHz. De manière expérimentale, cette figure montre qu'une corrélation satisfaisante peut être établie entre un champ électrique de 100 V/m en RI et une puissance NFSI transmise de 36 dBm.

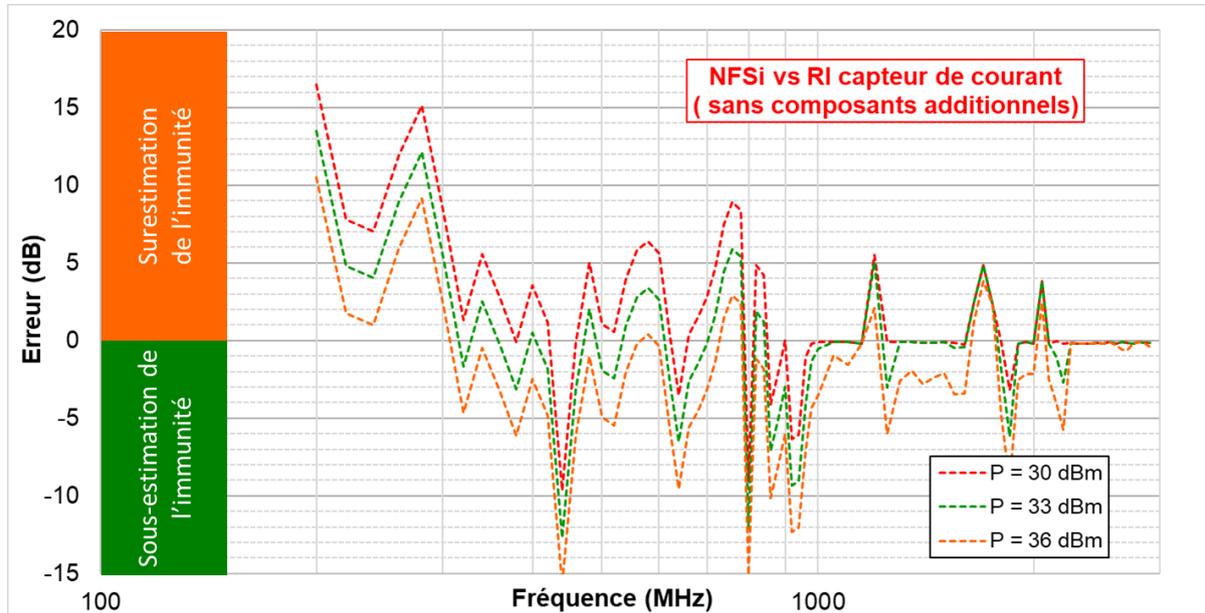


Figure 184 – Erreur de la prédiction d'immunité en RI obtenue en NFSi à puissances transmises constantes sur le capteur de courant sans composants additionnels

#### 5.4.2 Mesures sur le capteur de courant avec composants additionnels

Les mesures réalisées par NEXIO sont fournies par la Figure 185. On note comme précédemment la similitude de l'immunité obtenue sur les positions POS 1 ( $V_{IN}$ ) et POS 6 ( $V_{CC}$ ) et toujours fort différente de celle obtenue sur les POS 4 et 5 ( $V_{OUT}$ ). Sur  $V_{CC}$ , la disparité de la mesure de la POS 6 et de celle de la POS 7 est encore plus marquée sur une bande de fréquences plus grande entre 700 et 1 500 MHz difficilement explicable par l'antirésonance de la ligne. Entre 200 et 400 MHz, on remarque que la sortie  $V_{OUT}$  est la plus sensible avec une disparité de 5 dB entre la mesure sur la POS4 et celle sur la POS5. On note une amélioration de l'immunité de  $\sim 7$  dB pour  $F < 1$  GHz lorsque la sonde est en POS 2 & 3 par rapport au cas précédent. L'amélioration est plus remarquable en POS 3 (au-dessus de l'AOp) qu'en POS 2 (au-dessus de la boucle d'entrée) et les 2 courbes sont nettement séparées. On observe en POS 3 et en POS 6 une nette amélioration ( $>15$  dB) entre 600 et 700 MHz.

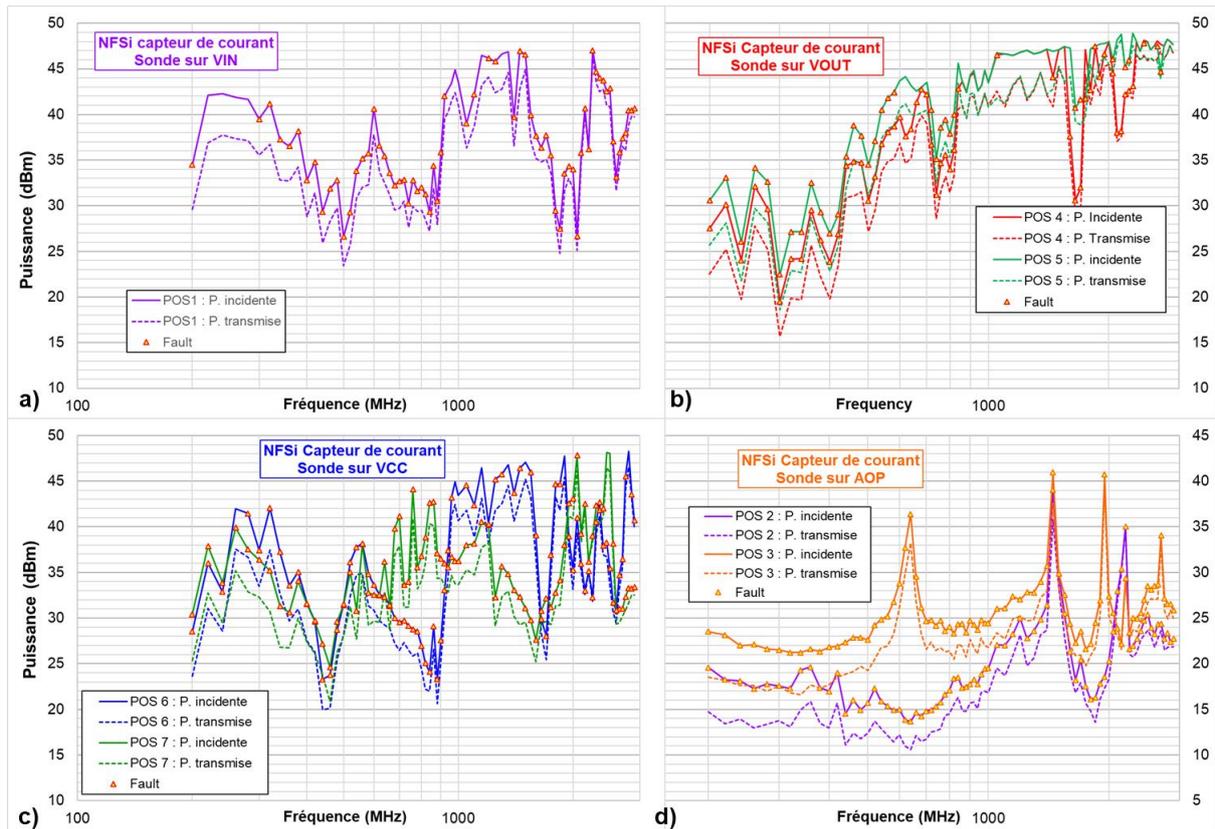


Figure 185 – Mesures NFSi sur capteur de courant avec composants additionnels a) sonde sur VIN b) sonde sur VOUT c) sonde sur VCC d) sonde sur AOp

Nous procédons comme précédemment à la comparaison des niveaux d'immunité obtenus en RI pour un champ électrique constant de 100 V/m et ceux obtenus par la NFSi à puissance transmise constante. On exclut toujours du calcul pire cas des mesures NFSi les positions POS 2 et 3 trop éloignées des entrées/sorties. Dans le calcul illustré par la Figure 186, on considère qu'une puissance transmise de 30 dBm en NFSi correspond à un niveau de champ électrique de 100 V/m en RI.

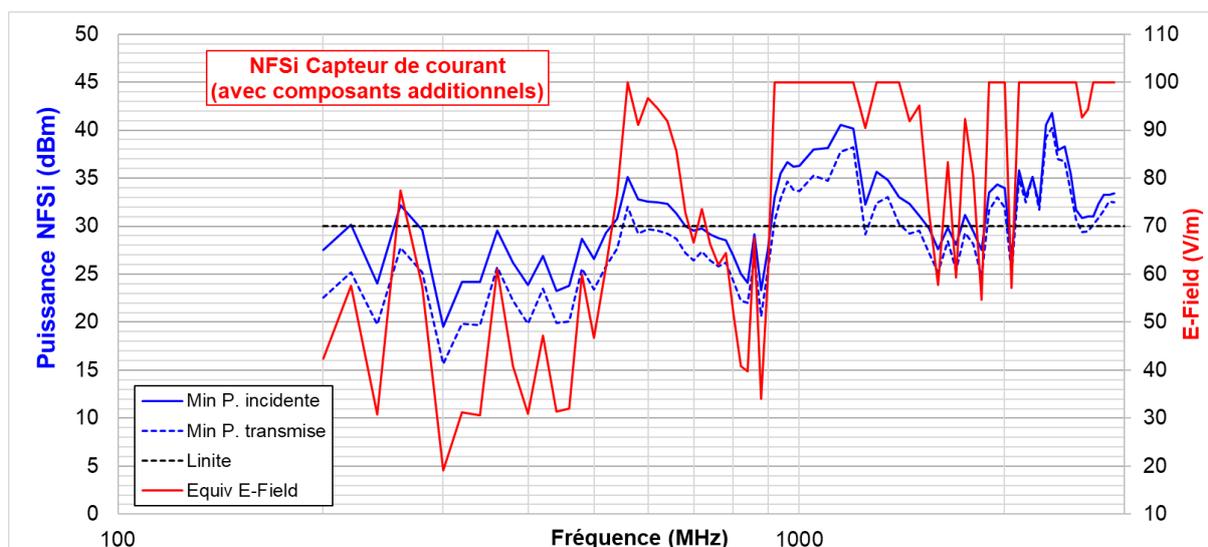


Figure 186 – Calcul du niveau d'immunité en RI à partir des puissance incidente et transmise lors des mesures NFSi sur le capteur de courant avec composants additionnels

Une corrélation « visuelle » est donnée par la Figure 187 pour 3 niveaux de puissance transmise NFSi (30, 33 et 36 dBm) que l'on compare au niveau d'immunité obtenu en RI pour un champ électrique de 100 V/m. La Figure 187 confirme que la tendance de la prédiction d'immunité en RI fournie par une mesure NFSi effectuée à puissance transmise constante suit globalement la mesure en RI. On retrouve notamment la remontée de l'immunité dans la bande 500-700 MHz suivi d'une forte décroissance entre 700 et 900 MHz et de la remontée vers 900 MHz.

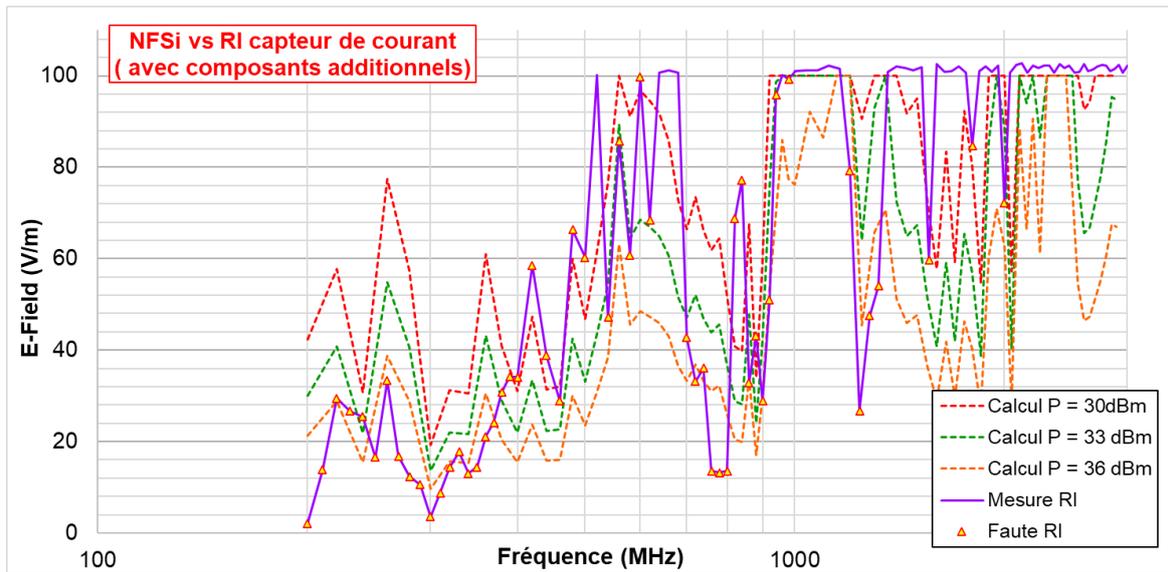


Figure 187 – Comparaison de l'immunité en RI avec la prédiction obtenue en NFSi à puissance transmise constante sur le capteur de courant avec composants additionnels

La Figure 188 montre l'erreur en décibels de la prédiction pour différentes valeurs d'équivalence entre le champ électrique et la puissance transmise en NFSi. On observe sur cette figure une forte surestimation de l'immunité entre 200 et 400 MHz ainsi que, dans une mesure moindre, entre 700 et 800 MHz et entre 1 200 et 1 400 MHz.

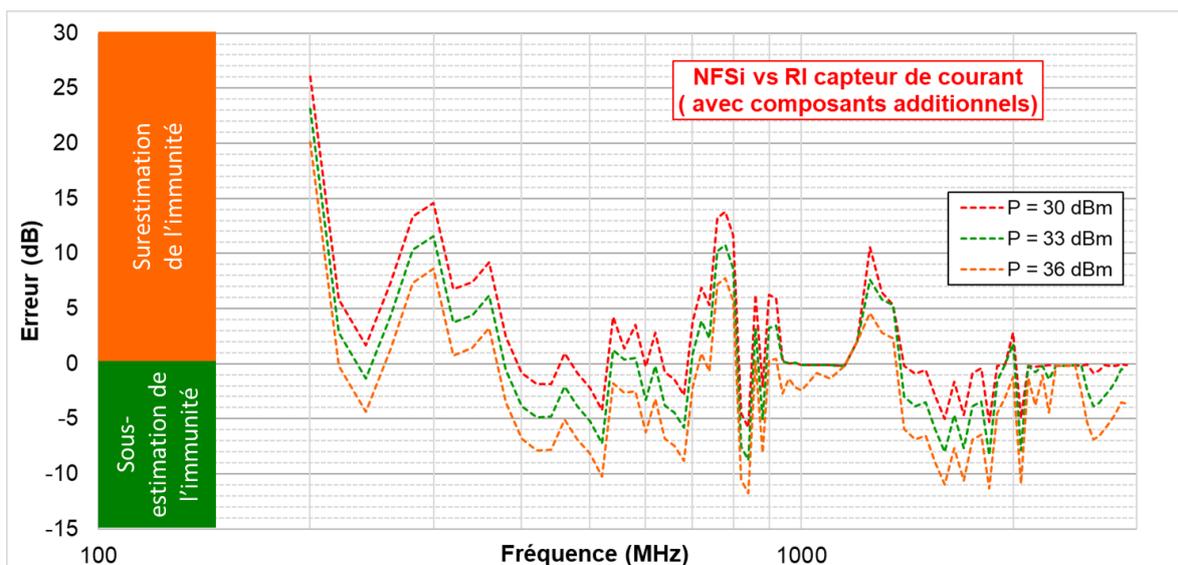


Figure 188 – Erreur de la prédiction d'immunité en RI obtenue en NFSi à puissances transmises constantes sur le capteur de courant avec composants additionnels

De manière expérimentale, cette figure montre qu'une corrélation satisfaisante peut être établie entre un champ électrique de 100 V/m en RI et une puissance NFSi transmise constante de 33 ou 36 dBm.

#### 5.4.3 Conclusion sur la mesure de l'immunité rayonnée en champ proche

La Figure 189 présente la prédiction de l'immunité en champ lointain du capteur de courant avec et sans composants additionnels obtenue à partir des mesures en NFSi à une puissance transmise constante de 30 dBm. On observe une amélioration de l'immunité entre 500 et 900 MHz et une dégradation entre 900 et 1000 MHz ainsi qu'entre 1,4 et 2,1 GHz.

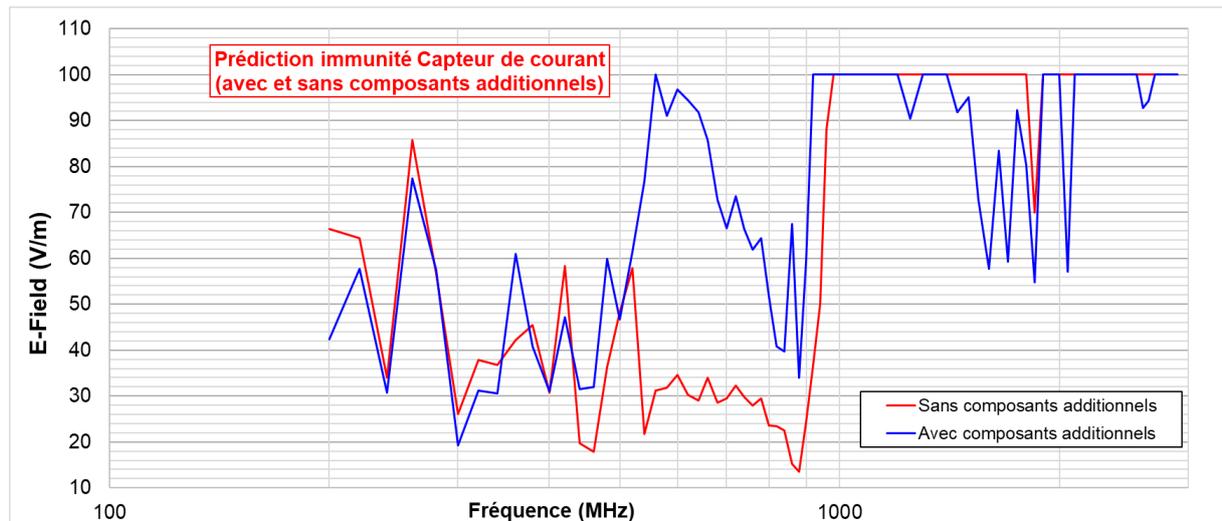


Figure 189 – Prédiction du champ électrique maximal admissible par le capteur de courant avec et sans composants additionnels durant un essai RI

Il est difficile à partir de la Figure 181 et de la Figure 185 de statuer sur le fait que la mesure NFSi prenne correctement en compte les résonances du harnais. On observe clairement sur ces mesures des variations brusques de la puissance transmise maximale admissible sans parvenir à les corrélérer soit aux fréquences de résonance propres du harnais soit à des fréquences de résonance des lignes PCB. Pour tenter de comprendre ce point, on réalise la simulation mixte 3D et SPICE d'une mesure NFSi décrite par la Figure 190.

La sonde d'immunité CPLANE 20x15 est placée sur la POS 6 au niveau de l'entrée de l'alimentation  $V_{CC}$ . Comme la variation d'offset de la tension  $V_{OUT}$  provient de la variation du  $\Delta V$  en entrée de l'AOP, la simulation a pour but de calculer ce  $\Delta V$  en fonction de la fréquence. Le modèle de couplage de la sonde ainsi que le modèle 3D du PCB de CST n'étant satisfaisant que jusqu'à 1 GHz, le calcul a été effectué entre 200 et 1 000 MHz avec une puissance incidente (Port P8) de 30 dBm.

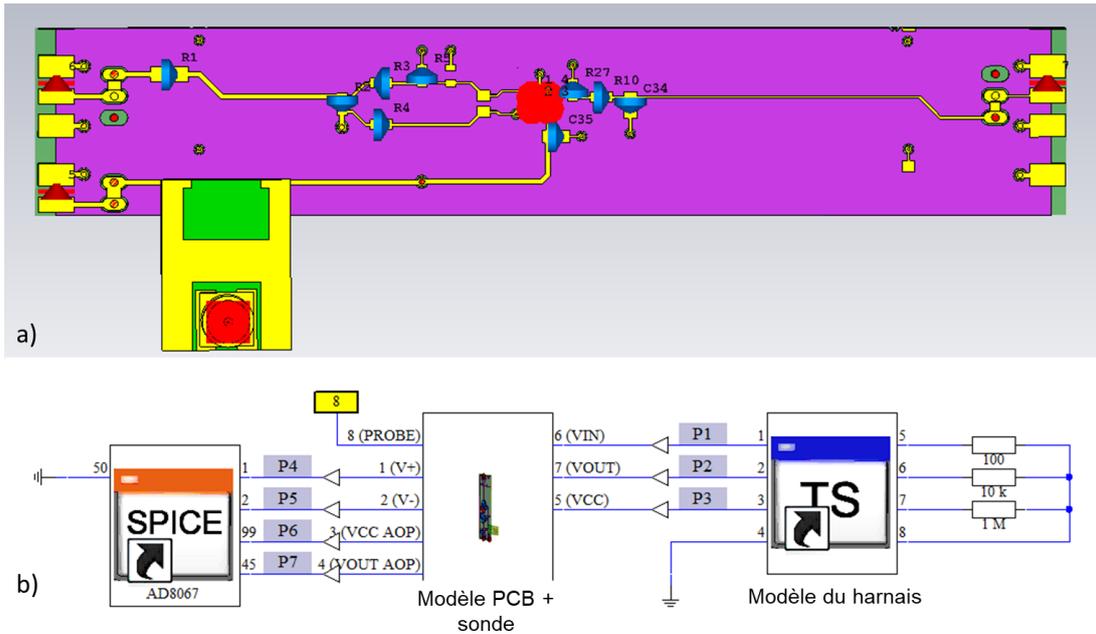


Figure 190 –Modélisation de la mesure NFSi en POS 6 du capteur de courant sans composants additionnels a) modèle 3D du PCB et de la sonde CPLANE 20 x15 b) modèle SPICE pour le calcul des tensions induites en présence du harnais

La Figure 191 compare le  $\Delta V$  en entrée de l'AOp calculé par la simulation avec la mesure de la puissance maximale admissible transmise par la sonde en POS 6.

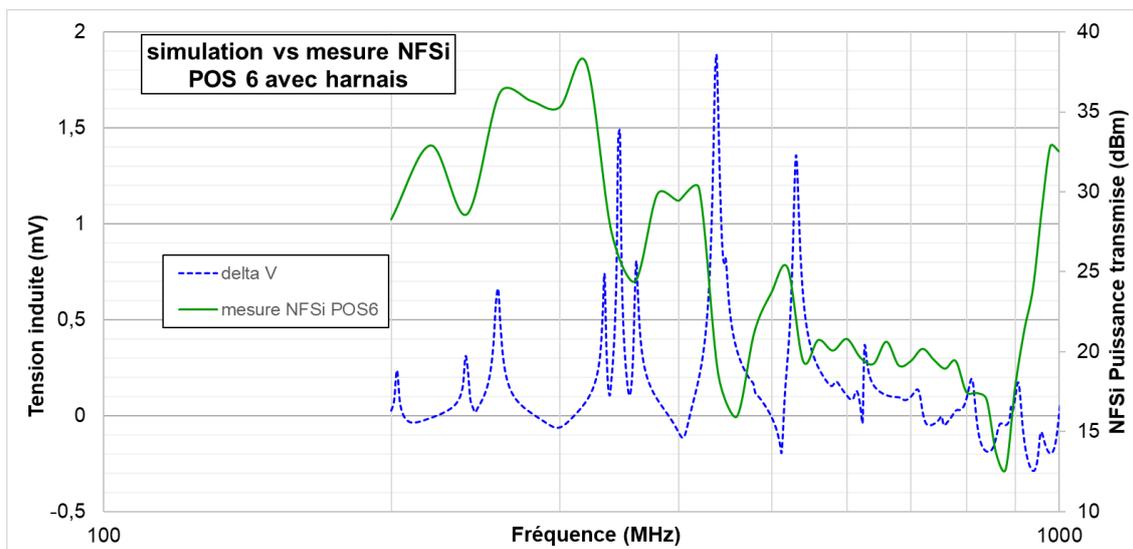


Figure 191 –Comparaison du calcul du  $\Delta V$  aux bornes de l'AOp et de la mesure de la puissance maximale admissible transmise en NFSi sur le capteur de courant sans composants additionnels

Sur la Figure 191, on s'attend à ce que les maxima de  $\Delta V$  en entrée d'AOp correspondent aux minimas de puissance NFSi transmise admissible et que les minimas de  $\Delta V$  correspondent à des maximas de puissance NFSi transmise admissible. C'est une tendance correctement observée entre 200 et 500 MHz notamment vers 350 MHz mais pas au-delà de 500 MHz. En effet, entre 500 et 900 MHz la puissance NFSi transmise admissible est faible, signe d'une susceptibilité élevée que l'on ne retrouve pas sur le calcul du  $\Delta V$ . L'effet de lissage de la mesure NFSi s'explique en partie par la

différence de points de mesure (102 pts) et de calcul (2001 pts). Mais l'explication la plus probable, au regard des résultats du chapitre précédent, est que la mesure NFSi reproduise mal les résonances du harnais.

## 5.5 Conclusion

Les mesures en champ proche effectuées à puissance transmise constante permettent de donner une tendance satisfaisante de l'immunité du capteur de courant en champ lointain. Les bandes de fréquences dans lesquelles le capteur est sensible sont correctement identifiées avec toutefois un écart significatif de niveau notable pour les fréquences < 400 MHz.

La Figure 192 présente la mesure et la prédiction de l'apport des composants additionnels en termes d'amélioration ou de dégradation de l'immunité du capteur de courant. Les prédictions obtenues en NFSi à différentes puissances transmises constantes sont comparées au résultat de la mesure en RI. L'amélioration de l'immunité dans la bande de fréquences 500-900 MHz est prédite de manière satisfaisante. Par contre, les dégradations de l'immunité observées en RI entre 300 et 400 MHz, autour de 800 MHz et entre 1 200 et 1 350 MHz et l'amélioration de l'immunité observée entre 1 600 et 1 750 MHz sont médiocrement prédites voire même contredites par la prédiction. Comme pour le cas test du chapitre 4, on peut émettre l'hypothèse que ces écarts viennent du fait que la mesure NFSi ne semble pas prendre en compte les résonances du harnais ou que la mesure NFSi soit faussée par le fait de prendre le pire cas de mesure sur uniquement 2 positions de sonde pour  $V_{CC}$  et  $V_{OUT}$ .

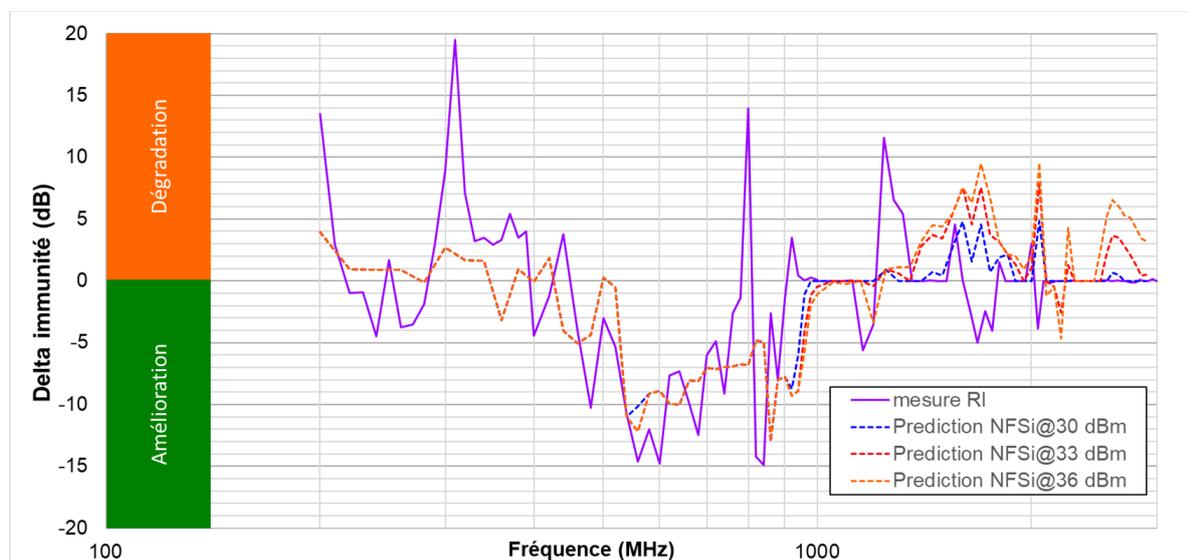


Figure 192 – Comparaison de la mesure de l'apport des composants additionnels en RI par rapport aux prédictions d'immunité obtenues en NFSi à différentes puissances transmises constantes

En première approche, la prédiction est suffisamment correcte pour prédire le niveau d'immunité du capteur avec les composants additionnels sans même l'utilisation de la mesure RI effectuée sans ces composants. On verra au chapitre suivant s'il est possible d'améliorer cette prédiction.

Toutefois, il est important de rappeler que tous les calculs ont été effectués en prenant le pire cas de toutes les positions de sonde en excluant les positions proches de l'AOp. L'analyse des résultats

semble montrer que seules les positions de sonde au plus proche des connecteurs d'où arrivent et partent les signaux doivent être considérées soit dans notre cas les POS 1, 5 et 6. La Figure 193 montre que la sensibilité du capteur sans composants additionnels provient de la ligne  $V_{OUT}$  pour les fréquences  $F < 400$  MHz et de la ligne  $V_{CC}$  pour toutes les autres fréquences à l'exception de bande autour de 2 GHz et  $F > 2,7$  GHz où elle provient de l'entrée  $V_{IN}$ .

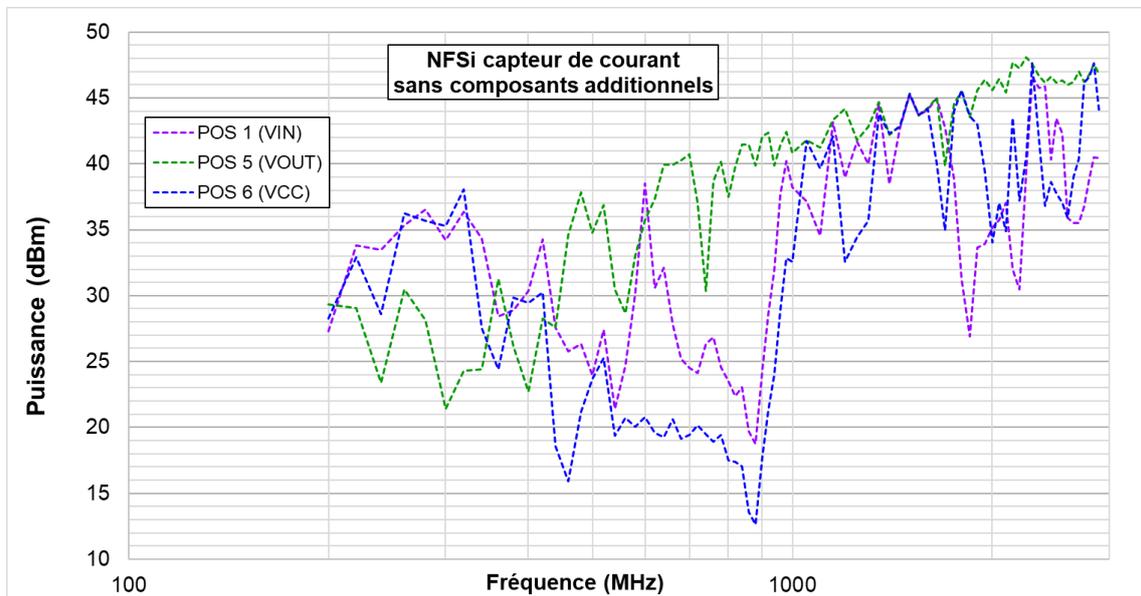


Figure 193 – Mesures NFSi sur capteur de courant sans composants additionnels avec la sonde en POS1, POS 5 et POS 6

La Figure 194 montre que la sensibilité du capteur avec composants additionnels provient de la ligne  $V_{OUT}$  pour les fréquences  $F < 400$  MHz et de la ligne  $V_{CC}$  pour toutes les autres fréquences à l'exception de bande autour de 500 MHz, 1 GHz et 2 GHz où elle provient de l'entrée  $V_{IN}$ .

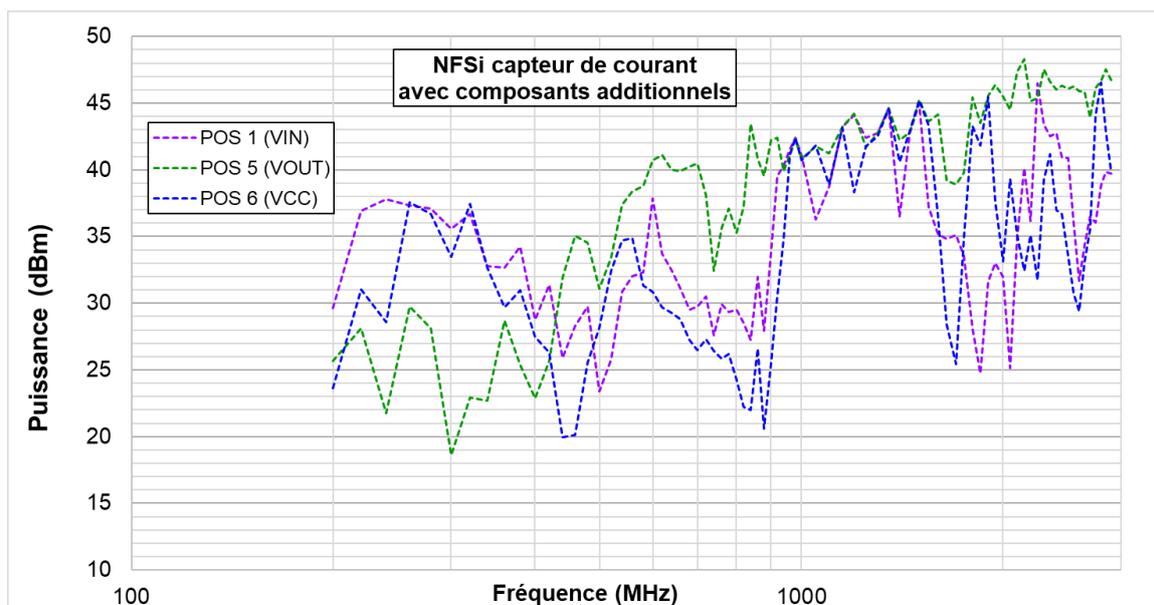


Figure 194 – Mesures NFSi sur capteur de courant avec composants additionnels avec la sonde en POS1, POS 5 et POS 6

Les écarts entre la prédiction issue des mesures NFSi et la mesure RI peut également s'expliquer par le fait que, contrairement à la RI, la mesure NFSi s'effectue localement et qu'en conséquence l'agression RF ne s'effectue pas simultanément sur les lignes  $V_{IN}$ ,  $V_{OUT}$  et  $V_{CC}$ . Ce point est très important à noter car en RI les agressions peuvent s'annuler. Par exemple, l'agression sur la ligne  $V_{CC}$  peut engendrer sur une bande de fréquences une déviation d'offset positive tandis que, sur la même bande de fréquences, l'agression sur la ligne  $V_{IN}$  peut engendrer une déviation d'offset négative. L'information du sens de déviation d'offset doit donc être exploitée dans les données de mesure en NFSi pour corriger la prédiction.

## 6 Proposition d'une méthodologie d'investigation pour l'évaluation des non-conformités CEM en immunité rayonnée des cartes électroniques

### 6.1 Introduction

Nous avons vu aux chapitres 4 et 5 que la méthode de mesure en NFSi permettait de reproduire au niveau d'un PCB avec une puissance inférieure à 10 W les défauts provoqués en RI par un champ électrique de 100 V/m au niveau d'un équipement. Au chapitre 5.4 plus particulièrement, nous avons vu que la méthode NFSi donnait une tendance correcte de la prédiction de l'immunité en RI d'un capteur de courant. Mais dans les cas étudiés nous avons également observé que la méthode NFSi ne reproduisait pas les phénomènes de résonance du faisceau électrique tels que mesurés en RI. Nous allons voir dans ce chapitre comment il serait possible de corriger par post traitement la mesure NFSi pour y faire apparaître les résonances du faisceau.

Par ailleurs, l'étude du cas industriel a démontré que la méthode NFSi apportait, au-delà d'une prédiction raisonnable de l'immunité en champ lointain, une localisation spatiale des zones sensibles en raison de la concentration d'un champ magnétique tangentiel sous la sonde CPLANE beaucoup plus élevé que celui produit par une antenne placée à 1 mètre de l'équipement. Si cette fonctionnalité apporte un avantage au niveau de la robustesse du design d'une carte électronique, elle met clairement en évidence des problèmes qui ne sont pas vus durant un essai normatif en RI. Or beaucoup d'industries sont confrontées à un problème de compétitivité économique et les décideurs économiques prônent dans les bureaux d'étude le *design to cost* que l'on peut traduire par la conception au coût optimal voire au moindre coût. Alors que l'industrie d'équipements grand public (téléphonie, ordinateurs personnels, tablettes et écrans,...) connaît des cycles de développement et de production de 2 à 5 ans avec des obligations réduites en termes de « réparabilité » ou de remplacement, l'industrie automobile connaît, depuis les années 1980 et le début de l'électrification des fonctions mécaniques et hydrauliques, des cycles de développement courts (inférieurs à 3 ans) et des cycles de production longs (supérieurs à 15 ans) en raison de l'obligation de fournir un équipement 10 ans après la fin de la vie commerciale d'un véhicule. On retrouve ces mêmes contraintes, 10 ans plus tard avec l'électrification des commandes de vol, dans l'industrie aéronautique avec des cycles de développement inférieurs à 6 ans et des cycles de production supérieurs à 25 ans.

La méthode NFSi doit donc apporter une aide à la conception supplémentaire en étant capable d'identifier les risques potentiels liés notamment aux reprises de conception dues principalement à l'obsolescence des composants ou à la validation de seconde source d'approvisionnement qui est un sujet majeur dans la crise actuelle de l'industrie automobile. La forte baisse des volumes de vente du marché automobile en 2020 pèse dramatiquement aujourd'hui sur cette industrie qui peine à se fournir de composants auprès des fournisseurs mondiaux qui privilégient la forte rentabilité du marché de la

téléphonie mobile notamment. Enfin vous verrons comment la méthode d'investigation bâtie autour des cas de reprise de conception peut être applicable aux nouvelles conceptions en utilisant les outils de simulation numérique.

## 6.2 Méthodologie d'investigation applicable aux cas de reprise de conception

Les cas de reprise de conception d'une carte électronique en cours de développement ou dans la vie série d'un équipement sont présents dans l'industrie électronique :

- Durant la phase de validation de conception (*Design Validation*) durant lesquels sont passés tous les essais mécaniques et thermiques ainsi que tous les essais CEM en émission et immunité aux Radio Fréquences comme aux transitoires électriques rapides (*Electrical Fast Transient* IEC 61000-4-4). Un échec durant un essai de validation nécessite un changement localisé du routage du PCB et/ou dans la liste des composants assemblés. Les reprises de conception après un échec en phase de validation représentent en moyenne 15 à 20 % des cas.
- Durant la vie série d'un équipement à la suite d'un changement de composant dû à de l'obsolescence, l'arrêt de fabrication, la qualification d'une deuxième source d'approvisionnement ou des cas de force majeure comme ceux entraînés par la catastrophe de Fukushima en 2011 ou les inondations en Asie du sud-est en 2017. Dans ces cas nombreux et variés, les équipementiers doivent reconcevoir et requalifier leurs équipements dans des délais très courts. Ces phases représentent environ un tiers de la charge d'un laboratoire de qualification d'un équipementier automobile

Les modifications de conception sont relativement mineures et localisées. Dans la plupart des cas, il s'agit d'une reprise de routage localisée de certains signaux sensibles, de l'ajout de condensateur de filtrage ou de composant de protection aux décharges électrostatiques, du blindage de signaux bruyants et/ou du remplacement d'un composant par un composant broche à broche compatible. Le faisceau électrique et la boîte de charge sont rarement concernés car il s'agirait de modifications touchant le véhicule lui-même.

### 6.2.1 Linéarité du système

Le système complet de mesure NFSi constitué par la sonde d'immunité, le démonstrateur DEMO#1 équipé de ses charges, le harnais électrique terminé par sa boîte de charges peut être considéré comme un quadripôle illustré par la Figure 195 entièrement caractérisé par ses paramètres S car le système ne comprend pas de composant non-linéaire (diodes ou transistor). On dispose donc en entrée de ce quadripôle d'une génération de puissance HF constituée d'un générateur de signal et d'un amplificateur RF d'impédance de sortie de 50  $\Omega$  et en sortie du quadripôle d'un capteur de puissance sur 50  $\Omega$ . De manière plus générale, l'hypothèse de linéarité d'un système électronique comprenant des composants actifs est généralement prise dans la littérature comme dans (Egot S, et al., 2012) et est valide tant que l'agression RF reste de faible niveau c'est-à-dire ne déclenchant pas, par exemple, les systèmes de protection ESD des circuits intégrés.

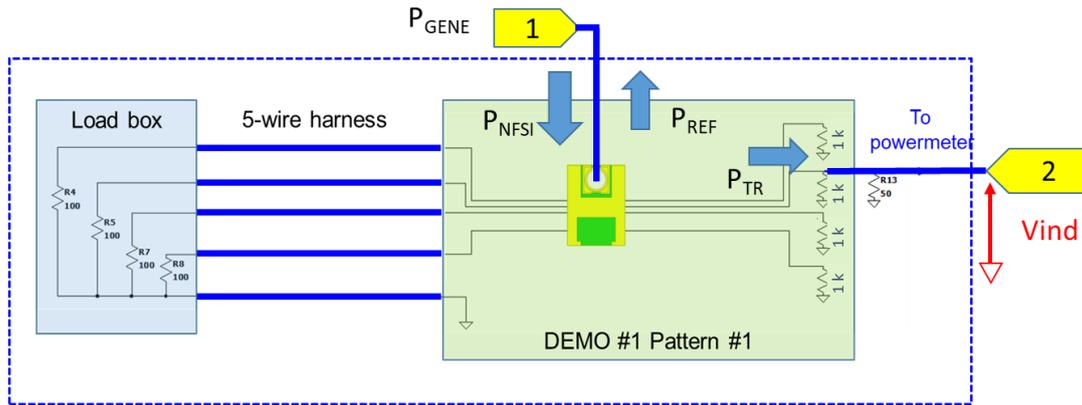


Figure 195 –Modélisation du système d'injection et du démonstrateur avec ses charges en quadripôle

La mesure de la tension induite  $V_{IND}$  s'effectue sur une charge de  $50 \Omega$ . Un coupleur HF permet de mesurer la puissance incidente  $P_{NFSI}$  sur la sonde. On obtient l'équation :

$$V_{ind} = \sqrt{P_{NFSI}} * \sqrt{50} * mag S_{21} \quad (eq VI - 1)$$

En conséquence, si l'on effectue une mesure NFSi avec  $P_{NFSI} = 1 \text{ W}$ , on obtient :

$$mag S_{21} = V_{ind} / \sqrt{50} \quad (eq VI - 2)$$

### 6.2.2 Cas d'un changement de routage

Dans tous les cas de reprise de conception, l'ingénieur d'études dispose des résultats complets d'un essai en RI passés sur une version A de l'équipement comme illustré par la Figure 196. Cet exemple est extrait du cas test #1 vu au chapitre 4.3.2. La « fonction », ici simplement représentée par une impédance de  $1 \text{ k}\Omega$ , a été routée par la ligne T2 qui est une piste fortement couplée car entourée de 2 lignes très proches sur une distance de  $75 \text{ mm}$  environ. On considère que le critère de défaillance de la fonction est une tension supérieure ou égale à  $7 \text{ mV}$  induite durant l'essai. Le concepteur considère que le niveau de défaillance de la version A n'est pas acceptable et nécessite un nouveau routage.

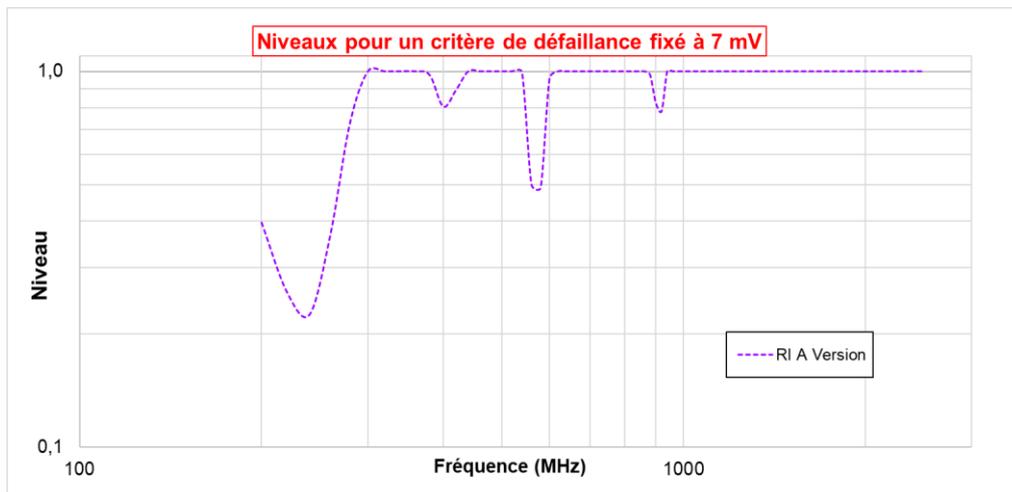


Figure 196 –Résultat d'un essai en RI réalisé sur la version A d'un équipement

La version B de la carte électronique consiste à router la même « fonction » représentée par une charge de 1 kΩ avec la ligne T4 qui est moins fortement couplée aux autres lignes car isolée. La méthode d'investigation consiste à réaliser une mesure NFSi à puissance constante sur chacune des versions. Par rapport aux mesures effectuées au chapitre 4.4.1, celles-ci ont été réalisées avec un nombre réduit de positions de sonde comme illustré par la Figure 197. La réduction du nombre de points est possible car le fait de prendre les valeurs de tension induite maximale tend à lisser les mesures en supprimant les fréquences d'antirésonance liées à la position de la sonde. La sonde a été placée au milieu des lignes (Y= -1) à une hauteur de 3 mm pour couvrir une large surface. Pour compenser l'augmentation de la hauteur de sonde, les mesures NFSi ont été effectuées à puissance générateur constante de 10 dBm au lieu de 0 dBm.

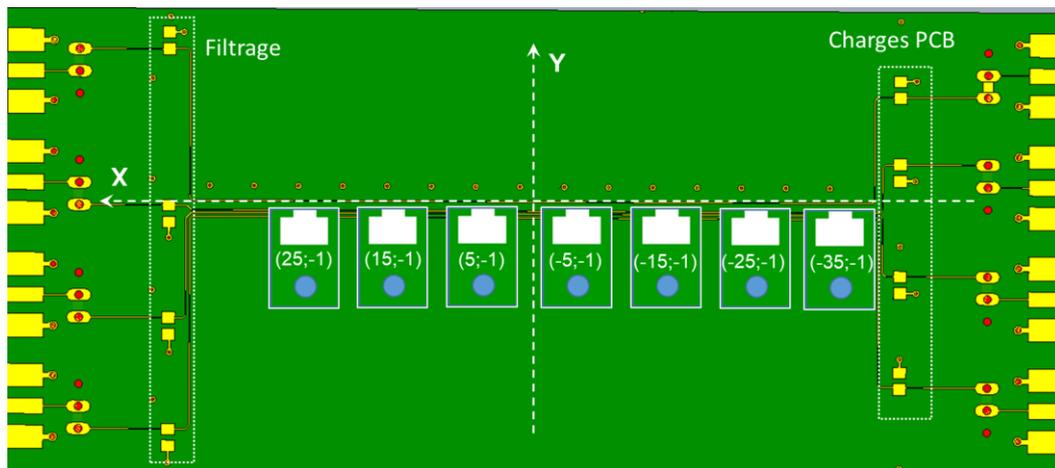


Figure 197 – Positions de sonde utilisées pour les nouvelles mesures NFSi

La formule (eq VI-2) permet de déduire de ces mesures les coefficients de transmission  $S_{21}$  pour chacune des versions. Si la mesure a été effectuée à une puissance  $P_{NFSi(B)}$  différente de 1 W, on obtient pour la version B :

$$\text{mag } S_{21}(B) = V_{ind}(B) / \sqrt{P_{NFSi}(B) * 50} \quad (\text{eq VI} - 3)$$

L'objectif étant de reproduire sur la version B les effets du champ électrique de l'essai RI appliqué à la version A, on détermine ensuite par simple calcul le niveau de puissance NFSi nécessaire pour atteindre sur la version A le niveau d'immunité observé sur la mesure RI vue à la Figure 196. Comme on applique l'équation (eq VI-1) sur la même version d'équipement ( $S_{21}$  identique), la tension induite est proportionnelle à la racine carrée de la puissance générateur NFSi. Cette relation a été démontrée lors du calibrage de la sonde vu au chapitre 3.4.3.4. La nouvelle puissance NFSi vaut en Watt la puissance constante utilisée en NFSi (10 mW dans notre cas) multipliée par le carré du ratio de la tension induite en RI par celle induite en NFSi.

$$\text{Puissance NFSi (RI)} = \left( \frac{\text{Tension induite RI (A)}}{\text{Tension induite NFSi (A)}} \right)^2 * \text{Puissance NFSi (A)} \quad (\text{eq VI} - 4)$$

La Figure 198a montre la comparaison des tensions induites par la mesure NFSi@10 dBm et celles induites en RI@1 V/m et la Figure 198b la puissance générateur NFSi théorique à appliquer sur la version A de la carte électronique pour atteindre le niveau d'immunité observé en RI.

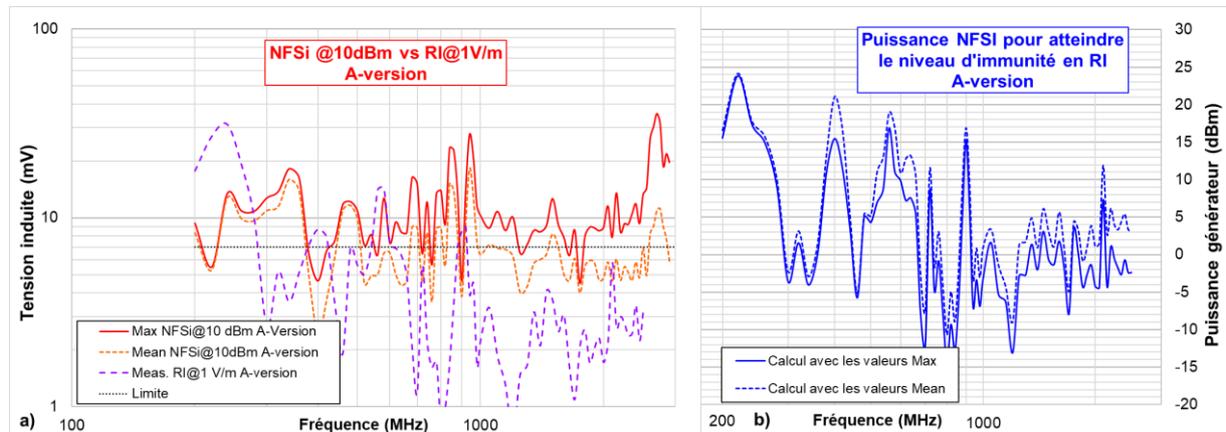


Figure 198 – a) Comparaison des tensions induites en NFSi à 10 dBm et en RI à 1 V/m sur la version A d'un équipement b) Puissance générateur NFSi théorique pour atteindre le niveau des tensions induites durant la mesure RI à 1 V/m sur la version A d'un équipement

L'application de la puissance NFSi calculée sur la version A de l'équipement revient à faire coïncider les tensions induites par la RI@1 V/m et la NFSi comme illustré sur la Figure 199a. Bien qu'il s'agisse d'un calcul théorique, on peut considérer que, si la mesure était effective, on en limiterait sa puissance pour respecter une règle pratique. Dans le cas illustré par Figure 199b, on s'est fixé une limite à 10 dBm en NFSi pour reproduire les effets d'un champ électrique de 1 V/m.

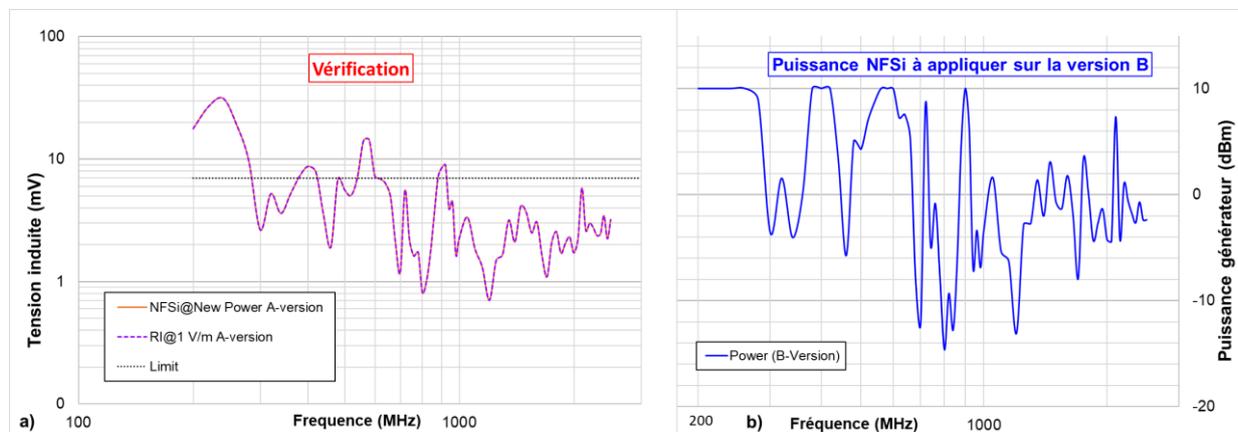


Figure 199 –a) comparaison tension induite par RI@1 V/m et par NFSi@P<sub>NFSi</sub>(RI) pour la version A b) Puissance générateur NFSi théorique à appliquer sur la version B d'un équipement pour la prédiction de son niveau d'immunité en RI à 1 V/m

Il est possible de recalculer la nouvelle tension induite sur la version B avec l'équation (eq VI-1) :

$$New V_{ind}(B) = \sqrt{P_{NFSi}(RI)} * \sqrt{50} * mag S_{21}(B) \quad (eq VI - 5)$$

La magnitude du S<sub>21</sub> de la version B étant donnée par l'équation (eq VI-3) on en déduit :

$$New V_{ind}(B) = \sqrt{P_{NFSi}(RI)} * V_{ind}(B) \quad (eq VI - 6)$$

Où V<sub>ind</sub>(B) a été obtenue avec une puissance P<sub>NFSi</sub> de 1 W

La mesure RI ayant été effectuée au chapitre 4.3.2, la Figure 200a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B en RI@1 V/m avec celle calculée par la mesure NFSi en appliquant la méthode. La Figure 200b montre la comparaison de la prédiction d'immunité obtenue par la méthode avec le niveau d'immunité mesuré en RI sur la version B.

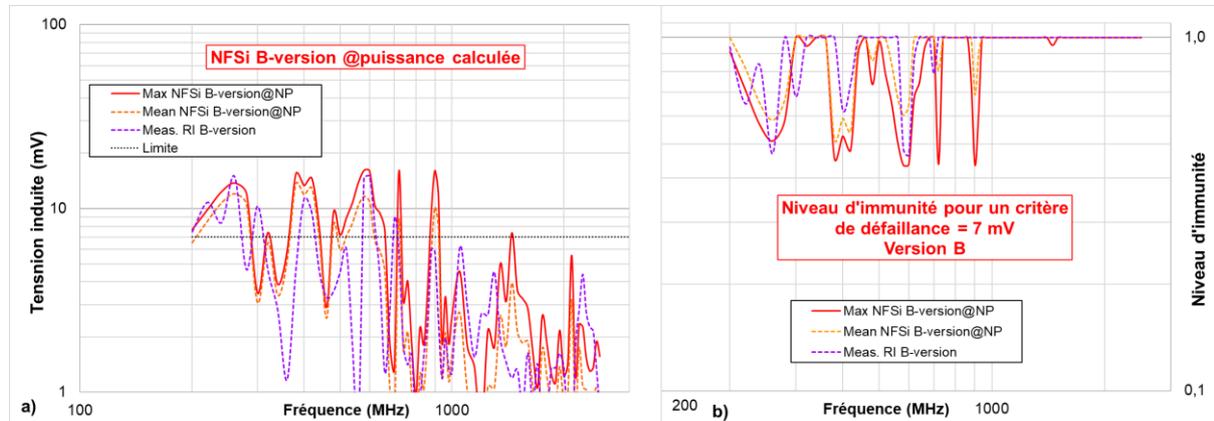


Figure 200 –Cas test # 1 a) Comparaison mesure RI vs mesure NFSi à puissance calculée par la méthode b) Comparaison mesure vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m

Il est intéressant de comparer ces résultats à ceux que l'on aurait obtenus sans appliquer la méthodologie. La Figure 201a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B en RI@1 V/m et en NFSi à la puissance générateur calibrée sur 7 mV (cf 3.4.3.4). La Figure 201b montre la comparaison du niveau d'immunité mesuré en RI sur la version B à celui obtenu à partir de la mesure NFSi à puissance calibrée.

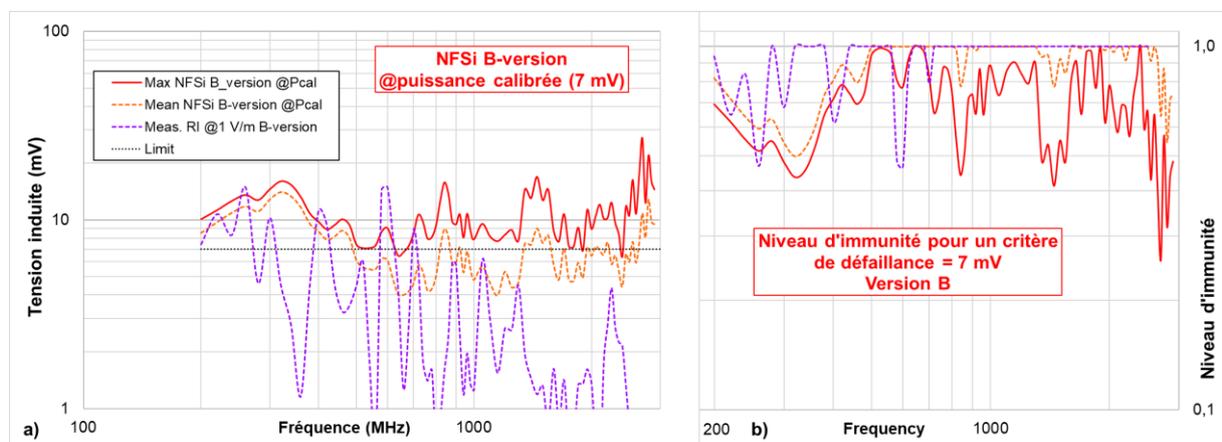


Figure 201 –Cas test #1 a) Comparaison mesure RI vs mesure NFSi à puissance calibrée b) Comparaison mesure vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m

On peut établir des facteurs de mérite pour évaluer la performance de la prédiction de l'immunité fournie par la mesure NFSi. Le premier est établi sur le pourcentage de détection correcte de la défaillance : une détection est correcte lorsque les mesures RI et NFSi conduisent à un niveau d'immunité égale à 1 (PASS) ou inférieure à 1 (FAIL). Le second est établi sur le pourcentage de non-détection de la défaillance : une non-détection est déclarée lorsque la mesure RI conduit à un niveau d'immunité inférieure à 1 (FAIL) et la mesure NFSi conduit à un niveau d'immunité égale à 1 (PASS).

Enfin, le dernier est établi sur le pourcentage de fausse détection de la défaillance : une fausse détection est déclarée lorsque la mesure RI conduit à un niveau d'immunité égale à 1 (FAIL) et la mesure NFSi conduit à un niveau d'immunité inférieure à 1 (PASS). Ces facteurs de mérite ont été établis par fréquence dans la bande 200 MHz-2,5 GHz et dans la bande 200 MHz-1 GHz. Ils peuvent être établis soit en prenant la valeur maximale soit la valeur moyenne des tensions induites obtenues en NFSi sur chaque position de sonde. Le nombre d'échantillons étant limité à 41 entre 200 MHz et 1 GHz et à 71 sur toute la bande de fréquences, ces valeurs sont indicatives et données à titre de comparaison.

La Figure 202 montre la comparaison des facteurs de mérite de la prédiction d'immunité à partir de mesures NFSi (valeur maximale des tensions induites) en appliquant ou non la méthodologie. La méthode améliore tous les facteurs de mérite par rapport à une mesure NFSi appliquée à puissance calibrée.

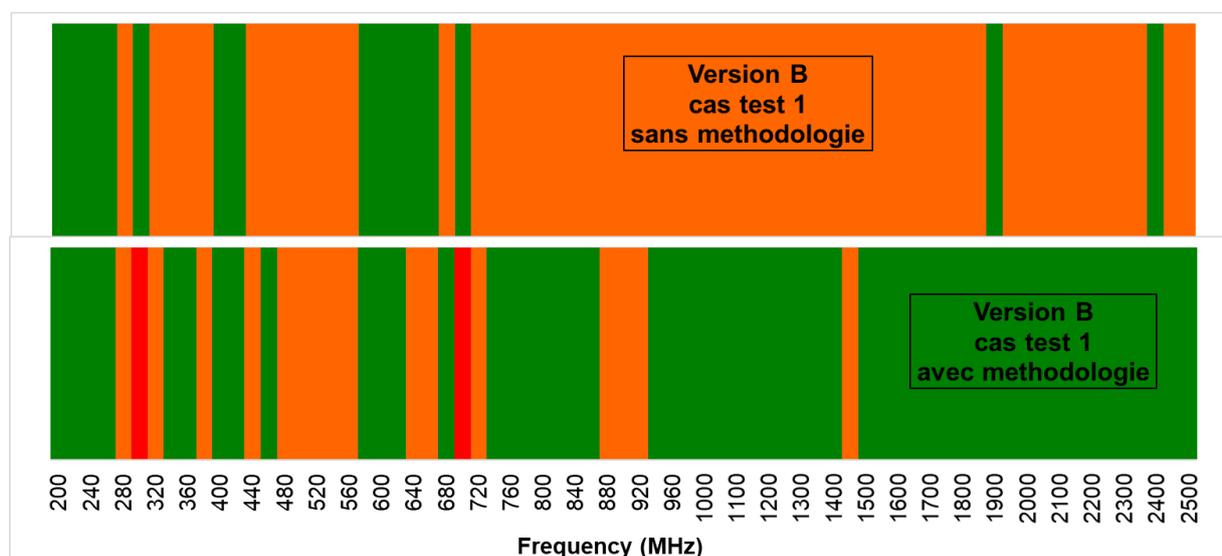


Figure 202 – Changement de routage cas test #1 : comparaison des facteurs de mérite de la prédiction d'immunité à partir de mesures NFSi en utilisant ou non la méthodologie

La Table 6-1 résume tous les facteurs de mérite calculés. Le meilleur choix consiste en un taux de détection correcte élevé et un taux de non-détection faible.

Table 6-1: Facteurs de mérite de la prédiction du niveau d'immunité RI en utilisant la valeur moyenne ou la valeur maximale des tensions induites en NFSi (cas test#1)

Facteurs de mérite	Valeur maximale NFSi		Valeur moyenne NFSi	
	Sans meth.	Avec meth.	Sans meth.	Avec meth.
Détection correcte (200 MHz – 2,5 GHz)	21,1 %	74,6 %	64,8 %	81,7 %
Non détection (200 MHz – 2,5 GHz)	0 %	2,8 %	5,6 %	5,6 %
Détection indue (200 MHz – 2,5 GHz)	78,9 %	22,5 %	29,6 %	12,7 %
Détection correcte (200 MHz – 1 GHz)	31,7 %	58,5 %	61 %	68,3 %
Non détection (200 MHz – 1 GHz)	0 %	4,9 %	9,8 %	9,8 %
Détection indue (200 MHz – 1 GHz)	68,3 %	36,6 %	29,3 %	22 %

La méthode a été également appliquée au cas test #2 décrit au chapitre 4.3.3 toujours dans le cas d'un changement de routage entre la version A et la version B. Dans ce cas, la puissance NFSi calculée à appliquer sur la version B a été limitée à 5 dBm. La Figure 203a montre la comparaison de la tension induite obtenue sur la version B en RI@1 V/m avec celle obtenue par la méthode. La Figure 203b montre la comparaison de la prédiction d'immunité calculé par la méthode avec le niveau d'immunité mesurée en RI sur la version B.

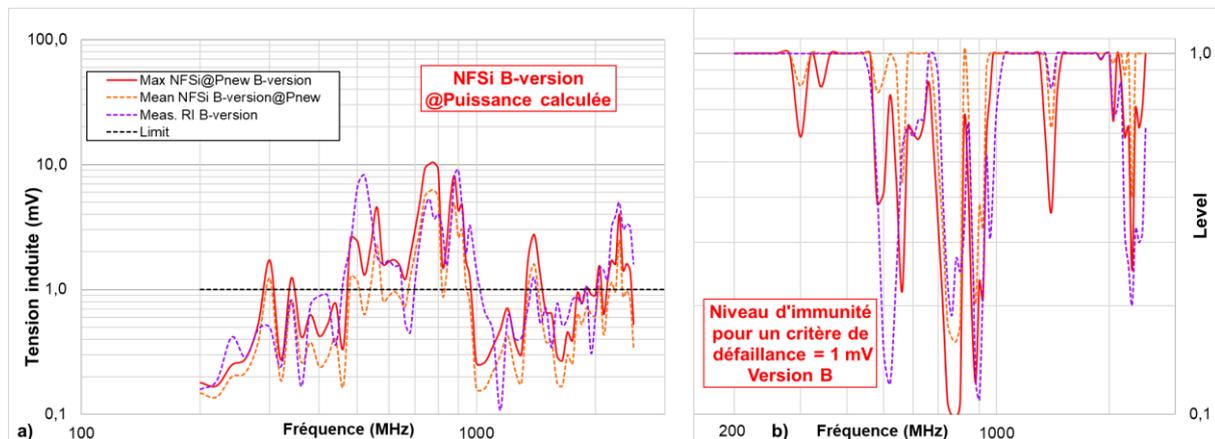


Figure 203 – Cas test #2 a) Comparaison mesure RI vs mesure NFSi à puissance calculée par la méthode b) Comparaison mesure vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m

De même que pour le cas test précédent, on peut comparer ces résultats à ceux que l'on aurait obtenus sans appliquer la méthodologie. La Figure 204a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B en RI et en NFSi utilisant la puissance générateur calibrée sur 1 mV (cf 3.4.3.4). La Figure 204b montre la comparaison du niveau d'immunité mesuré en RI sur la version B à celui obtenu à partir de la mesure NFSi à puissance calibrée.

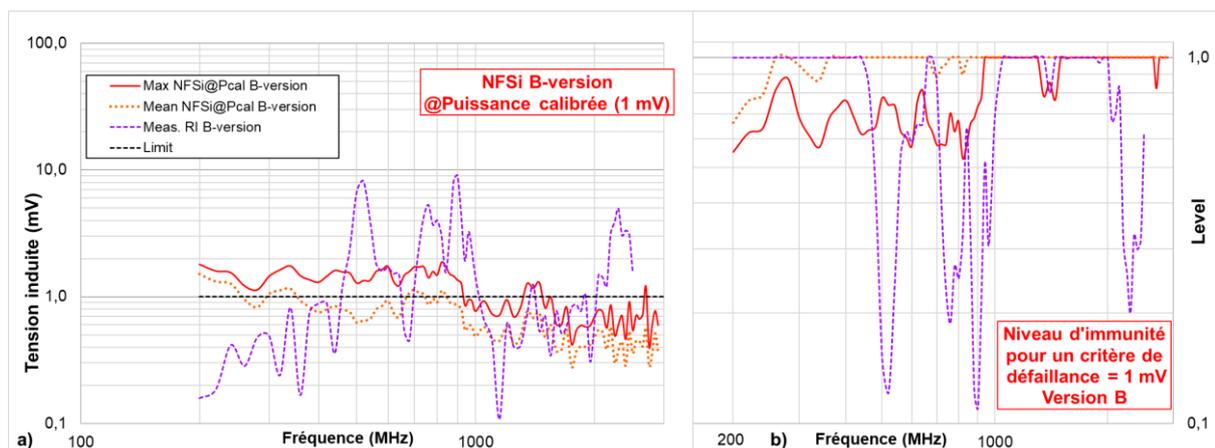


Figure 204 – Cas test #2 version B a) Comparaison mesure RI vs mesure NFSi à puissance calibrée b) Comparaison mesure vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m

La Figure 205 montre la comparaison des facteurs de mérite de la prédiction d'immunité à partir de mesures NFSi (valeur maximale des tensions induites) en appliquant ou non la méthodologie. La méthode améliore tous les facteurs de mérite par rapport à une mesure NFSi appliquée à puissance calibrée.

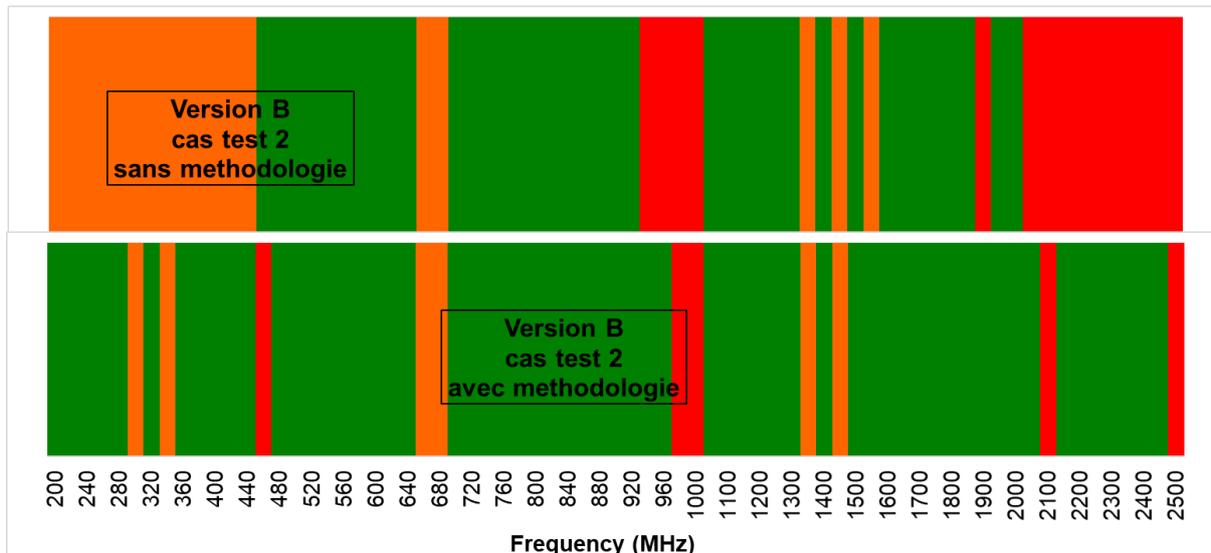


Figure 205 – Changement de routage cas test #2 : comparaison des facteurs de mérite de la prédiction d’immunité à partir de mesures NFSi en utilisant ou non la méthodologie

La Table 6-II résume les facteurs de mérite calculés pour le cas test #2 en utilisant la valeur maximale ou la valeur moyenne des tensions induites en NFSi.

Table 6-II: Facteurs de mérite de la prédiction du niveau d’immunité RI en utilisant la valeur moyenne ou la valeur maximale des tensions induites en NFSi (cas test#2)

Facteurs de mérite	Valeur maximale NFSi		Valeur moyenne NFSi	
	Sans méth.	Avec méth.	Sans méth.	Avec méth.
Détection correcte (200MHz – 2,5 GHz)	53,5	84,5	53,7	70,4
Non détection (200 MHz – 2,5 GHz)	21,1	7	9,8	25,4
Détection indue (200MHz – 2,5 GHz)	25,4	8,5	36,6	4,2
Détection correcte (200MHz – 1 GHz)	43,7	82,9	31,7	70,7
Non détection (200 MHz – 1 GHz)	46,5	7,3	51,2	24,4
Détection indue (200MHz – 1 GHz)	9,9	9,8	17,1	4,9

Une nouvelle fois, la méthode proposée présente de meilleurs facteurs de mérite qu’une mesure NFSi effectuée à puissance calibrée.

Par rapport à une prédiction effectuée à partir d’une mesure effectuée à puissance calibrée, la prédiction issue de la méthodologie corrèle avec la mesure en prenant en compte de manière satisfaisante les résonances du harnais.

### 6.2.3 Cas de l’ajout d’un composant

On va maintenant éprouver la méthode sur l’ajout d’un composant de filtrage en entrée de PCB. La version A du PCB sera donc celle où la fonction est représentée par une charge de 1 kΩ et routée sur la ligne T2 (cas test #1) tandis que la version B(T2) sera celle où la fonction est représentée par une charge de 10 kΩ et routée sur la ligne T2 en entrée de laquelle un condensateur de filtrage de 10 nF est placé (cas test #2).

La Figure 206 rappelle les 3 cas test étudiés au chapitre 4.

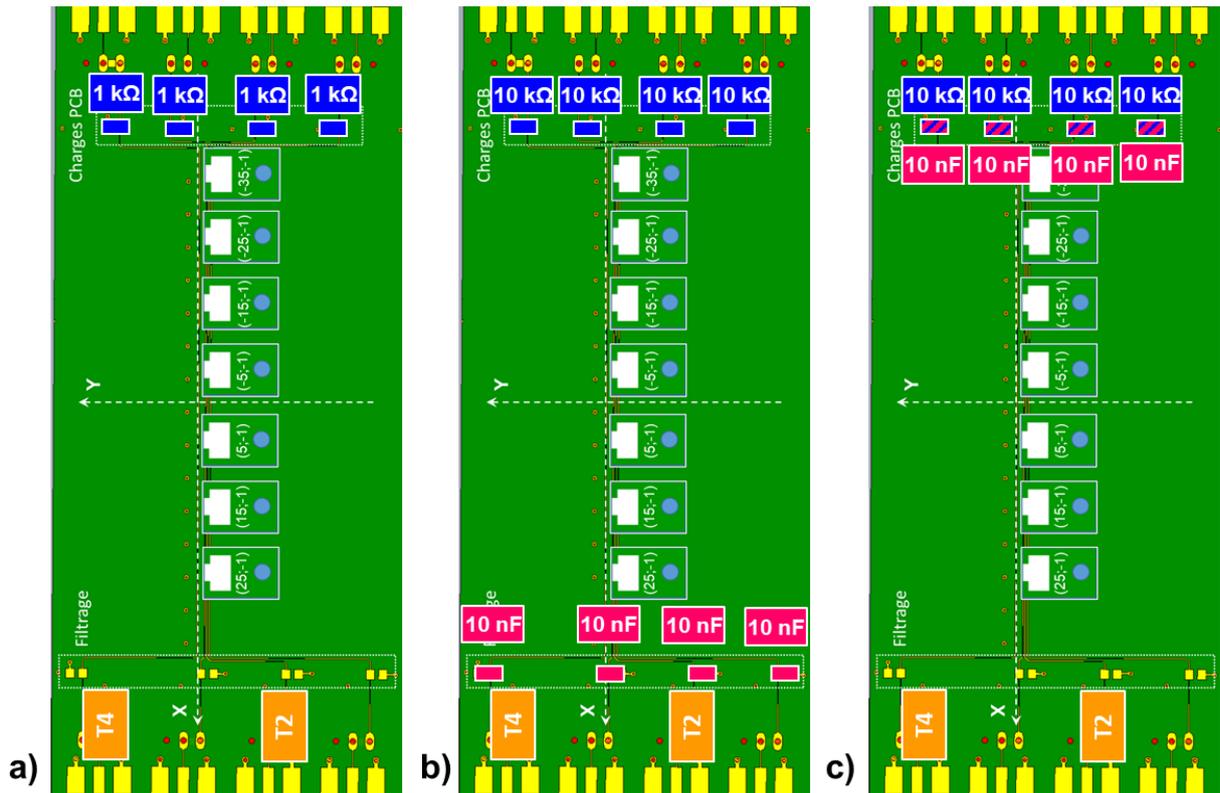


Figure 206 – Rappel des cas test a) cas test #1 b) cas test #2 c) cas test #3

La Figure 207a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B(T2) en RI avec celle calculée par la méthode tandis que la Figure 207b montre la comparaison du niveau d'immunité en RI obtenu par la mesure et la prédiction fournie par la méthode.

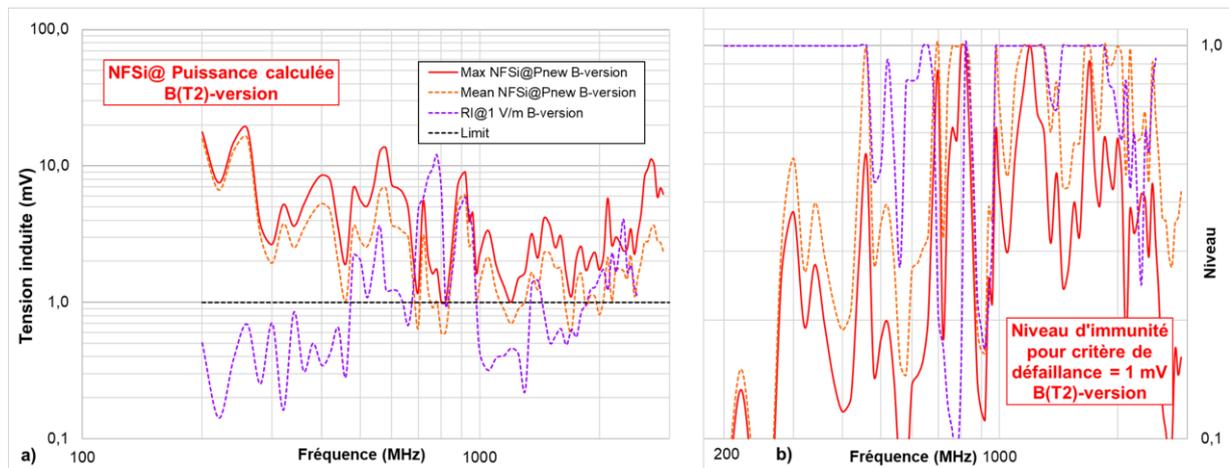


Figure 207 – Cas test #2 a) Comparaison mesure RI vs calcul de la tension induite en NFSi sur la version B(T2) b) Comparaison mesure vs prédiction du niveau d'immunité en RI@1 V/m de la version B(T2)

On observe très clairement que les ri induites calculées par la méthode sont très élevées. Ce résultat était attendu car dans l'équation (eq VI- 6) la puissance NFSi appliquée à la version B est issue de la mesure RI sur la version A. Or les tensions induites dans la version A sont très élevées du

fait de l'absence de capacité de filtrage. D'autre part, le terme représentatif du  $S_{21}$  de la version B directement issu de la mesure de la tension induite à  $P = 1\text{ W}$  et qui devrait abaisser les niveaux ne prend pas correctement en compte la capacité de filtrage placée en entrée. On avait déjà observé ce fait au chapitre 4.4.2. On constate la même chose lorsque la fonction est routée sur la ligne T4.

A titre de comparaison, la Figure 208a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B(T2) en RI avec celle obtenue par une mesure NFSi à puissance calibrée sur le critère de défaillance. La Figure 208b montre la comparaison du niveau d'immunité en RI obtenu par la mesure et la prédiction fournie par une mesure NFSi à puissance calibrée. On peut constater que la mesure NFSi appliquée à puissance calibrée ne permet pas non plus une prédiction satisfaisante.

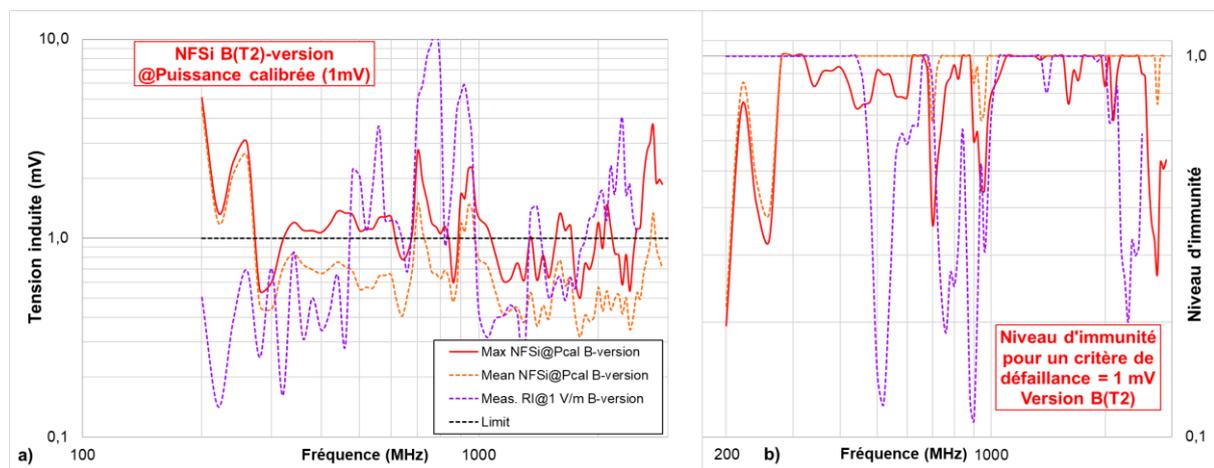


Figure 208 – Cas test #2 a) Comparaison mesure RI vs mesure NFSi à puissance calibrée sur la version B(T2) b) Comparaison mesure vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m de la version B(T2)

Bien que l'on ne dispose pas de mesures RI sur le cas test #3 vu au chapitre 4.4.3, nous allons appliquer la méthodologie en prenant comme versions B celles où la fonction est représentée par une charge de  $10\text{ k}\Omega$  en parallèle de laquelle est placé un condensateur de filtrage de  $10\text{ nF}$  et routée sur les lignes T2 ou T4. Dans ce cas test, le condensateur de filtrage est placé en aval de la sonde.

La Figure 209a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B(T2) du cas test #2 en RI avec celle calculée par la méthode pour la version B(T2) du cas test #3. La Figure 209b montre la comparaison du niveau d'immunité mesurée en RI sur la version B(T2) du cas test #2 avec celui calculé par la méthode pour la version B(T2) du cas test #3.

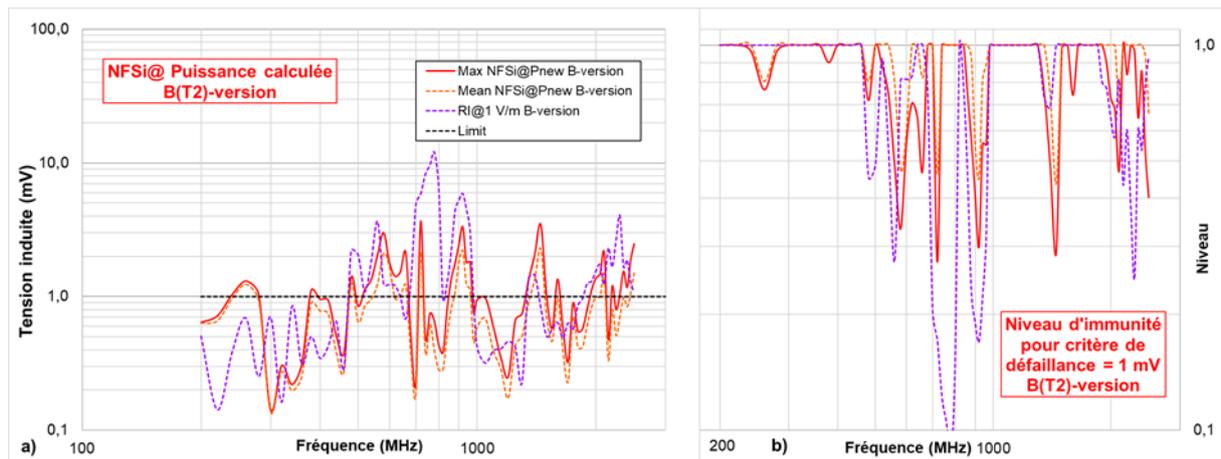


Figure 209 –a) Comparaison mesure RI du cas test #2 vs calcul par la mesure NFSi virtuelle sur la version B(T2) du cas test #3 b) Comparaison mesure RI du cas test #2 vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m de la version B(T2) du cas test #3

On peut comparer ce résultat avec celui obtenu sans l'application de la méthode. La Figure 210a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B(T2) en RI du cas test #2 avec celle obtenue par une mesure NFSi à puissance calibrée sur le critère de défaillance du cas test #3. La Figure 210b montre la comparaison de la mesure du niveau d'immunité en RI du cas test #2 et la prédiction issue d'une mesure NFSi à puissance calibrée du cas test #3.

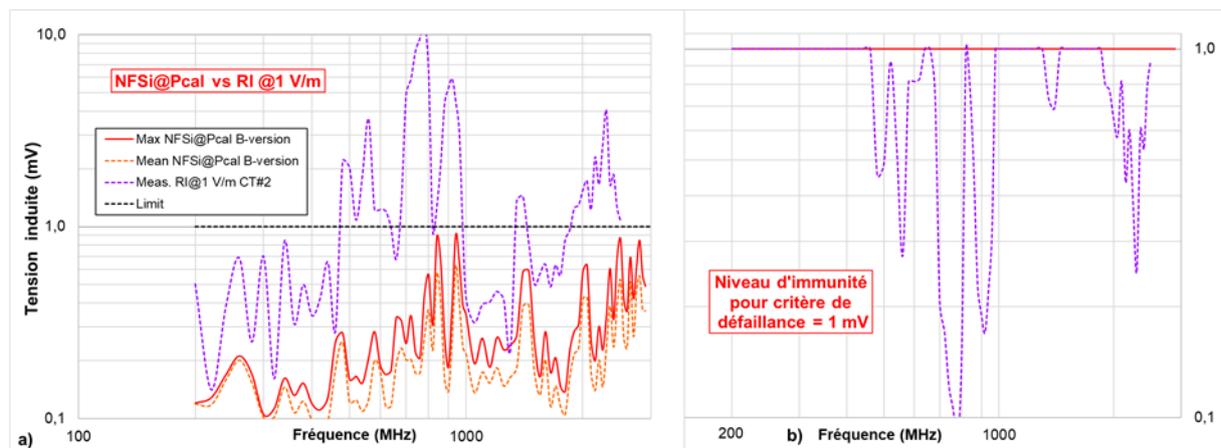


Figure 210 –a) Comparaison mesure RI du cas test test#2 vs calcul de la tension induite par la mesure NFSi à puissance calibrée sur la version B(T2) du cas test #3 b) Comparaison mesure RI du cas test #2 vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m de la version B(T2) du cas test #3

On constate que la mesure NFSi à puissance calibrée sur le critère de défaillance ne fournit aucune prédiction alors que la méthodologie fournit une prédiction qui semble cohérente avec la mesure.

La Figure 211a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B(T4) du cas test #2 en RI avec celle calculée par la méthode pour la version B(T4) du cas test #3. La Figure 211b montre la comparaison du niveau d'immunité mesurée en RI sur la version B(T4) du cas test #2 avec celui calculé par la méthode pour la version B(T4) du cas test #3.

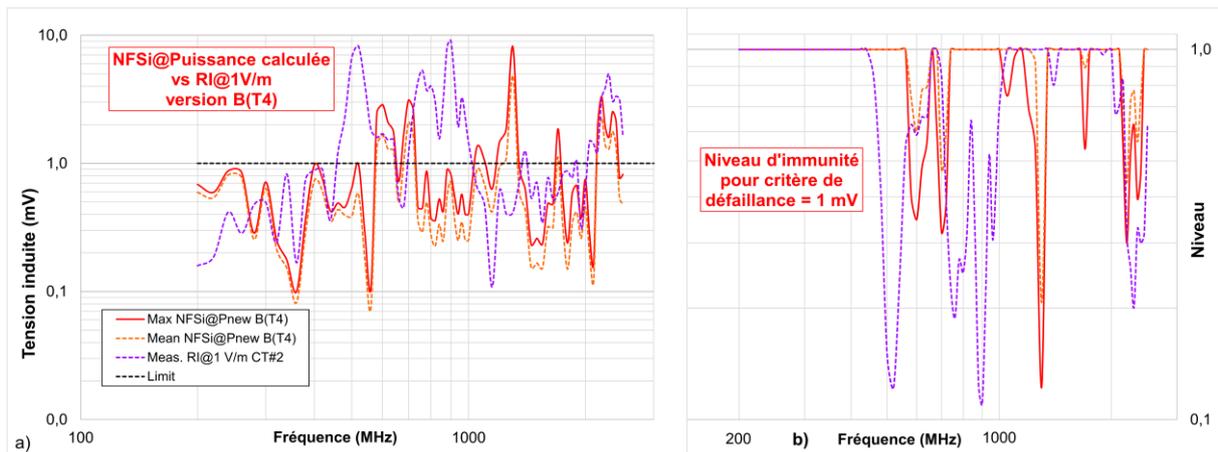


Figure 211 –a) Comparaison mesure RI du cas test #2 vs calcul de la tension induite par la mesure NFSi virtuelle sur la version B(T4) du cas test #3 b) Comparaison mesure RI du cas test #2 vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m de la version B(T4) du cas test #3

La Figure 212a montre la comparaison de la mesure de la tension induite obtenue sur la version B(T4) du cas test#2 en RI et sur la version B(T4) du cas test #3 en NFSi utilisant la puissance générateur calibrée sur 1 mV. La Figure 212b montre la comparaison du niveau d'immunité mesuré en RI sur la version B(T4) du cas test #2 à celui obtenu sur la version B(T4) du cas test #3 par la mesure NFSi à puissance calibrée. Une nouvelle fois, on constate que la mesure NFSi à puissance calibrée ne fournit aucune prédiction alors que la méthodologie fournit une prédiction qui semble cohérente. La mesure RI n'ayant pas été effectuée sur le cas test #3 il n'est pas possible d'indiquer des facteurs de mérite.

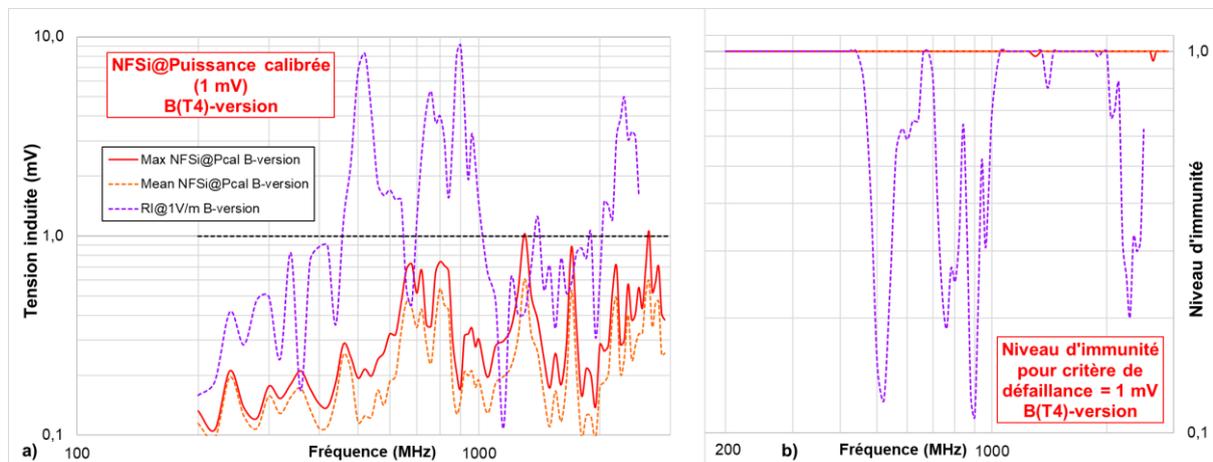


Figure 212 –a) Comparaison mesure RI vs mesure NFSi à puissance calibrée sur la version B(T4) du cas test #3 b) Comparaison mesure vs prédiction du niveau d'immunité en RI à 1 V/m de la version B(T4) du cas test #3

En première conclusion, la méthodologie permet la prédiction du niveau d'immunité en champ lointain d'une carte électronique ayant subi des modifications (changement de routage, changement de composant,...) à partir de la mesure en RI de la version initiale et de 2 mesures NFSi à puissance constante effectuées sur les versions initiale et finale de la carte. On observe que les facteurs de mérite sont fortement améliorés par rapport à l'application de la NFSi à puissance calibrée qui s'avère, dans certains cas, incapable de la moindre prédiction.

## 6.2.4 Application de la méthodologie au cas industriel

La méthodologie est applicable au cas industriel vu au chapitre 1 avec une approche adaptée au fait que le critère de défaillance n'est pas une valeur physique mesurable comme la tension ou le courant mais sur une sanction de type PASS/FAIL. Les mesures NFSi effectuées au chapitre 5.4 indiquent la puissance maximale en consigne générateur et la puissance maximale nette transmise à la sonde admissibles par le capteur de courant. Comme illustré par la Figure 182, on a établi un lien entre ces puissances et un niveau d'immunité au champ électrique exprimé en V/m en considérant qu'une puissance nette de 1 W équivalait à un niveau d'immunité de 100 V/m. La Figure 213 rappelle les puissances nettes admissibles obtenues en mesure NFSi pour les versions A et B. Les puissances sont limitées à la puissance seuil de 1 W.

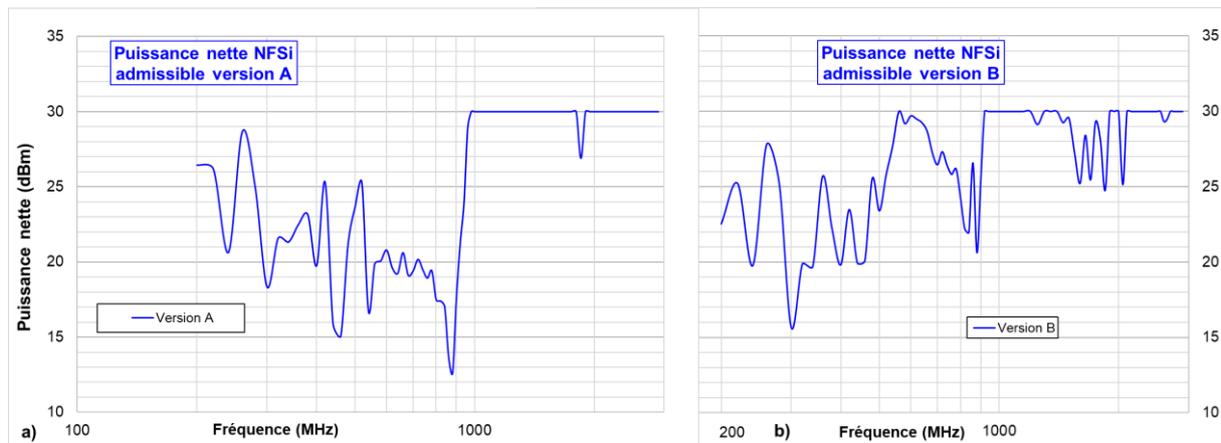


Figure 213 –a) Puissance nette NFSi version A b) Puissance nette NFSi version B

On peut appliquer la méthodologie en considérant comme version A le capteur de courant sans ses composants additionnels et comme version B le capteur de courant avec ses composants additionnels. On dispose pour ce faire de la mesure RI effectuée sur la version A (cf Figure 175) ainsi que des 2 mesures NFSi effectuées sur les versions A et B (Figure 213). En l'absence de valeur physique mesurable, les équations eq VI-1 et eq VI-2 ne sont pas utilisables. Il est, par contre, toujours possible de recalculer une puissance nette NFSi admissible par la version A du capteur représentative du niveau d'immunité observé en RI en adaptant l'équation eq VI-4 à un critère PASS/FAIL. On obtient l'équation :

$$Puissance\ nette\ NFSi\ (RI) = \left( \frac{Niveau\ immunité\ RI\ (A)}{Niveau\ immunité\ seuil} \right)^2 * Puissance\ nette\ NFSi\ seuil \quad (eq\ VI - 7)$$

Où, dans notre cas, le niveau immunité seuil = 100 V/m et la puissance nette NFSi seuil est de 1 W.

La Figure 214a montre la courbe de la puissance nette NFSi admissible pour reproduire le niveau d'immunité observé en RI tandis que la Figure 214b montre le niveau d'immunité obtenu en NFSi en appliquant par calcul cette puissance. Les écarts viennent du fait que l'échantillonnage en fréquences est différent entre la NFSi et la RI. Une extrapolation a été effectuée sur certains points de fréquences.

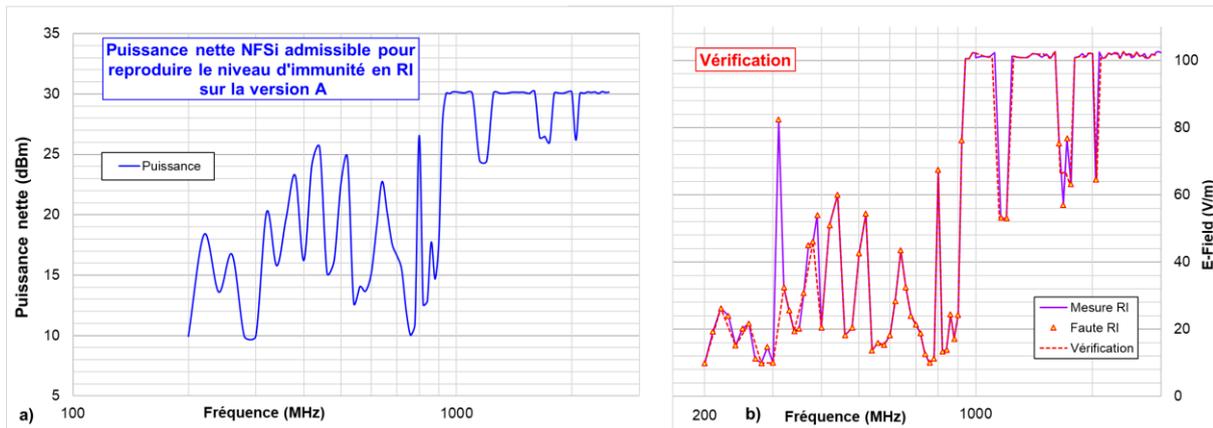


Figure 214 –a) Puissance nette NFSi admissible pour reproduire le niveau d'immunité en RI sur la version A b) Comparaison mesure RI vs vérification du niveau d'immunité en NFSi avec puissance nette admissible calculée

Si on considère un système linéaire, la puissance transmise au composant créant le défaut s'écrit  $P_t = P_{NFSi} * S_{21}^2$ . La puissance transmise au composant créant le défaut étant identique pour les versions A (sans composants additionnels) et B (avec composants additionnels), on a  $P_{NFSi}(A) * S_{21(A)}^2 = P_{NFSi}(B) * S_{21(B)}^2$ . On peut donc écrire que, si les mesures NFSi sont effectuées sur les 2 versions de la même manière, la nouvelle puissance NFSi théorique nette admissible représentative du niveau d'immunité en RI de la version B se calcule par l'équation suivante :

$$New\ Puissance\ nette\ NFSi\ (B) = Puissance\ nette\ NFSi(RI) * \frac{P.\ nette\ NFSi\ (B)}{P.\ nette\ NFSi\ (A)} \quad (eq\ VI - 8)$$

La Figure 215a montre le ratio des puissances nettes admissibles entre la version B et la version A. Quand ce ratio est supérieur à 0 dB, cela signifie que la version B admet des puissances nettes supérieures à la version A ce qui signifie que son immunité est meilleure que celle de la version A. La Figure 215b montre le calcul théorique de la puissance nette NFSi admissible pour la version B représentative des effets du champ électrique tels qu'observés en RI sur la version A.

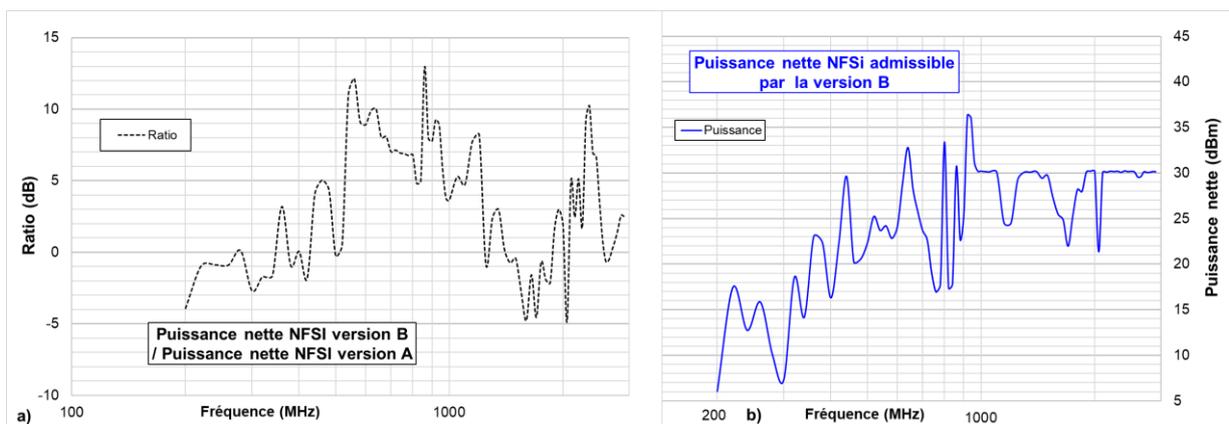


Figure 215 –a) Ratio des puissances nettes NFSi version B vs version A b) Puissance nette à appliquer sur la sonde pour la version B

La prédiction du niveau d'immunité RI de la version B se déduit de l'équation eq VI-7 :

$$New\ Niveau\ immunité\ NFSi\ (B) = \sqrt{\frac{New\ P.nette\ NFSi\ (B)}{P.nette\ seuil}} * Niveau\ immunité\ seuil \quad (eq\ VI - 9)$$

La Figure 216 montre la comparaison de la mesure RI et des prédictions de niveau d'immunité effectuées à partir des mesures NFSi en appliquant ou non la méthode. On observe que la méthode améliore nettement la prédiction pour les fréquences < 400 MHz et entre 700 et 800 MHz mais la dégrade entre 500 et 600 MHz. Au-delà de 1 GHz, la prédiction reproduit les défauts vus en RI sur la version A.

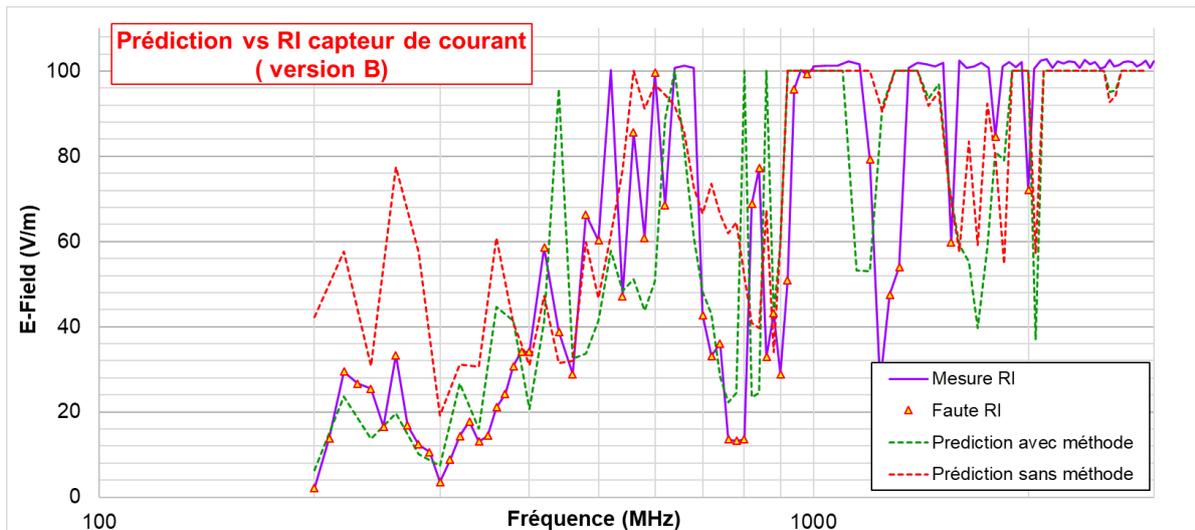


Figure 216 – Comparaison mesure RI vs prédiction avec et sans méthode pour la version B

En conclusion, l'application de la méthode sur le cas industriel est plus complexe à mettre en œuvre en raison de l'absence de valeurs physiques mesurables. Elle améliore la prédiction d'immunité en RI en diminuant le risque de surestimation de l'immunité mais la méthode nécessite des mesures rigoureuses à des positions et à des hauteurs de sonde identiques entre les versions ce qui est difficile à maîtriser dans la pratique. Le nombre de points doit être plus conséquent et homogène entre les mesures RI et NFSi pour bien tenir compte des résonances du faisceau. Le cas d'un changement de composant peut également être géré par la méthode mais nécessiterait des mesures NFSi supplémentaires en croisant les composants.

### 6.3 Perspective d'extension de la Méthodologie d'investigation applicable aux nouvelles conceptions

L'industrie automobile et plus généralement les industries du transport terrestre, aérien ou spatial, privilégient, pour le développement matériel, les conceptions modulaires : les fonctions de base sont développées et mises au point par des services de développement centralisés. La conception finale réalisée par l'ingénieur d'une équipe projet consiste souvent en l'assemblage de ces briques élémentaires auxquelles s'ajoutent des particularités liées à des besoins très spécifiques de l'utilisateur final. Mais dans tous les cas, le routage de la carte électronique reste particulier à un équipement. L'expérience montre que la plupart des problèmes CEM rencontrés durant les phases de validation de conception provient du non-respect des règles de routage dû soit à l'inexpérience du routeur soit à des contraintes mécaniques ou thermiques plus fortes que celles des règles CEM. On peut cependant différencier 2 cas principaux de nouvelles conceptions :

- Des évolutions d'équipements déjà existants par l'ajout de nouvelles fonctionnalités demandées par l'utilisateur final. Le routage et la liste des composants (*Bill Of Material*) varient par rapport à l'équipement précédent, le faisceau électrique et les charges peuvent changer avec l'ajout, la suppression ou la modification de capteurs ou d'actuateurs. L'ingénieur R&D disposant des résultats de mesure en RI des équipements précédents peut envisager d'appliquer la méthode d'investigation en l'adaptant à son cas particulier.
- Un nouvel équipement n'existant pas dans le portfolio de l'équipementier. Durant les 30 dernières années pour ces industries, ces nouveaux équipements provenaient de l'électrification de fonctions mécaniques ou pneumatiques nombreuses dans l'automobile et l'aéronautique. De nouvelles fonctions de confort ou de sécurité sont également apparues comme les systèmes d'ouverture des ouvrants ou de monitoring de la pression des pneus faisant appel à des fonctions RF (Radio Fréquences). La conduite autonome, la propulsion électrique sont, par exemple, des sujets de rupture technologique. Dans ce cas, l'ingénieur R&D ne dispose d'aucun résultat de mesure en RI et part d'une feuille blanche. C'est ce cas que nous allons aborder dans ce chapitre en nous basant sur les mesures NFSi et RI effectuées au chapitre 1.

Il y a un troisième cas à mentionner malgré tout dans les perspectives de développement hardware et l'industrie automobile est en train de vivre ce changement de paradigme. Comme illustré par la Figure 217, une automobile comporte aujourd'hui entre 10 et 40 calculateurs spécifiques reliés entre eux par des bus de communication CAN, LIN, Flexray, MOST. L'automobile de demain sera contrôlée par un calculateur central de type PC et de l'intelligence artificielle relié à des capteurs de type RADAR ou LIDAR et à des actuateurs conventionnels (freins, suspensions, direction) par des bus rapides de type Ethernet ou optique.

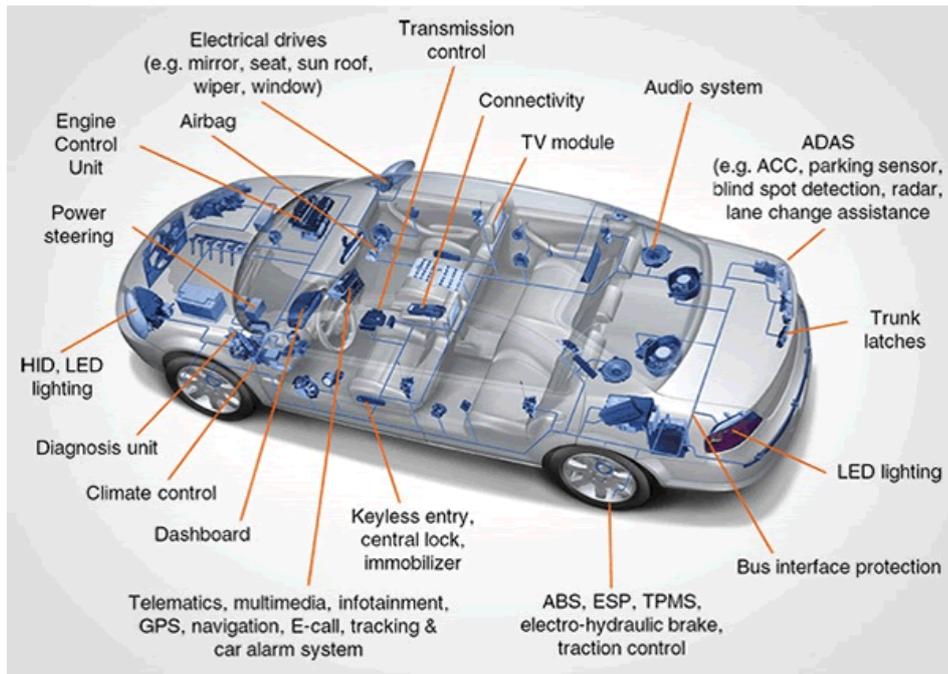


Figure 217 – Illustration des différents calculateurs présents dans une automobile (source Audi)

Comme précédemment, nous allons établir une méthodologie à partir du cas test #1 du chapitre 1. En l'absence de mesure RI, la première étape est de réaliser une mesure NFSi en utilisant une puissance calibrée sur le critère de défaillance qui sera utilisé en RI. Les résultats de la mesure NFSi pour une puissance calibrée sur un critère de 7 mV sont fournis par la Figure 218a. On en déduit le niveau d'immunité pour le critère d'immunité donné illustré par la Figure 218b.

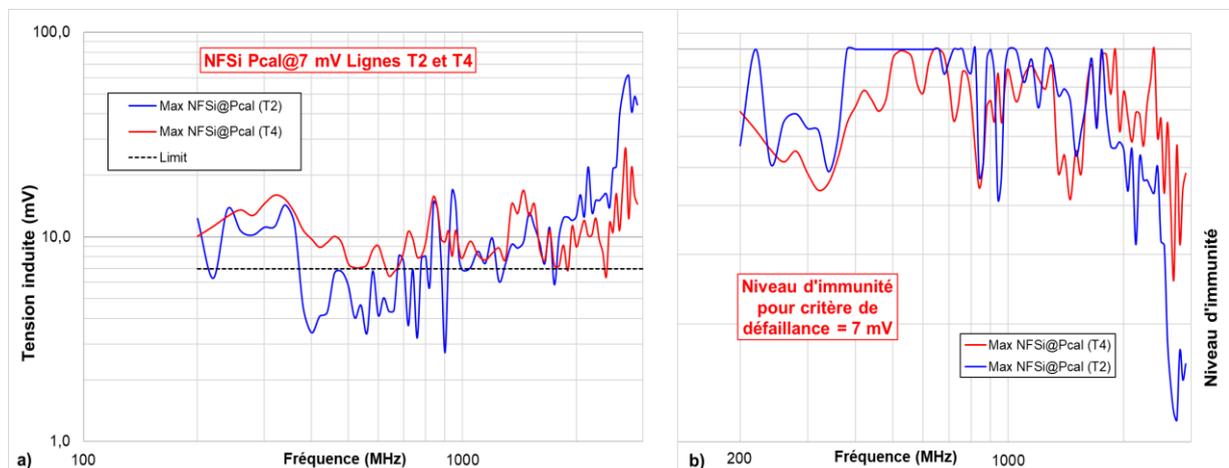


Figure 218 –a) Tension induite par la mesure NFSi à puissance calibrée sur la charge 1 kΩ des lignes T2 et T4 (cas test #1) b) Mesure du niveau d'immunité pour un critère de défaillance fixé à 7 mV

En l'absence de mesure RI, on se propose d'utiliser le modèle d'irradiation de Taylor d'une paire bifilaire placée au-dessus d'un plan de masse telle que décrite au chapitre 2.3.3.2 et de la coupler à un modèle simplifié de ligne de transmission comme illustré par la Figure 219.

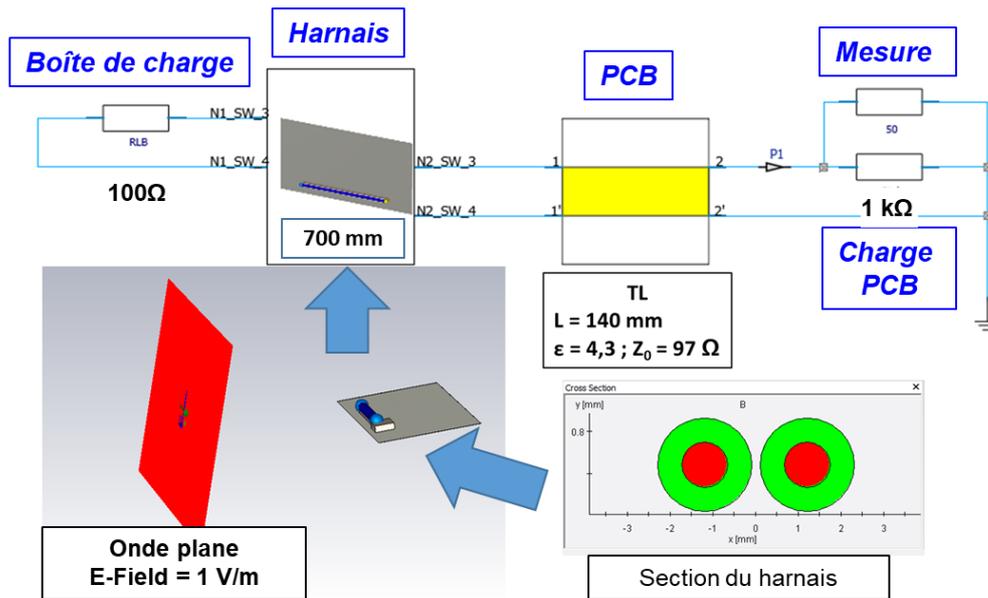


Figure 219 – Modélisation de l'irradiation d'une paire bifilaire couplée à un modèle simplifié de ligne de transmission représentative du cas test #1

Le modèle est volontairement simplifié pour que la méthode reste simple à mettre en œuvre. Le harnais est réduit à une paire bifilaire rectiligne entièrement définie par sa longueur, les caractéristiques géométriques de sa section et les caractéristiques électriques des matériaux utilisés. Le PCB est réduit à une simple ligne de transmission définie par sa longueur, son impédance caractéristique et sa permittivité diélectrique. L'objet principal de cette modélisation est de déterminer les fréquences de résonance du harnais qui ne sont pas visibles dans la mesure NFSi et de corriger la mesure NFSi pour les faire apparaître. Une étude paramétrique menée sur l'influence des différents paramètres montre que la longueur du faisceau et la permittivité de l'isolant sur lequel est placé le harnais sont les paramètres les plus influents dans la détermination des résonances du harnais. La modélisation de Taylor permet de calculer les tensions induites sur une charge de 1 kΩ placée en terminaison de la ligne de transmission reliée à la paire bifilaire ( Figure 220a). On en déduit le niveau d'immunité en RI pour le critère de défaillance fixé (Figure 220b).

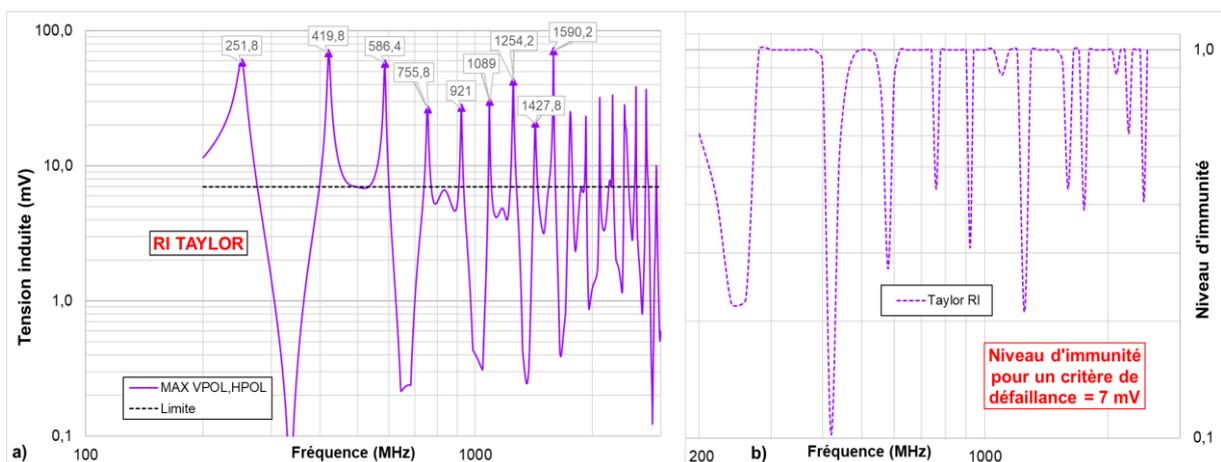


Figure 220 – a) calcul des tensions induites sur une charge de 1 kΩ placée en terminaison d'une ligne de transmission par modélisation b) calcul du niveau d'immunité pour un critère de défaillance = 7 mV

On remarque sur la Figure 220a les maxima de tension induite aux fréquences  $F = c * \sqrt{\epsilon_{reff}} * \lambda$  avec  $\lambda = (2n + 1) * (L + l)/4$  où L est la longueur du harnais et l celle de la ligne de transmission. La Table 6-III fournit les fréquences correspondant aux maxima et minima de tension induite lors d'une irradiation avec un champ électrique de polarisation verticale. Dans ce cas, les minima apparaissent aux fréquences  $F = c * \sqrt{\epsilon_{reff}} * \lambda$  avec  $\lambda = n * (L + l)/2$ . Les valeurs sont calculées pour L = 700 mm, l = 140 mm et  $\epsilon_{eff} = 1,75$

Table 6-III: Fréquences de résonance et d'antirésonance d'une paire bifilaire de longueur 700 mm reliée à une ligne de transmission de 140 mm soumise à un champ E de polarisation verticale

n	1	2	3	4	5	5	7	8	9	10	11	
Maxima (MHz)	250	417	583	750	917	1083	1250	1417	1583	1750	1917	2084
Minima (MHz)		333	500	667	833	1000	1167	1333	1500	1667	1834	2000

Comme précédemment au chapitre 6.2.2, nous allons maintenant recalculer la puissance NFSi théorique nécessaire pour atteindre le niveau d'immunité obtenu par la modélisation de Taylor en utilisant l'équation (eq VI-4). Cette puissance théorique à appliquer sur la sonde pour obtenir les tensions induites sur les charges placées en terminaison des lignes T2 et T4 est illustrée par la Figure 221.

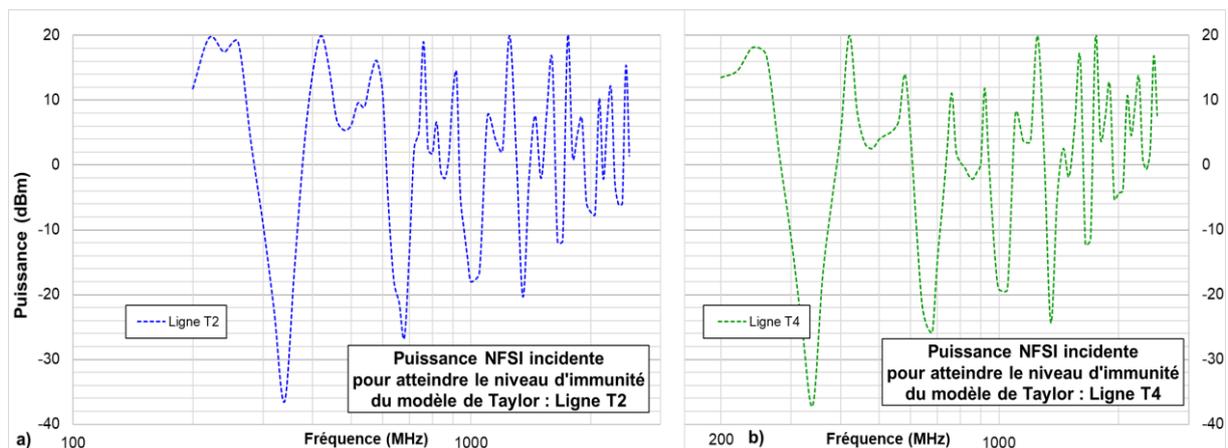


Figure 221 – Puissance incidente NFSi théorique à appliquer sur la sonde CPLANE pour atteindre le niveau d'immunité obtenu par la modélisation de Taylor a) pour la ligne T2 b) pour la ligne T4

Comme précédemment, il n'est pas nécessaire d'effectuer la mesure pour obtenir les tensions induites sur les charges. L'équation (eq VI-5) permet, pour chacune des lignes T2 et T4, de calculer avec les puissances nouvellement calculées les tensions induites sur la charge de 1 kΩ située en terminaison de la ligne T2 ( Figure 222a) et sur celle en terminaison de la ligne T4 (Figure 222b).

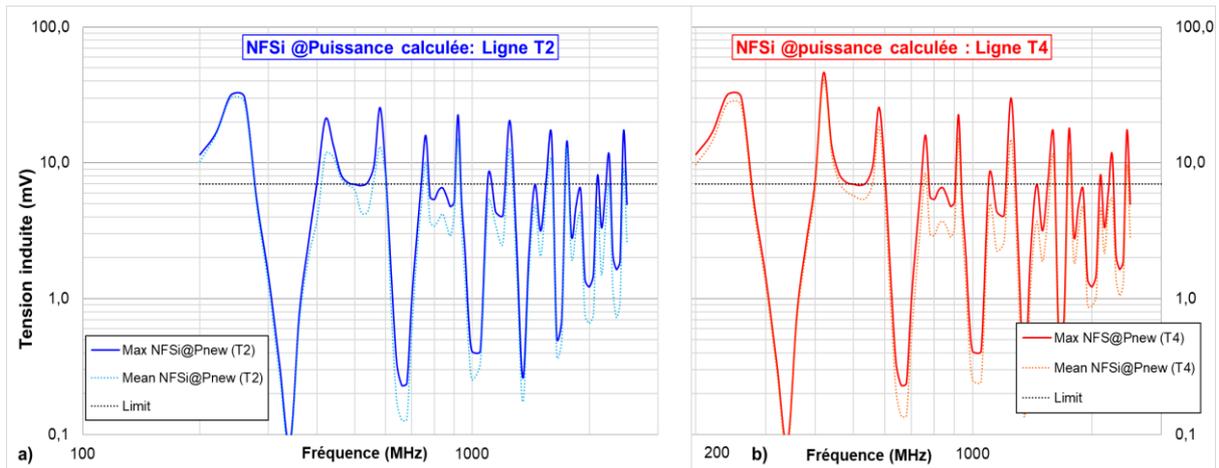


Figure 222 – Calcul des tensions induites par la NFSI avec les puissances incidentes calculées sur la charge de 1 k $\Omega$  a) en terminaison de la ligne T2 b) en terminaison de la ligne T4

La mesure RI ayant été effectuée au chapitre 4.3.2, il est possible de comparer la prédiction issue des calculs précédents avec la mesure RI. La Figure 223 illustre la comparaison du niveau d'immunité de la fonction représentée par une charge de 1 k $\Omega$  calculé par la méthode avec celle obtenue en mesure pour la ligne T2 et la ligne T4. On observe que les résonances du harnais sont correctement prises en compte par la méthode. On voit également que la méthode est améliorable en prenant en compte dans le calcul de Taylor un affaiblissement en fréquence liées aux pertes. Cet affaiblissement peut être obtenu à partir d'une courbe de tendance des maxima des tensions induites calculées par Taylor.

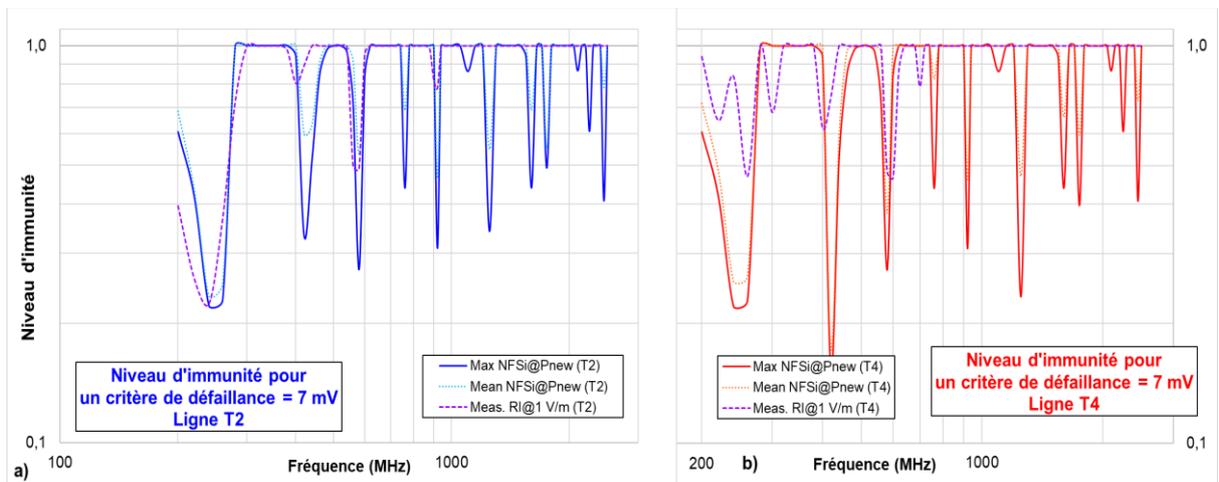


Figure 223 – Comparaison de la prédiction du niveau d'immunité sans facteur correctif avec la mesure RI (cas test #1) a) en terminaison de la ligne T2 b) en terminaison de la ligne T4

La loi d'affaiblissement en fréquence observée par (Durier, Bendhia, & Dubois, 2019) à l'issue d'une étude paramétrique en simulation RI et reproduite à la Figure 109 peut être typiquement appliquée ici. La Figure 224 illustre la comparaison de la prédiction de l'immunité avec la mesure en prenant en compte ce facteur correctif.

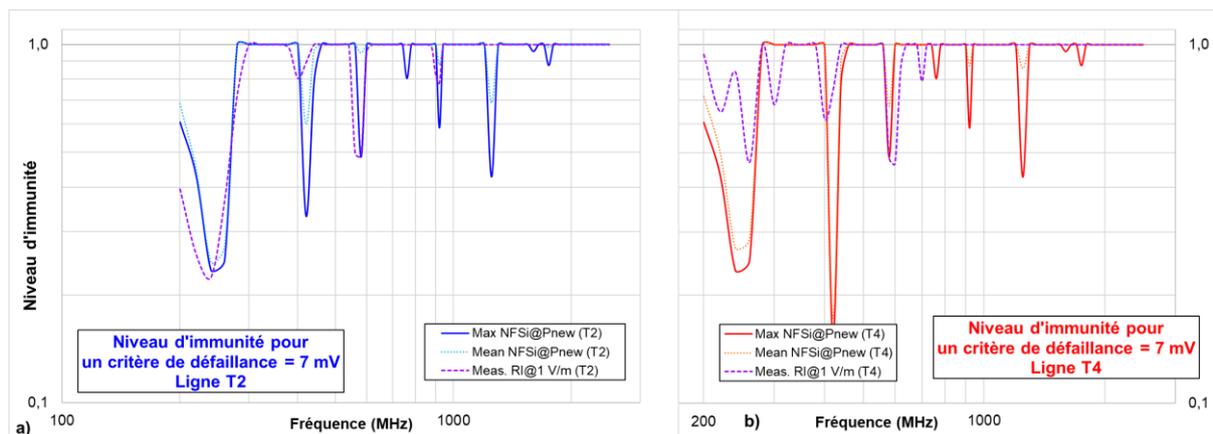


Figure 224 – Comparaison de la prédiction du niveau d'immunité avec facteur correctif avec la mesure RI (cas test #1) a) en terminaison de la ligne T2 b) en terminaison de la ligne T4

La Table 6-IV résume les facteurs de mérite calculés en utilisant la valeur maximale ou la valeur moyenne des tensions induites en NFSi. Elle établit également la comparaison avec la mesure NFSi effectuée à la puissance calibrée sur le critère de défaillance. Le meilleur choix consiste en un taux de détection correcte élevé et un taux de non-détection faible.

Table 6-IV: Facteurs de mérite de la prédiction du niveau d'immunité RI par la méthode de Taylor en utilisant la valeur moyenne ou la valeur maximale des tensions induites en NFSi (cas test#1)

Facteurs de mérite		Valeur maximale NFSi		Valeur moyenne NFSi	
		Sans meth.	Avec meth.	Sans meth.	Avec meth.
Détection correcte (200MHz – 2,5 GHz)	Ligne T2	29,6 %	81,7 %	53,5 %	84,5 %
Non détection (200 MHz – 2,5 GHz)		12,7 %	11,3 %	15,5 %	11,3 %
Détection indue (200MHz – 2,5 GHz)		57,7 %	7 %	31,0 %	4,2 %
Détection correcte (200MHz – 1 GHz)		46,3 %	75,6 %	53,7 %	78 %
Non détection (200 MHz – 1 GHz)		22,0 %	19,5 %	26,8 %	19,5 %
Détection indue (200MHz – 1 GHz)		31,7 %	4,9 %	19,5 %	2,4 %
Détection correcte (200MHz – 2,5 GHz)	Ligne T4	21,1 %	84,5 %	64,8 %	88,7 %
Non détection (200 MHz – 2,5 GHz)		0 %	7 %	5,6 %	7 %
Détection indue (200MHz – 2,5 GHz)		78,9 %	8,5 %	29,6 %	4,2 %
Détection correcte (200MHz – 1 GHz)		31,7 %	80,5 %	61 %	82,9 %
Non détection (200 MHz – 1 GHz)		0 %	12,2 %	9,8 %	12,2 %
Détection indue (200MHz – 1 GHz)		68,3 %	7,3 %	29,3 %	4,9 %

La méthode est, en principe, extensible aux cas test #2 et #3 en introduisant dans la Figure 219 le condensateur de filtrage. Des précautions doivent être prises pour prendre correctement en compte les fréquences de résonance de la capacité liées aux inductances parasites constituées par les connexions à la masse.

## 6.4 Conclusion et perspectives

La méthodologie présentée dans ces travaux permet la prédiction du niveau d'immunité en champ lointain d'une carte électronique ayant subi des modifications (changement de routage, changement de composant,...) à partir d'une mesure en RI de la version initiale et de 2 mesures NFSi à puissance constante effectuées sur les versions initiale et finale de la carte. Elle est résumée par la Figure 225.

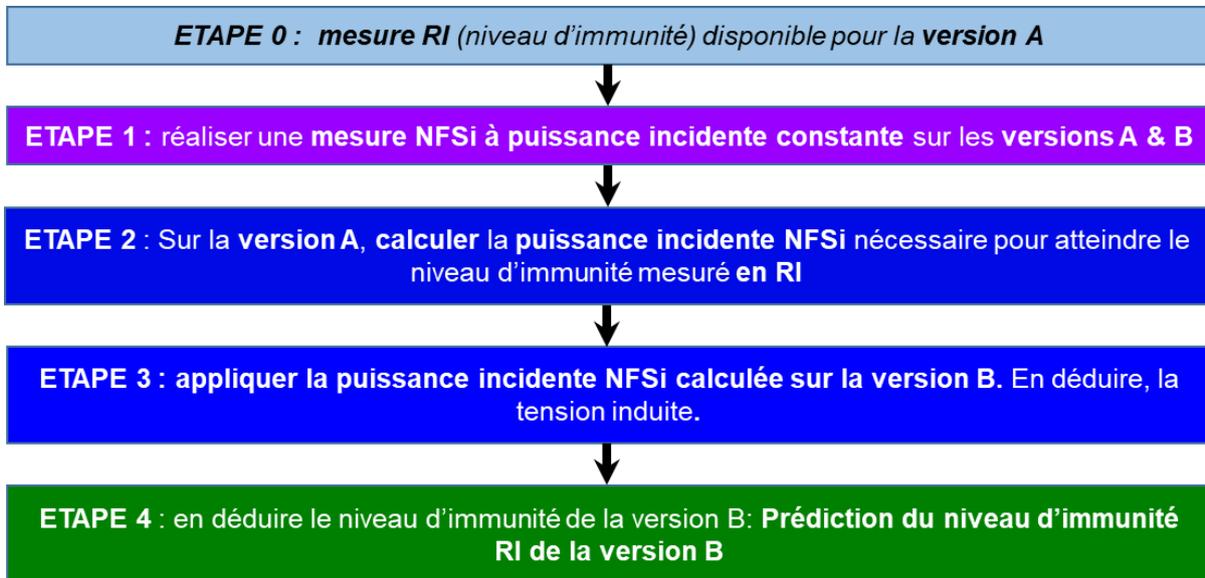


Figure 225 – Résumé des étapes de la méthodologie

Comme illustré par la Figure 226, dans le cas d'un changement de routage, les facteurs de mérite sont grandement améliorés par rapport à une mesure NFSi effectuée à puissance calibrée sur le critère de défaillance.

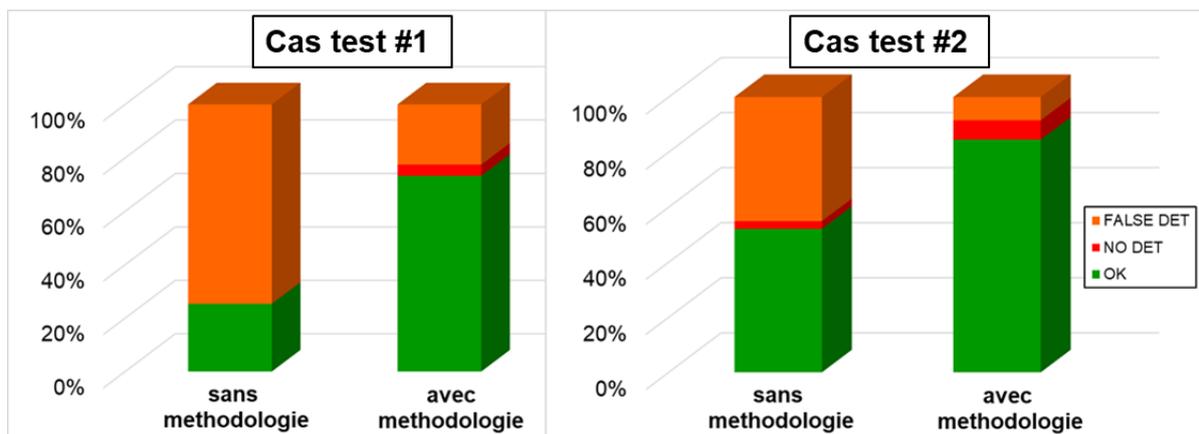


Figure 226 – Comparaison des facteurs de mérite de la prédiction du niveau d'immunité RI en utilisant ou non la méthodologie sur des cas de reprise de conception (changement de routage)

Les avantages de la mesure NFSi et de la méthode sont :

- La mesure NFSi nécessite **peu de puissance** grâce à l'utilisation de sondes performantes. Les mesures sur le cas applicatif ont montré que l'équivalence était de l'ordre de 2 W transmis à la sonde pour l'équivalent d'un champ électrique de 100 V/m. Comme la puissance réfléchi

par la sonde est faible (quelques dBm) on peut considérer qu'un amplificateur RF de **10 W est suffisant** pour reproduire les effets d'un champ électrique de 100 V/m. La puissance NFSi évoluant en fonction du carré du ratio du champ électrique, il faudra un amplificateur de 40 W pour l'équivalent d'un champ électrique de 200 V/m.

- La mesure NFSi ne prend pas en compte de manière satisfaisante les résonances du faisceau électrique que l'on observe sur une mesure en RI bien que l'impédance ramenée en entrée de PCB fluctue en fonction de la fréquence et de la longueur du faisceau (voir Annexe B). La méthode permet de **prendre en compte correctement les résonances du harnais** en se basant sur une mesure RI initiale ou en les recréant par modélisation.
- L'application de la méthodologie pour adapter la puissance NFSi au niveau de défaillance observé en RI **ne nécessite pas de nouvelles mesures** qui pourraient nécessiter plus de puissance car il s'agit d'un calcul mathématique basé sur le fait que le système global (sonde, DUT, harnais) est linéaire.
- La méthodologie montre également **l'inutilité du calibrage de la sonde** excepté pour des raisons de comparaison de caractéristiques. Les mesures réalisées à puissance calibrée se sont montrées inexploitable dans le cas du démonstrateur simple et dans le cas industriel.
- La méthodologie **s'applique à des critères de défaillance de type PASS/FAIL**. Dans ce cas, la méthodologie permet de déterminer expérimentalement une corrélation entre un niveau de champ observé en RI et une puissance NFSi transmise à la sonde. Cette corrélation étant dépendante du routage et/ou de l'équipement du PCB, il est possible de prédire un niveau d'immunité en RI à partir de mesures en NFSi. La Figure 227 montre que, dans le cas industriel, la méthodologie permet de réduire le risque de surestimation de l'immunité notamment dans les fréquences les plus basses.

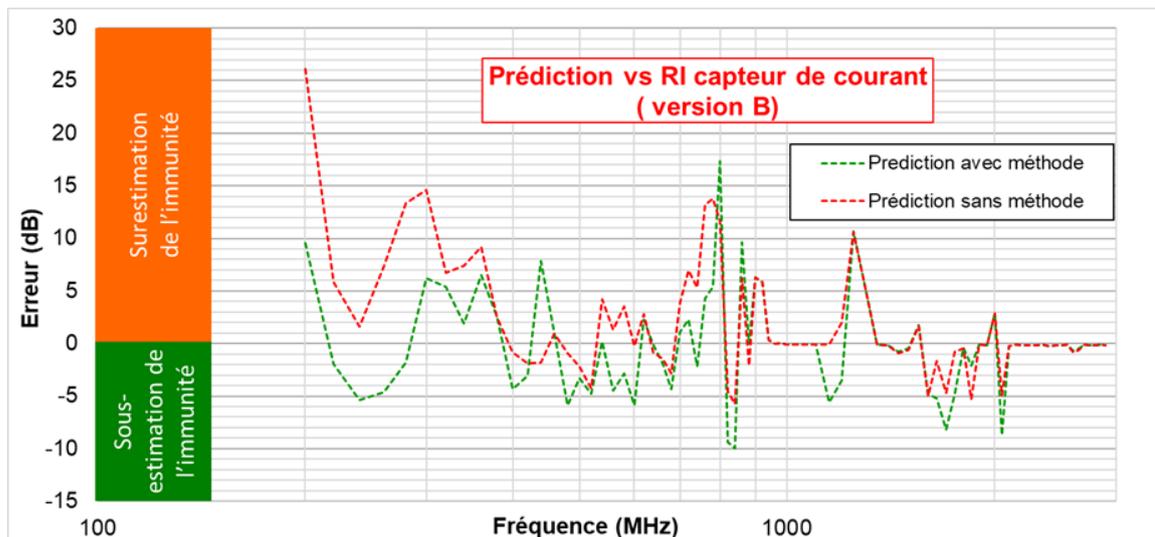


Figure 227 – Erreur de la prédiction d'immunité en RI obtenue en NFSi à puissance transmise constante (30 dBm) sur le capteur de courant

- La **méthodologie est extensible à des nouvelles conceptions** en remplaçant la mesure RI sur la version initiale de l'équipement par une modélisation simplifiée de type Taylor. Comme illustré par la Figure 228, les facteurs de mérite sont améliorés par rapport à une mesure NFSi

effectuée à puissance constante ou calibrée sur le critère de défaillance. Toutefois, la modélisation peut s'avérer difficile à mettre en œuvre selon la complexité du PCB.

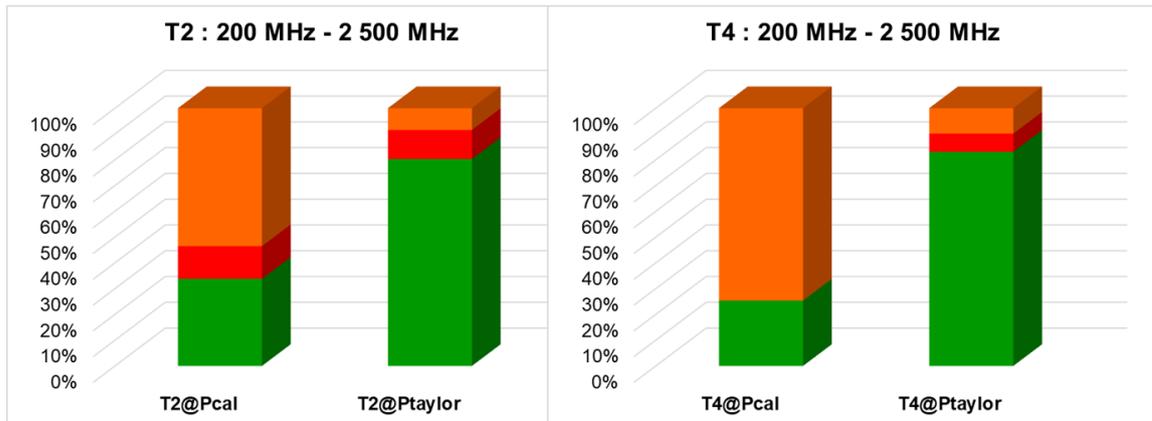


Figure 228 – Comparaison des facteurs de mérite de la prédiction du niveau d'immunité RI en utilisant ou non la méthodologie sur des cas de nouvelles conceptions

Les inconvénients de la mesure NFSi et de la méthode sont :

- La mesure NFSi **ne prend pas en compte l'ajout de composants placés en amont de la sonde**. Cela est problématique notamment pour les composants de filtrage (typiquement les condensateurs de protection ESD) placés en entrée de connecteur. Dans ce cas, la mesure NFSi doit s'effectuer au niveau du connecteur ou de l'arrivée du faisceau électrique. La Figure 229 montre la comparaison des facteurs de mérite dans le cas de l'ajout d'un composant effectué en amont et en aval de la sonde en appliquant ou non la méthodologie. Une amélioration n'est visible que dans le cas où le changement de composant s'effectue en aval de la sonde.

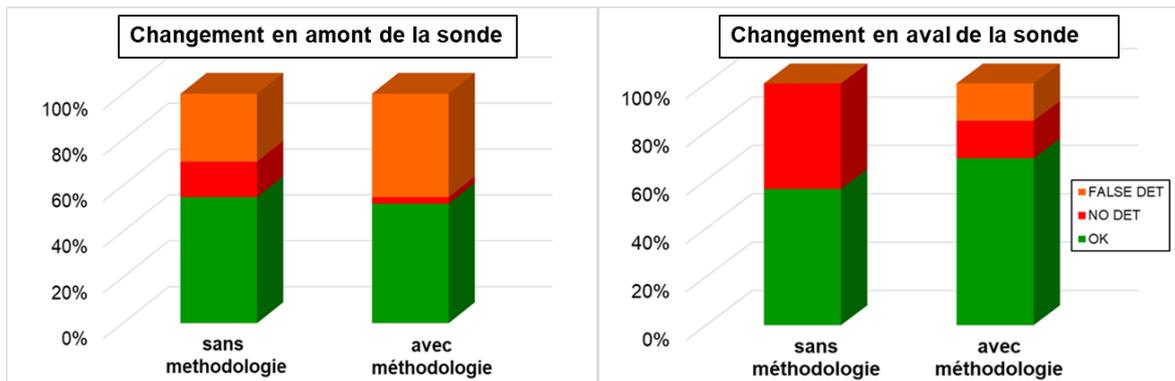


Figure 229 – Comparaison des facteurs de mérite de la prédiction du niveau d'immunité RI en utilisant ou non la méthodologie sur des cas de reprise de conception (changement de composant)

- La mesure NFSi est **sensible aux antirésonances de lignes du PCB lorsque celles-ci sont peu couplées** entre elles. Les fréquences d'antirésonance sont liées à la position de la sonde. Quand les lignes sont fortement couplées, ce phénomène se lisse. Dans le cas de lignes longues, la méthode considère la moyenne ou la valeur maximale des mesures.

L'application de la mesure NFSi sur un cas test industriel a démontré que **la mesure devait s'effectuer sur certains points localisés à proximité des connecteurs**. Le balayage de la totalité de la surface de la carte électronique semble donc contre indiquée dans le cas où l'on cherche à corréler les résultats de mesure avec une mesure en RI. C'est un avantage car cela **réduit fortement le nombre de mesures à effectuer et en conséquence le temps d'investigation**. Mais cela rend l'appréhension de la mesure NFSi plus compliquée car l'utilisateur doit connaître le routage des fonctions. Cela n'interdit pas un balayage automatique complet de la carte qui apportera une information supplémentaire sur la sensibilité des fonctions en relevant des défauts probablement pas visibles en RI. Mais dans ce cas, l'extraction des données devra se faire avec une connaissance satisfaisante du produit.

La mesure NFSi dépend fortement des caractéristiques des sondes utilisées. Comme observé dans (Durier, Bendhia, & Dubois, 2019), les sondes de champ magnétique sont peu adaptées aux lignes coplanaires que l'on peut retrouver sur les PCB. Pour cette raison, on avait également développé une sonde de champ électrique normal conique E\_CONE décrite dans (Durier, Bendhia, & Dubois, Study of the coupling of wide band Near Field Scan probe dedicated to the investigation of the radiated immunity of Printed Circuit Boards, 2019). Les caractéristiques de cette sonde sont décrites en Annexe E.

La méthodologie est particulièrement adaptée aux cas de reprise de conception lorsque l'on dispose d'une mesure RI sur l'équipement initial. Son application aux nouvelles conceptions ouvre des perspectives intéressantes. On a vu qu'une modélisation de Taylor même très simplifiée au niveau du modèle de faisceau électrique permettait de retrouver non seulement les fréquences de résonance du faisceau mais aussi de niveaux de tension induite. Cette modélisation permet de prendre en compte différentes topologies de faisceau notamment les fils blindés ou torsadés. Cependant, l'implantation, dans la modélisation des lignes de transmission du PCB, des éléments de filtrage sur le PCB reste un point à développer. Il est important de modéliser correctement les éléments parasites agissant aux premiers ordres dans les résonances de la capacité.

La méthodologie peut être démontrée sur des démonstrateurs plus complexes : une étape de complexification serait, par exemple, des montages à base de circuits logiques placés en différentes terminaisons de ligne de transmission en observant la commutation d'une sortie en fonction des niveaux de champ électrique appliqué en RI et des niveaux de puissance appliquée en NFSi en fonction des différentes positions de sonde.

## 7 Références

- 11452-2, I. (2019). *Road vehicles -Components test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy- part 2 : Absorber-lined shielded enclosure*. ISO.
- 11452-3. (2016). *Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy — Part 3: Transverse electromagnetic (TEM) cell*. IEC.
- 11452-4. (2020). *Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy — Part 4: Harness excitation methods*. ISO.
- 11452-5. (2002). *Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy — Part 5: Stripline*.
- 11452-8. (2015). *Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy — Part 8: Immunity to magnetic fields*. ISO.
- 11452-9. (2012). *Road vehicles — Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy — Part 9: Portable transmitters*. ISO.
- 61000-4-20. (2010). *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-20: Testing and measurement techniques - Emission and immunity testing in transverse electromagnetic (TEM) waveguides*. IEC.
- 61000-4-21. (2011). *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-21: Testing and measurement techniques - Reverberation chamber test methods*. IEC.
- 61000-4-22. (2010). *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-22: Testing and measurement techniques - Radiated emissions and immunity measurements in fully anechoic rooms (FARs)*. IEC.
- 61000-4-3. (2020). *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-3 : Testing and measurement techniques - Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test*. IEC.
- 61000-4-39. (2017). *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-39: Testing and measurement techniques - Radiated fields in close proximity - Immunity test*. IEC.
- 61000-4-8. (2009). *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-8: Testing and measurement techniques - Power frequency magnetic field immunity test*. IEC.
- 61967-3. (2014). *Integrated circuits - Measurement of electromagnetic emissions - Part 3: Measurement of radiated emissions - Surface scan method*. IEC.
- 62132-1. (2015). *Integrated circuits - Measurement of electromagnetic immunity - Part 1: General conditions and definitions*. IEC.
- 62132-4. (2006). *Integrated circuits - Measurement of electromagnetic immunity 150 kHz to 1 GHz - Part 4: Direct RF power injection method*. IEC.

- 62132-9. (2014). *Integrated circuits - Measurement of electromagnetic immunity - Part 9: Measurement of radiated immunity - Surface scan method*. IEC.
- 62433-4. (2016). *EMC IC modelling - Part 4: Models of integrated circuits for RF immunity behavioural simulation - Conducted immunity modelling (ICIM-CI)*. IEC.
- Agrawal, A., & Price, H. (1980). Transient response of multiconductor transmission line excited by a non-uniform EM field. *IEEE transactions on antenna & propagation*, Vol 18 pp 432-435.
- Akue-Boulingui, S. (2009). *Etude du couplage électromagnétique entre circuits intégrés par émulation du perturbateur-application en téléphonie 3G*. Toulouse: INSA Toulouse.
- Andrieu, G., & Reineix, A. (2016). High-Frequency BCI-like tests with a stripline injection probe. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol 58 .
- Arden, W., Brillouët, M., Cogez, P., Graef, M., Huizing, B., & Mahnkopf, R. (2010). *More than Moore*.
- Atrous, S., Baudry, D., Gaboriaud, E., Louis, A., Mazari, B., & Blavette, D. (2008). Near-Field investigation of the radiated susceptibility of printed circuit boards. *EMC Europe International conference on EMC*. Hamburg: IEEE.
- Attianese, C., Tomasso, G., & Nardi, V. (2007). EMC of power converters : the self compatibility approach. *IET Electric Power Applications*, vol 1 862-869.
- Badoual, R., Martin, C., & Jacques, S. (1993). *Les micro-ondes*. Masson.
- Balanis, C. (1997). *Antenna theory Analysis and design*. Wiley.
- Baudry, D. (2005). *conception, validation et exploitation d'un dispositif de mesures de champs électromagnétiques proches*. Rouen: Université de Rouen.
- Baudry, D., Louis, A., & Mazar, B. (2006). Characterization of the open-ended coaxial probe used for near-field measurements in EMC applications. *Progress in electromagnetics research, PIER* 60 pp 311-333.
- Boyer, A. (2011). *cours sur les antennes*. Toulouse: INSA Toulouse.
- Boyer, A., & Sicard, E. (2019). A case study to apprehend RF susceptibility of operational amplifiers. *12th international workshop on the EMC of integrated circuits EMC Compo* . Haining (CN): IEEE.
- Boyer, A., Bendhia, S., & Durier, A. (2020). A new voltage measurement probe for investigating radiated immunity test. *proceedings EMC Europe*. Roma (IT): IEEE.
- Boyer, A., Bendhia, S., & Sicard, E. (2006). Near field scan immunity measurement with RF continuous wave. *EMC Europe -workshop immunity*. Barcelona (SP): IEEE.
- Boyer, A., Sicard, E., & Bendhia, S. (2007). Characterization of the electromagnetic Susceptibility of Integrated circuits using a near field scan. *Electronics letters*, Vol 43 n°1.
- Bracewell, R. (1965). *The Fourier transform and its applications*. McGraw-Hill.

- Capps, C. (2001, Août). near field or far field ? *EDM mag*.
- Castagnet, D., Meresse, A., & Duchamp, G. (2007). ICs electromagnetic susceptibility : comparison between near field injection method and a direct injection method. *Proceedings 3rd international conference on near field characterization* (pp. pp290-295). St Louis (USA): IEEE.
- CISPR25. (2016). *Vehicles, boats and internal combustion engines- radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*. CISPR.
- Conil, E. (2005). *propagation electromagnetique en milieu complexe du champ proche au champ lointain*. Grenoble: INP Grenoble.
- Ditchi, T.;UPMC. (s.d.). *Lignes de transmission*. Paris: UPMC, Universités de Sorbonne.
- DO-160G, R. (2010). *Environmental Conditions and test procedures for Airborne equipment*.
- Dubois, T. (2009). *Etude de l'effet d'ondes electromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques*. Université de Montpellier.
- Dubois, T. (2009). *Etude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques*. Université de Montpellier.
- Dubois, T., Jarrix, S., Raoult, J., Penarier, A., Nouvel, P., Azais, B., & Gasquet, D. (2009). Electromagnetic susceptibility studies of Op Amp and a VCO for a PLL application. *EMC Compo 7th internatioal workshop on IC EMC*. Toulouse: IEEE.
- Durier, A., Bendhia, S., & Dubois, T. (2019). Comparison of voltages induced in an electronic equipment during far field and near field normative radiated immunity tests. *Proceedings EMC Europe 2019*. Barcelona (SP): IEEE.
- Durier, A., Bendhia, S., & Dubois, T. (2019). Study of the coupling of wide band Near Field Scan probe dedicated to the investigation of the radiated immunity of Printed Circuit Boards. *SPI*. Chambéry: IEEE.
- Durier, A., Bendhia, S., & Dubois, T. (2019). Study of the radiated immunity of a drain-source current sensor using Near Field Scan Immunity method. *12th international workshop on EMC of Integrated Circuits EMC Compo*. Haining (CN): IEEE.
- Durier, A., Pues, H., & Van de Ginste, D. (2012). Modélisation de setup d'essai BCI et RI appliquée à une fonction électronique automobile. *16e édition du colloque international sur le CEM, CEM 2012*. Rouen: IEEE.
- Egot S, Klinger M, Koné L, Baranowski S, Lafon F, & Marot C. (2012). Modeling Methodology of Automotive Electronic Equipment assessed on a Realistic Sub-system. *IEEE Transactions on EMC*, Vol 54 Issue 6 pp1222-1233.
- Fernandez-Lopez, P. (2011). *Modélisation du rayonnement électromagnétique des dispositifs électroniques pour des applications CEM*. Rouen: Université de Rouen.

- Fiori, F. (2002). A new non-linear model of EMI-induced distortion phenomena in feedback CMOS Operational Amplifier. *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol 44 n°4 pp 495-502.
- Gardiol, F. (1987). *traité d'électricité vol XIII Hyperfréquences*. Presses polytechniques et universitaires.
- Gerke, D., & Kimmel, B. (2002). *EDN : the designer's guide to electromagnetic Compatibility*.
- Girard, M., Dubois, T., Duchamp, G., & Hoffmann, P. (2016). EMC Susceptibility characterization of an Op Amp-based circuit combining different techniques. *EMC Europe*. Wroclaw (PL): IEEE.
- Haake, K., & Haseborg, J. (2008). Precise investigation of field homogeneity inside a GTEM cell. *EMC Europe*. Hamburg.
- Hall, S., Hall, G., & Mac Call, J. (2000). *High speed digital system design : a handbook of interconnect theory and design practices*. Wiley interscience.
- Hammerstad, E. (1975). Equations for microstrip circuit design. *5th european microwave conference*, (pp. pp 268-272). Hamburg (DE).
- Hammerstad, E., & Jensen, O. (1980). Accurate models for microstrip computer-aided design. *Symposium on microwave theory and techniques*, (pp. pp 407-409).
- Haupt, R. (2003). Generating a plane wave in the near field with a planar array antenna. *Microwave Journal*, pp 152-166.
- Heaviside, O. (1876). On the extra current. *the London, Edinburgh and Dublin philosophical magazine and journal of Science*, series 5, vol 2, issue 9.
- Hill, D. (1985). A numerical method for near field array synthesis. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-27-4 pp 201-211.
- Hill, D. (1986). A near field array of Yagi-Uda antennas for Electromagnetic susceptibility testing. *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-28-3 pp 170-178.
- Hofer, J. (1985). the transmission-line matrix method-Theory and applications. *IEEE transactions on microwave theory & techniques*, vol MTT-33 pp 882-893.
- IPC-2141A. (2004). *Controlled impedance circuit boards and high speed logic design*. Institute for interconnection and packaging electronic circuits.
- ITRS. (2005). *International technology Roadmap for semiconductors*.
- Jansen, R. (1978). High speed computation of single and coupled microstrip parameters including dispersion, high-order modes, loss and finite strip. *IEEE transactions on microwave theory & techniques*, vol 26 n°2 pp 75-82.
- Johns, P. (1979). The art of modeling. *IEEE transactions on electronics & Power*, vol n°25 n°8 pp561-569.

- Johns, P. (1987). A symmetrical condensed node for TLM method. *IEEE transactions on microwave theory & techniques*, vol MTT-35 n°4 pp 370-377.
- Kanda, M. (1993). Standard probes for Electromagnetic field measurements. *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol 41 n°10 pp 1349-1364.
- Kirschning, M., & Jansen, R. (1984). Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines. *IEEE Transactions on microwave theory & techniques*, vol 32 n°1 pp 83-90.
- Klinger, M. (1992). *Etude phénoménologique de la Sensibilité électromagnétique de composants électroniques logiques implantés sur circuits imprimés*. USTL.
- Krause, M., & Leone, M. (2013). Calibrated time domain nearfield immunity test on PCB level. *International Symposium on EMC, EMC Europe*. Brugge (BE): IEEE.
- Kröning, O., & Leone, M. (2010). Near field immunity scan on printed Circuit Board level with suitable calibration method. *EMC europe*. Wrocław (PL): IEEE.
- Lacrampe, N., Serpaud, S., Boyer, A., & Tran, S. (2010). Radiated susceptibility investigation of electronic board from Near Field Scan method. *Asia Pacific International Conference on EMC*. Beijing (CN): IEEE.
- Lamoureux, E. (2006). *Etude de la susceptibilité des circuits intégrés numériques aux agressions hyper fréquences*. Toulouse: INSA Toulouse.
- Leone, M., Bruns, H., & Singer, H. (1999). Fast susceptibility analysis for printed circuit boards using an equivalent-wire method of moments. *Proceedings 13th Int. Zurich Symposium on EMC*, (pp. pp251-256). Zurich.
- Leseigneur, C. (2011). *développement d'un modèle d'immunité rayonnée pour la caractérisation de dispositifs électroniques*. Rouen: Université de Rouen.
- Leseigneur, C., Baudry, D., Ravelo, B., & Louis, A. (2013). near field coupling model between PCB and grounded transmission line based on plane wave spectrum. *The european physical journal applied physics*.
- Maréchal, C., Klinger, M., Heddebaut, M., & Demoulin, B. (1995). Etude de l'impact d'une perturbation électromagnétique sur le fonctionnement de composants logiques électroniques. *Journal de Physique*, vol 2 n°6 pp 743-756.
- Maurice, O., & Reneix, A. (2009). Notions sur le champ proche. *Conference RF HYPER*.
- Miller, L. (1997). *Comparison and correlation of test methodologies for component radiated susceptibility testing : BCI, stripline and triplate methodologies*. GMI Engineering and Management Institute.
- MIL-STD-461F. (2007). *Department of Defense Interface Standard : Requirements for the control of EMI characteristics of subsystems & equipment*.

- Moore, G. E. (1965). Cramming more components onto integrated circuits. *Electronics*, vol.38, vol 38.
- Paul, C. (1994). *Analysis of multiconductor transmission lines*. John Wiley & Sons.
- Pommerenke, D., Muchaidze, G., Koo, J., Cai, Q., & Min, J. (2007). Application and limits of IC and PCB scanning methods for immunity analysis. *18th international Zurich symposium on EMC*. Munchen (DE): IEEE.
- Ramdani, M., Sicard, E., Bendhia, S., Calvet, S., Baffreau, S., & Levant, J.-L. (2004). *La compatibilité électromagnétique dans les circuits intégrés*. Techniques de l'ingénieur.
- Ruehli, A. (1974). Equivalent circuit models for the 3-dimensional multiconductor systems. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, Vol 22 n°3.
- Schelkunoff, S., & Friis, H. (1952). *Antennas : theory and practice*. John Wiley & sons.
- Schneider, M. (1969). Microstrip lines for microwave integrated circuits. *The bell system technical Journal*, Vol 48 pp 1421-1444.
- Sicard, E., & Boyer, A. (2020). *IC-EMC User's Manual version 2.9*. INSA Toulouse.
- Sung Uk lee, Hyo Joon Eom, Ock Jang Soo, & Jong Hwa Kwon. (2011). Higher-Order Transverse Electric and Transverse Magnetic Modes in Gigahertz Transverse Electromagnetic Cells. *Electromagnetics*.
- Taylor, C., Sattewhite, R., & Harrison, C. (1965). The response of a terminated 2-wire transmission line excited by a non-uniform Electromagnetic field. *IEEE transactions on antenna propagation*, Vol E pp 987-989.
- Trenkic, V., Christopoulos, C., & Benson, T. (1996). A symmetrical condensed node for the TLM method. *IEEE transactions on microwave theory & techniques*, vol 44 n°12.
- Tront, J., Whalen, J., Larson, C., & Roe, J. (1979). Computer-aided analysis of RFI effects in operational amplifiers. *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol EMC-21 pp 297-306.
- Vrignon, B., Lacrampe, N., & Caignet, F. (2007). Investigation of effects of an ESD pulse injected by a near field probe into an oscillator block of a 16-bit microcontroller. *EMC Compo 2007, 6th international workshop on IC EMC*. Torino (I): IEEE.
- Wadell, B. (1991). *Transmission line design handbook*. Artech House inc.
- Wheeler, H. (1977). Transmission line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane. *IEEE transactions on microwave theory and technique*, vol 25 n°8 pp 631-647.
- Wilson, P. (2004). Advances in radiated EMC measurement techniques. *Radio Science Journal*, Bulletin n°311.
- Xiao, J., Liu, D., Pommerenke, D., Huang, W., Shao, P., Li, X., & Min, J. (2010). Near field probe for detecting resonances in EMC application. *Asia Pacific conference on EMC*. Beijing (CN): IEEE.

- Yan, Z., Wang, J., Zhang, W., & Wang, Y. (2016). A Simple Miniature Ultrawideband Magnetic Field Probe Design for Magnetic Near-Field Measurements. *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol 64 n°12.
- Yee, S. (1966). Numerical solution for initial boundary problems involving maxwell's equations in isotropic media. *IEEE transactions on antennas propagation*, vol AP-14 n°3 pp 302-307.
- Zhang, G., van Roosmalen, F., & Graef, W. (2005). The paradigm of More than Moore. *6th international conference on electronic packaging technology*.

## A. ANNEXE : Rayonnement d'un dipôle électrique et d'une boucle magnétique

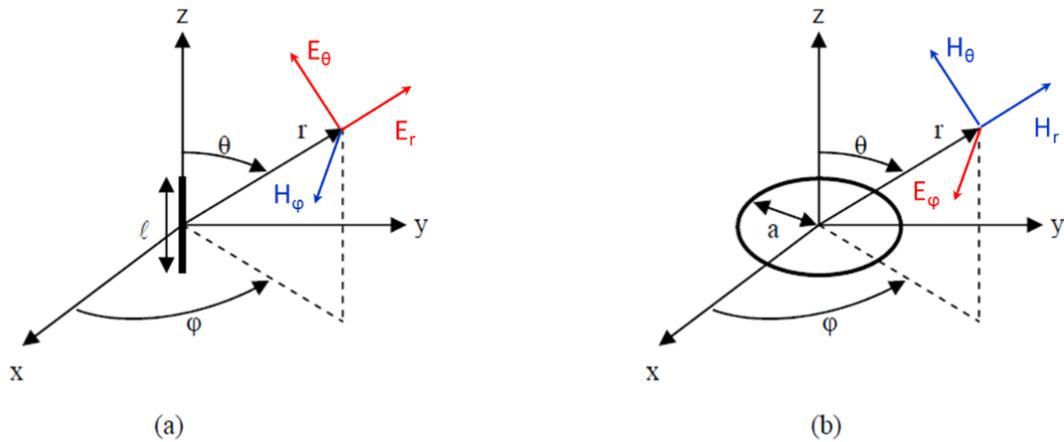


Figure A-1 – a) Dipôle électrique b) boucle magnétique Source (Baudry, 2005)]

Pour un dipôle électrique, les composantes du champ électromagnétique sont données par les formules suivantes (Baudry, 2005):

$$(1) \quad E_r = \eta \frac{I_0 \ell}{2\pi r^2} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) \cos(\theta) e^{-jkr} \text{ V/m}$$

$$(2) \quad E_\theta = j\eta \frac{kI_0 \ell}{4\pi r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) \sin(\theta) e^{-jkr} \text{ V/m}$$

$$(3) \quad E_\phi = 0 \text{ V/m}$$

$$(4) \quad H_r = 0 \text{ A/m}$$

$$(5) \quad H_\theta = 0 \text{ A/m}$$

$$(6) \quad H_\phi = j \frac{kI_0 \ell}{4\pi r} \left( 1 + \frac{1}{jkr} \right) \sin(\theta) e^{-jkr} \text{ A/m}$$

$k = 2\pi / \lambda$  : le nombre d'ondes en espace libre

Pour une boucle magnétique, les composantes du champ électromagnétique sont données par les formules suivantes :

$$(7) \quad E_r = 0 \text{ V/m}$$

$$(8) \quad E_\theta = 0 \text{ V/m}$$

$$(9) \quad E_\varphi = \eta \frac{(ka)^2 I_0}{4r} \left(1 + \frac{1}{jkr}\right) \sin(\theta) e^{-jkr} \text{ V/m}$$

$$(10) \quad H_r = j \frac{ka^2 I_0}{2r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr}\right) \cos(\theta) e^{-jkr} \text{ A/m}$$

$$(11) \quad H_\theta = -\frac{(ka)^2 I_0}{4r} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2}\right) \sin(\theta) e^{-jkr} \text{ A/m}$$

$$(12) \quad H_\varphi = 0 \text{ A/m}$$

Avec  $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \approx 377\Omega$  l'impédance du vide.

## B. ANNEXE : Impédance vue en tous points d'une ligne de transmission

Comme illustré par la Figure 230, l'impédance  $Z(x)$  vue en un point  $x$  d'une ligne de transmission chargée par une impédance  $Z_L$  est donnée par la formule suivante (Badoual, Martin, & Jacques, 1993) :

$$Z(x) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan \beta x}{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan \beta x} \quad (eq1)$$

Où :  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission,

$x$  est un point de la ligne de transmission dont l'origine se situe au niveau de la charge  $Z_L$ ,

$\beta = 2\pi/\lambda$  est la longueur électrique avec  $\lambda = c/F \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}$  où  $F$  est la fréquence du signal de la source et  $\epsilon_{eff}$  la permittivité effective du milieu de propagation.

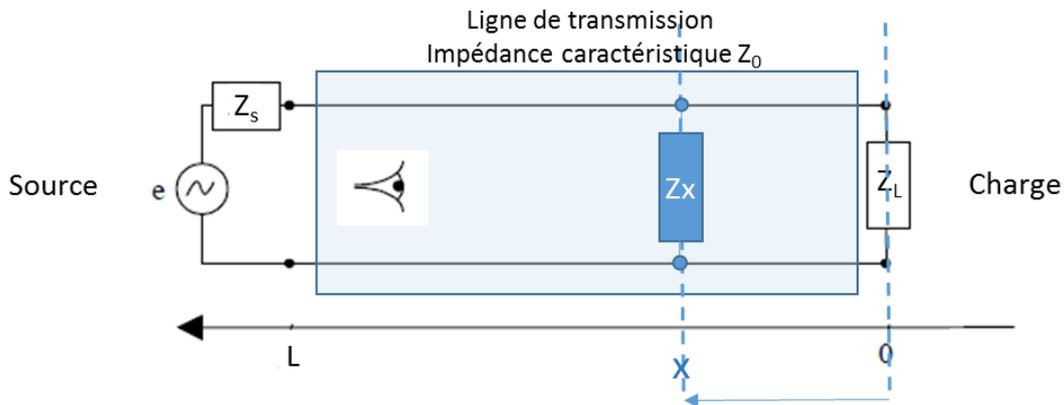


Figure 230 – Impédance vue en un point  $x$  d'une ligne de transmission Source (Ditchi, T.;UPMC)

Dans le cas du chapitre 4.4.1, l'impédance LB ramenée en terminaison du faisceau électrique est illustrée par la Figure 231. Elle se calcule avec  $Z_0 = 265 \Omega$  calculé à partir des équations eq II-3.

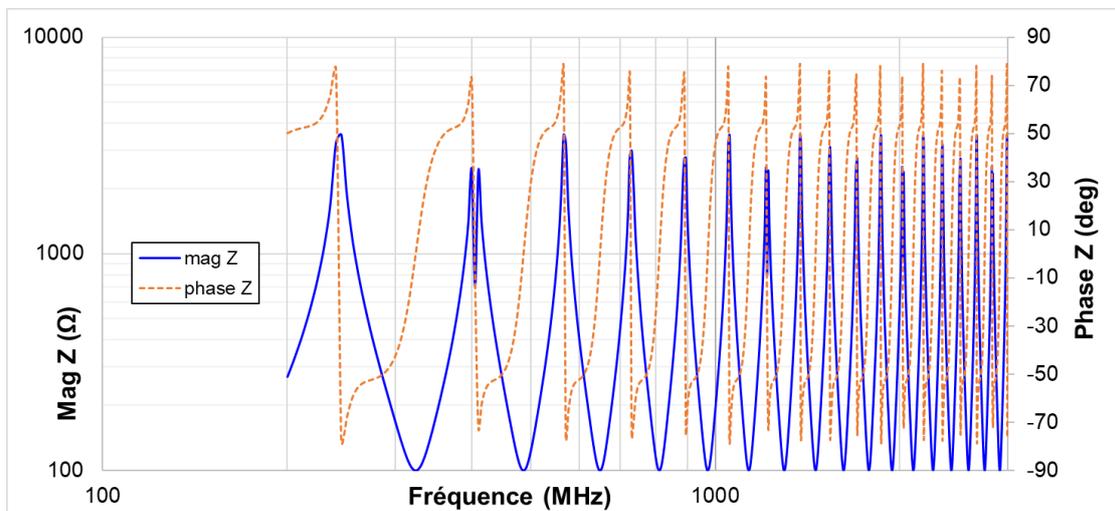


Figure 231 – Impédance LB ramenée en terminaison du faisceau électrique au chapitre 4.4.1

## C. ANNEXE : Revue des méthodes de calibrage des sondes en immunité

Il existe dans la littérature différentes méthodes de calibrage des sondes en immunité rayonnée. On peut les classer en 2 catégories distinctes : les méthodes par mesure du champ rayonné et celles par mesure de courant couplé sur une ligne 50  $\Omega$ .

### C.1 Méthodes de calibrage par mesure du champ rayonné

L'IEC TS 62132-9 fixe une méthode de calibrage des sondes en immunité rayonnée par une mesure directe du champ rayonné comme illustré par la Figure 232. Le champ rayonné est mesuré par une sonde en émission rayonnée calibrée selon l'IEC TS 61967-3. La sonde en émission est de même nature (mesure de champ électrique ou magnétique) que la sonde en immunité à calibrer et adaptée à la mesure soit du champ normal soit du champ tangentiel. Un signal RF d'amplitude connue et constante en fréquence est appliqué à la sonde d'immunité et le champ généré est mesuré à différentes distances de la sonde pour chacune des 3 composantes du champ considéré. On détermine ainsi un facteur de sonde comme le ratio de l'amplitude du signal incident sur la sonde par l'amplitude de la composante du champ considéré mesuré par la sonde en émission. De manière à éviter les erreurs de mesure et garantir un niveau élevé de répétabilité, un banc mécanique de balayage précis en positionnement est utilisé pour le calibrage. On note que la méthode n'impose pas de coupleur permettant de mesurer et de réguler la puissance réellement transmise à la sonde et qu'elle est effectuée que pour une seule amplitude de signal. On considèrera par défaut que le calibrage est effectué à puissance incidente constante.

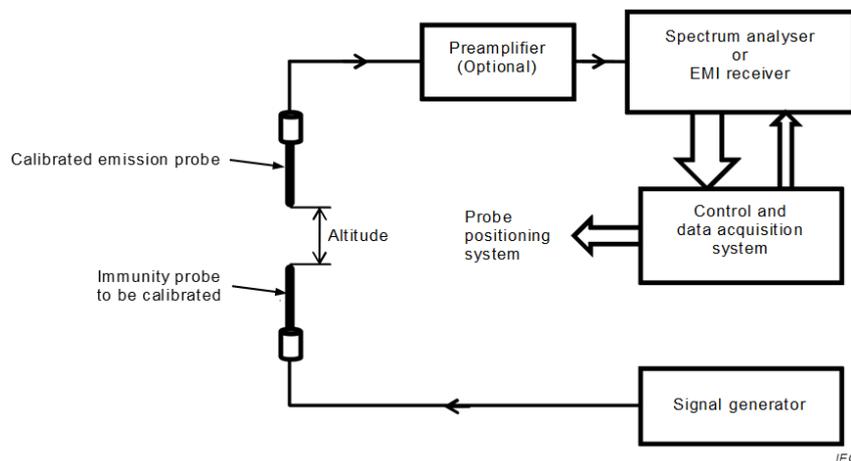


Figure 232 – Méthode de calibrage de la sonde en immunité selon la TS 62132-9 (source IEC)

Bien que cette méthode soit une mesure directe du champ, elle fait appel, pour le calibrage de la sonde de mesure en émission, à une méthode indirecte de mesure puisque, comme illustré par la Figure 233, la sonde en émission est calibrée par le champ généré par une ligne micro-ruban 50  $\Omega$  excitée par un signal RF de puissance incidente constante en fréquences.

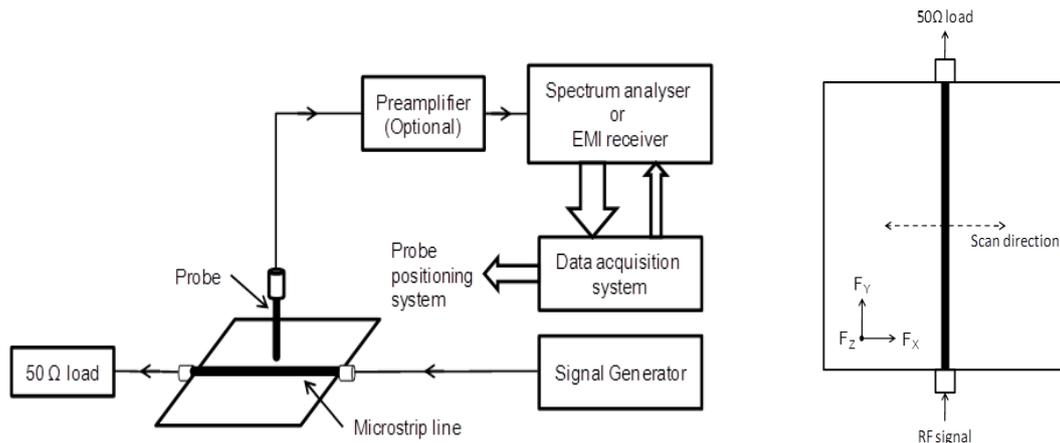


Figure 233 –Méthode de calibration d'une sonde en émission selon la TS 61967-3 (source IEC)

Le champ généré par la ligne micro-ruban est calculé par le solveur *full-wave* de CST. Il n'existe, dans la littérature, peu ou pas d'équations analytiques exprimant les champs électrique et magnétique générés par une ligne micro-ruban principalement en raison de l'inhomogénéité des milieux de propagation comme vu au chapitre 2.2.2. Par contre, il est possible d'obtenir une approximation de ces champs en appliquant les lois de l'électrostatique à un fil rond placé au-dessus d'un plan de masse représentatif d'une ligne micro-ruban en utilisant un epsilon effectif. Une comparaison basée sur les équations fournies par (Baudry, Louis, & Mazar, 2006) est présentée en Annexe D.

### C.1.1 Exemple de calibration d'une sonde de champ électrique normal Ez

On procède tout d'abord à la simulation *full wave* du calibration d'une sonde de champ électrique normal en émission. On choisit une sonde de type  $E_{ZL3}$  basée sur du câble coaxial semi-rigide RG405 dont le conducteur interne a un diamètre de  $510 \mu\text{m}$ , le diélectrique (PTFE ou Teflon) un diamètre de  $1,68 \text{ mm}$  et le conducteur externe un diamètre de  $2,2 \text{ mm}$ . Le conducteur interne dépasse de  $3 \text{ mm}$  le diélectrique et le conducteur externe. Cet élément rayonnant a, comme démontré par (Baudry, 2005) et (Dubois, 2009), une forte influence sur la sensibilité et la résolution spatiale de la sonde. La sensibilité s'accroît avec la longueur de l'élément rayonnant tandis que sa résolution spatiale décroît. Durant le calibration, la base de l'élément rayonnant est placée dans un plan XY parallèle au PCB normalisé comportant la ligne micro-ruban à une hauteur  $h$  comme illustré par la Figure 234a.

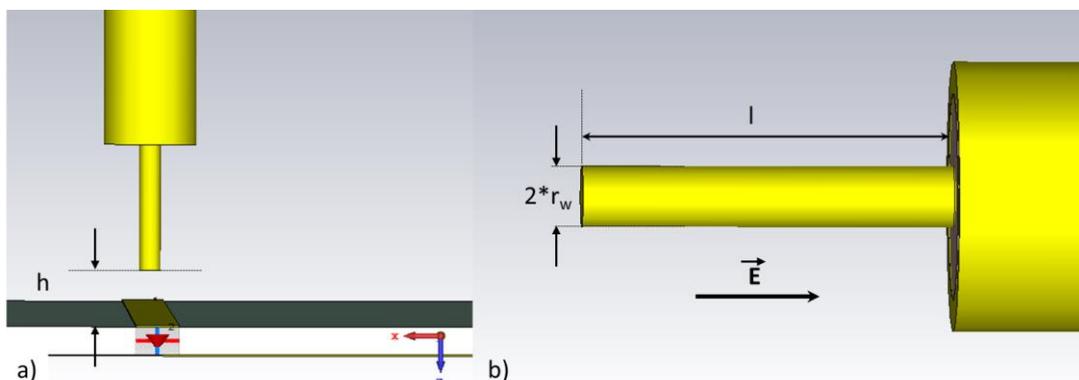


Figure 234 – a) positionnement de la sonde  $E_{ZL3}$  b) détail de l'élément rayonnant

Cet élément rayonnant, détaillé par la Figure 234b, constitue une antenne monopôle chargée par l'impédance d'entrée du préamplificateur ou directement par celle de l'analyseur de spectre ou du récepteur HF. La tension mesurée  $V(f)$  sur un récepteur d'impédance  $Z_L(f)$  s'écrit :

$$V(f) = \frac{l_{eff}(f) * E_{inc}(f) * Z_L(f)}{Z_0(f) + Z_L(f)} \quad (eq C.1)$$

Où  $l_{eff}(f)$  est la longueur effective de l'antenne,  $Z_0(f)$  son impédance et  $E_{inc}(f)$  la composante du champ électrique incident parallèle à l'antenne. Dans le cas d'une antenne électriquement courte, quand  $\beta.l < 1$  (dans notre cas  $\beta.l$  vaut  $6,3 \cdot 10^{-3}$  à 1 GHz), la longueur effective et l'impédance de l'antenne s'expriment, selon (Kanda, 1993), par :

$$l_{eff} = l * (\Omega - 1) / (\Omega - 2 + \ln 4) \quad \text{avec} \quad \Omega = 2 * \ln(2 * l / r_w)$$

$$Z_0(f) = -j * \frac{\eta}{2 * \pi * \beta * l} * (\Omega - 2 - \ln 4) \quad (eq C.2)$$

Où  $l$  est la longueur physique de l'antenne et  $r_w$  son rayon,  $\eta$  l'impédance d'onde dans le vide,  $\beta$  le facteur d'onde ( $2 * \pi / \lambda$ ).  $\Omega$  est un facteur d'épaisseur de l'antenne. En considérant qu'une antenne électrique est purement capacitive, on déduit de l'équation (eq C.2) l'expression de cette capacitance :

$$C = \frac{2 * \pi * l * \epsilon_0}{(\Omega - 2 - \ln 4)} \quad (eq C.3)$$

Dans notre cas d'application, cette capacitance vaut 57 fF.

La Figure 235 illustre le champ électrique normal en valeur maximale calculé par CST Studio à 1 GHz dans un plan XY situé à 1 mm lorsque la ligne est excitée par un signal de puissance constante de 1 W (30 dBm) appliqué par un port de type *S-Parameter* (voir Annexe D). La valeur maximale, qui se situe dans la médiane de la ligne, est de 2 232 V/m. La ligne étant adaptée, le champ  $E_z$  est quasi-constant tout au long de la ligne.

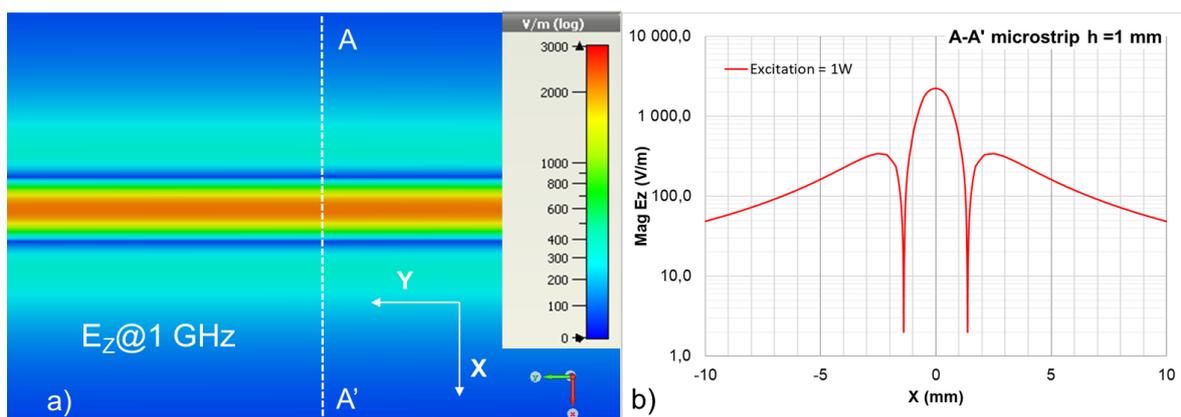


Figure 235 – Amplitude du champ électrique normal à 1 GHz ligne micro-ruban seule a) dans le plan XY situé 1 mm au-dessus de la ligne micro-ruban b) dans la coupe A-A'

Conformément à la norme, les courbes de calibration doivent être mesurées, par fréquence, dans le plan de coupe transversal de la ligne micro-ruban. La norme impose un minimum de 3 fréquences par décade. L'objectif du calibration étant de superposer la courbe en coupe transversale du champ tel

qu'illustré par la Figure 120 et la courbe des tensions obtenues en sortie de la sonde d'émission pour en déduire un facteur de sonde, il est impératif d'utiliser pour le calibrage en émission une sonde avec une résolution spatiale la plus faible possible.

La Figure 236 montre que la sonde  $E_{ZL3}$  vient fortement modifier le champ au-dessus de la ligne micro-ruban dans le diamètre de son conducteur interne. Cette observation a été faite également sur la mesure par (Baudry, Louis, & Mazar, 2006) qui explique cette perturbation du champ électrique par le couplage capacitif existant entre la sonde et la ligne micro-ruban. Le niveau de champ diminue légèrement à une distance de 15 mm de la sonde (coupe B-B') avec une valeur maximale calculée de 2 089 V/m soit -0.6 dB par rapport à la valeur calculée en l'absence de sonde.

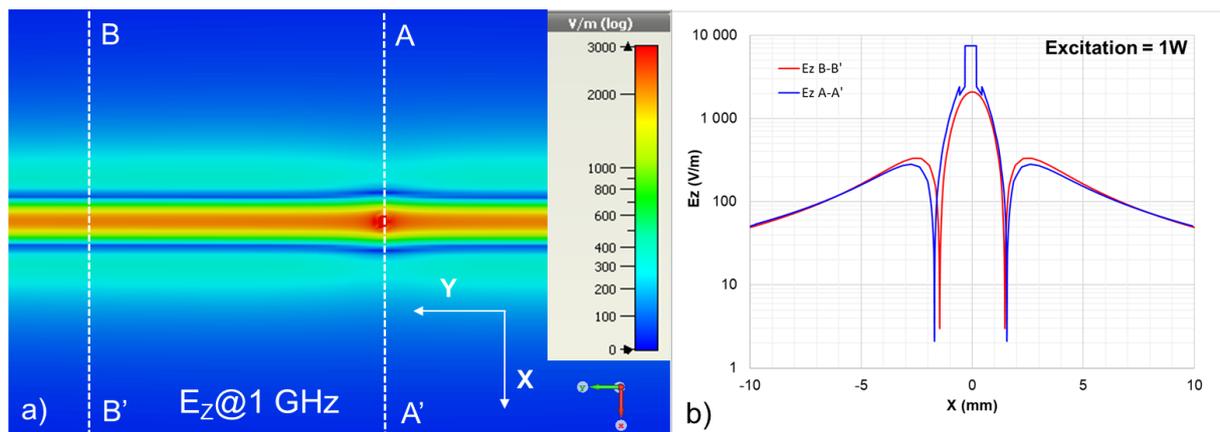


Figure 236 – Amplitude du champ électrique normal à 1 GHz durant le calibrage de la sonde  $E_{ZL3}$  RG405 a) dans le plan XY situé 1 mm au-dessus de la ligne micro-ruban b) dans les coupes A-A' et B-B'

La Figure 237 confirme par une simulation des paramètres S de la ligne micro-ruban en l'absence et en présence de la sonde l'influence de celle-ci sur le comportement de la ligne micro-ruban.

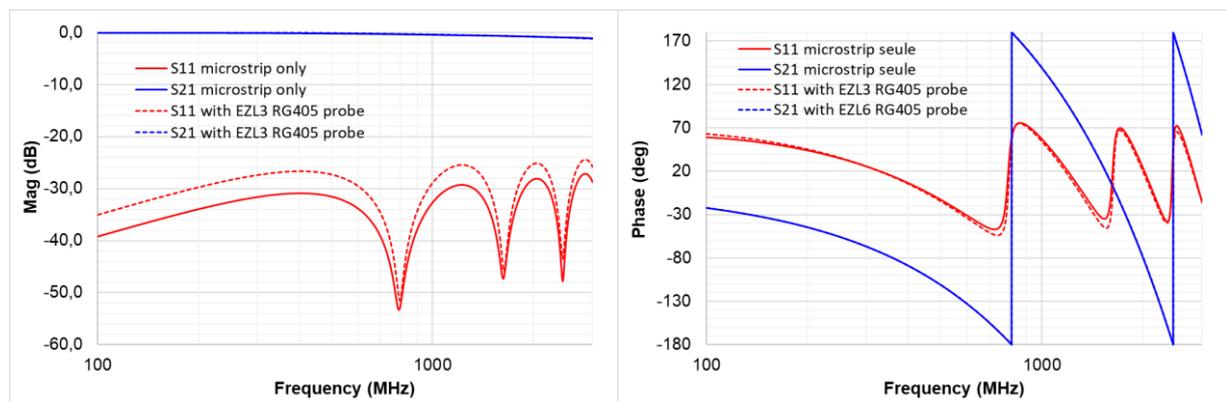


Figure 237 – Paramètres-S de la ligne micro-ruban sans et avec sonde  $E_{ZL3}$  RG405

La Figure 238 compare la tension obtenue sur la sonde de mesure en émission avec la valeur maximale du champ électrique normal calculé à 1 GHz dans la coupe A-A' de la Figure 235, la sonde étant déplacée par pas de 0,5 mm. La tension est obtenue par calcul du couplage de la sonde sur la ligne micro-ruban.

On observe sur la Figure 238a que le facteur de sonde n'est pas constant le long de la coupe transversale en raison de la mauvaise résolution spatiale de la sonde. (Baudry, Louis, & Mazar, 2006) fait le même constat en mesure sur la même sonde.

A la position  $X=0$  centrée sur le milieu de la ligne micro-ruban, le champ électrique normal à mesurer est, à 1 GHz, de 2 232 V/m en l'absence de la sonde et la tension mesurée est de 32 mV ce qui donne un facteur de sonde de -96,8 dBmètre. On peut comparer cette valeur à la valeur théorique de -86,2 dBmètre calculée à partir de l'équation (eq 3.1) et illustrée par la Figure 238b.

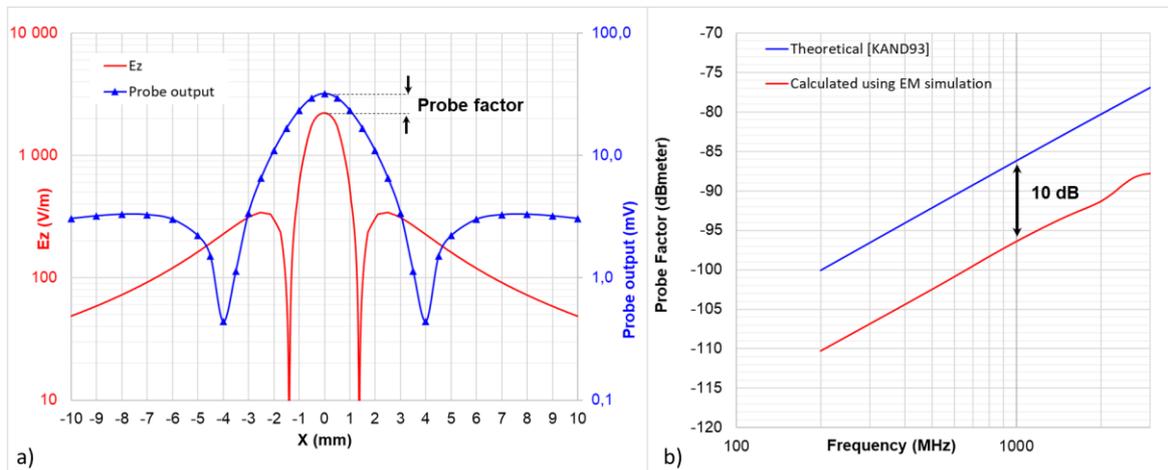


Figure 238 – a) Tension de sortie de la sonde de mesure en émission  $E_{zL3}$  comparée à la valeur maximale du champ électrique normal calculée dans la coupe A-A' de la Figure 235 à 1 GHz b) facteur de sonde théorique et calculé

Contrairement au calcul effectué par CST, la mesure de champ effectuée par la sonde n'est pas ponctuelle et celle-ci intègre l'ensemble des champs présents dans un volume situé sous son diamètre externe et déterminé par la longueur de l'élément rayonnant. Ce volume, illustré par la Figure 239, est d'environ  $13 \text{ mm}^3$ . Le calcul du champ  $E_z$  moyen dans ce volume donne une valeur de 689 V/m alors que le facteur de sonde théorique conduit à une évaluation du champ de 651 V/m soit un écart de 0.5 dB. On peut conclure que la simulation numérique confirme pleinement les formules analytiques.

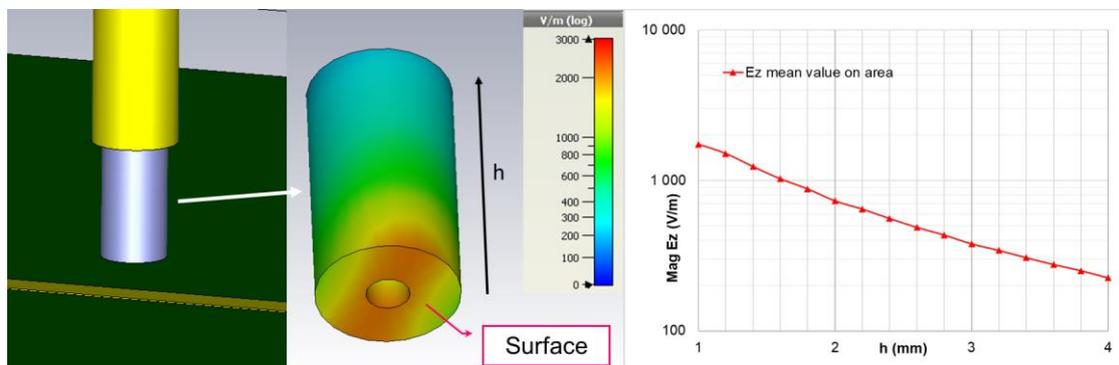


Figure 239 – Calcul du champ électrique normal moyen dans le volume de la sonde de mesure  $E_{zL3}$  à 1 GHz

On réalise maintenant sous CST la modélisation du calibrage de la sonde  $E_{ZL}$  en immunité tel qu'illustré par la Figure 240. La sonde en immunité est excitée par une source de puissance constante de 1 W. La sonde  $E_{ZL3}$  RG405 est utilisée en mesure d'émission.

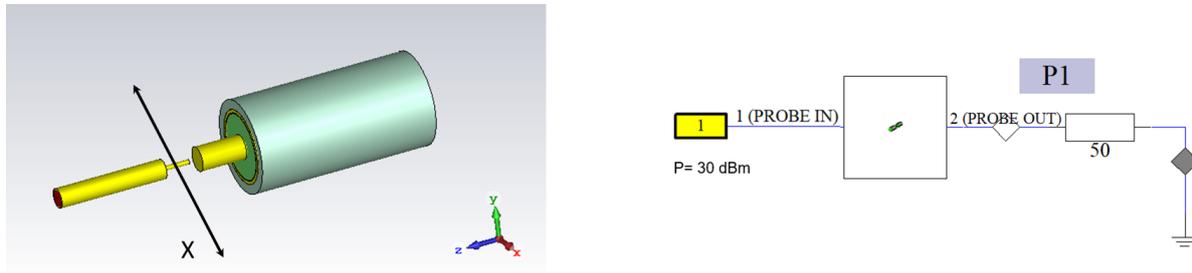


Figure 240 – Simulation full wave de la méthode de calibrage de la sonde en immunité  $E_{ZL}$  selon l'IEC TS 62132-9

La Figure 241a illustre le champ électrique normal calculé par CST à 1 GHz dans un plan XY situé à 1 mm de la sonde  $E_{ZL}$  excitée par une source de puissance 1 W en l'absence de sonde de mesure comme vu au chapitre 3.2.3.

La Figure 241b compare à 1 GHz, dans une vue en coupe transversale, le champ électrique normal calculé par CST, la tension obtenue sur la sonde de mesure en émission et le champ recalculé avec le facteur de sonde déterminé durant le calibrage de la sonde en émission. Pour  $X=0$ , le champ mesuré par la sonde calibrée est de 4 801 V/m pour un champ calculé de 3 792 V/m soit une différence de + 2 dB. En utilisant le facteur de sonde théorique, le champ mesuré est de 1 486 V/m. La légère surestimation du champ vient du fait que la sonde en émission modifie localement le rayonnement de la sonde en immunité. La Figure 242a illustre le champ électrique normal calculé par CST à 1 GHz dans un plan XY situé à 1 mm de la sonde  $E_{ZL}$  excitée par une source de puissance 1 W quand la sonde de mesure est positionnée en  $X= 0$  et la Figure 242b quand la sonde de mesure est positionnée en  $X = -5$  mm. La Figure 242c compare les champs précédents dans une vue en coupe transversale A-A'.

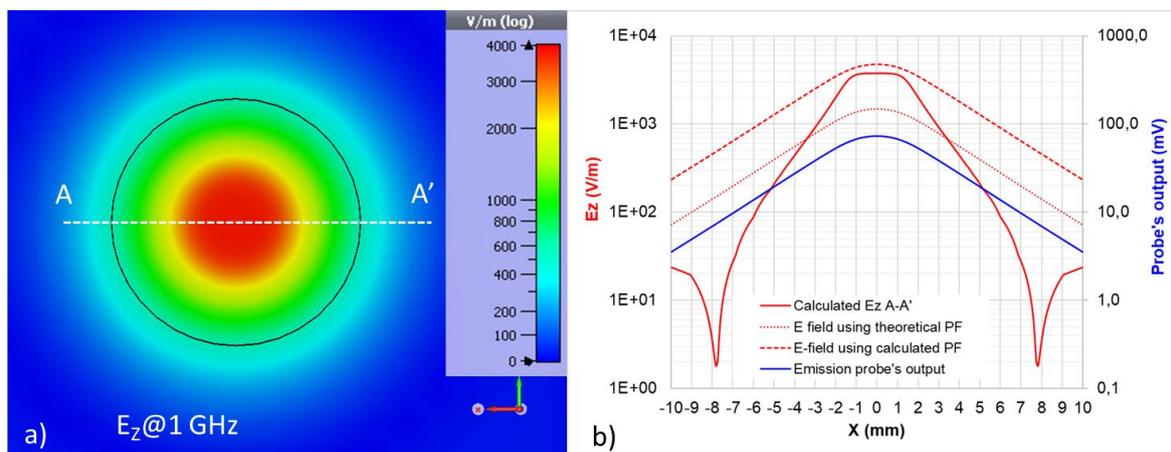


Figure 241 – a) Amplitude du champ électrique normal émis par la sonde d'immunité  $E_{ZL}$  à 1 GHz calculée dans le plan XY situé 1 mm de la sonde d'immunité en l'absence de sonde de mesure en émission b) tension et champs mesurés par la sonde d'émission comparés au champ électrique normal calculé par CST en coupe transversale A-A'

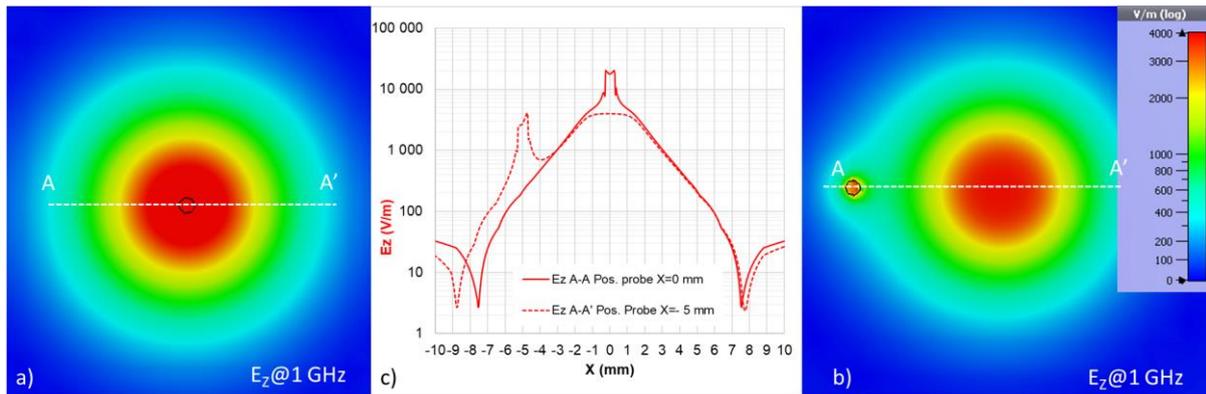


Figure 242a) Amplitude du champ électrique normal émis par la sonde d'immunité  $E_{zL}$  à 1 GHz calculée dans le plan XY situé 1 mm de la sonde d'immunité quand la sonde de mesure est en position  $X=0$  mm b) quand la sonde de mesure est en  $X= -5$  mm c) comparaison selon la coupe A-A'

### C.1.2 Exemple de calibrage d'une sonde de champ magnétique tangentielle

On procède tout d'abord à la simulation *full wave* du calibrage d'une sonde de champ magnétique tangentiel en émission. On choisit une sonde de type  $H_{XL}$ , vue au chapitre 3.3.1, basée sur du câble coaxial semi-rigide RG405 dont le conducteur interne forme une boucle d'un diamètre interne d'environ 1,5 mm, la boucle se refermant sur le conducteur externe. Durant le calibrage, la base de la boucle est placée dans un plan XY parallèle au PCB normalisé comportant la ligne micro-ruban à une hauteur  $h$  comme illustré par la Figure 243a. La mesure du champ magnétique tangentiel  $H_x$  se fera dans le plan YZ qui est le plan de la boucle.

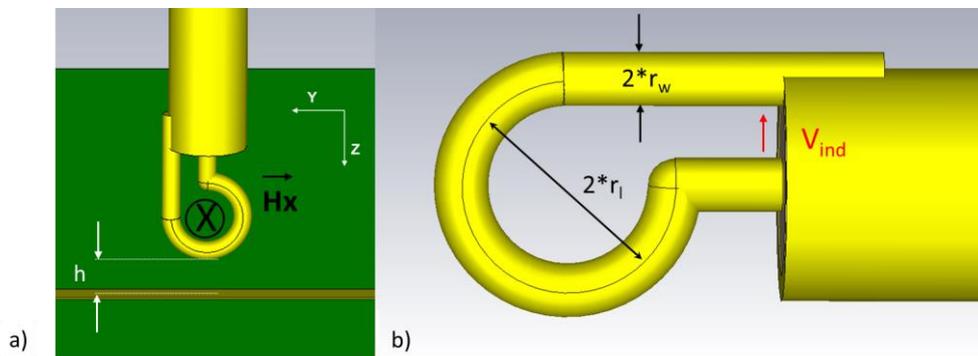


Figure 243 – a) positionnement de la sonde  $H_{XL}$  b) détail de la boucle magnétique

La tension  $V_{ind}(f)$  induite entre les conducteurs interne et externe découle directement des équations de Maxwell et du théorème de Stoke et s'écrit:

$$V_{ind}(f) = -j * \omega * \mu * H_{inc} * N * S \quad (eq C.4)$$

Où  $N$  le nombre de spires de la boucle,  $S$  sa surface et  $H_{inc}$  le champ magnétique traversant la boucle de manière normale à sa surface.

Le modèle électrique équivalent d'une boucle magnétique simple ( $N=1$ ) est constitué, selon [KAND93], d'une inductance  $L$  terminée par une capacitance  $C$  placée en parallèle de l'impédance de mesure dont les valeurs sont données par les formules ci-dessous :

$$L = \mu_0 * \mu_r * r_l * \left( \ln \left( \frac{8 * r_l}{r_w} \right) - 2 \right) \quad ; \quad C = \frac{2 * \epsilon_0 * \epsilon_r * r_l}{\ln (8 * r_l / r_w) - 2} \quad (\text{eq C.5})$$

Où  $r_l$  est le rayon de la boucle et  $r_w$  le rayon du conducteur.

Dans notre cas d'application, L vaut 1,83 nH et C vaut 12,25 fF.

L'impédance de mesure  $Z_{in}(f)$  est constituée de la mise en parallèle de l'impédance du récepteur  $Z_L(f)$  et de la capacitance C. Pour une impédance  $Z_L(f)$  de 50  $\Omega$ , l'impédance  $Z_{in}(f)$  et la tension  $V(f)$  mesurée s'écrivent :

$$Z_{in}(f) = \frac{50 * C * j * \omega}{(50 * C * j * \omega) + 1} \quad ; \quad V(f) = \frac{V_{ind}(f) * Z_{in}(f)}{(L * j * \omega) + Z_{in}(f)} \quad (\text{eq C.6})$$

La base de la boucle étant placée à une hauteur  $h = 1$  mm de la ligne micro-ruban, la Figure 244a illustre le champ magnétique tangentiel calculé par CST Studio à 1 GHz dans un plan XY coupant la boucle par son milieu ( $h = 2.5$  mm) lorsque la ligne micro-ruban est excitée par un signal de puissance constante de 1 W (30 dBm) appliqué par un port de type *S-Parameter* (voir Annexe D). La Figure 244b montre les valeurs de champ dans une coupe transversale A-A'. La valeur maximale, qui se situe dans la médiane de la ligne, est de 2,89 A/m.

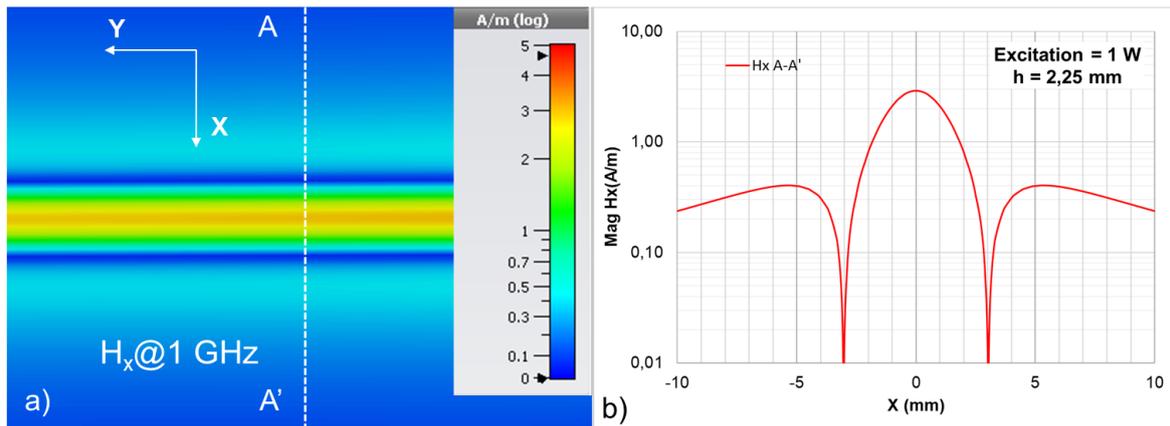


Figure 244 – Amplitude du champ  $H_x$  à 1 GHz créée par une ligne micro-ruban excitée par 1 W a) dans le plan XY situé 2.5 mm au-dessus de la ligne b) dans la coupe A-A'

La Figure 245a illustre l'amplitude du champ  $H_x$  à 1 GHz dans le plan XY traversant la boucle de la sonde de mesure. La Figure 245b compare l'amplitude des champs  $H_x$  obtenus dans la coupe transversale A-A' sous la boucle et B-B' à  $Y = 15$  mm de la boucle. On retrouve, en présence de la sonde de mesure, les mêmes niveaux de champ que ceux générés par la ligne seule, la sonde ne modifiant localement que très légèrement le champ  $H_x$ . On relève 3,54 A/m au maximum dans la coupe A-A' soit une différence de +1,8 dB par rapport à la coupe B-B'.

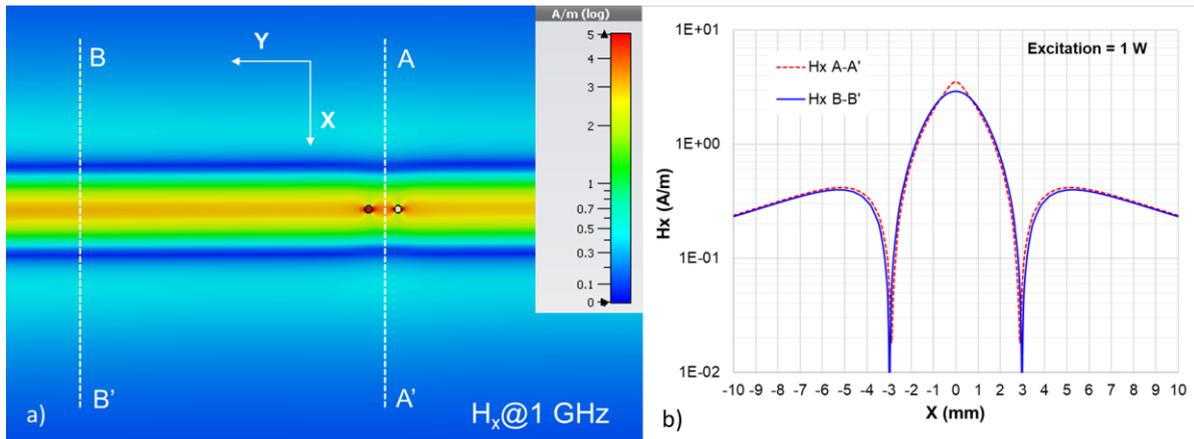


Figure 245 – a) Amplitude du champ magnétique tangentiel à 1 GHz dans le plan XY situé 2.25 mm au-dessus de la ligne micro-ruban b) dans la coupe A-A' avec et sans sonde

La Figure 246a compare la tension obtenue sur la sonde de mesure avec la valeur du champ magnétique tangentiel calculé à 1 GHz dans la coupe B-B' de la Figure 245, la sonde étant déplacée transversalement par pas de 0,5 mm. On observe que, comparativement à la sonde électrique, la sonde magnétique parvient à reproduire correctement la forme du champ en coupe transversale. Contrairement au calcul effectué par CST, la mesure de champ effectuée par la sonde n'est pas ponctuelle et celle-ci intègre l'ensemble des champs présents dans le volume constitué par la surface de boucle et le diamètre du conducteur. Ce volume, qui est d'environ 0.9 mm<sup>3</sup>, est 15 fois plus faible que celui de la sonde E<sub>ZL3</sub> de mesure.

A la position X=0 centrée sur la médiane de la ligne micro-ruban, le champ magnétique tangentiel à mesurer est en l'absence de sonde, à 1 GHz, de 2,89 A/m et la tension mesurée est de 86,4 mV ce qui donne un facteur de sonde de -30.5 dBΩm. La Figure 246b compare le facteur de sonde calculé à partir de la simulation avec le facteur de sonde théorique calculé à partir des équations (eq C.4) et (eq C.6). A 1 GHz, le facteur de sonde théorique est de -33,8 dBΩm.

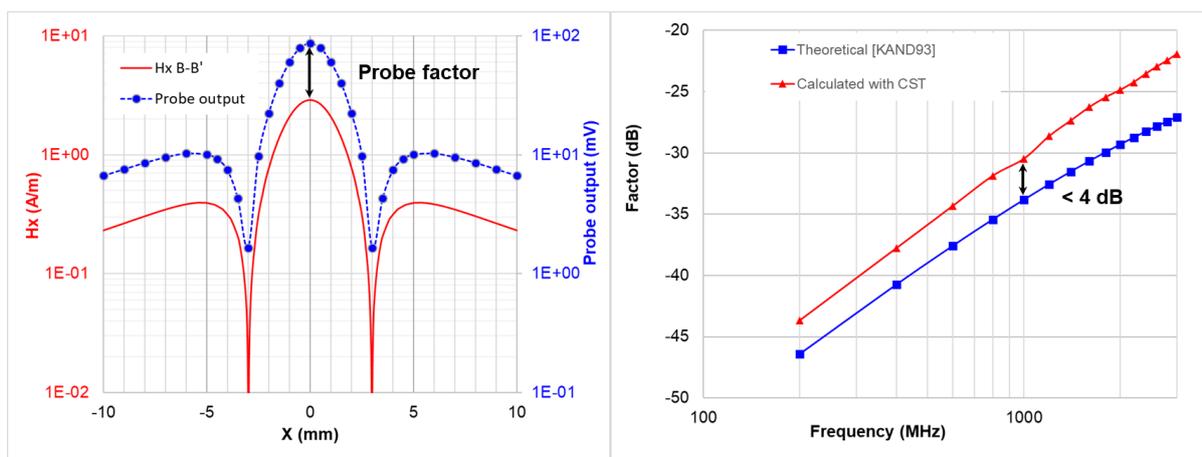


Figure 246 – a) Tension de sortie de la sonde de mesure en émission  $H_{XL}$  comparée au champ magnétique tangentiel maximal calculé à 1 GHz dans la coupe B-B' de la Figure 245a b) comparaison du facteur de sonde calculé à partir de la simulation et à partir des équations de [KAND93]

L'écart s'explique par le fait que la simulation considère le champ magnétique maximal dans une coupe traversant la boucle dans le plan XY et non le champ moyen traversant la boucle dans le plan

YZ. Si l'on effectue le calcul sur le volume décrit précédemment illustré par la Figure 247, on obtient la valeur moyenne de 4,04 A/m alors que le champ calculé à partir du facteur de sonde théorique est de 4,25 A/m soit une différence de 0,5 dB. Une nouvelle fois la simulation numérique confirme les formules analytiques de [KAND93] sur les facteurs de sonde.

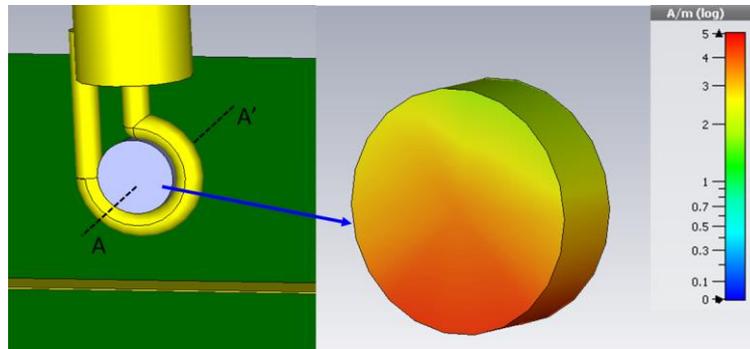


Figure 247 – Calcul du champ magnétique moyen  $H_y$  dans le volume de la sonde de mesure  $H_{XL}$  à 1 GHz

On réalise sous CST la modélisation du calibrage de la sonde en immunité  $H_{XL}$  RG213, vue au chapitre 3.3.1, telle qu'illustrée par la Figure 248. La sonde en immunité est excitée par une source de puissance de 1 W. La sonde  $H_{XL}$  RG405 est utilisée en mesure. La sonde de mesure se déplace dans l'axe longitudinal U de la boucle de la sonde d'immunité et dans son axe transversal V avec une résolution de 0,5 mm. On utilise la symétrie de la sonde pour minimiser les calculs.

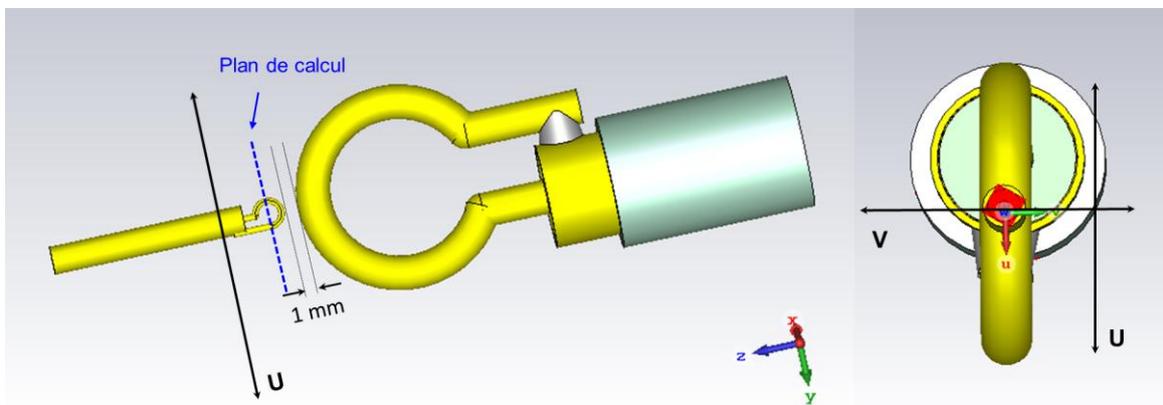


Figure 248 – Simulation full wave de la méthode de calibrage de la sonde en immunité  $H_{XL}$  selon l'IEC TS 62132-9

La Figure 249a illustre le champ magnétique tangentiel maximal calculé par CST à 1 GHz dans un plan XY situé à 2.25 mm de la sonde  $H_{XL}$  RG213 excitée par un signal unitaire de 1 W en l'absence de sonde de mesure. Comme précédemment pour la sonde électrique, il est impératif de déterminer au préalable la tension du générateur utilisé dans la simulation pour calculer correctement la tension obtenue sur la sonde de mesure par couplage. Selon la Figure 91, l'impédance de la sonde à 1 GHz est de  $382 \Omega$  ce qui donne une tension de 19,5 V. La Figure 249b compare à 1 GHz, dans une vue en coupe transversale A-A', le champ magnétique tangentiel calculé par CST, la tension obtenue sur la sonde de mesure et le champ recalculé avec le facteur de sonde déterminé durant le calibrage de la sonde de mesure. La Figure 249c montre la même comparaison pour la coupe longitudinale B-B'.

Pour  $(X,Y) = (0,0)$  le champ mesuré par la sonde de mesure calibrée avec le facteur de sonde calculé par CST est de 3,25 A/m pour un champ calculé de 3,18 A/m soit une erreur de  $< 0.2$  dB. Contrairement à la sonde de mesure de champ électrique, la sonde de mesure en champ magnétique ne perturbe pas la mesure. On notera, malgré un calibrage correct de la sonde de mesure, une erreur de 2 mm sur la position des creux de champ. Le champ magnétique calculé avec le facteur de sonde théorique est de 4,8 A/m.

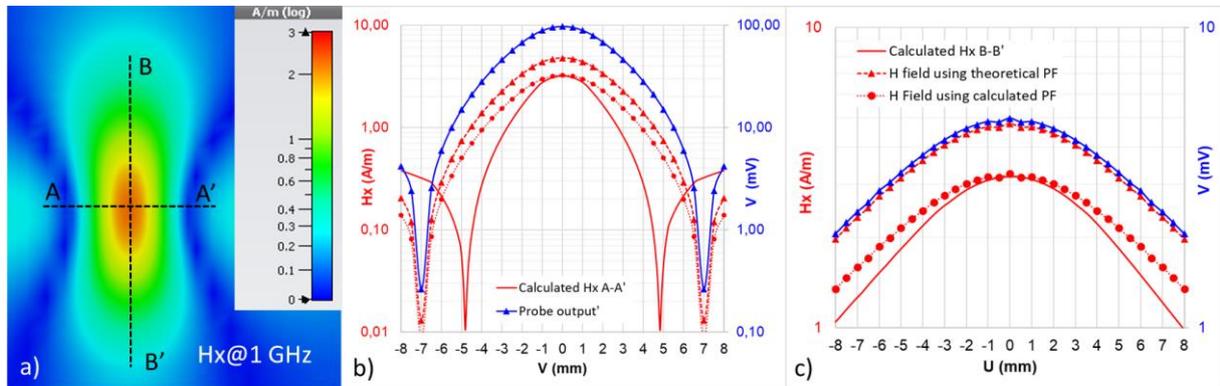


Figure 249 – a) Amplitude du champ magnétique tangentiel émis par la sonde d'immunité  $H_{XL}$  à 1 GHz calculée dans le plan XY situé 2.25 mm de la sonde b) tension mesurée par la sonde comparée au champ magnétique tangentiel calculé par CST en coupe transversale A-A' c) en coupe longitudinale B-B'

### C.1.3 Conclusion sur la méthode de calibrage par mesure du champ rayonné normative

En conclusion, la méthode de calibrage préconisée par la norme IEC nécessite de nombreuses mesures en faisant varier les paramètres que sont la fréquence, la position, l'altitude et les composantes de champ. Le calibrage de la sonde d'immunité par la sonde de mesure donne des valeurs de champ vérifiables avec les formulations analytiques lorsque la sonde de mesure se situe dans la zone de champ maximal soit à l'aplomb de la sonde d'immunité. Dès que l'on s'écarte de cette position, les champs mesurés sont erronés même si la résolution spatiale de la sonde de mesure est correcte. Toutefois l'erreur de champ est entièrement liée à une erreur de position qui reste faible (2 mm pour la mesure de champ magnétique) et acceptable pour la localisation à l'échelle d'une carte électronique. Le problème est plus marqué dans le cas d'une mesure de champ électrique normal en raison de la mauvaise résolution spatiale de la sonde de mesure. On peut discuter du choix d'une ligne micro-ruban pour le calibrage de la sonde de mesure et beaucoup se sont tournés vers un fil au-dessus d'un plan de masse dont l'impédance caractéristique est maîtrisable en fréquences et pour lequel il existe des formulations analytiques comme présenté en Annexe D. L'étude a entièrement démontré la validité de la simulation numérique par rapport à des résultats analytiques.

Une alternative à la méthode précédente semble être une mesure du champ généré par la sonde en immunité en cellule TEM comme proposé par (Kröning & Leone, 2010) et (Krause & Leone, 2013) et illustré par la Figure 250 . La sonde est placée dans une cellule TEM dont la hauteur de septum « a » est variable. Durant le calibrage, la tension  $V_{TEM}$  est mesurée en sortie de cellule alors qu'un signal  $V_{GEN}$  est appliqué sur la sonde par l'intermédiaire d'un amplificateur RF dont l'impédance d'entrée est  $Z_{in}$ .

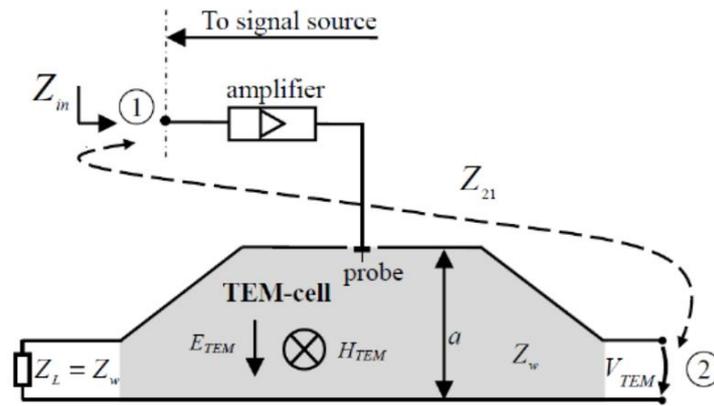


Figure 250 – Méthode de calibration de la sonde en immunité selon [KRÖN10],[KRAU13]

Une mesure des paramètres-Z permet de déterminer le moment électrique dipolaire  $p$  et le moment magnétique  $m$  à partir de la tension  $V_{GEN}$ , de l'impédance d'onde dans la cellule TEM  $Z_w$  et de l'impédance d'onde dans le vide  $Z_0$ .

$$p(\omega) = V_{GEN} * 2 * Z_{21} * a / Z_w * Z_{in} ; \quad m(\omega) = V_{GEN} * 2 * Z_{21} * Z_0 * a / j * \omega * \mu * Z_w * Z_{in}$$

Selon (Balanis, 1997), on obtient les composantes, en coordonnées sphériques, des champs électrique  $E_r$  et magnétique  $H_\theta$  en exprimant les formules analytiques précédentes en fonction de ces moments :

$$E_r(\omega) = p(\omega) / j * \omega * 2 * \pi * \epsilon_0 * r^3 ; \quad H_\theta(\omega) = m(\omega) / 4 * \pi * r^3$$

## C.2 Méthodes de calibration par mesure du couplage sur ligne de transmission 50 $\Omega$

L'alternative à la méthode de calibration normalisée par mesure du champ généré par la sonde est la méthode de calibration par mesure du courant induit par la sonde dans une ligne de transmission normalisée. La configuration est dérivée de celle du calibration de la sonde de mesure en émission en échangeant la position du générateur de signal RF et celui de l'analyseur de spectre ou du récepteur RF comme illustré par la Figure 251.

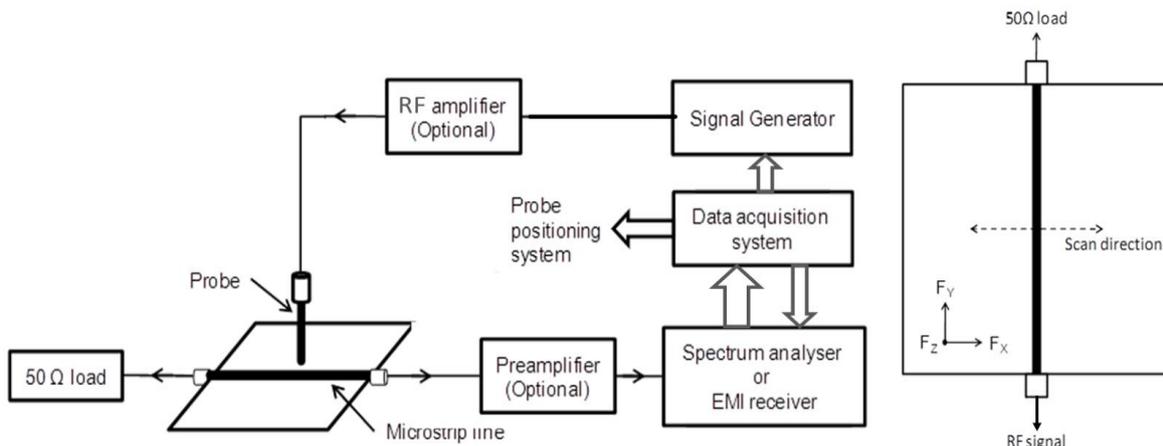


Figure 251 – Méthode de calibration de la sonde en immunité sur ligne micro-ruban 50  $\Omega$

Comme pour la précédente méthode, l'utilisation des formules analytiques des champs générés par la sonde et d'un modèle de couplage sur une ligne de transmission comme celui de Taylor vu au chapitre 2.3.2 permet de valider la méthode. Les diverses variantes de cette méthode de mesure indirecte concernent principalement la ligne de transmission utilisée, (Lacrampe, Serpaud, Boyer, & Tran, 2010) proposant l'utilisation d'un fil rond de 40 mm de longueur placé au-dessus d'un plan de masse comme illustré par la Figure 252.

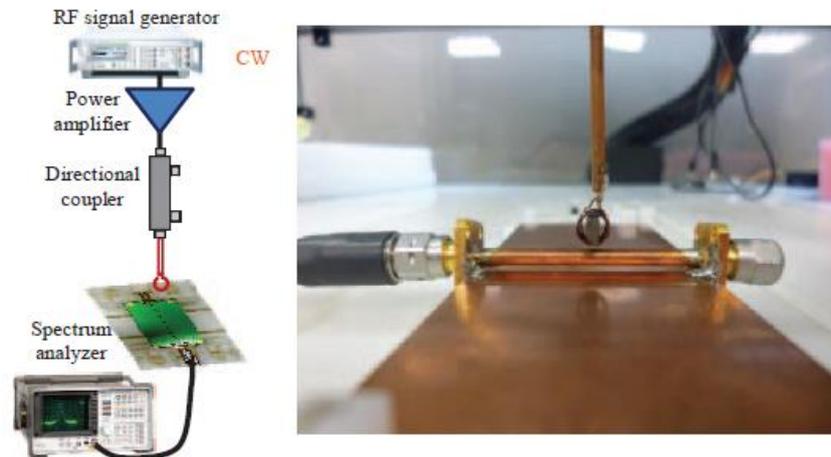


Figure 252 – Méthode de calibration de la sonde en immunité selon [LACR10]

L'utilisation d'un fil au-dessus d'un plan de masse plutôt qu'une piste de PCB est essentiellement dû au besoin de maîtriser l'épsilon r du diélectrique et donc se départir de l'instabilité en fréquence du diélectrique d'un PCB. Elle impose une grande maîtrise de la hauteur du fil au-dessus du plan de masse. On se retrouve typiquement dans les conditions canoniques du couplage champ à fil au-dessus d'un plan de masse du modèle de Taylor.

### C.3 Conclusion sur les méthodes de calibration

La méthode de calibration par mesure du champ généré par la sonde telle que proposée par l'IEC TS 62132-9 est dans la pratique très longue à réaliser et dépendante de la résolution spatiale des sondes en émission. On a pu constater que les champs mesurés par la sonde sont une intégration des champs sur une surface liée à une dimension géométrique de la sonde et que la simulation numérique permet de calculer ces champs de manière fiable et précise.

## D. ANNEXE : Approche du rayonnement d'une ligne micro-ruban

On considère conducteur un fil de rayon  $a$  dont le centre est placé à une hauteur  $h$  d'un plan de masse et un conducteur de section rectangulaire de longueur  $b$  et d'épaisseur  $c$ .

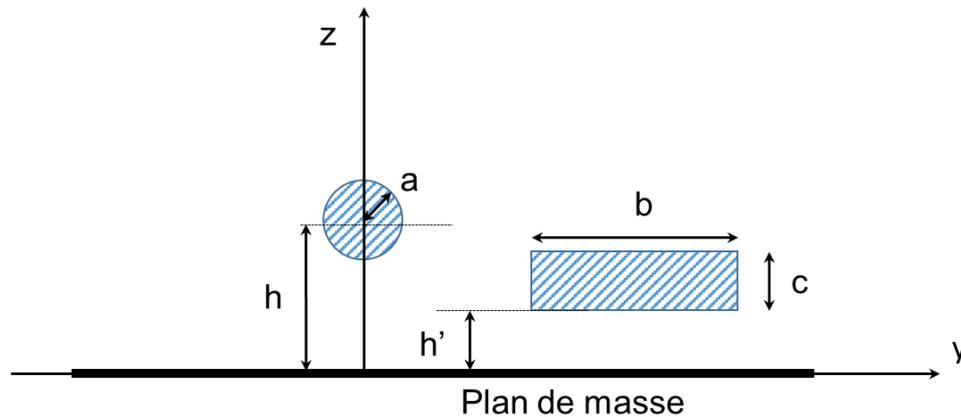


Figure 253 –fil et conducteur rectangulaire au-dessus d'un plan de masse source [BAUD06]

On considère que ces conducteurs constituent des lignes de transmission sans perte de mode purement TEM. Les équations des champs électrique normal et magnétique tangentiel s'écrivent, pour le fil rond, selon [BAUD06] :

$$E_z = 4 * K * \left( \frac{n * (y^2 - z^2 + n^2)}{(y^2 + (z + n)^2) * (y^2 + (z - n)^2)} \right)$$

$$H_y = -\frac{1}{\eta} * E_z \quad \text{avec } \eta = \sqrt{\mu_0 * \mu_r / \epsilon_0 * \epsilon_r}$$

$$\text{avec } n = \sqrt{h^2 - a^2} \quad \text{et } K = \sqrt{2 * P * Z_c} / \ln(h + n/h - n)$$

La Figure B-2 montre la modélisation sous CST Studio du cas illustré par la Figure B-1 en prenant le cas d'application de [BAUD06] à savoir  $a = 1.5 \text{ mm}$ ,  $h = 2.05 \text{ mm}$ . Pour le calcul des champs sous CST Studio (version 2018), l'excitation de la ligne doit se faire directement sous l'onglet de calcul *full-wave* (Micro Wave Studio) en utilisant un port de type source de tension (*voltage*) ou un port paramètre S avec la relation  $V = \sqrt{2 * P * 50}$ .

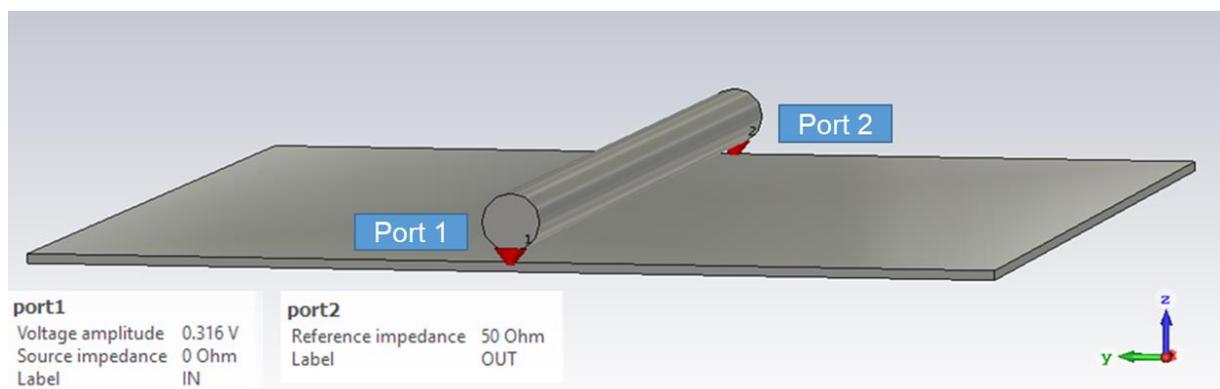


Figure 254 – Simulation sous CST Studio d'un fil au-dessus d'un plan de masse

On réalise le calcul analytique des champs électrique normal et magnétique tangentiel dans un plan XY situé 1 mm au-dessus du fil ( $z = 4.55$  mm) avec une puissance d'excitation de 0 dBm conduisant à une tension appliquée sur la ligne de 316 mV. La ligne de transmission étant adaptée, les champs sont constants le long du fil.

La Figure B-2a illustre le calcul du champ électrique normal  $E_z$  en valeur maximale effectué par le solveur temporel de CST Studio dans le plan XY situé 1 mm au-dessus du fil. La Figure B-2b illustre la comparaison de l'amplitude du champ  $E_z$  dans la coupe transversale A-A' calculé analytiquement et par CST Studio. Les figures B-2c et B-2d sont les pendants des Figures B-2a et B-2b pour le champ magnétique tangentiel  $H_y$ . On observe que le résultat de calcul de CST Studio est très proche du résultat du calcul analytique avec une différence inférieure à 0,7 dB pour  $X=0$ . On est également très proche des résultats de mesure et de simulation de [BAUD06] qui avait utilisé le solveur fréquentiel du logiciel HFSS d'ANSYS.

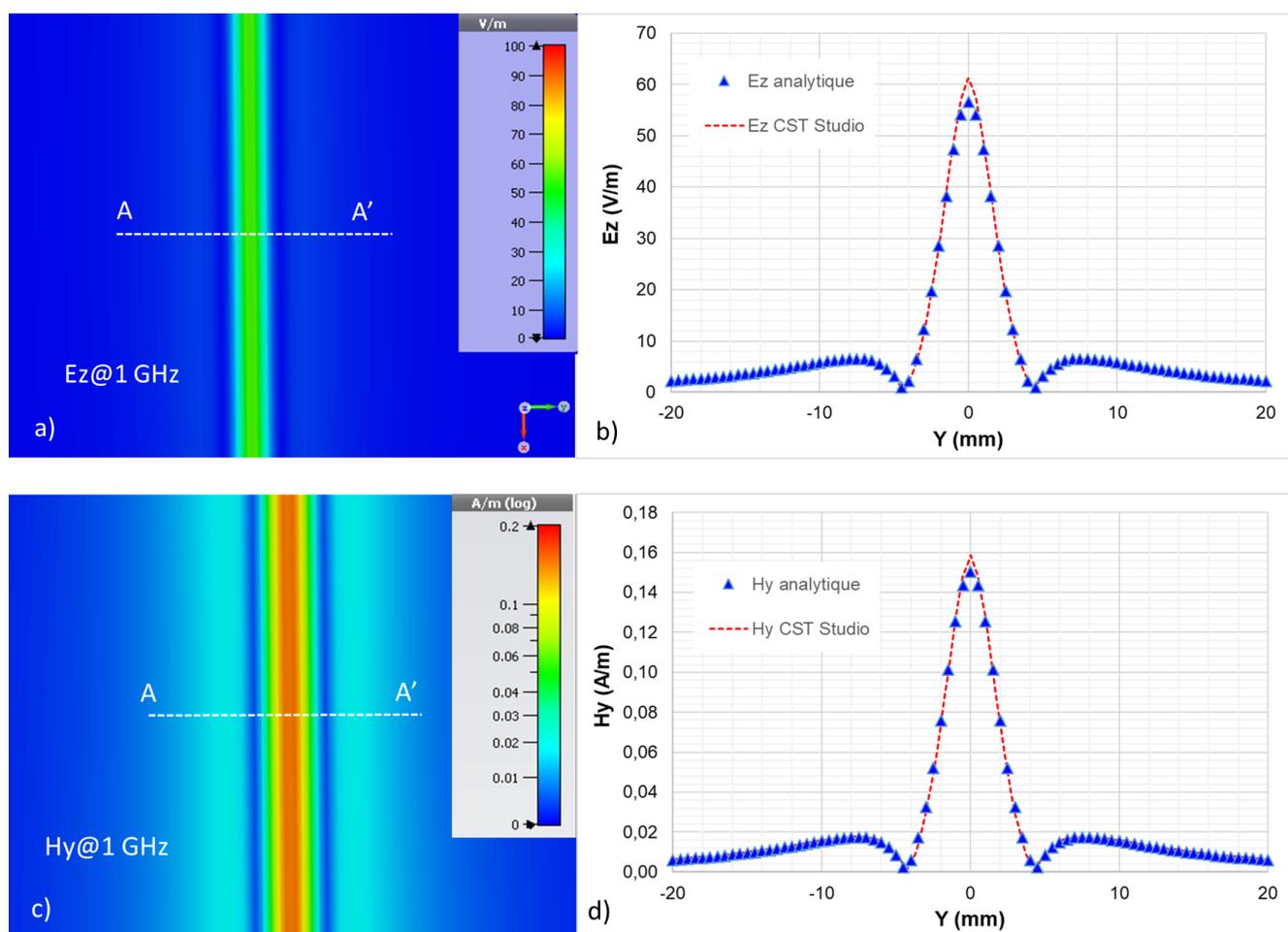


Figure 255 – a) Amplitude du champ  $E_z$  calculé à 1 GHz par CST Studio dans le plan XY situé 1 mm au-dessus du fil b) comparaison de l'amplitude du champ  $E_z$  calculé analytiquement et par CST Studio dans la coupe transversale A-A' c) Amplitude du champ  $H_y$  calculé à 1 GHz par CST Studio dans le plan XY situé 1 mm au-dessus du fil d) comparaison de l'amplitude du champ  $H_y$  calculé analytiquement et par CST Studio dans la coupe transversale A-A'

On cherche les dimensions  $b$ ,  $c$  et  $h'$  d'un conducteur rectangulaire dont l'impédance caractéristique serait identique à celle du fil rond précédemment considéré. Le ratio de l'épaisseur du conducteur rectangulaire sur sa largeur sera comparable à celui d'une ligne micro-ruban sur PCB (entre 10 et 20). Comme la formulation de l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban, vue au chapitre 2.2.2, est complexe, on effectue cette étude paramétrique sous CST Studio de manière à obtenir un niveau de champ  $E_z$  comparable à celui calculé précédemment. La Figure B-3 montre la comparaison du champ électrique normal calculé par CST studio pour le fil rond et un conducteur rectangulaire de largeur  $b = 4,5$  mm, d'épaisseur  $c = 0.2$  mm et situé  $h' = 1$  mm au-dessus d'un plan de masse. La puissance injectée est identique dans les 2 cas.

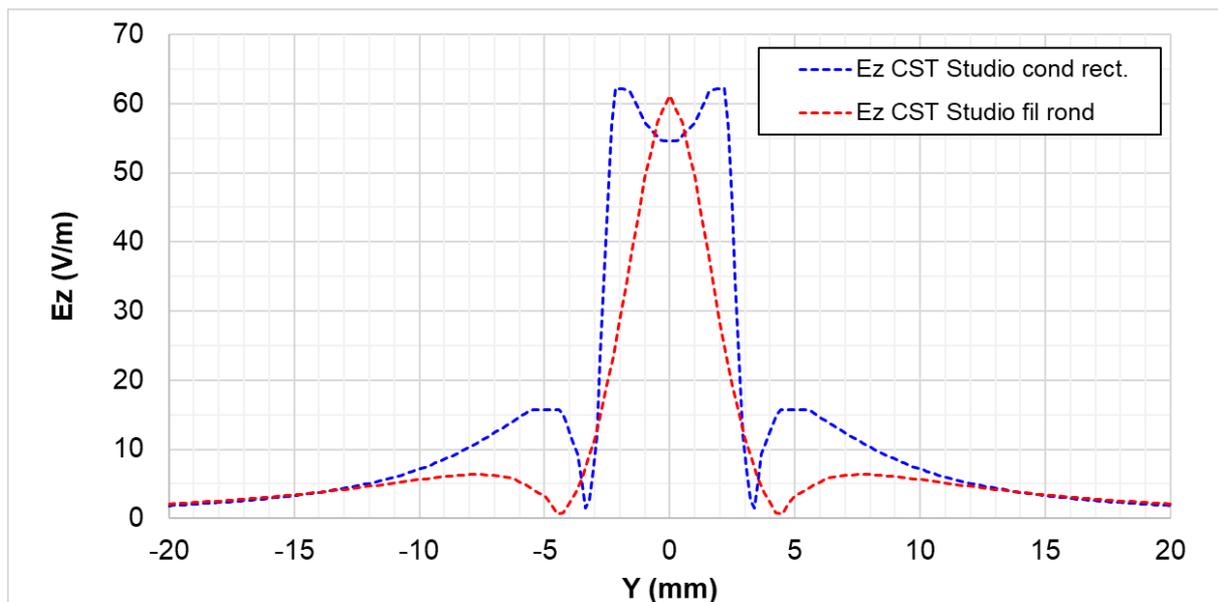


Figure 256 – Comparaison de l'émission rayonnée calculée sous CST studio d'un fil rond et d'un conducteur carré au-dessus d'un plan de masse

## E. ANNEXE : Sonde de champ électrique E\_CONE

La sonde de champ électrique E\_CONE a été réalisée à partir d'un cône en cuivre plein dont la base mesure 12,7 mm de diamètre. Le haut du cône, mesurant environ 0,9 mm de diamètre, est brasé sur le conducteur interne d'un câble coaxial semi-rigide RG402U. Le câble coaxial, long d'environ 40 mm, est brasé sur un connecteur SMA. Un prototype a été réalisé et un modèle, sans connecteur SMA, réalisé avec CST Studio. Ils sont illustrés par la Figure 257

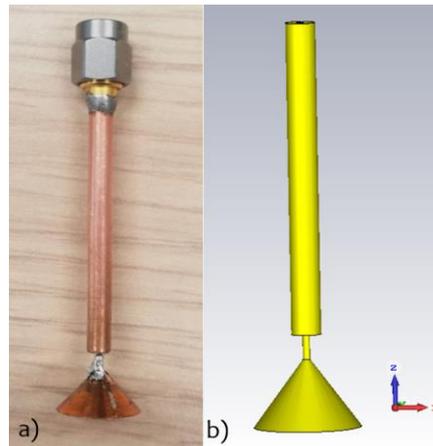


Figure 257 – Sonde E\_CONE : a) prototype b) modèle CST Studio

La Figure 258a illustre le champ électrique normal généré par la sonde E\_CONE à 1 GHz dans un plan YZ ( $x=0$ ) coupant la sonde dans sa longueur. Sur cette figure, la ligne noire représente la position d'un PCB placé à 1 mm de la sonde dans le plan XY. La Figure 258b illustre le champ électrique normal généré par la sonde E\_CONE à 1 GHz calculée dans le plan XY ( $z=1$  mm). On peut observer que le champ électrique normal est élevé et homogène sur la surface d'un disque ( $1,26$  cm<sup>2</sup>).

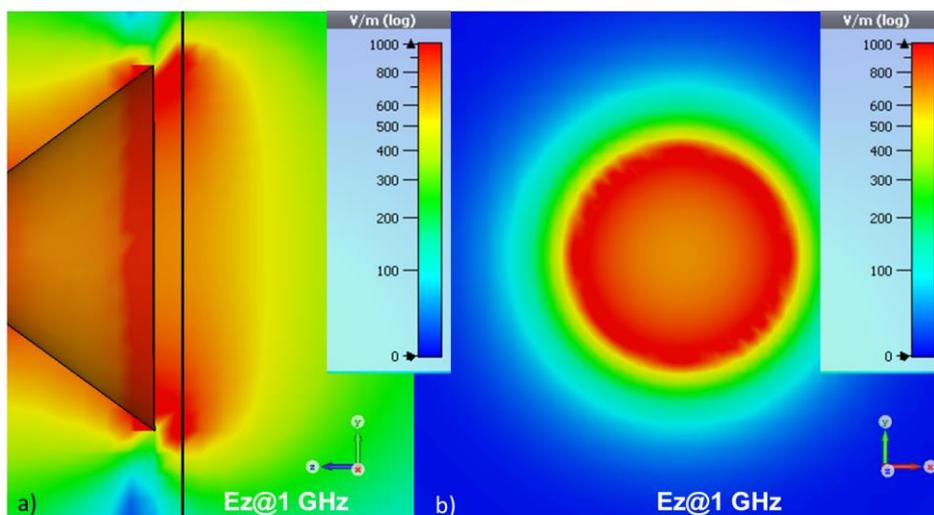


Figure 258 – amplitude du champ électrique normal généré par la sonde E\_cone à  $F= 1$  GHz composantes a) dans le plan YZ ( $X=0$ ) b) dans le plan XY ( $Z=1$  mm)

La Figure 259 montre la comparaison du facteur de couplage de la sonde E\_CONE avec une boucle magnétique de 16 mm de diamètre sur une ligne micro-ruban 50  $\Omega$  étalon. Le facteur de couplage de

la sonde E\_CONE était de 10 dB supérieur à celui d'une boucle magnétique avec un maximum de -28dB@1,3 GHz mais restait assez faible -48 dB@200 MHz. Ce trop faible couplage aurait nécessité des amplificateurs de forte puissance pour atteindre des niveaux de tension induite suffisants. Dans (Durier, Bendhia, & Dubois, Study of the radiated immunity of a drain-source current sensor using Near Field Scan Immunity method, 2019) cette sonde a été utilisée pour agresser le capteur de courant du chapitre 1.

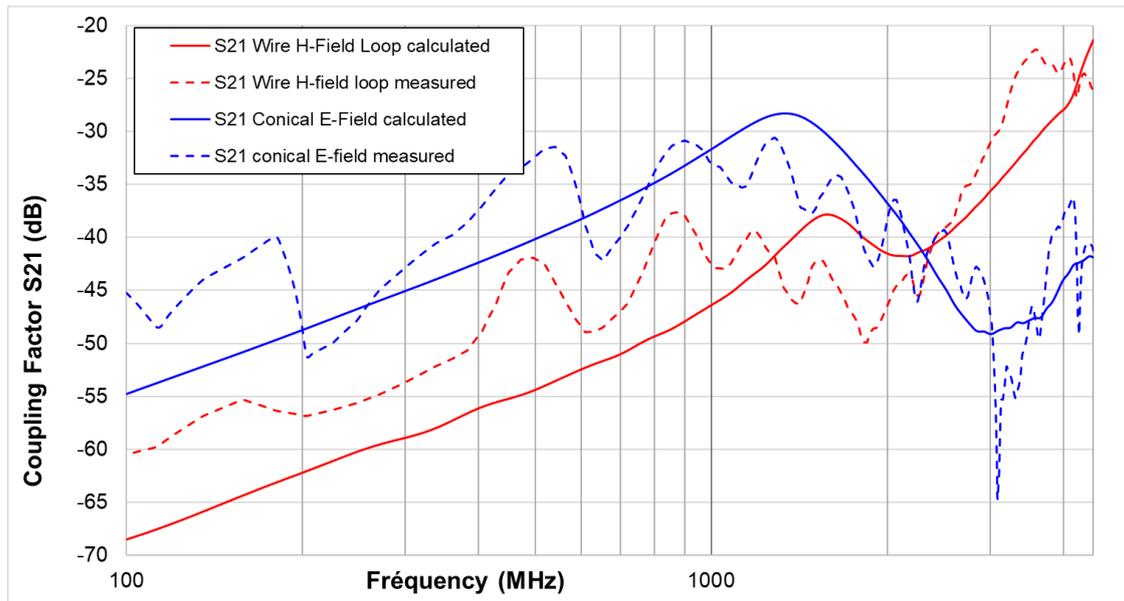


Figure 259 – Comparaison du facteur de couplage de la sonde E\_CONE et d'une boucle magnétique filaire sur ligne micro-ruban 50 Ω étalon

A Léa et André, mes parents

A Régis, mon cousin décédé du COVID

A Jean-Philippe, Fadila, Patrick, Sylvain et  
Christophe, mes amis et collègues partis trop  
tôt

*« L'impossible recule toujours quand on marche vers lui »*

*Antoine de Saint Exupéry*

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont soutenu dans ce rêve un peu fou de commencer une thèse à l'âge de 54 ans. Cela a été une expérience formidable pour moi tant d'un point de vue professionnel qu'humain.

En premier lieu, je remercie les différents CEO de Continental Automotive Toulouse Antoine Jouin, Gilles Mabire et Stefan May, le responsable du laboratoire qualité Pierre Petit et du laboratoire CEM François Colombié, la RH Aurore Breton, et le responsable des relations externes Louis Claude Vrignaud. Je remercie également le premier président du CA de l'IRT Saint Exupéry Gilbert Casamatta, son premier directeur général Ariel Sirat et sa première directrice du domaine Aéronef plus électrique Régine Sutra Orus. Sans votre confiance à toutes et tous, je ne me serais pas lancé dans cette aventure.

Ensuite, je remercie profondément ma directrice de thèse Sonia Bendhia et mon codirecteur de thèse Tristan Dubois. Sans votre soutien sans faille, vos conseils, votre écoute et vos encouragements, je n'aurais pas poursuivi cette aventure jusqu'au bout.

Je remercie tous mes amis de la CEM du monde académique Alexandre, Fabrice, Etienne, Mohamed, Richard, David, Bernd, Fabian, Geneviève, Franco, Philippe, Flavia, Gwenaël, Bernard, Adrijan, Blaise tous mes amis de la CEM du monde industriel Olivier, Dominique, Philippe, Alain, Richard, Christophe, Marco, Jean, Siham, Hugo, Nicolas, ceux des comités « circuits intégrés » AFNOR et de l'IEC Christian, Frédéric, Jean-Luc, Priscilla, Olivier, Jean-Claude, Kamel, John, Frank, Abhishek, Bernd, Matthias, Soerd. J'en oublie très certainement. J'ai appris la CEM auprès de vous toutes et de vous tous. Vous avez été et vous êtes toujours des exemples pour moi. Sans votre enthousiasme et votre passion communicative, cette aventure aurait été plus difficile.

Enfin je remercie tous ceux et toutes celles que j'ai rencontrés durant ces années passées à l'IRT Saint Exupéry. Je pense également bien sûr à mes jeunes collègues (Sébastien, Saliha, Thomas, Samuel, Moustafa, Emna) du projet FELINE qui ont eu la patience et la gentillesse de me supporter pendant tous ces longs mois dans le contexte sanitaire difficile que nous avons tous subi. Je voudrais donner un coup de chapeau tout particulièrement aux jeunes et moins jeunes qui ont eu le courage de se lancer dans une thèse car maintenant je sais combien cet exercice est difficile.