



# **Mesure de surface équivalente radar (SER) - Aspect expérimental**

Date de publication :  
**10 novembre 2018**

Cet article est issu de : **Électronique - Photonique | Technologies radars et applications**

par **Fabrice COMBLET, Franck DAOUT,  
Christelle EYRAUD, Jean-Michel GEFFRIN,  
Pierre MASSALOUX, Gérard-Pascal PIAU**

## **Mots-clés**

mesure | surface équivalente radar | chambre anéchoïque | instrumentation hyperfréquence

**Résumé** La mesure de surface équivalente radar (SER) d'une cible en chambre anéchoïque est ici traitée. La première partie introduit les notions de base, et une rapide présentation des bases de mesures permettant ce type d'expérimentations en France est faite. Dans la suite de l'article, le dimensionnement d'un dispositif de mesures de SER en chambre anéchoïque est expliqué. La technique de la mesure de SER ainsi que les traitements nécessaires pour mettre en forme ces mesures sont détaillés. La dernière partie aborde l'imagerie radar d'une cible obtenue à partir d'une mesure de SER, permettant l'analyse des différents contributeurs ayant un impact sur la SER.

## **Keywords**

measurement | radar cross section | anechoic chamber | microwave instrumentation

**Abstract** This article deals with Radar Cross Section (RCS) measurements in anechoic chambers. The first part introduces the basic concepts of RCS and the measurement setups allowing this type of experimentation in France. The design of such an experimental setup in an anechoic chamber is then explained. The RCS measurement protocol and the associated data processing are detailed. The last part concerns the radar imaging of a target from RCS measurements, which allows the analysis of the different contributing factors influencing the RCS.

## **Pour toute question :**

Service Relation clientèle  
Techniques de l'Ingénieur  
Immeuble Pleyad 1  
39, boulevard Ornano  
93288 Saint-Denis Cedex

## **Par mail :**

infos.clients@teching.com

## **Par téléphone :**

00 33 (0)1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **20/10/2020**

Pour le compte : **7200048521 - ensta bretagne // 193.52.45.16**

# Mesure de surface équivalente radar (SER)

## Aspect expérimental

par **Fabrice COMBLET**

*Maître de Conférences ENSTA Bretagne  
Lab-STICC UMR CNRS 6285, ENSTA Bretagne, Brest, France*

**Franck DAOUT**

*Maître de Conférences IUT/UFR SITEC Ville-d'Avray  
IUT/UFR SITEC Ville-d'Avray, Ville-d'Avray, France  
Laboratoire SATIE, UMR CNRS 8029, ENS CACHAN, Université Paris*

**Christelle EYRAUD**

*Maître de Conférences Aix-Marseille Université  
Aix-Marseille Université, CNRS, Centrale Marseille, Institut Fresnel, Marseille, France*

**Jean-Michel GEFFRIN**

*Ingénieur de Recherche CNRS  
Aix-Marseille Université, CNRS, Centrale Marseille, Institut Fresnel, Marseille, France*

**Pierre MASSALOUX**

*Ingénieur chercheur  
CEA/CESTA, Le Barp, France*

et **Gérard-Pascal PIAU**

*Senior Expert  
AIRBUS Group Innovation, Suresnes, France*

1.	<b>Surface équivalente radar (SER) .....</b>	TE 6 714 - 2
2.	<b>Répartition et utilisation des chambres anéchoïques en France .....</b>	— 4
3.	<b>Dimensionnement de l'instrumentation d'une chambre anéchoïque pour les mesures de SER.....</b>	— 6
4.	<b>Acquisition et traitement.....</b>	— 15
5.	<b>Imagerie radar .....</b>	— 20
6.	<b>Conclusion.....</b>	— 23
7.	<b>Glossaire .....</b>	— 26
8.	<b>Sigles, notations et symboles.....</b>	— 26
	<b>Pour en savoir plus .....</b>	Doc. TE 6 714

**D**ans le cadre du groupe de travail sur les incertitudes de mesures en chambre anéchoïque (GTi), soutenu par le GDR Ondes, faisant intervenir des ingénieurs et chercheurs provenant du milieu industriel, de grands organismes gouvernementaux et de laboratoires de recherche académique, durant cinq années de collaboration, un travail sur les incertitudes affectant les mesures de champs électromagnétiques a été conduit. Cette étude a été menée à la fois sur les mesures de surface équivalente radar (SER) et sur les mesures d'antenne. Ce travail collaboratif a été l'occasion de nous rendre compte du faible nombre de contributions liées aux techniques expérimentales de la mesure de la SER en chambre anéchoïque dans la littérature, ainsi que de

la difficulté d'avoir une vision précise des techniques actuelles utilisées dans chaque domaine. De nombreuses publications traitent des divers aspects du radar : détection de cibles, conception de cibles de faible « réponse » (quantifiée sous la forme d'une surface équivalente radar), appelées cibles furtives, traitements des signaux radar, imagerie radar. L'aspect expérimental de la mesure de surface équivalente radar est pourtant rarement abordé dans ces contributions et constitue l'objectif de ce manuscrit.

Dans cet article, les notions de base concernant la mesure de surface équivalente radar sont introduites ainsi que quelques exemples de dispositifs expérimentaux français permettant d'effectuer ces mesures sont présentés. Ensuite, le dimensionnement d'un dispositif de mesure de SER en chambre anéchoïque est expliqué. La technique de mesure de SER proprement dite et les traitements associés sont alors détaillés. La dernière partie traite des techniques d'imagerie radar.

## 1. Surface équivalente radar (SER)

Lorsqu'une onde électromagnétique incidente rencontre une cible, elle subit un phénomène de diffraction et l'onde issue de cette interaction dépend des propriétés de cette cible (forme, caractéristiques électromagnétiques) et bien sûr des caractéristiques de l'onde incidente (fréquence, polarisation). Cette onde diffractée varie en fonction de la direction d'observation ( $\phi, \theta$ ) avec  $\phi$  l'angle d'azimut et  $\theta$  l'angle d'élévation définis par rapport à la direction d'incidence (figure 1).

Lors de la mesure de cette onde, deux types de configurations expérimentales peuvent être distinguées (figure 2) : la configuration monostatique et la configuration bistatique.

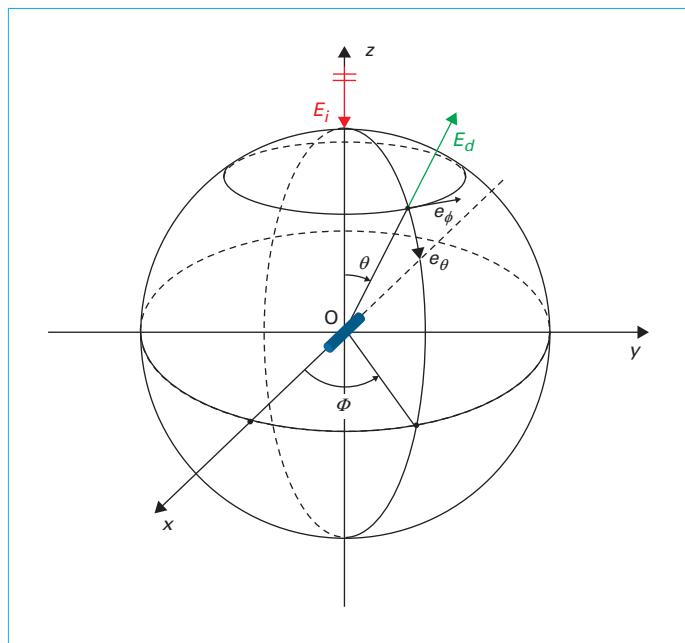


Figure 1 – Géométrie de la configuration de mesure avec un système de coordonnées sphériques

### ■ Configuration monostatique

Dans ces équipements, l'antenne réceptrice est confondue avec l'antenne émettrice ( $\theta = 0, \phi = 0$ ) (figure 2a). Cette configuration est complexe à réaliser en pratique pour les bases de taille réduite (cf. § 3) et elle est souvent approchée par une configuration nommée **configuration quasi-monostatique** où l'antenne réceptrice et l'antenne émettrice sont distinctes, mais proches. Ainsi, l'angle entre les deux directions émetteur-cible et récepteur-cible est suffisamment faible, typiquement de l'ordre de 4°-5°, pour que l'on puisse négliger les effets dus à cet angle (figure 2b).

### ■ Configuration bistatique

Les équipements bistatiques sont conçus pour obtenir des informations avec des antennes source et réceptrice volontairement séparées en exploitant l'angle (variable) formé entre la direction antenne émettrice-cible et la direction antenne réceptrice-cible (figure 2c).

Supposons l'antenne source assimilable à une source ponctuelle, elle génère alors une onde électromagnétique avec des surfaces d'onde sphériques. À très grande distance  $R$  de cette source, les surfaces d'onde sont des sphères de grand rayon, qui peuvent être localement approximées par leurs plans tangents, on parle alors d'**ondes localement planes** (figure 3). La dimension caractéristique  $D$  d'une cible est définie comme la dimension la plus grande de son ombre projetée, elle est donc fonction de l'orientation de la cible. Une cible de dimension caractéristique  $D$  est considérée illuminée par une onde « suffisamment » plane de longueur d'onde  $\lambda$  lorsque le déphasage de l'onde  $(2\pi\delta R/\lambda)$  entre le centre et l'extrémité de l'objet est petite devant  $\pi/8$ , c'est-à-dire lorsque la condition suivante est vérifiée [1] :

$$R \gg \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1)$$

En pratique on considère que, si l'on respecte cette condition, la cible est éclairée avec une onde satisfaisant des conditions de champ lointain (conditions d'onde localement plane) qui permettent alors de considérer que l'on mesure correctement la surface équivalente radar (SER) de la cible.

Il est ensuite possible de définir la SER d'une cible placée à l'origine O, illuminée par un champ électrique incident,  $\bar{E}_i = E_i \vec{u}_i$ , assimilé à une onde plane, mesurée dans une direction d'observation donnée ( $\theta, \phi$ ), par une antenne réceptrice placée en  $(R, \theta, \phi)$  (figure 1) comme étant [TE 6 712] :

$$\sigma(\theta, \phi) = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left| \frac{E_d(R, \theta, \phi)}{E_i(0)} \right|^2 \quad (2)$$

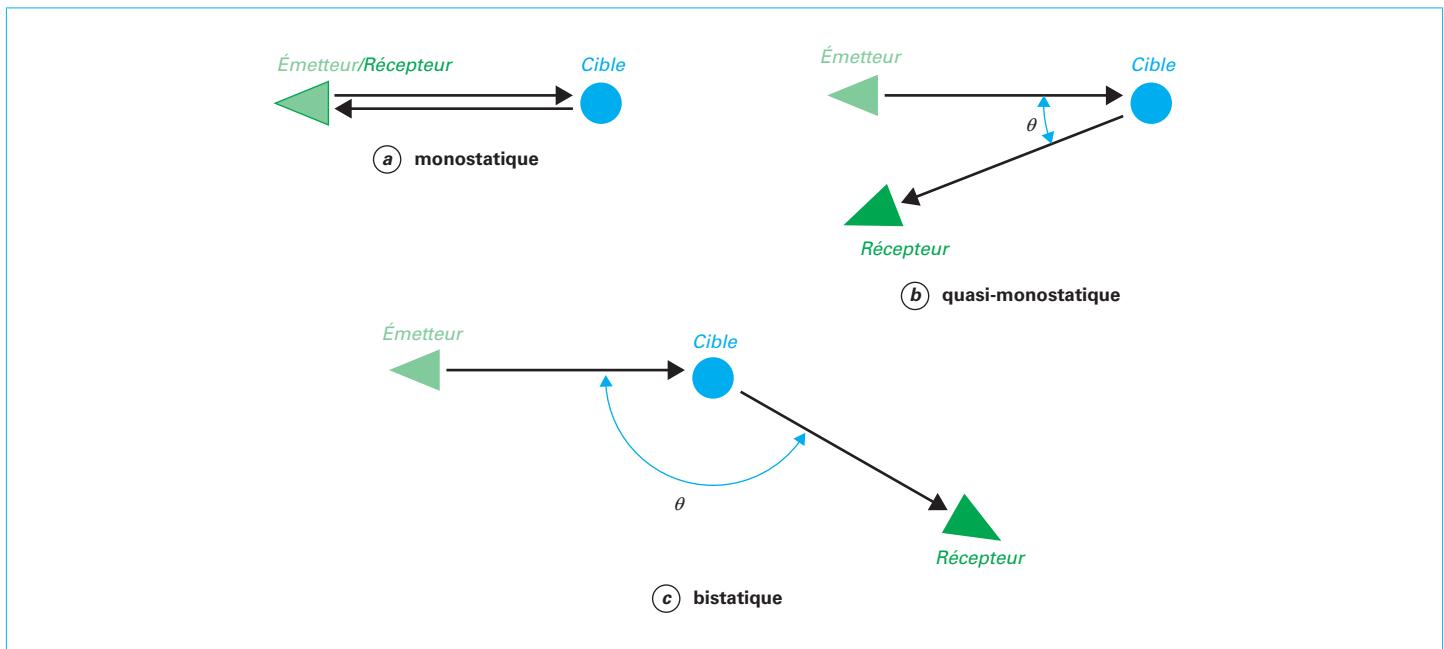


Figure 2 – Configurations de mesure monostatique, quasi-monostatique et bistatique (représentation pour un angle d'élévation nul)

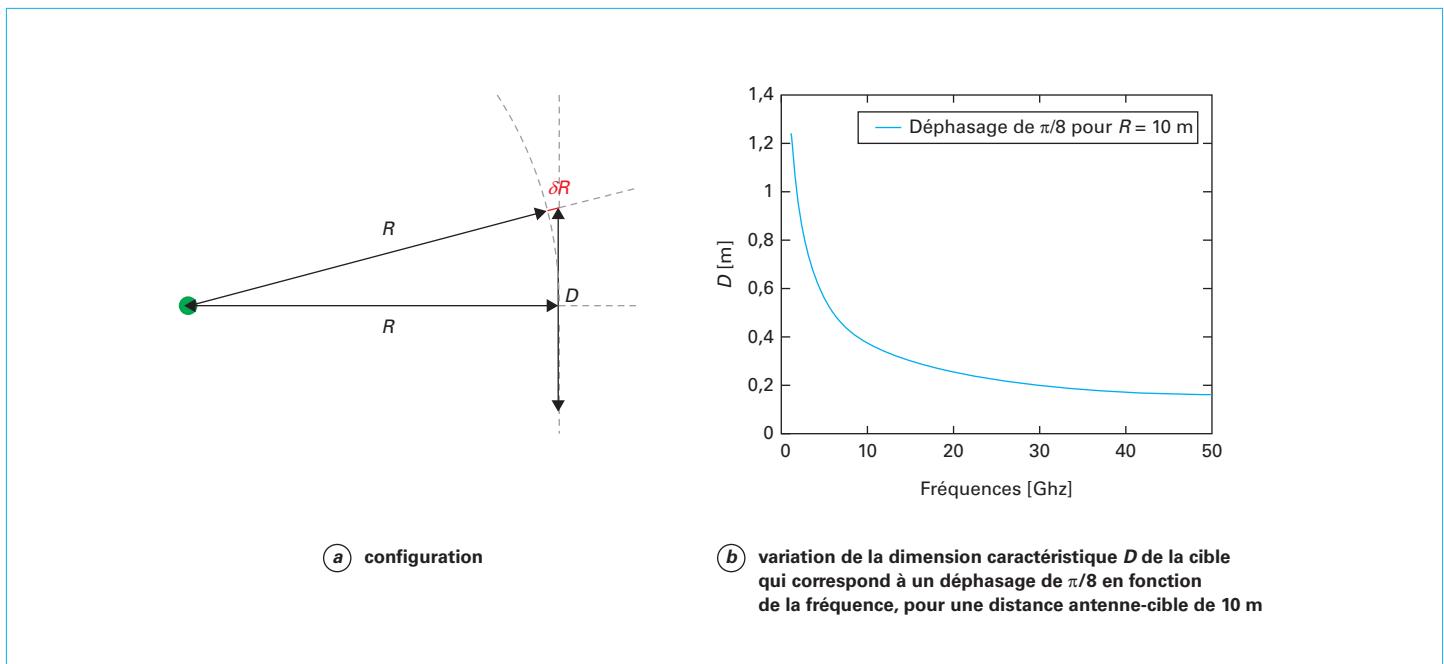


Figure 3 – Approximation d'ondes localement planes

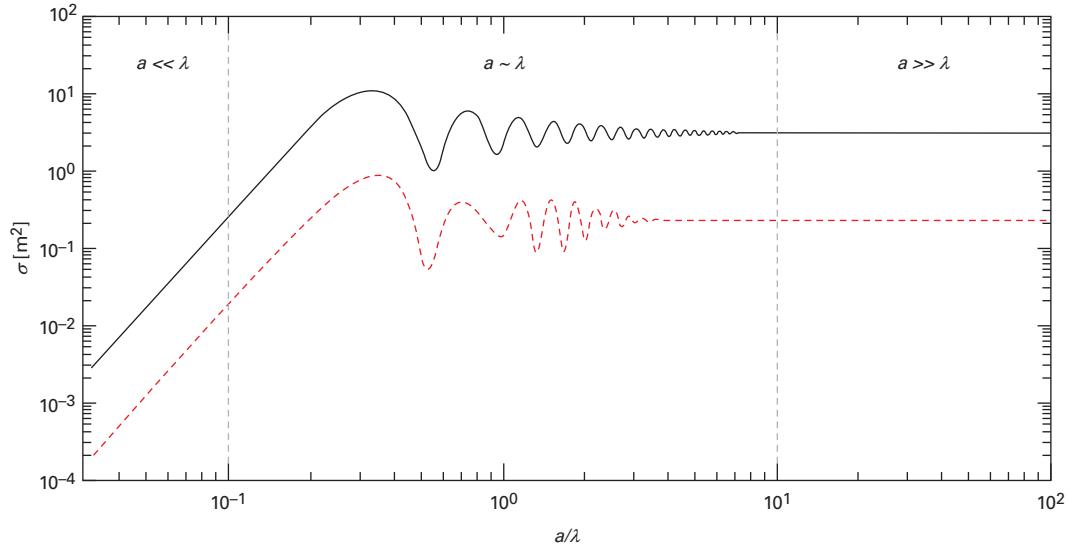
avec  $E_d = \vec{E}_d \cdot \vec{u}_d$  le champ électrique complexe diffracté, mesuré par un récepteur polarisé selon le vecteur  $\vec{u}_d$ . Cette quantité, homogène à une surface, est exprimée en mètre carré, et souvent en décibels mètres carré (dBm<sup>2</sup>) :

$$\sigma_{\text{dBm}^2}(\theta, \phi) = 10 \log \sigma(\theta, \phi) \quad (3)$$

Pour les différents cas de polarisation de l'onde incidente  $\vec{u}_i$  et de polarisation du récepteur  $\vec{u}_d$ , on peut définir la matrice de dif-

fraction [2], appelée aussi matrice de Jones en convention diffraction avant (configuration bistatique) [3] ou matrice de Sinclair en convention diffraction arrière (configuration monostatique) [3] selon les communautés. Cette matrice définie dans la base sphérique (figure 1) s'écrit :

$$\begin{pmatrix} E_d^\theta \\ E_d^\phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{\theta\theta} & S_{\phi\theta} \\ S_{\theta\phi} & S_{\phi\phi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_i^\theta \\ E_i^\phi \end{pmatrix} \quad (4)$$



Les deux sphères illuminées par une onde incidente de longueur d'onde  $\lambda$ , l'une est une sphère métallique (courbe noire – trait plein) et l'autre est une sphère diélectrique (PMMA, de permittivité relative réelle  $\epsilon_r' = 2,6$  et imaginaire  $\epsilon_r'' = 0$ ) (courbe rouge – trait pointillé). Les champs diffractés sont calculés grâce à la théorie de Mie [6].

**Figure 4 – Surface équivalente radar en configuration monostatique ( $\theta = 0$ ,  $\phi = 0$ ) de deux sphères homogènes de rayon  $a = d/2$ , illuminées par une onde incidente de longueur d'onde  $\lambda$**

avec  $E_i^\alpha = \vec{E}_i \cdot \vec{U}_i^\alpha$  (avec  $\alpha = \theta$  ou  $\phi$ ) et  $E_d^\beta = \vec{E}_d \cdot \vec{U}_d^\beta$  (avec  $\beta = \theta$  ou  $\phi$ ). Ce qui permet de définir la SER pour les différents cas de polarisation :

$$\sigma_{\alpha,\beta}(\theta, \phi) = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 |S_{\alpha,\beta}|^2 \quad (5)$$

La SER peut être reliée à la puissance à l'entrée de l'antenne d'émission  $P_i$  et à la puissance reçue par l'antenne de réception  $P_r$  par l'**équation radar** [4] :

$$\sigma(\theta, \phi) = \frac{(4\pi)^3}{G_e G_r(\theta, \phi)} \frac{P_r(\theta, \phi)}{P_i} \left( \frac{R_r R_e}{\lambda} \right)^2 \quad (6)$$

avec  $R_e$  la distance antenne source-cible,  $R_r$  la distance cible – antenne réceptrice,  $G_e$  le gain de l'antenne source,  $G_r(\theta, \phi)$  le gain de l'antenne de réception dans la direction  $(\theta, \phi)$ . Le cas d'une configuration monostatique implique les simplifications suivantes :

$$R_r = R_e \text{ et } G_r(\theta, \phi) = G_r(0, 0) \quad (7)$$

Cette quantité dépend de la forme de la cible, des matériaux qui la composent et de ses dimensions par rapport à la longueur d'onde de l'onde incidente. Selon le rapport entre la dimension caractéristique  $D$  de la cible et la longueur d'onde de l'onde excitatrice  $\lambda$ , trois zones peuvent être classiquement distinguées [5] :

- la zone de Rayleigh lorsque la dimension caractéristique de la cible est petite devant la longueur d'onde :  $D \ll \lambda$  ;
- la zone de résonance lorsque la dimension caractéristique de la cible est de l'ordre de la longueur d'onde :  $D \sim \lambda$  ;
- la zone optique où la cible est grande devant la longueur d'onde ( $D \gg \lambda$ ).

La figure 4 illustre ces trois zones dans le cas où la cible est une sphère (métallique ou diélectrique) de diamètre  $d$  ( $D = d$ ), observée en configuration monostatique. Dans la zone optique, la SER de la sphère métallique tend vers le résultat bien connu  $\sigma_{op} \approx \pi(d/2)^2$ . Il faut noter que ce résultat n'est vrai que pour une cible métallique et en configuration monostatique.

## 2. Répartition et utilisation des chambres anéchoïques en France

À l'occasion du recensement des chambres anéchoïques françaises qui était basé sur le volontariat et sollicité par l'Institut des sciences de l'ingénierie et des systèmes (INSIS) et le Gdr Ondes du CNRS, nous avons pu dénombrer 49 chambres anéchoïques dont une dizaine seulement étaient exploitées pour des mesures de SER. Il est bien évident que plusieurs autres structures privées existent, mais que, en partie parce que l'on y travaille couramment sur des applications industrielles voire confidentielles, nous n'avons pas pu obtenir d'informations les concernant qui puissent être publiées [7]. La carte de la figure 5 présente donc les structures académiques (CNRS, universités, écoles) et celles des organismes gouvernementaux (CEA, CNES, DGA, ONERA), pour lesquelles nous avons obtenu des fiches descriptives détaillées avec l'autorisation de les publier.

D'un point de vue pratique ces équipements se subdivisent en deux grandes classes (tableau 1). Il y a d'une part des équipements monostatiques ou quasi-monostatiques, et d'autre part on trouve des équipements bistatiques.



Figure 5 – Répartition géographique des équipements de mesure de SER

## 2.1 Mesures monostatiques

Pour s'approcher au mieux de cette configuration théorique, la pratique la plus courante est de travailler dans une grande chambre anéchoïque en générant une onde aussi proche que possible d'une onde plane avec une base compacte. On profite alors d'un réflecteur généralement parabolique pour créer une onde qui peut être approximée par une onde plane dans une zone plus large que sans réflecteur, cette zone étant appelée la zone tranquille. On peut mentionner ici la base CAMELIA du CEA/CESTA (au Barp, près de Bordeaux, figure 6) qui réunit ces deux conditions [8]. Pour des dimensions de zones tranquilles plus faibles,

des mesures sont régulièrement réalisées sans base compacte comme c'est le cas dans la chambre CHEOPS de la DGA/MI (à Bruz près de Rennes).

Des études avec des objectifs plus pédagogiques ou de recherche sont également menées avec des équipements moins onéreux, intégrés dans des chambres anéchoïques de plus petites dimensions, comme à l'IUT de Ville-d'Avray. On est alors plus souvent dans une configuration quasi-monostatique où l'angle résiduel entre antennes n'est pas forcément négligeable.

## 2.2 Mesures bistatiques

Dans ce cas on sépare les antennes source et récepteur volontairement pour obtenir une diversité spatiale en mesurant un ou plusieurs couples source-récepteur (de façon complémentaire à une diversité fréquentielle qui peut être obtenue en mesurant la SER avec diverses fréquences, avec des trains d'ondes ou des impulsions). En conservant les deux antennes dans le même plan (horizontal ou vertical), certains équipements permettent de mesurer les signaux avec un récepteur au voisinage de la source, donc permettent des mesures allant du quasi-monostatique au bistatique, comme c'est le cas à l'ENSTA Bretagne (à Brest) où l'angle de bistatisme, angle entre la source et le récepteur, peut varier de 4° à 40°. D'autres équipements permettent de déplacer le récepteur sur un demi-cercle autour de la cible comme dans la base BABI de l'ONERA (à Palaiseau) ; l'angle de bistatisme peut alors varier de 4° à plus de 180°. Enfin, dans certains dispositifs les antennes peuvent prendre des positions variées dans les trois dimensions qui couvrent une partie et jusqu'à la quasi-totalité de la sphère ou de la demi sphère entourant l'objet, comme c'est le cas dans la chambre Centre Commun de Ressources en Microondes (CCRM)/Institut Fresnel (à Marseille, figure 7) où le récepteur peut couvrir 260°, à l'exclusion des 50° autour de la source, alors que la source peut parcourir la totalité de la sphère entourant la cible grâce à l'arche sur laquelle la source est montée et à la rotation de la cible par rapport à l'axe vertical.

Ces équipements sont également très divers par les dimensions et les masses des cibles pouvant y être mesurées, mais aussi par les niveaux de SER détectables. Depuis fin 2015, les chambres anéchoïques du monde académique français ont été répertoriées sur le site web du RUCH (Réseau de Utilisateurs de Chambres anéchoïques Hyperfréquence) au travers duquel les principales

Tableau 1 – Équipements français, couramment utilisés pour des mesures de SER

Entité	Nom de l'équipement	Monostatique ou quasi-monostatique	Bistatique	Pédagogie/recherche
CEA CESTA	CACTUS	x	x	
CEA CESTA	CAMELIA	x		
DGA MI	CHEOPS	x	x	
ENSTA Bretagne		x	x	P + R
Institut Fresnel	GCA	x	x	P + R
Institut Fresnel	Scanner plan		x	P + R
IUT Ville-d'Avray	Boris Vian	x	x	P + R
ONERA Palaiseau	BABI	x	x	
ONERA DEMR		x		



Figure 6 – Base compacte CAMELIA du CEA/CESTA

caractéristiques (localisation, fréquences de travail, types de mesures,...) sont accessibles (voir la rubrique Sites Internet du Pour en savoir plus). Ce site permet également de prendre contact avec les personnes en charge de ces équipements.

### 3. Dimensionnement de l'instrumentation d'une chambre anéchoïque pour les mesures de SER

Bien qu'il y ait quelques articles et livres [9] [10] [11] traitant de la conception des chambres anéchoïques, peu décrivent le calcul de son instrumentation. Dans cette partie, nous allons essayer, par l'intermédiaire d'un exemple, d'expliquer le dimensionnement de l'instrumentation d'une chambre anéchoïque.

Ce travail n'est pas exhaustif et un article entier ne serait pas de trop pour présenter plus en détail le design d'un moyen de mesure de SER. Ainsi pour rester concis, nous avons choisi de ne pas présenter les bases compactes, les bases « outdoors » et les chambres construites à partir de réseau d'antennes ou de lentilles. Cette partie se concentre sur les chambres rectangulaires de type « base longue à éclairage direct » [12]. Nous n'aborderons donc pas ici le choix des absorbants ni celui des positionneurs.

Même si la mesure de SER ne nécessite que la mesure de la puissance diffractée par la cible (cf. équation (2)), les post-traitements ainsi que l'étalonnage nécessitent une mesure vectorielle du champ. Généralement, l'instrumentation est construite autour d'un analyseur de réseau vectoriel qui compare le signal incident sortant de l'appareil (souvent noté  $a_1$ ) avec le signal qui est reçu par l'antenne de réception ( $b_2$ ). Ce paramètre complexe s'appelle paramètre S ( $S_{21} = b_2/a_1$ ).

Grâce à trois exemples, nous allons montrer une démarche de dimensionnement de l'instrumentation. Bien que la première topologie ne soit pas une solution pertinente, elle permet d'illustrer d'une façon simple les calculs nécessaires à la détermination de la dynamique du moyen de mesure. Les deux autres topologies correspondent elles à des solutions viables. L'étude préSEN-



Figure 7 – Grande chambre anéchoïque CCRM/Institut Fresnel (Marseille)

tée dans ce paragraphe repose sur un bureau d'étude réalisé par Francis Monnier, à l'IUT de Ville-d'Avray dans le cadre de la formation licence professionnelle Mesures Hyperfréquences et Radiocommunication (LP MHR) de l'IUT de Ville-d'Avray. Le bureau d'étude ainsi que les codes de calculs sont disponibles (voir le Pour en savoir plus).

#### 3.1 Éléments de spécification d'une chambre de mesure de SER

Un moyen de mesure de SER est spécifié par plusieurs paramètres :

- le **type de configuration de mesure**: monostatique, quasi-monostatique ou bistatique. Une chambre peut être construite pour mettre en œuvre plusieurs configurations ;

– le **type de polarisation** : pour le cas monostatique, on parle usuellement de polarisation (H, V), V étant la polarisation parallèle à l'axe du mât et H celle qui est orthogonale à cet axe (V ou H étant relatifs à l'orientation du champ électrique qui est lui-même lié à l'antenne utilisée). Dans les cas bistatiques où les antennes peuvent se déplacer dans les 3 dimensions, il est plus pertinent de parler de polarisation ( $\theta, \phi$ ) (figure 1) ;

– la **dimension de la zone réservée à l'installation du moyen de mesure**. Cette contrainte fixe généralement la dimension maximale de la cible qui peut être mesurée et conditionne aussi le type de mesure effectué. Elle est liée à la bande de fréquence de mesure ;

– la **bande de fréquence de mesure** : la fréquence de fonctionnement ajoute un autre facteur qui influencera la dimension de la chambre. Une cible d'une dimension caractéristique  $D = 10\lambda$  nécessite une distance entre la cible et les antennes de 200λ, soit 20 fois la taille de la cible (cf équation (1)). Pour une fréquence de 15 GHz, cela correspond à une distance de 4 m. Pour une fréquence de 2 GHz, la distance devient supérieure à 30 m !

– les **dimensions de la cible** sont donc liées aux dimensions de la chambre et aux fréquences de travail (cf. figure 3b) ;

– la **masse de la cible** : les contraintes liées à la masse de la cible ne sont pas à négliger, elles conditionnent le choix des positionneurs ainsi que celui des instruments de manutentions nécessaires à la mise en place de la cible ;

– la valeur de la **SER maximum** que le moyen de mesure permet de mesurer. Cette valeur permet de déterminer la dynamique haute de la mesure ;

– la sensibilité, c'est-à-dire la **SER minimum** que le moyen de mesure permet de mesurer pour un rapport signal sur bruit fixé.

Ces différents paramètres sont déterminés en fonction de l'utilisation du moyen de mesure et des contraintes (place, coût, état de l'art...).

Notre exemple repose sur l'instrumentation d'une chambre anéchoïque existante, utilisée précédemment pour effectuer des mesures d'antenne. Il s'agit de la chambre Boris Vian de l'IUT de Ville-d'Avray (figure 8). Les spécifications suivantes sont demandées : le système de mesure doit permettre de mesurer une cible dans des configurations monostatique et quasi-monostatique, la salle à instrumenter est une chambre anéchoïque de dimensions  $7,5 \times 3,5 \times 3 \text{ m}^3$  ( $L \times l \times H$ ), l'instrumentation sera réalisée à partir

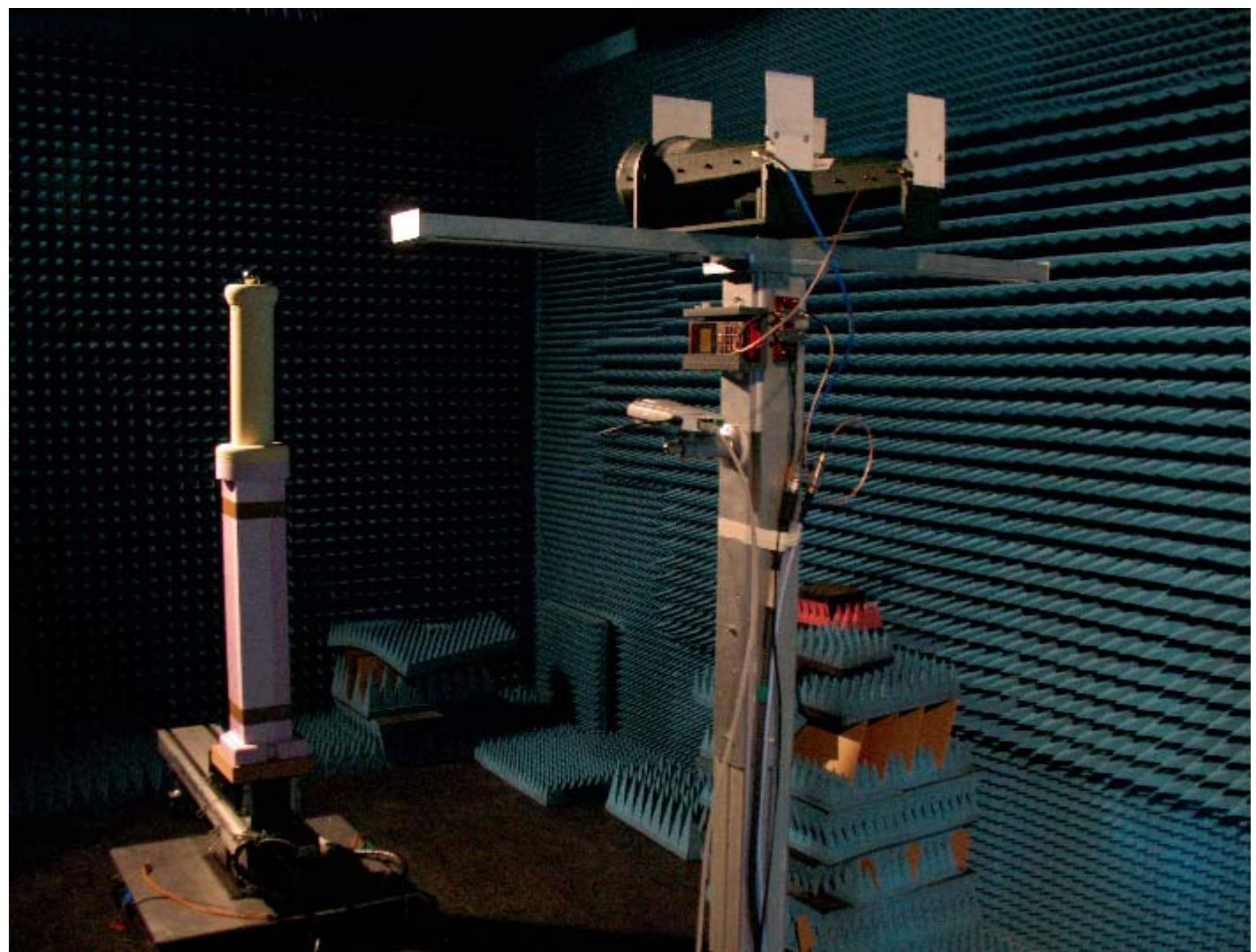


Figure 8 – Configuration quasi-monostatique de la chambre Boris Vian

d'un analyseur de réseau (*Vector Network Analyzer*: VNA) qu'il faudra choisir. Les caractéristiques demandées sont les suivantes :

- bande de fréquence de 2 – 18 GHz ;
- surface équivalente radar (SER) :  $-40 < \sigma < 10 \text{ dBm}^2$  ;
- dimension maximale de la cible : inscrite dans une sphère de 0,6 m de diamètre pour 2 GHz, 0,15 m pour 18 GHz ;
- polarisations H et V (définies dans le repère du mat).

La dimension maximale de la cible associée à la bande de fréquence de mesure, permet de vérifier la cohérence du cahier des charges. Ainsi, il faut s'assurer que la condition d'onde plane est réalisée. Pour la fréquence de 2 GHz, la dimension caractéristique maximale de la cible correspond à  $4\lambda$  soit une distance minimale de  $32\lambda$  entre la cible et les antennes (c'est-à-dire 4,8 m). La même démarche appliquée à 18 GHz montre une distance minimale de  $162\lambda$ , soit 2,7 m. Les dimensions de la chambre Boris Vian permettent bien d'obtenir la condition onde plane.

Le choix des antennes et des cordons coaxiaux n'est pas présenté dans cette étude. Toutefois quelques critères de sélection sont tout de même présentés ci-après.

#### Cordons

Un « cordon coaxial » est constitué généralement d'un câble coaxial et de deux connecteurs. Il est caractérisé notamment par ses propriétés hyperfréquences, qui peuvent être très différentes selon les types de câbles et de connecteurs mis en œuvre. Choisir le modèle de câble qui convient le mieux à une application précise n'est pas chose aisée, car il s'agit d'une question de compromis entre des performances mécaniques, électriques, environnementales, etc. Par exemple, choisir une âme centrale multibrins fera gagner en flexibilité, mais cet avantage aura une influence négative sur d'autres caractéristiques, comme les pertes d'insertion et la tenue en puissance notamment. Les principaux critères de choix d'un « cordon » sont de deux types :

- les caractéristiques générales :
  - la nature du câble utilisé (semi-rigide, souple, faibles pertes, de puissance...),
  - le type de connecteur utilisé à chaque extrémité (SMA femelle coudé, N mâle droit...),
  - la longueur du câble et la précision sur cette longueur éventuellement (stabilité en phase),
  - les éventuelles protections extérieures (ressort acier spiralé, « tuyau de douche », gaine thermoplastique...);
- les caractéristiques hyperfréquences :
  - la gamme de fréquence d'utilisation et fréquence de coupure,
  - l'impédance et le rapport d'onde stationnaire (ROS : notion d'adaptation),
  - les pertes d'insertion,
  - les caractéristiques de propagation (vitesse),
  - l'efficacité du blindage et la rigidité diélectrique.

#### Antennes

Pour le choix des antennes, le lecteur peut se référer aux articles [E 3 284] [E 3 280] [E 3 282] de la rubrique « antennes » des Techniques de l'Ingénieur. Les paramètres les plus importants sont :

- le type de l'antenne : bande étroite ou large bande ;
- la bande de fréquence ;
- le gain ;
- le diagramme d'antenne ;
- le rapport d'onde stationnaire (ROS) ;
- la polarisation et la pureté de polarisation ;
- le type de connecteurs ;
- la dimension et la masse ;
- le système de fixation.

Notons que le gain, le diagramme d'antenne, le ROS et la pureté de polarisation varient en fonction de la fréquence, notamment pour des antennes large bande.

Nous allons maintenant montrer la démarche de conception, à l'aide de trois exemples.

### 3.2 Topologie n° 1 : structure avec un analyseur de réseau sans autre instrumentation

La structure proposée est présentée à la figure 9. Elle est constituée d'un analyseur de réseau (VNA), d'une antenne d'émission et d'une antenne de réception. Des cordons coaxiaux permettent de relier les différents éléments. La configuration est dite quasi-monostatique car deux antennes sont utilisées bien qu'elles soient proches (configuration la plus répandue même si elle n'est pas optimale pour la précision de la détermination de la SER).

Cette étude illustrative, permet :

- d'étudier les caractéristiques importantes de l'analyseur de réseau pour un système de mesure SER ;
- d'étudier l'environnement (cordons et antennes) ;
- d'établir les équations qui permettent de calculer la dynamique du système de mesures.

#### 3.2.1 Critère de choix pour l'analyseur de réseau (VNA)

Lorsque l'on construit une instrumentation autour d'un analyseur de réseau, certaines spécificités de l'appareil sont déterminantes pour la dynamique de mesure. Ainsi, il convient d'analyser précisément la documentation du constructeur avant de faire son choix. Les paramètres les plus importants sont :

- la **bande de fréquence**. Elle doit inclure celle spécifiée dans le cahier des charges de la chambre, soit pour notre exemple 2 GHz-18 GHz ;
- la **puissance maximale que peut délivrer la source du VNA**. Généralement elle dépend de la fréquence et elle reste faible, classiquement 5 à 10 dBm. Ce paramètre est important pour des chambres de grandes dimensions [13] ;
- la **puissance maximale que peut supporter le récepteur du VNA**. Cette grandeur nous permet de calculer le haut de la dynamique. En effet, il faut s'assurer que pour une cible qui présente une SER égale à la valeur maximale spécifiée dans le cahier des charges, le récepteur du VNA n'est pas dans sa zone de compression [14] ;
- la **sensibilité du récepteur** ou plus précisément son **facteur de bruit** (NF) qui s'exprime en dB. Cette grandeur est liée à la bande de fréquence intermédiaire (FI, bande de bruit équivalente) du récepteur. Classiquement un VNA a un facteur de bruit assez fort. Malheureusement, ce paramètre est très rarement indiqué dans la documentation. Il doit être déterminé en fonction de la sensibilité exprimée pour un rapport sur bruit (RSB) fixé (en dB) et pour une bande de fréquence intermédiaire :

$$NF_{VNA} = \text{Sensibilité} - P_{be} - RSB \quad (8)$$

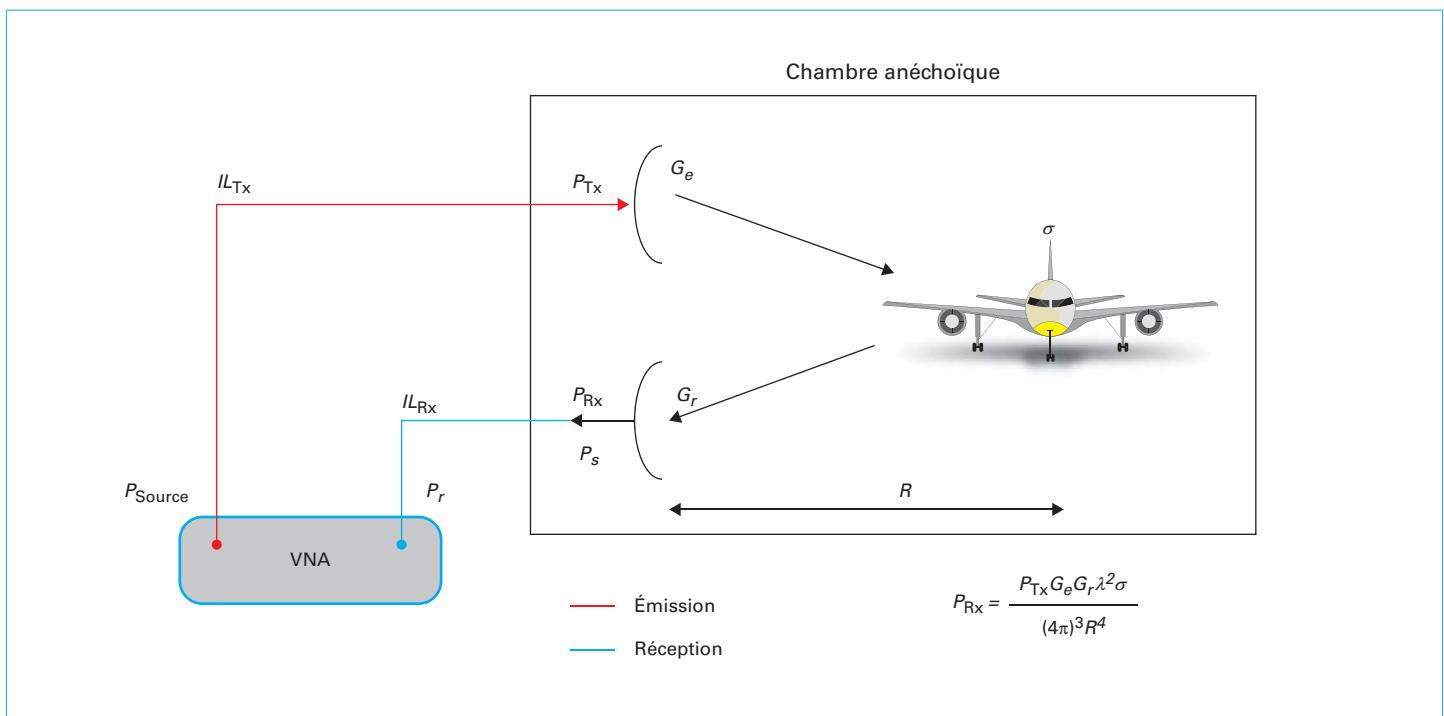
avec

$$P_{be} = -174 + 10\log(FI) \quad (9)$$

où  $P_{be}$  est la puissance de bruit thermique (en dBm). Notons que la constante 174 dBm/Hz correspond au produit  $KTB_n$ , avec K la constante de Boltzman,  $B_n = 1 \text{ Hz}$  et  $T = 290 \text{ K}$ .

Des paramètres secondaires vont faciliter la mise en œuvre de la mesure [R 1 145] :

- la résolution puissance du générateur du VNA et sa puissance minimale. Cette caractéristique permet d'adapter la puissance



**Figure 9 – Topologie n° 1 de la base de mesure : VNA seul**

émise en fonction de la configuration. Elle limite l'utilisation d'atténuateurs ;

- les gammes de bande FI. Ce paramètre est étroitement lié à la sensibilité du récepteur mais aussi à la vitesse d'acquisition. Plusieurs valeurs permettent d'obtenir un compromis entre sensibilité et vitesse ;

- le nombre de points fréquentiels. Ce paramètre permet de régler le pas fréquentiel et de fait, régler la distance d'ambiguïté (cf. § 4). Historiquement les VNA avaient un nombre de points limité. Les appareils récents ont une plage suffisamment importante pour répondre au besoin même pour de très grandes chambres ;

- la capacité d'utiliser directement le récepteur d'entrée sans utiliser le coupleur d'entrée. Cette possibilité, souvent offerte, permet d'augmenter la sensibilité du VNA ;

- l'option TDR (*Time Domain Reflectometry*). Cette option, très utile dans une étape de mise au point, permet d'observer directement la réponse impulsionnelle du système de mesure ;

- la capacité de relier le VNA avec un ordinateur et sa facilité de programmation. Généralement, un ordinateur pilote les différents actionneurs de la chambre. Actuellement tous les analyseurs de réseaux possèdent au minimum un port GPIB et/ou une connexion LAN.

Lors de l'analyse des documentations constructeur, il faut aussi s'intéresser à :

- la vitesse d'acquisition ;
- la vitesse de transfert (VNA vers ordinateur).

Ces paramètres peuvent être déterminants lors de mesure de cibles sur de grandes bandes de fréquences avec des pas angulaires très petits. Il est toujours intéressant d'avoir des durées de mesure raisonnables, ce qui évite les problèmes de dérives thermique et mécanique.

Dans les exemples numériques suivants, nous utilisons le VNA ZVB20 2 ports du constructeur Rohde & Schwarz [14]. Il possède les caractéristiques principales suivantes :

- bande de fréquence : 10 MHz – 20 GHz ;

- puissance maximale délivrée par le générateur du VNA :

- $f \leq 13 \text{ GHz}$  :  $P_{\max} = 10 \text{ dBm}$ ,
- $f > 13 \text{ GHz}$  :  $P_{\max} = 5 \text{ dBm}$  ;

- puissance maximum admise par le récepteur :

- $f \leq 8 \text{ GHz}$  :  $P_{\text{récep}} = 10 \text{ dBm}$ ,
- $f > 8 \text{ GHz}$  :  $P_{\text{récep}} = 5 \text{ dBm}$  ;

- facteur de bruit du récepteur :

- $f \leq 8 \text{ GHz}$  :  $NF_{\text{VNA}} = 59 \text{ dB}$ ,
- $f > 8 \text{ GHz}$  :  $NF_{\text{VNA}} = 64 \text{ dB}$ .

Nous considérons ici que les coupleurs d'entrées internes sont utilisés (connexion sur les ports du VNA). Dans le cas où l'on se connecte directement à l'entrée du récepteur, le facteur de bruit du VNA est amélioré de 10 dB avec cet appareil.

### 3.2.2 Étude de l'environnement : cordons coaxiaux et antennes d'émission et de réception

Les spécificités des cordons coaxiaux et des antennes sont décrites ci-dessous. Ces cordons ne sont volontairement pas tous optimisés pour notre application.

La liaison du port 1 du VNA vers l'antenne d'émission Tx est constituée :

- d'une partie principale de 12 m de longueur, assez performante en pertes d'insertion (donc assez rigide), bien protégée et de mise en place « fixe ». Le câble va d'un point entre le pied du positionneur à l'équipement de mesure (atténuation : 0,2 dB/m à 2 GHz et 0,7 dB/m à 18 GHz) ;

- d'une liaison plus souple donc un peu moins performante pour faire la liaison à l'antenne (longueur 2,5 m) (0,25 dB/m à 2 GHz et 0,8 dB/m à 18 GHz).

<b>Tableau 2 – Atténuation des cordons coaxiaux et gain des antennes</b>			
Fréquences [GHz]	Pertes liaison Tx [dB]	Pertes liaison Rx [dB]	Gain des antennes [dBi]
2	3,1	3,2	5
4	4,3	4,6	6,6
8	6,3	6,6	9,9
12	7,8	8,1	13,1
16	9,2	9,3	16,4
18	10,1	10,3	18

La liaison entre l'antenne de réception Rx et le port 2 du VNA est constituée de trois cordons :

- deux cordons de longueurs de 6 m (0,2 dB/m à 2 GHz et 0,7 dB/m à 18 GHz) ;
- un cordon de 2,5 m (0,25 dB/m à 2 GHz et 0,8 dB/m à 18 GHz).

Les antennes utilisées sont deux antennes large bande FLANN DR240 AB. Leur gain dépend fortement de la fréquence. Le rapport d'onde stationnaire (ROS) est 2,5. Le tableau 2 présente les pertes d'insertions des liaisons « émetteur » et « récepteur » mesurées pour différentes fréquences. Le gain des antennes est aussi indiqué.

### 3.2.3 Étude de la dynamique du moyen de mesure

Le tableau 3 présente les niveaux de puissance observés à chaque étage important du système de mesure. Ces valeurs sont obtenues pour le niveau de SER maximum à mesurer (soit 10 dBm<sup>2</sup>) et une bande Fl du récepteur de 10 kHz. Cela correspond à la valeur haute de la dynamique de mesure. Les différents paramètres sont définis ainsi :

- **$P_{\text{source}}$**  (en dBm) : il s'agit de la puissance délivrée par le synthétiseur du VNA. Elle est mesurée à la sortie du port 1 de l'analyseur de réseau. Cette puissance peut varier en fonction de la fréquence ;
- **$P_{\text{Tx}}$**  (en dBm) : il s'agit de la puissance observée en pied d'antenne d'émission. Elle correspond à la puissance de la source diminuée des pertes d'insertions de la liaison VNA-Tx et de la désadaptation de l'antenne d'émission :

$$P_{\text{Tx}} = P_{\text{Source}} - IL_{\text{Tx}} - IL_{\text{Ada}}$$

La désadaptation de l'antenne d'émission est prise en compte par l'intermédiaire des pertes

$$IL_{\text{Ada}} = -10 \log(1 - |S_{11}|^2)$$

avec  $|S_{11}| = (\text{ROS} - 1)/(\text{ROS} + 1)$ . Dans notre cas en supposant que  $\text{ROS} = 2,5$ ,  $|S_{11}| = 0,429$  et les pertes de désadaptation sont de 0,88 dB ;

- **$P_{\text{Rx}}$**  (en dBm) : il s'agit de la puissance observée au pied de l'antenne de réception. Elle s'exprime ainsi :

$$P_{\text{Rx}} = P_{\text{Tx}} + G_e + G_r + \sigma + 10 \log\left(\frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}\right)$$

où  $R$  est la distance entre la cible et les antennes d'émission et de réception ( $R = 5$  m pour cet exemple) et  $\lambda$  la longueur d'onde [TE 6 655] ;

- **$P_r$**  (en dBm) : il s'agit de la puissance mesurée sur le port 2 du VNA. Dans ce cas, elle correspond à la puissance  $P_{\text{Rx}}$  diminuée des pertes d'insertion de la liaison Rx-VNA :

$$P_r = P_{\text{Rx}} - IL_{\text{Rx}}.$$

Il faut s'assurer que  $P_r$  ne dépasse pas la puissance qui provoque la compression du récepteur du VNA ;

- **$P_s$**  (en dBm) : cette puissance correspond à la sensibilité du récepteur **observée au pied de l'antenne de réception** pour un rapport signal sur bruit (RSB) de 0 dB, ce qui correspond à la puissance de bruit en pied d'antenne de réception. Elle est déterminée en fonction du facteur de bruit du récepteur, des pertes d'insertion  $IL_{\text{Rx}}$ , et de la bande équivalente de bruit  $B_n$  (ici la bande  $Fl = 10$  kHz)

$$P_s = -174 + 10 \log(Fl) + NF_t$$

avec  $NF_t = NF_{\text{VNA}} + IL_{\text{Rx}}$ .

- **CDR Complete Dynamique Range** (en dB) : cette dynamique correspond à la différence entre la puissance reçue sur l'antenne et la sensibilité :

$$\text{CDR} = P_{\text{Rx}} - P_s$$

Ce paramètre permet de déterminer la sensibilité SER ;

- **sensibilité SER** (en dBm<sup>2</sup>) : c'est le plus petit niveau de SER considéré « mesurable », avec un rapport signal à bruit défini ici à 6 dB. Elle s'exprime en fonction du CDR :

$$\text{Sensibilité : } SER = \sigma_{\max} - CDR + 6 \text{ dB}$$

Dans cet exemple, la sensibilité SER est définie vis-à-vis d'un rapport signal sur bruit (RSB) de 6 dB. Le rapport signal sur bruit aura un impact direct sur la précision de la mesure. La figure 10 illustre la relation entre le RSB et les erreurs d'amplitude et de phase sur le signal mesuré. Cette courbe permet de déterminer le rapport signal sur bruit en fonction des erreurs admissibles. Notons, que comme toute estimation d'incertitudes, il s'agit de considérer le cas le plus défavorable et bien souvent l'erreur réelle est inférieure à cette valeur.

Comme le montre le tableau 3, la sensibilité SER n'est pas suffisante pour répondre au cahier des charges. Notons que pour les fréquences 16 et 18 GHz, le rapport signal sur bruit de 6 dB ne peut pas être atteint. Afin d'améliorer ce bilan, il est nécessaire d'instrumenter le VNA. Plusieurs solutions sont possibles :

- diminuer la bande Fl du VNA (mais cela augmente le temps de mesure) ;
- utiliser la voie de référence extérieure du VNA (cela permet de diminuer le facteur de bruit du VNA de la valeur du couplage mais le VNA ne peut plus être utilisé classiquement) ;
- placer un amplificateur de puissance juste avant l'antenne d'émission ;
- placer un ou deux amplificateurs faible bruit sur la voie de réception afin d'améliorer le facteur de bruit du récepteur.

Ces différentes évolutions sont discutées dans la topologie n°2.

### 3.3 Topologie n°2 : structure avec un VNA et instrumentation : structure quasi-monostatique

Afin d'améliorer la dynamique du système de mesure nous allons mettre en place à l'émission un amplificateur de puissance de type SSPA (*Solid State Power Amplifier*),  $P_s \geq 1 \text{ W}$  (30 dBm), au plus près de l'antenne d'émission. Pour améliorer le facteur de bruit du récepteur, avec une entrée directe des signaux sur le récepteur, nous mettons en place à la réception deux amplifica-

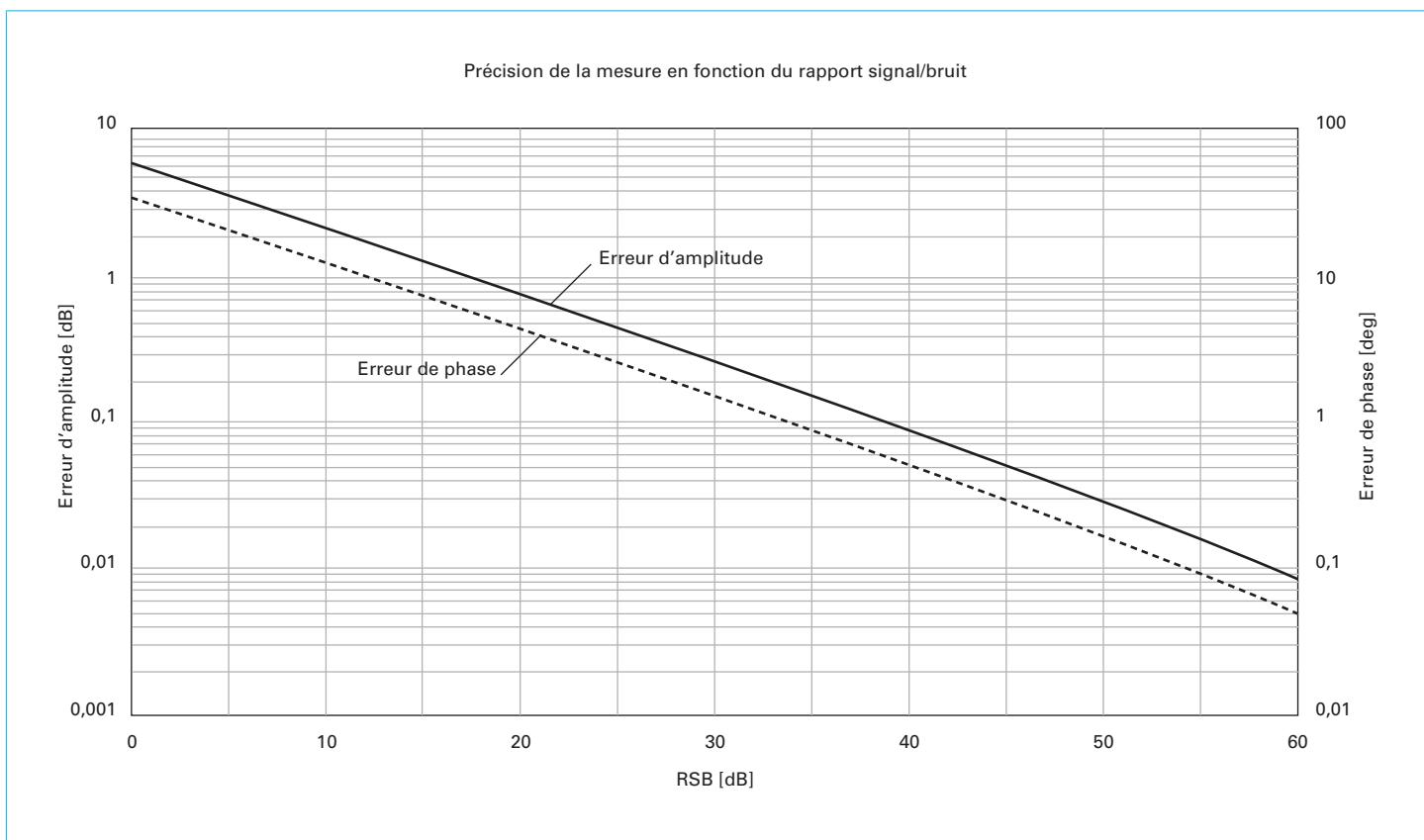


Figure 10 – Précision de la mesure en fonction du rapport signal/bruit (d’après [15])

Tableau 3 – Dynamique du système radar – topologie n° 1

Fréquence [GHz]	$P_{\text{Source}}$ [dBm]	$P_{\text{Tx}}$ [dBm]	$P_{\text{Rx}}$ [dBm]	$P_r$ [dBm]	$P_s$ sensibilité [dBm] (1)	CDR [dB] (2)	Sensibilité SER [dBm <sup>2</sup> ] (3)
2	10	6,02	-51,4	-54,6	-71,8	20,4	-4,4
4	10	4,82	-55,4	-60	-70,4	15	1
8	10	2,82	-56,8	-63,4	-68,4	11,6	4,43
12	10	1,32	-55,5	-63,6	-61,9	6,44	9,55
16	5	-5,08	-57,8	-67,1	-60,7	2,94	
18	5	-5,98	-56,5	-66,8	-59,7	3,22	

(1)  $P_s$  : sensibilité considérée au niveau du connecteur de l’antenne de réception (« le pied d’antenne ») pour un récepteur paramétré pour 10 kHz de bande passante finale, et sans moyennage [R 1 145] et avec un rapport signal sur bruit de 0 dB (RSB = 0 dB).

(2) CDR : dynamique de niveau de puissance disponible, considérée en pied d’antenne, entre : le niveau reçu pour une SER de 10 dBm<sup>2</sup> (point haut de la dynamique) et la sensibilité définie à RSB = 0 dB (point bas de la dynamique), autrement dit le niveau du bruit.

(3) Sensibilité SER : le plus petit niveau de SER considéré « mesurable », avec un rapport signal à bruit défini ici à 6 dB.

teurs de type FB (faible bruit : LNA), au plus près de l’antenne pour le premier amplificateur.

La figure 11 présente le schéma de principe du montage proposé. Un amplificateur de puissance de gain  $G_{ae}$  est placé au plus

près de l’antenne d’émission. Un coupleur permet de prélever le signal de référence. Deux amplificateurs faible bruit (*Low Noise Amplifier* : LNA), de gain respectif  $G_{r1}$  et  $G_{r2}$ , ont été ajoutés sur la liaison de réception. Les caractéristiques principales sont :

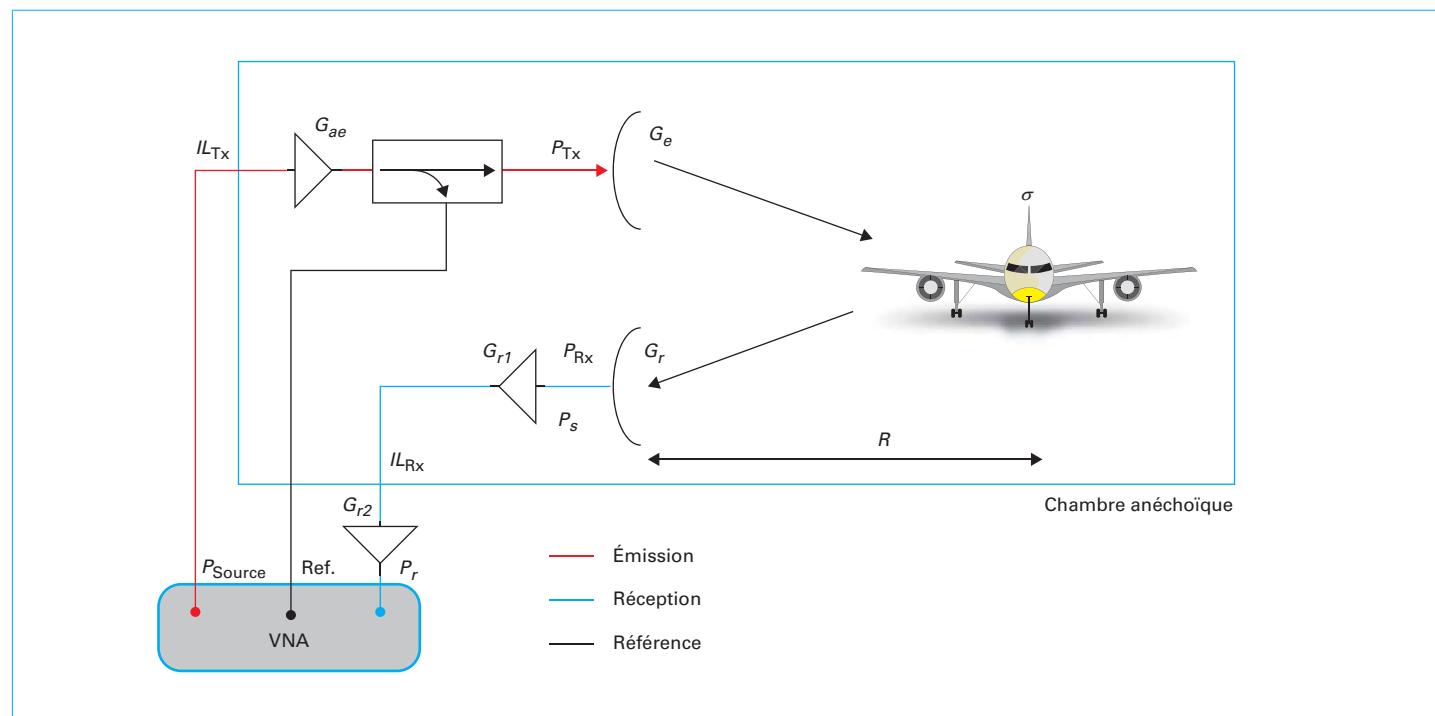


Figure 11 – Amélioration des performances du système de mesures – montage avec prise de référence externe

Tableau 4 – Dynamique du système radar – topologie n° 2

Fréquence [GHz]	$P_{\text{Source}}$ [dBm]	$P_{\text{Tx}}$ [dBm]	$P_{\text{Rx}}$ [dBm]	$P_r$ [dBm]	$P_s$ sensibilité [dBm] (1)	CDR [dB] (2)	Sensibilité SER [dBm <sup>2</sup> ] (3)
2	10	28	-29,3	5,4	-119	89,8	-73,8
4	10	26,8	-33,4	0	-117	84,5	-68,5
8	10	24,8	-34,8	-3,44	-116	81,2	-65,2
12	10	23,3	-33,5	-3,56	-110	76,4	-60,4
16	5	16,9	-35,8	-7,06	-109	72,9	-56,9
18	5	16,1	-34,5	-6,78	-108	73,2	-57,2

(1) Sensibilité considérée en pied d'antenne pour un récepteur paramétré pour 10 kHz de bande passante finale, et sans moyennage avec un RSB = 0 dB.  
(2) Dynamique de niveau de puissance disponible, considérée en pied d'antenne, entre : le niveau reçu pour une SER de 10 dBm<sup>2</sup> (point haut de la dynamique) et la sensibilité définie à RSB = 0 dB (point bas de la dynamique), autrement dit le niveau du bruit.  
(3) Plus petit niveau de SER considéré « mesurable », avec un rapport signal à bruit défini ici à 6 dB.

– Amplificateur d'émission (amplificateur de « puissance ») : Gain  $G_{ae} = 23$  dB, point de compression à 1 dB  $P_{1dB} = 30$  dBm, bande de fréquences 2-18 GHz ;

– Amplificateur à la réception : deux amplificateurs identiques Gain  $G_{ri} = 20$  dB, facteur de bruit  $NF = 5$  dB,  $P_{1dB} = 10$  dBm, bande de fréquences 2-18 GHz.

Le tableau 4 présente la nouvelle dynamique de mesure. Nous avons considéré :

– une perte d'insertion supplémentaire de 1 dB dans la voie d'émission ;  
– une perte d'insertion supplémentaire de 2 dB dans la voie de réception (cordon antenne/amplificateur et cordon amplificateur/VNA).

Le tableau 4 est déterminé à partir de :

–  $P_{\text{Source}}$  qui est la puissance fournie par le synthétiseur du VNA. Cette valeur est ajustée de manière à ne pas comprimer le récepteur. Cette valeur est calculée dans le cas le plus défavorable cor-

respondant à la valeur maximum de la SER. Il faut  $P_r < P_{\max}$  (récepteur). Il faut aussi vérifier que les amplificateurs faible bruit (LNA) fonctionnent en régime linéaire ;

–  $P_{Tx}$  qui est la puissance observée en pied d'antenne d'émission. Cette valeur s'exprime maintenant ainsi :

$$P_{Tx} = P_{\text{source}} - IL_{Tx} + G_{ae} - IL_{Lc} - IL_{Cpl} - IL_{Ada} \quad (10)$$

Idéalement cette puissance est proche du point de compression de l'amplificateur de « puissance » ;

–  $P_{Rx}$  qui est la puissance captée par l'antenne de réception. Elle s'exprime comme dans le cas précédent ;

–  $P_r$  qui est la puissance observée à l'entrée du récepteur du VNA. Elle s'exprime ainsi :

$$P_r = P_{Rx} - IL_c + G_{r1} - IL_{Rx} + G_{r2} - IL_c \quad (11)$$

Il convient de s'assurer que le récepteur du VNA reste en régime linéaire ainsi que les amplificateurs de la chaîne de réception. Ce niveau est calculé en utilisant la valeur maximale de la SER ( $\sigma = 10 \text{ dBm}^2$ ). Pour avoir une dynamique de mesure optimisée, il faut être proche du point de compression du VNA ;

–  $P_s$  qui est la sensibilité mesurée en pied d'antenne de réception. Elle se calcule à partir du facteur de bruit de l'ensemble LNA + câble + récepteur et de la puissance de bruit :

$$P_s = -174 + 10\log(F_t) + NF_t \quad (12)$$

avec  $NF_t = 10\log(F_t)$  et  $F_t$  le facteur de bruit total (en linéaire) donné par la formule de Friss [R 452].

Comme le montre cette solution, la sensibilité spécifiée dans le cahier des charges est obtenue. Il faut, toutefois, faire attention à la compression du récepteur. Pour éviter ce problème, il peut être nécessaire de diminuer la puissance du générateur du VNA. Notons qu'il est possible d'améliorer fortement les performances du moyen de mesure en utilisant des mélangeurs extérieurs, placés à proximité des antennes d'émission et de réception (figure 12). Cette structure permet de limiter les atténuations dans les cordons hyperfréquences, qui souvent présentent des lon-

gueurs importantes. De plus, lorsque les cordons sont soumis à un déplacement mécanique, ces câbles peuvent aussi engendrer des instabilités sur les phases des signaux mesurés.

Deux structures peuvent être utilisées [16] : la première utilise un VNA hyperfréquences qui est utilisé en tant que récepteur de fréquence intermédiaire FI mais aussi de générateur principal hyperfréquence. Dans ces conditions, un synthétiseur externe est utilisé pour fournir le signal d'oscillateur local nécessaire à la transposition des fréquences (figure 12a). La seconde structure utilise un VNA « basse fréquence » qui ne joue que le rôle de récepteur de fréquence intermédiaire (figure 12b). Il est associé à deux synthétiseurs externes.

### 3.4 Topologie n° 3 : structure avec un VNA et modulateur : structure monostatique

Dans les topologies précédentes, nous avons étudié un système quasi-monostatique où les antennes d'émission et de réception sont séparées. Pour certaines mesures, il est nécessaire d'avoir une référence de phase commune pour l'émission et la réception. Dans ce cas, il est nécessaire d'avoir une seule antenne, le contexte de mesure est alors purement monostatique. Dans notre cas, ce fonctionnement implique le mode découpé :

– mise en place d'un circulateur sur la chaîne émission, pour récupérer le signal réception ;

– mise en place de modulateurs (commutateurs à diodes PIN, de type SPST), à l'émission et à la réception, pour faire une « fenêtre » de mesure ;

– prise en compte du besoin de protéger l'amplificateur LNA de l'écho de couplage E/R induit par le défaut d'isolation du circulateur.

Le contexte monostatique est constitué d'une seule antenne, d'un circulateur et de deux commutateurs (figure 13). Un amplifi-

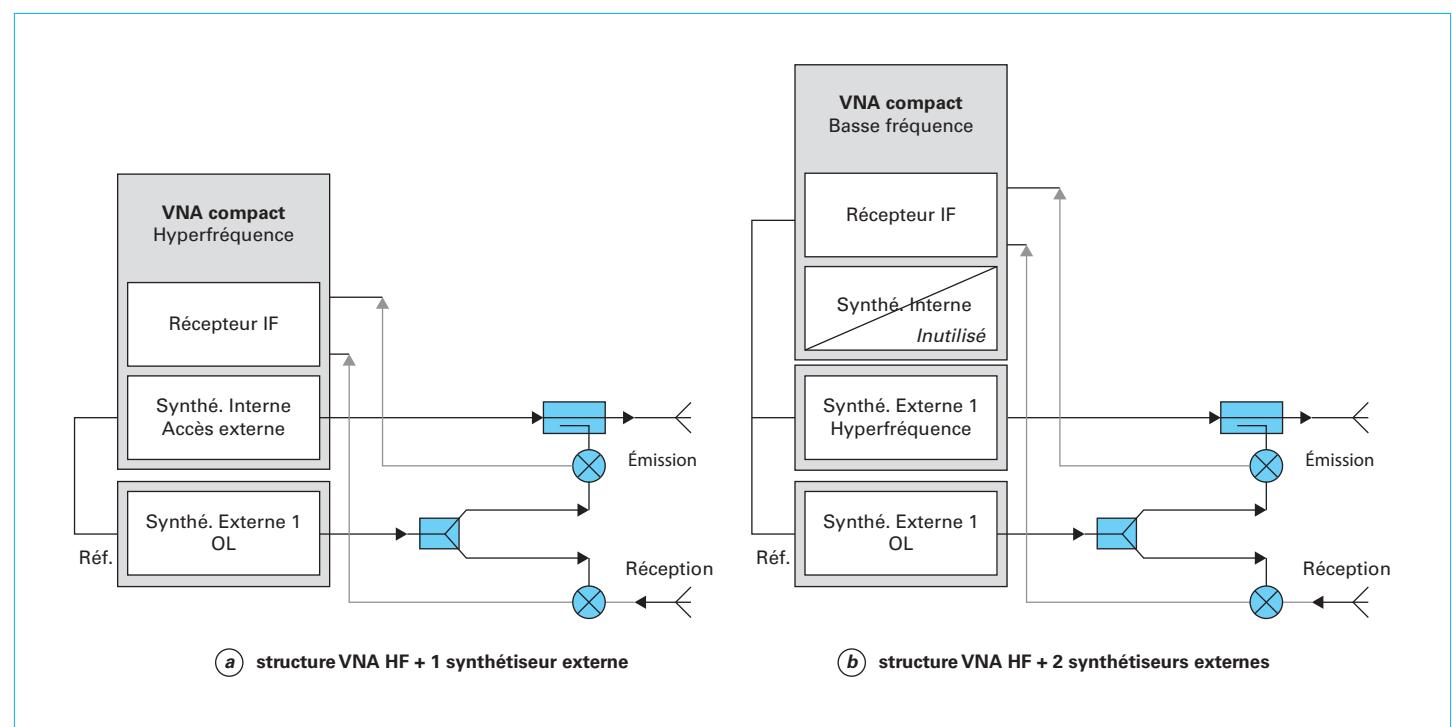


Figure 12 – Synoptiques de la structure « mélangeurs extérieurs » (d'après [16])

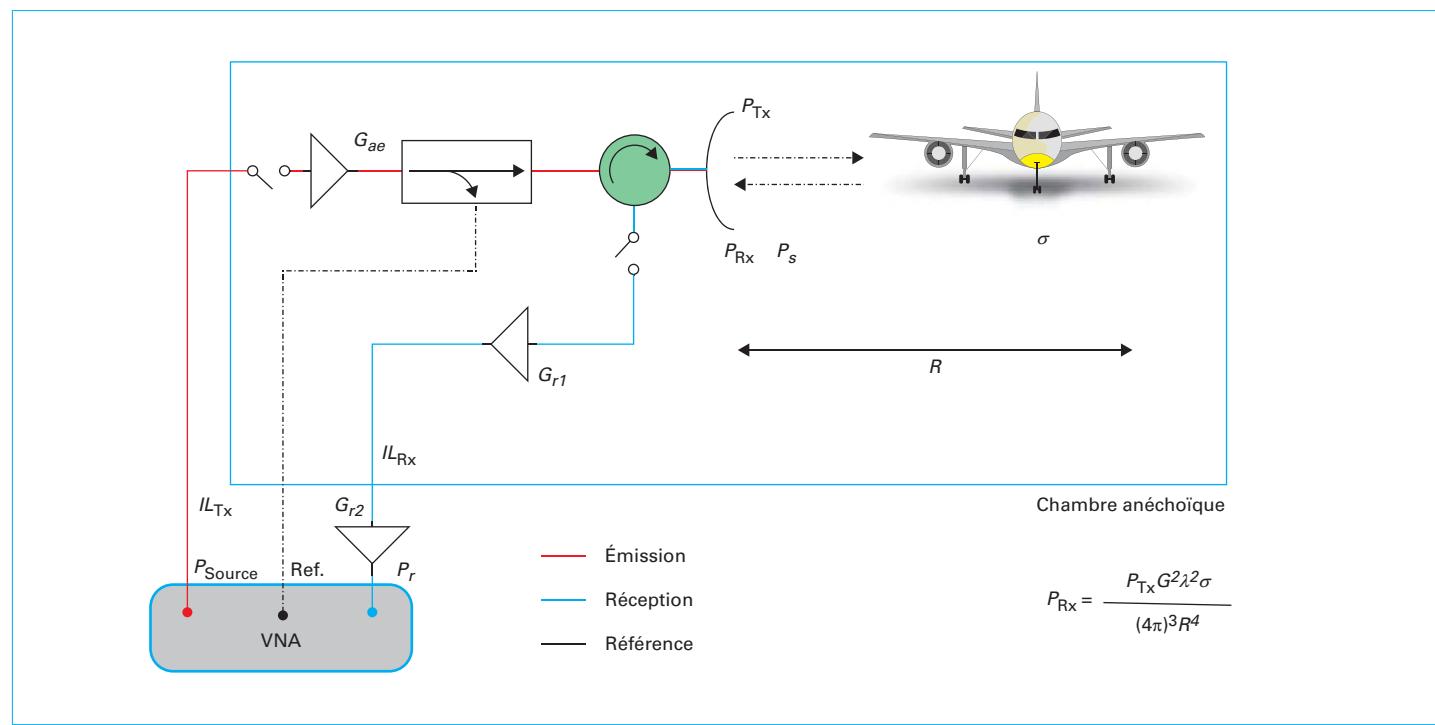


Figure 13 – Contexte de mesure monostatique

ateur de puissance est utilisé en émission et deux amplificateurs faible bruit (LNA) sont sur la chaîne de réception.

Le tableau 5 présente la dynamique du système monostatique. Pour établir ce tableau, nous avons considéré :

- une perte d'insertion supplémentaire de 5 dB sur la voie d'émission ;
- une perte d'insertion supplémentaire de 6 dB sur la voie de réception ;
- une désensibilisation du récepteur induit par le mode découpé. Cette désensibilisation se calcule en fonction du rapport cyclique de l'impulsion :  $IL_{Des} = -20 \log(\text{rapport cyclique})$ . Ainsi un rapport

cyclique de 10 % entraîne une perte de désensibilisation de 20 dB. Dans notre exemple, nous avons considéré une perte de désensibilisation de 20 dB. Elle est intégrée dans le calcul de la CDR en utilisant :

$$\text{CDR} = P_{Rx} - P_s - IL_{Des} \quad (13)$$

Le fait de réaliser une découpe entraîne une perte de sensibilité, mais elle permet d'utiliser la même antenne à l'émission et à la réception. Afin de répondre au cahier des charges, il suffit de modifier les caractéristiques des LNA. Ainsi en utilisant deux

Tableau 5 – Dynamique du système radar monostatique

Fréquence [GHz]	$P_{Source}$ [dBm]	$P_{Tx}$ [dBm]	$P_{Rx}$ [dBm]	$P_r$ [dBm]	$P_s$ sensibilité [dBm] (1)	CDR [dB] (2)	Sensibilité SER [dBm <sup>2</sup> ] (3)
2	10	24	-33,4	-2,6	-115	61,8	-45,9
4	10	22,8	-37,4	-8	-114	56,5	-40,5
8	10	20,8	-38,8	-11,4	-112	53,2	-37,2
12	10	19,3	-37,5	-11,6	-106	48,3	-32,3
16	5	12,9	-39,8	-15,1	-105	44,9	-28,9
18	5	12	-38,5	-14,8	-104	45,2	-29,2

(1) Sensibilité considérée en pied d'antenne pour un récepteur paramétré pour 10 kHz de bande passante finale, et sans moyennage avec un RSB = 0 dB.

(2) Dynamique de niveau de puissance disponible, considérée en pied d'antenne, entre : le niveau reçu pour une SER de 10 dBm<sup>2</sup> (point haut de la dynamique) et la sensibilité définie à RSB = 0 dB (point bas de la dynamique), autrement dit le niveau du bruit.

(3) Plus petit niveau de SER considéré « mesurable », avec un rapport signal à bruit défini ici à 6 dB.

amplificateurs ayant un gain de 28 dB et un facteur de bruit de 3 dB, la sensibilité SER est améliorée ( $-43,8 \text{ dBm}^2$  à 16 GHz).

Dans cette partie, nous avons cherché à fournir au concepteur des éléments d'analyse permettant de prédire les performances d'une instrumentation de mesure et à transmettre les principes de fonctionnement des équipements de mesure généralement mis en œuvre dans un contexte « base de mesure de SER ». Ainsi le concepteur est en mesure :

- maîtriser les caractéristiques qualitatives et quantitatives des signaux guidés et propagés, tout au long des éléments qui constituent un système de mesure E/R ;

- d'adopter les bonnes méthodes (formules et outils de calcul) qui conduisent à optimiser et à déterminer les performances principales lors de la conception d'un système.

La configuration bistatique vis-à-vis de l'instrumentation RF entraîne des calculs comparables. Une attention particulière au couplage d'antennes doit être réalisée. Il faut s'assurer que le récepteur du VNA reste toujours en zone linéaire.

Enfin, notons que dans ce paragraphe seule l'instrumentation RF a été étudiée. Les performances du moyen de mesure sont liées aux performances de l'équipement RF, mais aussi à la qualité de la chambre (absorbant, régulation en température, stabilité de la structure...) et à ses positionneurs (précision, dérive...).

## 4. Acquisition et traitement

### 4.1 Considérations pratiques

D'un point de vue pratique, la mesure de SER consiste uniquement à mesurer le champ diffracté par un objet, au travers du paramètre  $S$ , mesuré par le VNA. Celui-ci peut être relatif à la cible sous test, mais aussi à une chambre vide ou à un étalon. Le calcul du niveau de SER sera déduit de ces données mesurées en utilisant différentes approches que nous présentons par la suite.

La formule la plus simple pour obtenir une SER d'une cible  $\sigma_{\alpha,\beta}^{\text{cible,mes}}$  est :

$$\sigma_{\alpha,\beta}^{\text{cible,mes}} = \left| \frac{S_{\alpha,\beta}^{\text{cible,mes}}}{S_{\alpha,\beta}^{\text{éalon,mes}}} \right|^2 \sigma_{\alpha,\beta}^{\text{éalon,th}} \quad (14)$$

où  $\sigma_{\alpha,\beta}^{\text{éalon,th}}$  est la SER d'un étalon,  $S_{\alpha,\beta}^{\text{cible,mes}}$  et  $S_{\alpha,\beta}^{\text{éalon,mes}}$  correspondent aux éléments mesurés décrits par l'équation (4) pour la cible et l'étalon.

Cette SER est fonction de plusieurs paramètres, dont la fréquence, l'angle d'observation, la polarisation. Il est donc nécessaire de définir les paramètres de mesure, en fonction de l'observation souhaitée. Dans cette partie, nous nous plaçons en configuration monostatique. Par la suite, pour illustrer les différents résultats, nous avons choisi deux cibles : une plaque carrée de 15 cm de côté dont la SER est connue théoriquement (cf. équation (20)) et une cible plus complexe qui a fait l'objet de mesures chez plusieurs partenaires lors de la campagne d'intercomparaison en 2014 dans le cadre du GTi (groupe de travail sur les incertitudes de mesures en chambre anéchoïque) [17]. Il s'agit d'une flèche métallique, mise à disposition par Airbus Group. Les principales caractéristiques sont données à la figure 14.

### 4.2 Paramètres de la mesure

Lors de mesures, nous souhaitons obtenir le niveau de SER pour différentes fréquences, angles d'observations et polarisation en supposant une configuration monostatique ou quasi-monostatique. Il est donc nécessaire de définir la bande de fréquences qui sera utilisée, ainsi que le domaine angulaire, les paramètres physiques qui seront à mettre en relation avec l'objet mesuré, et en particulier sa taille, mais aussi l'exploitation que l'on souhaite des résultats : réponse en fréquence, diagramme de rétrodiffusion, identification des points brillants...

Tout commence par l'observation de la cible. Celle-ci présente plusieurs caractéristiques essentielles, dont sa taille et la position

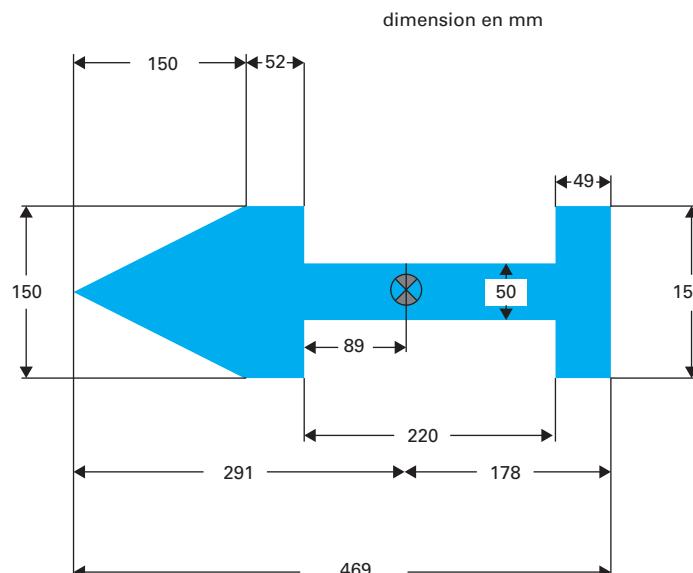
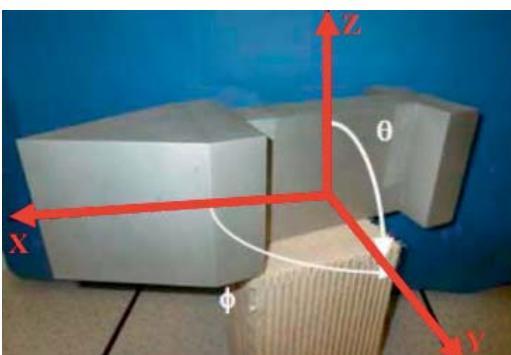


Figure 14 – Caractéristiques de la flèche métallique

de son centre de gravité, mais aussi sa forme plus ou moins complexe. De cette observation, on déduira une dimension électrique, c'est-à-dire une dimension qui va prendre en compte les phénomènes de réflexions multiples ou la présence d'une cavité en son sein (ou de résonances internes) qui vont donc augmenter sa longueur électrique. Il faut également noter que si la cible n'est pas uniquement métallique, mais constituée de matériaux diélectriques et/ou magnétiques, il faudra également en tenir compte pour évaluer cette dimension électrique. Dans l'exemple que nous prenons pour illustrer cet article, la longueur physique de la flèche (figure 14) est de 469 mm, avec un axe de rotation positionné à 291 mm de l'extrémité. Très souvent, cet axe de rotation est situé au centre de gravité de l'objet sous test (notamment pour pouvoir supporter l'objet avec un mât en polystyrène) et il est également identifié comme le centre de phase (et c'est le cas ici). Sur cette maquette, nous pouvons localiser une cavité externe de 220 mm, qui provoquera certainement de nombreuses interactions, et des trajets multiples. Il sera donc nécessaire d'en tenir compte par la suite.

#### 4.2.1 Bande de fréquences et nombre de points

Il s'agit ici de fixer le domaine fréquentiel et le nombre de points d'acquisition. L'une des premières exigences est de s'assurer que cette bande de fréquences soit compatible avec le dispositif de mesure, c'est-à-dire avec la bande passante des antennes, des câbles, des caractéristiques des matériaux absorbants utilisés dans la chambre anéchoïque, et aussi les conditions de champ lointain (cf. équation (1)), et ainsi fixer la fréquence la plus élevée. La seconde étape consiste à évaluer la résolution distance que l'on désire obtenir. En effet, si l'objet sous test présente des discontinuités que l'on souhaite mettre en évidence sur une réponse impulsionnelle ou sur une image holographique (voir figure 24), la largeur de bande fréquentielle  $B$  devra être choisie en conséquence. Typiquement, la résolution  $\delta r$  est calculée selon la formule :

$$\delta r = \frac{c}{2B} \quad (15)$$

avec  $c$  la vitesse de propagation des ondes dans le vide.

Théoriquement, une largeur de bande de 10 GHz permettra donc de mettre en évidence 2 points brillants distants de 15 mm.

Une fois la bande de fréquence définie, il faut déterminer le nombre de points de mesure, c'est-à-dire le pas fréquentiel. Pour cela on utilise la grandeur électrique de l'objet (cf. figure 15),  $R_{\max}$ , qui correspond à la distance entre le centre de rotation de l'objet et le point, en termes de longueur électrique, le plus éloigné. Le pas fréquentiel est alors défini par :

$$\delta f = \frac{c}{2(2R_{\max})} \quad (16)$$

Pour une valeur de  $R_{\max}$  de l'ordre de 1 m, nous obtenons alors un pas fréquentiel de 75 MHz, soit 134 points de fréquences. Il est avantageux de prendre une puissance de 2 qui facilitera plus tard les traitements par transformée de Fourier rapide (FFT), l'une des méthodes les plus utilisées lors des post-traitements et analyses. Si ce nombre de points pouvait être pénalisant avec des analyseurs de réseaux ou récepteur d'ancienne génération, ce n'est plus le cas maintenant. Des valeurs de 1 024 ou plus sont maintenant couramment utilisées.

#### 4.2.2 Pas angulaire

Si l'on souhaite faire des acquisitions pour des angles particuliers, le critère précédent doit être respecté en tenant compte de la distance électrique selon l'axe de propagation. Si l'on souhaite faire des acquisitions sur un secteur angulaire pour une analyse de type ISAR (cf. § 5), alors, la grandeur électrique de la maquette

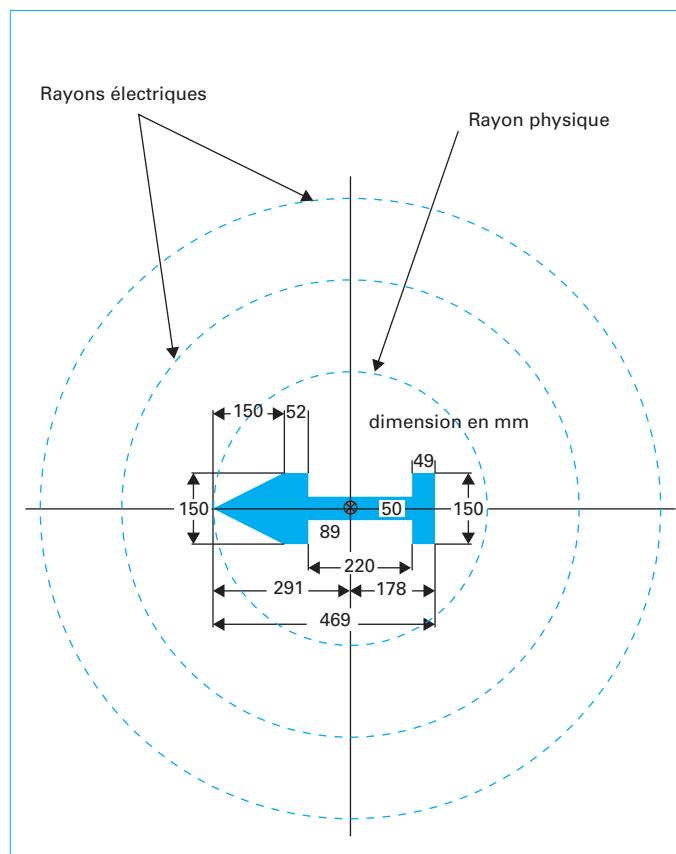


Figure 15 – Longueur physique et longueur électrique de la flèche

va devenir un élément important, mais c'est surtout la fréquence haute du spectre  $f_{\max}$  qui va dimensionner le pas d'échantillonnage angulaire  $\delta\theta$ , défini par [TE 6 655] :

$$\delta\theta = \frac{180}{\pi} \frac{c}{2(2R_{\max})f_{\max}} \quad (17)$$

Pour une fréquence de 18 GHz et toujours une valeur de  $R_{\max}$  de 1 m,  $\delta\theta$  a pour valeur 0,24°, soit 1 500 angles d'acquisitions. À la fréquence de 10 GHz, ce pas angulaire est alors égal à 0,43°, soit 840 angles d'acquisition. Bien souvent, le nombre d'acquisitions angulaires a un impact énorme sur le temps de mesure car il n'est généralement pas possible de déclencher l'acquisition sans arrêter la rotation. Dans ce cas, il est nécessaire de positionner la cible à l'angle souhaité [18], et selon la vitesse du positionneur, mais aussi selon la stabilité mécanique du mât et de la cible, il est aussi nécessaire d'attendre que l'ensemble soit suffisamment stable pour déclencher l'acquisition fréquentielle. Cette fréquence haute et l'estimation de la longueur électrique deviennent alors des grandeurs essentielles qui dimensionnent le temps de la mesure. Certaines bases de mesure permettent des mesures en continu (« mesures à la volée »), après que la cible a atteint une vitesse de rotation constante. Dans ce cas, il s'agit d'utiliser des instrumentations spécifiques très rapides lors de la génération du spectre de fréquence pour « geler » la cible pendant l'acquisition.

#### 4.3 Mesure de la chambre vide

Les mesures de SER sont généralement effectuées en chambres anéchoïques afin de simuler une propagation dans un milieu homogène (l'air) et l'observation d'une cible à grande distance. En

effet, celles-ci sont conçues pour minimiser les réflexions des ondes électromagnétiques, de plus si elles sont faradisées, cela permet d'atténuer les perturbations pouvant provenir de l'extérieur. Cependant il est impossible de garantir que les mesures effectuées seront exemptes de signaux parasites, de même les composants de la chaîne de mesure (câbles, antennes, couplage support/murs de chambre...) vont également ajouter un certain niveau de bruit aux mesures effectuées. Afin de limiter ce bruit inhérent au banc de mesure, il est nécessaire d'effectuer une mesure de la chambre à vide (figure 16) et de la soustraire aux mesures de l'objet sous test.

La figure 17 présente un exemple de mesure de chambre à vide et de mesure de l'objet sous test. On constate, sur cette figure, que le niveau mesuré alors que la chambre est vide peut être aussi important que celui qui est mesuré en présence de l'objet sous test. Dans ce cas, il est donc indispensable de réaliser une soustraction entre les mesures effectuées avec l'objet sous test et celles effectuées sans cible, correspondant à la chambre vide. Cette soustraction est effectuée de manière vectorielle. La figure 18 montre l'intérêt d'une soustraction vectorielle par rapport à une soustraction scalaire. On constate que les ordres de grandeur sont différents d'un facteur  $10^{-4}$  (avec une échelle linéaire). Il est aussi nécessaire de tenir compte de la stabilité des mesures dans le temps. En effet, comme on peut s'en apercevoir sur la figure 16, les niveaux de chambre vide peuvent varier légèrement dans le temps. Il est donc recommandé, lors d'une campagne de mesure, de s'assurer de la chronologie des acquisitions qui seront soustraites, c'est-à-dire que les mesures de chambre vide doivent, si possible, précéder ou succéder directement la mesure de l'objet, que ce soit la cible ou la cible de référence.

En reprenant l'exemple de la plaque métallique carrée de côté 15 cm, la figure 19 représente la diffraction de la plaque mesurée avant et après que la soustraction de la chambre à vide soit réalisée. La mesure est comparée à la SER théorique calculé par GTD (*Geometrical Theory of Diffraction*) [19]. On constate que la soustraction de la chambre vide permet de retrouver l'allure globale de la SER de la plaque. Cependant on note un biais entre les mesures et la théorie. Cette différence sera expliquée et corrigée dans la partie suivante.

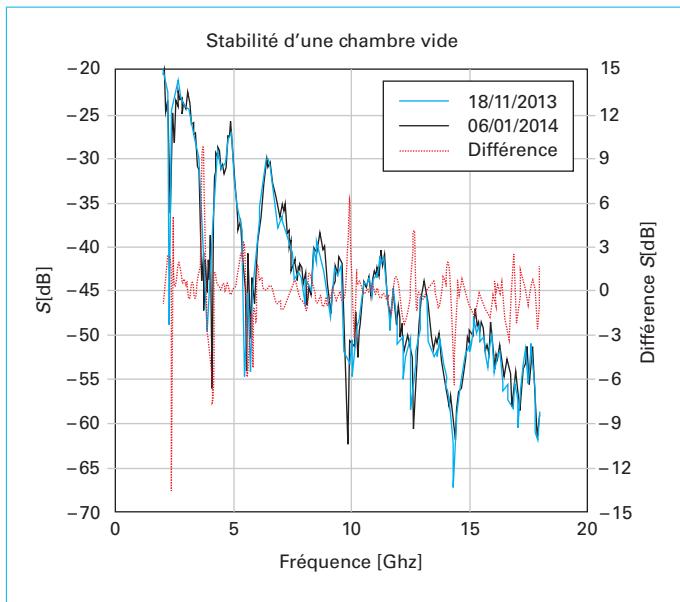


Figure 16 – Stabilité de la mesure d'une chambre vide à 2 mois d'intervalle

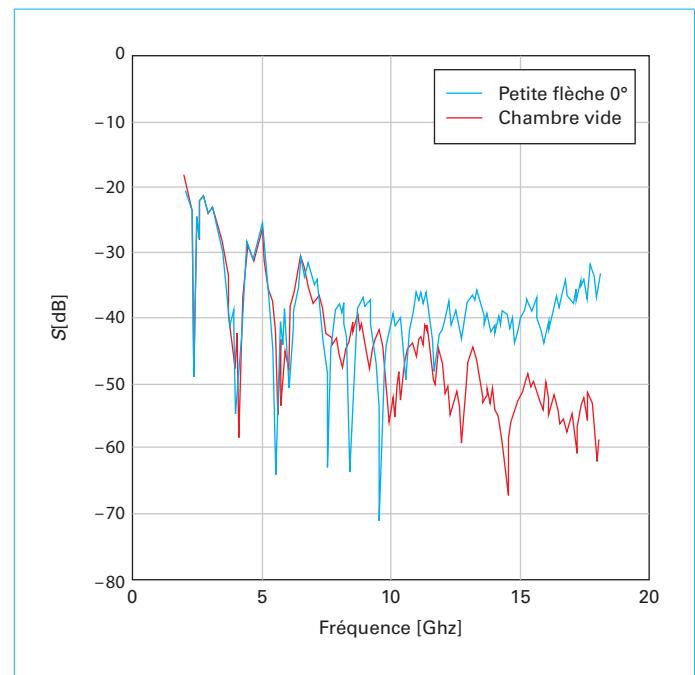


Figure 17 – Amplitude de la mesure du champ électrique en présence de la cible (flèche métallique) et du champ électrique sans cible

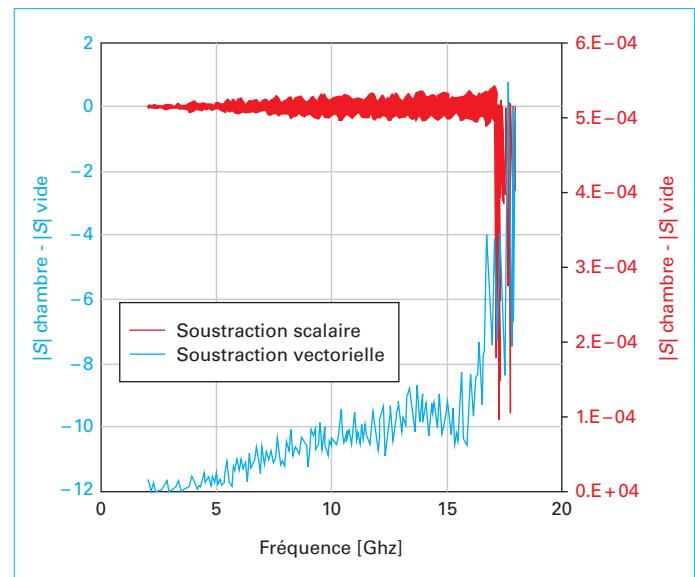


Figure 18 – Différence entre une soustraction vectorielle et une soustraction scalaire de la chambre à vide lors de la mesure de la flèche métallique

#### 4.4 Étalonnage avec une cible de référence

Dans la partie précédente, nous avons vu que la quantité obtenue par mesure ne concorde pas avec le niveau de la SER théorique attendu. En effet, que ce soit à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel ou d'un système dédié à la mesure de SER, la grandeur mesurée ne correspond pas directement à une SER. Les

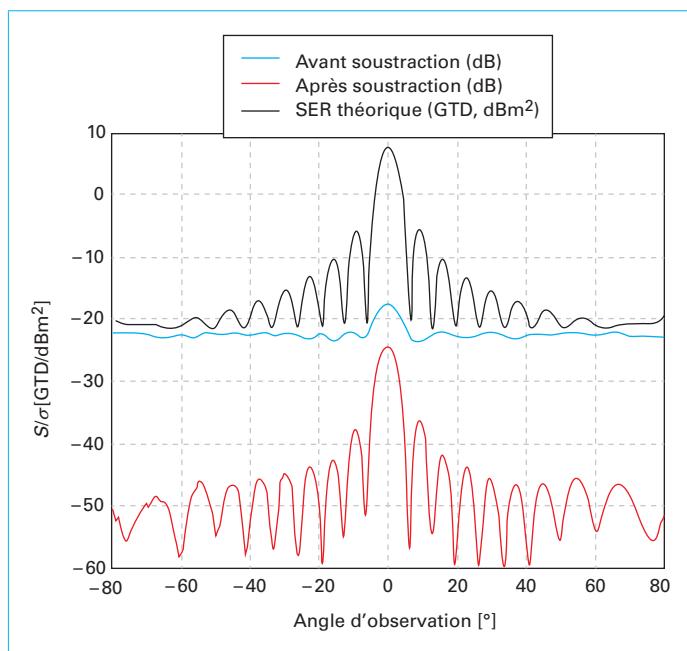


Figure 19 – Diffraction par une plaque carrée de 15 cm à 9 GHz avant et après soustraction de la mesure chambre vide

grandeur mesurée est fonction des caractéristiques de la cible, mais également de la chambre anéchoïque et du dispositif de mesure (câbles, antennes, composants hyperfréquences...), tel qu'illustre figure 20. Une mesure de référence, à l'aide d'une cible dont la SER est connue, est donc nécessaire pour « étalonner » le dispositif.

Si l'on considère la configuration illustrée figure 20, pour obtenir la SER de l'objet sous test, il est nécessaire de supprimer l'influence de l'ensemble des composants présents dans la chaîne de mesure. Si chaque élément de la chaîne peut être caractérisé individuellement, alors il est possible d'avoir pour la SER une équation du type :

$$\sigma_{\alpha,\beta} = \frac{(4\pi)^3 R^4 |S_{\alpha,\beta}|^2}{G_{e,\beta} G_{r,\alpha} A_{e,\beta} A_{r,\alpha} \lambda^2} \quad (18)$$

avec  $\alpha, \beta$  les polarisations d'émission et de réception,  
 $S_{\alpha,\beta}$  défini dans la formule (4),  
 $R$  la distance entre les antennes et l'objet,

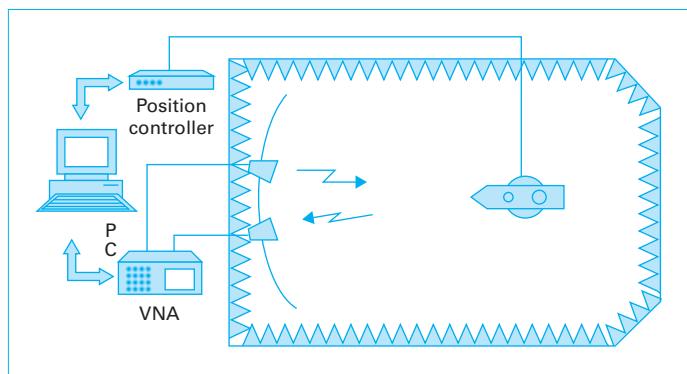


Figure 20 – Exemple de système d'acquisition

$G_{e,\beta}, G_{r,\alpha}$  les gains des antennes d'émission et de réception,  
 $A_{e,\beta}, A_{r,\beta}$  les fonctions de transfert de la chaîne d'émission et de réception.

Cependant, cette approche suppose que le système expérimental soit quasi parfait et que les caractéristiques des éléments présents dans la chaîne d'acquisition soient parfaitement connues. En pratique ce n'est pas le cas, il est donc préférable de chercher à caractériser la chaîne d'acquisition dans son ensemble. Pour cela, une cible de référence est nécessaire. Cette cible dont la SER est parfaitement connue pour la bande de fréquences et le secteur angulaire d'intérêt servira d'étalon pour corriger les mesures fournies par le système expérimental. Les objets privilégiés seront de forme simple avec, idéalement, une SER indépendante de l'angle d'observation afin de ne pas commettre d'erreur de positionnement. Classiquement, les cibles utilisées pour l'étalonnage sont des sphères, plaques ou des palets métalliques [21] [22]. Le choix de la taille de cet étalon et la valeur théorique de sa SER doivent tenir compte de l'objet à mesurer.

À titre d'exemple, la SER d'une sphère métallique pour différents diamètres  $d$ , pour des valeurs de  $R$  très grandes devant la longueur d'onde  $\lambda$  zone optique, a pour expression [22] :

$$\sigma_{\text{sphère}} = \frac{d^2}{4} \quad (19)$$

De même, la SER, en zone optique, d'une plaque métallique de dimension  $l \times L$ , à la longueur d'onde  $\lambda$ , et en incidence normale est donnée par :

$$\sigma_{\text{plaque}} = \frac{4\pi l^2 L^2}{\lambda^2} \quad (20)$$

À titre d'exemple, pour une plaque de 300 × 300 mm (dimension souvent utilisée dans les chambres de taille moyenne), on obtient une SER proche de 20 dBm² à 10 GHz (figure 21).

Pour ces deux objets présentant des maîtres couples pratiquement identiques, c'est-à-dire que leur ombre portée sur le fond de la chambre est de taille comparable, les niveaux de SER sont différents de plusieurs ordres de grandeurs. Il importera d'en tenir compte en fonction de l'objet qui sera mesuré et de la dynamique recherchée. Un avantage pour la sphère est sa facilité d'installation sur le positionneur. Par nature, la sphère ne présente qu'un seul point de rétrodiffusion par rapport à la plaque métallique qui nécessite d'être positionnée perpendiculaire à l'axe de propagation en gisement  $\phi$  et site  $\theta$  (figure 1). De plus, une plaque doit aussi être alignée par rapport aux directions de polarisation et à l'axe de rotation du positionneur. Il en est de même pour l'axe d'un palet avec celui du positionneur. Rappelons que les conditions de champ lointain (équation (1)) doivent également être observées pour l'objet de référence, puisque la SER théorique de celui-ci est calculée en champ lointain.

Si l'on considère une campagne de mesure pour la bande de fréquence 8-16 GHz, et que l'on effectue un étalonnage avec une sphère de 48 mm de diamètre, les SER théoriques [6] et mesurées sont représentées à la figure 22. On peut alors en déduire le coef-

Tableau 6 – Valeurs de SER d'une sphère de diamètre  $d$  en zone optique

Diamètre $d$ [m]	SER [m²]	SER [dBm²]	Domaine d'utilisation
0,30	0,0706	-11,51	> 2 GHz
0,20	0,0310	-15,02	> 3 GHz
1,12	1	0,0	> 500 Mhz

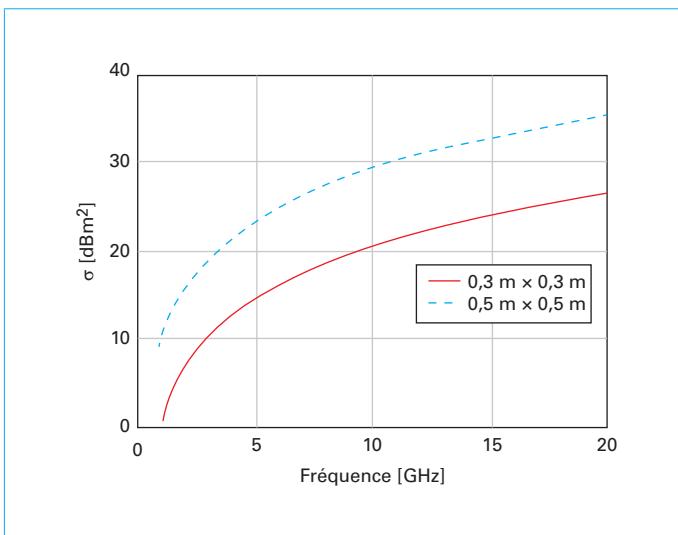


Figure 21 – SER d'une plaque métallique en zone optique

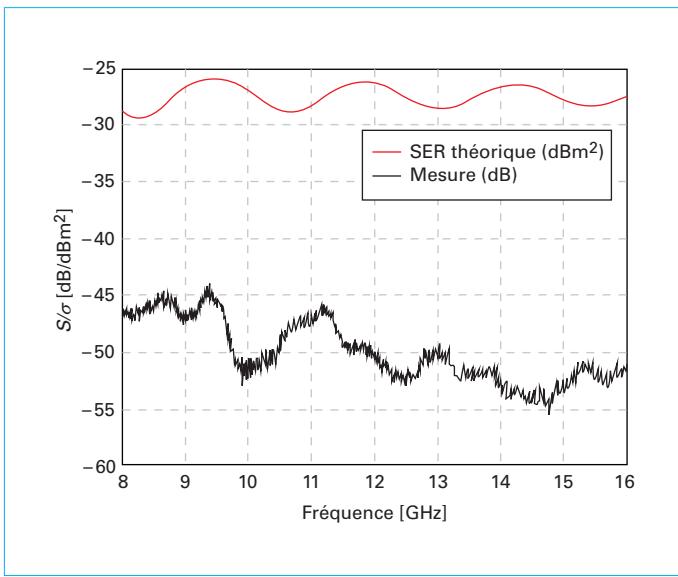


Figure 22 – SER, champ diffracté mesuré et SER théorique d'une sphère métallique de diamètre 48 mm calculée et mesurée avant calibration

ficient de correction à apporter aux mesures. Il est à noter que ce coefficient va dépendre de la fréquence, de la polarisation mais également des conditions d'expérimentation. Il doit donc être recalculé pour chaque campagne de mesure.

Lorsque le coefficient de calibration est calculé pour une campagne de mesure, il est appliqué aux mesures effectuées pour d'autres objets. Ce protocole est appliqué à la mesure de la SER d'une plaque carrée de 15 cm de côté à 9 GHz, on obtient alors les courbes présentées figure 23. On constate alors une bonne adéquation entre la mesure et la théorie (calculée par la GTD). Nous verrons dans la partie suivante qu'il est encore possible d'améliorer la qualité de la mesure.

En conclusion, la mesure la SER d'un objet nécessite au minimum les acquisitions du champ en présence de l'objet sous test ( $S_{\alpha,\beta}^{\text{cible}}$ ), du champ de la chambre vide associée ( $S_{\alpha,\beta}^{\text{vide1}}$ ), du champ en présence d'un étalon ( $S_{\alpha,\beta}^{\text{étalon}}$ ) et du champ de la

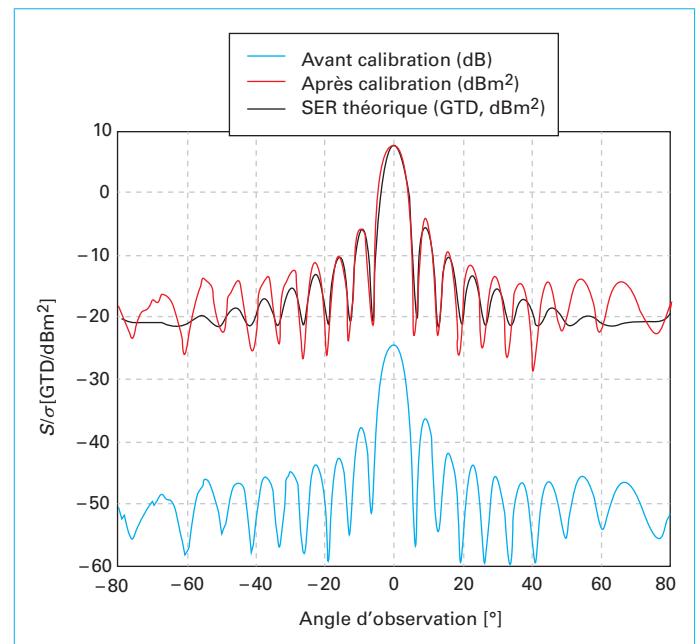


Figure 23 – SER d'une plaque carrée de 15 cm à 9 GHz

chambre vide associée ( $S_{\alpha,\beta}^{\text{vide2}}$ ), avec les paramètres d'acquisitions adéquats. La SER est alors calculée comme indiqué à l'équation :

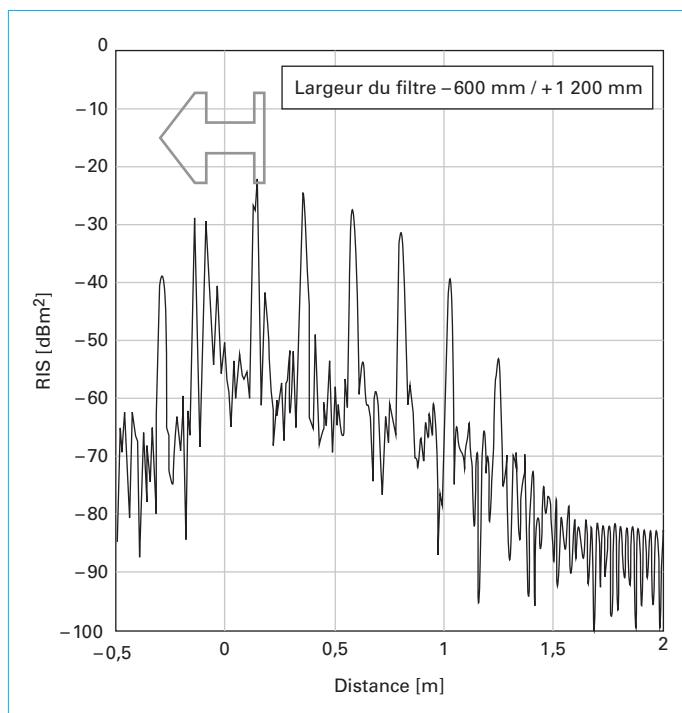
$$\sigma_{\alpha,\beta,\text{mes}}^{\text{cible}}(f, \theta) = \left| \frac{S_{\alpha,\beta}^{\text{cible}}(f, \theta) - S_{\alpha,\beta}^{\text{vide1}}(f, \theta_1)}{S_{\alpha,\beta}^{\text{étalon}}(f, \theta_r) - S_{\alpha,\beta}^{\text{vide2}}(f, \theta_2)} \right|^2 \sigma_{\alpha,\beta,\text{étalon,th}}(f, \theta_r) \quad (21)$$

avec  $f$  fréquence de mesure,  $f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$ ,  
 $\theta$  angle observation  $\theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ ,  
 $\theta_r$  angle d'observation de l'étalon,  
 $\theta_1$  angle d'observation de la chambre 1 vide,  
 $\theta_2$  angle d'observation de la chambre 2 vide.

En général :  $\theta_r = 0^\circ$  angle du spéculaire si l'étalon est une plaque ;  $\theta_1 = 0^\circ$  ;  $\theta_2 = 0^\circ$ .

#### 4.5 Fenêtrage temporel et réponse impulsionale

Les mesures obtenues dans les parties précédentes correspondent à la SER de l'objet intégré dans son environnement, en l'occurrence une chambre anéchoïque. Or dans ce contexte expérimental la position géométrique de l'objet est parfaitement connue, afin d'affiner la mesure de la SER il est possible de ne conserver que les données correspondant à l'espace contenant l'objet (et notamment séparer tout ou partie des échos parasites de la réponse de l'objet). Pour cela il faut que les acquisitions soient effectuées sur une large bande de fréquences. Ainsi la réponse impulsionale de l'objet, et donc sa localisation spatiale, peuvent être obtenues à partir d'une transformée de Fourier inverse. Cette opération donne le profil distance de la cible qui permet d'identifier les principaux contributeurs de l'objet (cf. figure 24).



**Figure 24 – Réponse impulsionnelle de la flèche métallique en polarisation HH**

En supposant que l'objet est constitué de  $N_{pb}$  points brillants [23] chacun ayant un coefficient de réflexion  $a_n$  alors la réponse impulsionnelle de l'objet est donnée par :

$$r_{\text{imp}}(t) = \sum_{n=1}^{N_{pb}} a_n \delta(t - \tau_n) \quad (22)$$

où  $\delta(t)$  est une distribution de Dirac et  $\tau_n$  le retard temporel du point brillant  $n$  sur l'axe « antenne-objet ». Ce retard est directement relié à la distance entre le point brillant et l'antenne par l'équation  $d_n = c\tau_n/2$ .

La fonction de transfert est alors obtenue en appliquant une transformée de Fourier :

$$R_{\text{imp}}(f) = \text{TF}\{r_{\text{imp}}(t)\} = \sum_{n=1}^{N_{pb}} a_n e^{-2\pi j f \tau_n} \quad (23)$$

Lors des acquisitions faites par l'analyseur de réseau, il faut définir la bande de fréquences et le nombre de points de mesure (cf. § 4.1). Le signal généré par l'analyseur de réseau correspond donc à un signal dit à saut de fréquence ce qui revient à discréteriser la fonction de transfert sur  $M$  fréquences :

$$R_{\text{imp}}(f_m) = \sum_{n=1}^{N_{pb}} a_n e^{-2\pi j f_m \tau_n} \quad (24)$$

avec  $m \in [0, M-1]$ .  $f_m = f_{\min} + m\delta f$ , où  $\delta f$  correspond au pas fréquentiel (période d'échantillonnage fréquentielle) et est défini par  $\delta f = B/(M-1)$  ou  $B$  est la largeur de bande utilisée par l'analyseur de réseaux pour faire les mesures.

Pour obtenir la réponse impulsionnelle de la cible il faut donc effectuer une transformée de Fourier discrète inverse :

$$r_{\text{imp}}(t_u) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} R_{\text{imp}}(f_m) e^{2\pi j u \frac{m}{M}} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=1}^{N_{pb}} a_n e^{-2\pi j f_m \tau_n} e^{2\pi j u \frac{m}{M}} \quad (25)$$

D'après les propriétés de la transformée de Fourier discrète, la fenêtre d'ambiguïté temporelle sera donc  $\Delta t = 1/\delta f$  et la résolution  $\delta t = 1/((M-1) \cdot \delta f) = 1/B$ , soit en distance une fenêtre d'ambiguïté de  $\Delta d = c/(2\delta f)$  et une résolution de  $\delta d = c/(2B)$ .

La figure 24 illustre la réponse impulsionnelle de la flèche présentée précédemment. Les dimensions de la cible se retrouvent bien sur le profil-distance : échos bref pour chaque arrête diffractant, puis, au-delà de la cible, les multiples trajets sur la cible.

L'intérêt de la réponse impulsionnelle est de ne conserver que les zones correspondant à l'écho de la cible, à l'aide d'un fenêtrage temporel. Il faut donc s'assurer que l'objet entre dans la fenêtre d'ambiguïté sans repliement pour ne conserver que le signal utile. Ainsi, il est possible de ne conserver que la zone où se trouvent les contributeurs de l'objet. Pour cela il est possible d'utiliser différents types de fenêtres d'observation, fenêtres utilisées classiquement en traitement du signal [24].

Les opérations de fenêtrage temporels peuvent être également réalisées lors de l'acquisition en mode découpé (cf. 3.1) si l'installation physique et les dimensions de la chambre le permettent.

Il est très important de s'assurer que le filtre appliqué correspond bien à la longueur électrique de l'objet. En effet, après avoir obtenu le profil distance, il est possible de revenir dans le domaine fréquentiel pour observer la SER de l'objet en fonction de la fréquence. Et dans ce cas, si le filtrage a conduit à une perte d'information, les niveaux de SER seront alors entachés d'erreurs. La figure 25 présente différents post-traitements que nous avons évoqués précédemment en utilisant un filtre assez classique de Kaiser-Bessel et leurs conséquences sur les réponses obtenues, au niveau de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence.

À ce stade du traitement, nous disposons d'un hologramme, c'est-à-dire la SER de l'objet mesuré en fonction de la fréquence et de l'angle d'observation dont les principaux contributeurs au bruit ou aux interactions entre la cible et le dispositif de mesure sont minimisés au maximum.

## 5. Imagerie radar

La mesure étalonnée, détaillée précédemment, est l'élément principal pour analyser la signature de l'objet, identifier et localiser les contributeurs SER par différentes représentations des signaux, et en particulier par l'imagerie radar que nous allons présenter ci-après. Dans cette partie, nous nous plaçons en configuration monostatique comme c'était le cas en section 4. Nous avons vu précédemment qu'une cible possède une SER qui dépend de la fréquence, de la polarisation de l'onde électromagnétique incidente, de l'orientation de cette cible, et des matériaux qui la composent.

Diverses méthodes théoriques sont utilisées pour rendre compte de l'interaction onde-cible, comme par exemple les approches hautes fréquences pour les cibles de grandes dimensions : optique géométrique, théorie géométrique de la diffraction (GTD). Pour l'analyse des mesures de SER, un modèle simplifié du signal reçu est couramment utilisé : le modèle du « point brillant ». Selon ce modèle, la cible est considérée comme un ensemble de  $n$  réflecteurs (contributeurs) élémentaires (ou points brillants) indépendants entre eux (cf. § 4.5). Le signal mesuré en sortie d'une instrumentation de mesure cohérente, après démodulation vectorielle et étalonnage, et en faisant abstraction du gain de la chaîne radar et de son bruit s'écrit :

$$C(f) = \sum_{n=1}^{N_{pb}} a_n e^{-2\pi j f \frac{2r_n}{c}} \quad (26)$$

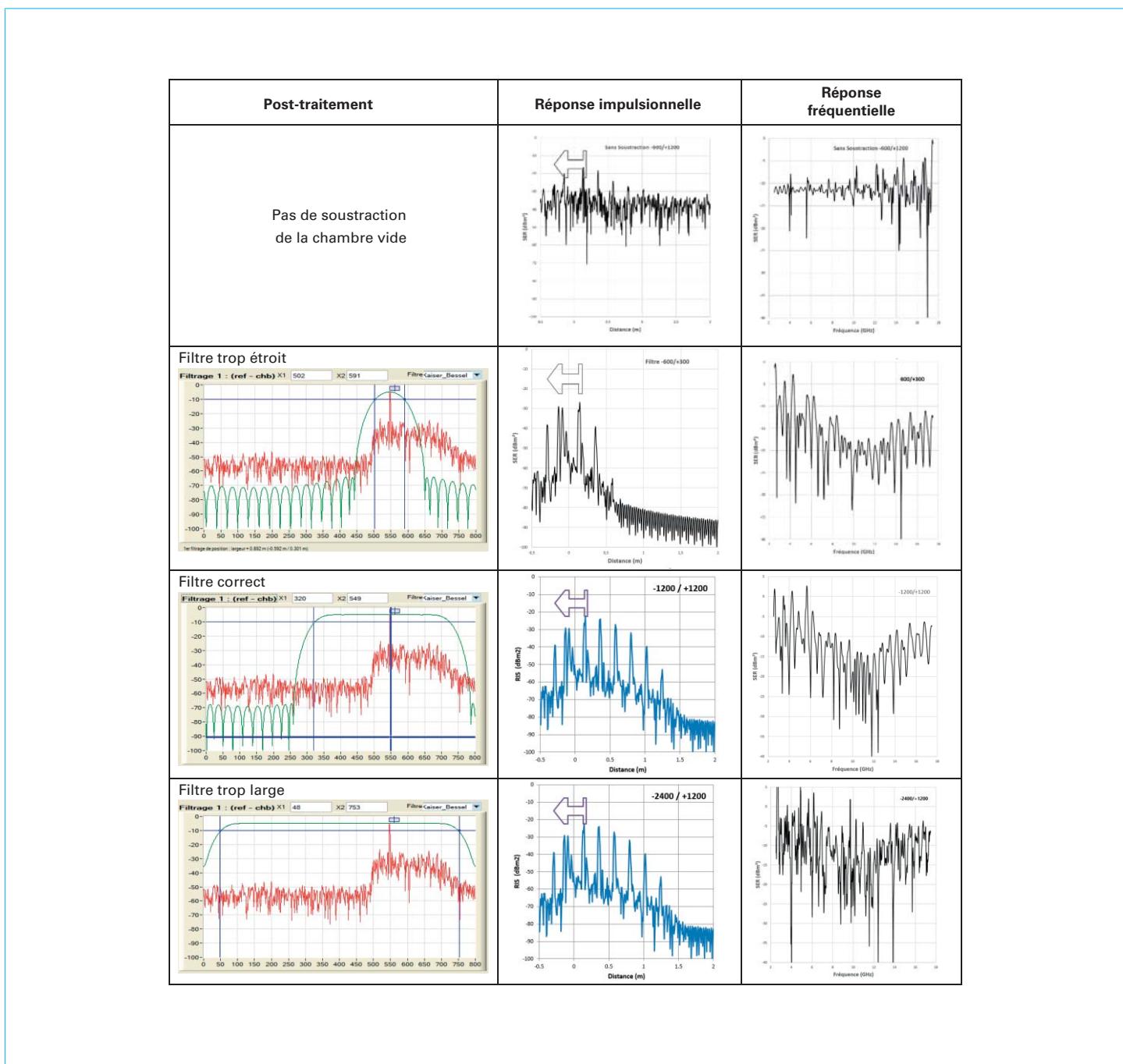


Figure 25 – Influence de la largeur du filtre sur les réponses impulsionnelle et fréquentielle

Cette expression peut se généraliser de la manière suivante :

$$C(k) = \sum_{n=1}^{N_{pb}} a_n e^{-2jk\vec{r}_n} \quad (27)$$

avec  $\vec{k}$  le vecteur d'onde de module  $\frac{2\pi}{\lambda}$ ,

$N_{pb}$  le nombre de points brillants,

$a_n$  le pouvoir de réflexion du  $n$ -ème point brillant et

$\vec{r}_n$  le vecteur position, lié au  $n$ -ème point brillant.

## 5.1 Principe de l'analyse par imagerie radar

L'analyse fine des différents phénomènes d'interactions onde-écho lors d'une mesure de SER conduit à l'utilisation d'outils d'analyse très différents souvent regroupés sous le vocable imagerie. Cet article n'en présente que quelques-uns : comme les réponses impulsionales longitudinale et transverse (selon une et deux dimensions), les images ISAR (*Inverse Synthetic Aperture Radar*) en 2 dimensions, voire 3 dimensions.

Ayant adopté le modèle de points brillants, il est ensuite possible de représenter le signal rétrodiffusé sous la forme suivante :

$$C(\vec{k}) = \iiint I(\vec{r}) e^{-2j\vec{k}\vec{r}} d^3\vec{r} \quad (28)$$

où la distribution de « densité spatiale » des points brillants  $I(\vec{r})$  est appelée image complexe tridimensionnelle de la cible :

$$I(\vec{r}) = \sum_{n=1}^{N_{pb}} a_n \delta(\vec{r} - \vec{r}_n) \quad (29)$$

L'image (cartographie radar à trois dimensions) se calcule alors par inversion de l'équation (28) :

$$I(\vec{r}) = \iiint C(\vec{k}) e^{2j\vec{k}\vec{r}} d^3\vec{k} \quad (30)$$

Théoriquement, pour obtenir l'image de la cible, il faudrait acquérir les coefficients de diffraction de l'objet sous test dans tout l'espace des vecteurs d'onde, donc pour une bande de fréquences infinie et pour toutes les orientations de la cible vis-à-vis du système d'illumination, puis extraire par transformée de Fourier, l'image radar en trois dimensions. Dans la pratique, il n'est possible d'accéder qu'à des explorations limitées et discrètes des coefficients du fait de la bande fréquentielle finie du système d'acquisition, des possibilités des positionneurs et du mode d'acquisition. L'image restituée dans le domaine spatial est ainsi périodique du fait de la discrétilisation. Cette contrainte impose des cadences d'échantillonnage en vecteur d'onde  $\vec{k}$  pour éviter des ambiguïtés d'interprétation dues aux phénomènes de repliement comme détaillé dans le paragraphe 4.2.

L'image calculée, issue des mesures (limitations)  $\hat{I}(\vec{r})$  est par conséquent le résultat d'une convolution entre l'image théorique  $I(\vec{r})$  et un filtre de réponse impulsionale de la fonction système du radar. Cette convolution représente alors la dégradation de l'image théorique au travers d'une fenêtre d'observation  $G(\vec{k})$  (fonction d'apparence) :

$$\hat{I}(\vec{r}) = \iiint C(\vec{k}) G(\vec{k}) e^{2j\vec{k}\vec{r}} d^3\vec{k}$$

$G(\vec{k})$  est une fonction caractéristique du domaine balayé qui vaut 1 sur le domaine balayé et 0 ailleurs.

Selon les mesures réalisées, plusieurs types d'imagerie peuvent être calculés :

- imagerie 1D : projection sur une droite (réponse impulsionale longitudinale, réponse impulsionale transverse...);
- imagerie 2D (la plus courante) : projection sur un plan en faisant varier la fréquence et le gisement  $\Phi$ ;
- imagerie 3D : nécessite, quant à elle, un balayage spatial (gisement  $\Phi$  et site  $\theta$ ), combiné à un balayage fréquentiel.

Pour des raisons pratiques, ce calcul est souvent traité par des algorithmes de type « transformée de Fourier rapide (FFT) », ce qui nécessite des données régulièrement échantillonées sur un repère cartésien de l'espace des vecteurs d'onde. Cependant, les contraintes expérimentales imposent l'échantillonnage régulier en fréquence et en angle, de sorte que l'on dispose finalement d'un maillage sphérique de l'espace des vecteurs d'onde, ou polaire des plans à site constant.

Que ce soit en configuration monostatique ou en bistatique, le caractère polaire du maillage fréquence-angle rend inefficace l'algorithme de transformée de Fourier Rapide. On est donc amené à définir un nouveau domaine inscrit au mieux dans le domaine initial et qui sera rectangulaire (maillage cartésien). Mais les points de ce nouveau maillage (figure 26) ne correspondent en général pas avec les points initiaux : on est donc amené à interpoler en ces nouveaux points les valeurs des coefficients de rétrodiffusion  $a_n$  correspondants. A priori, le domaine d'interpolation doit couvrir le maximum du domaine initial (en sortant le moins possible) : cela signifie que l'on doit inscrire au mieux un rectangle dans ce domaine. De plus, les dimensions de ses mailles

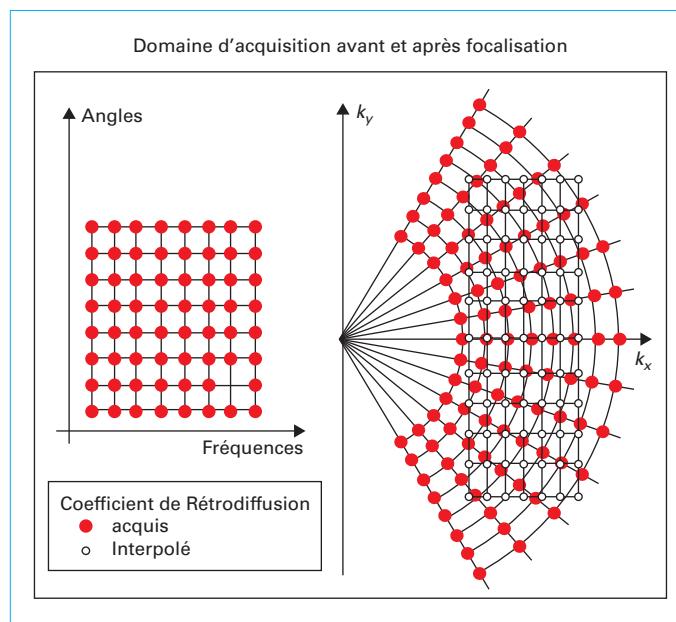


Figure 26 – Passage du domaine cylindrique (acquisition) au domaine cartésien (post-traitement pour la réalisation d'image ISAR)

doivent rester proches de celles des mailles initiales : trop petites, elles entraîneraient des redondances et trop grandes des pertes d'information. Les caractéristiques du maillage d'interpolation sont en plus assujettis à deux contraintes d'importance : éviter le repliement d'une part, assurer la bonne focalisation [24] d'autre part.

Le pas d'interpolation du nouveau maillage ne peut être choisi de manière quelconque. C'est l'adoption des pas  $\delta k_x = 2\pi\delta f/c$  et  $\delta k_y = 2\pi f_{\max} \delta\theta/c$ , correspondant respectivement aux cadences d'échantillonnage des axes « fréquence » et de l'arc  $f = f_{\max}$ , qui garantit la distorsion la plus faible sur l'image après focalisation. La résolution obtenue est alors  $\delta x = 1/\Delta k_x$  et  $\delta y = 1/\Delta k_y$  [25].

L'imagerie bidimensionnelle apporte de bonnes indications sur la localisation spatiale des différents points brillants. Pour affiner l'analyse, les outils comme la réponse impulsionale longitudinale (RIL) et la réponse impulsionale transverse (RIT) sont très utilisés pour distinguer des variations de phénomènes en fréquence et en angle.

#### ■ Réponse impulsionale longitudinale (RIL)

Comme détaillé au paragraphe 4.5 la réponse impulsionale longitudinale, ou profil temporel de l'objet (équation (25)), est obtenue comme transformée de Fourier en fréquence du coefficient de rétrodiffusion. Elles donnent les projections des points brillants de l'objet sur l'axe longitudinal du radar.

#### ■ Réponse impulsionale transverse (RIT)

La RIL ne permet pas de distinguer deux points qui, situés sur le plan orthogonal à l'axe radar, auraient une projection identique. Pour pouvoir les discriminer, il faut utiliser l'information donnée par la rotation de l'objet. Ceci est difficile à réaliser dans le cas d'une acquisition régulièrement échantillonnée en fréquence et en angle, car les données se situent alors sur des arcs de cercle du plan  $(k_x, k_y)$ . Néanmoins, quand les excursions angulaires sont de faible ampleur, cette projection peut être approximée par l'expression détaillée dans (26) :

$$RIT(x; f_0) = \int C(f_0, \theta) G(f_0, \theta) e^{2\pi j \frac{2f_0}{c} x \theta} d\theta \quad (31)$$

où  $x_\theta$  caractérise la droite du plan horizontal d'angle polaire  $\theta$  dans le repère cible. Seulement valable pour de très petits secteurs angulaires (à titre d'exemple, sur un objet d'extension 1 m, l'ouverture ne peut être plus grande que 7°, et la résolution inférieure à 12 cm). En effet, il importe que lors de la rotation, la dispersion des points brillants de la cible sur l'axe transverse ne soit pas trop étendue. Ceci impose parfois des excursions si courtes que la résolution devient insuffisante.

## 5.2 Analyse sur des données mesurées

L'exemple illustré ici concerne la SER de la flèche métallique. Cet objet a été caractérisé par une mesure à site  $\theta=0^\circ$  sur l'excursion en gisement  $\phi=[-100^\circ : 0,2 : 100^\circ]$ , et sur la bande de fréquence 2-12 GHz avec un pas de 10 MHz. Nous partons de la présentation de l'hologramme (SER fréquences versus angles) prétraité figure 27a. A priori, la meilleure discrimination spatiale des points brillants, cet exemple, est obtenue par une image bidimensionnelle calculée sur un secteur angulaire de  $\pm 40^\circ$ . Cette opération nécessite au préalable une focalisation (figure 27b) des données acquises dans le plan  $(k_x, k_y)$ . La « double transformée de Fourier » des coefficients de rétrodiffusion de l'objet en fonction de la fréquence et de l'angle en gisement donne une projection de cette image (figure 27c) sur le plan horizontal. La projection de ces points sur l'axe radar ( $Ox$ ) est obtenue par transformée de Fourier sur les angles. Ainsi, deux points brillants situés sur une droite colinéaire à l'axe de rotation Oz ne sont pas séparés (points brillants situés en dessus et en dessous de la flèche). Pour pouvoir les discriminer, il faudrait ajouter une autre dimension, comme une mesure en fonction du site par exemple.

L'image obtenue fait apparaître des points brillants dont la plupart ne posent pas de difficulté d'interprétation : ils sont attribués aux arêtes de la flèche, aux effets « spéculaire » et « dièdre » des différentes faces de cette maquette, selon la position angulaire de celle-ci. Cependant certains points brillants détectés ne sont pas liés à des diffractions directes de la cible, mais à des diffractions multiples au niveau de la cavité latérale (cf. figures 14 et 24). Ce phénomène crée des points brillants localisés, qui apparaissent à l'arrière de la cible et se répètent à une distance correspondant à la dimension de la cavité latérale. Ce phénomène est aussi bien visible sur la figure 27c que sur la figure 28 qui représente une réponse impulsionale longitudinale calculée pour l'ensemble des gisements mesurés (juxtaposition des RIL). Ce type de représentation permet d'étudier l'évolution, de niveau et de position, des différents contributeurs SER de la cible mesurée (ici la flèche métallique). Cette réponse impulsionale est aussi souvent utilisée pour analyser la qualité de la mesure : par exemple si la position d'un contributeur n'évolue pas en fonction du gisement de la cible, il se peut que celui-ci soit un artefact de mesure.

Une réponse impulsionale obtenue à partir de la coupe à  $0^\circ$  (angle central) et une réponse transverse à la fréquence centrale de 7 GHz nous permettent d'illustrer la nature des informations apportées par ces deux méthodes d'analyse, à savoir : projections des points brillants sur les axes respectivement longitudinal et transverse. Deux points brillants situés dans un plan vertical parallèle à l'axe radar ( $Ox$ ) ne peuvent être distingués par réponse impulsionale transverse, mais le sont par réponse impulsionale longitudinale. Par contre, deux points brillants situés dans un plan vertical orthogonal à l'axe radar ne peuvent être distingués par RIL, mais le sont par RIT. Ce phénomène est visible sur la figure 27c : par exemple, on note que les contributeurs de la pointe et de l'arrière de la flèche sont superposés sur la RIT, mais séparés par RIL.

Au vu de ces résultats, ces traitements peuvent apparaître comme présentant moins d'intérêt que l'imagerie bidimensionnelle. Ceci serait vrai si tous les points brillants restaient inva-

riants en fréquence et en angle. Or le simple examen de l'hologramme met en évidence une variation de la SER dans le domaine étudié. Les outils d'analyse monodimensionnelle correspondant à des hypothèses moins fortes (stationnarité en fréquence simplement pour la RIL et en angle pour la RIT) se révèlent précieux pour distinguer les variations des phénomènes en fréquence et en angle, et pour choisir judicieusement les secteurs pertinents afin d'obtenir une estimation correcte des niveaux par imagerie bidimensionnelle.

Les images bidimensionnelles calculées sur des domaines angulaires restreints ( $\pm 40^\circ$ ) centrés autour du gisement  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ , et  $50^\circ$  permettent d'illustrer l'évolution des points brillants prépondérants de la maquette en fonction de l'angle de présentation (figure 29).

Enfin, la figure 30 présente une image tridimensionnelle [18] [27] [28] de la maquette d'étude, caractérisée par une mesure à site  $0^\circ$  sur l'excursion en gisement  $-20/+20^\circ$ , sur  $360^\circ$  en roulis (autour de l'axe  $x$  défini au § 1) et sur la bande de fréquences 2 – 12 GHz. Le moyen de mesure, les données mesurées, ainsi que la méthode de calcul utilisés pour réaliser l'image 3D (figure 30) sont détaillés dans [30]. L'avantage d'une telle représentation est de permettre la localisation en 3D des différents contributeurs SER, contrairement à l'imagerie 2D où l'image est projetée sur le plan horizontal. Une image de ce type permet, de traiter par la suite les zones de la cible, qui ont une signature importante pour rendre celle-ci plus discrète.

Dans certains cas, il sera plus intéressant d'utiliser des méthodes de calcul d'imagerie radar bidimensionnelle ayant une résolution plus fine. Par exemple, des méthodes développées dans le cadre de l'analyse spectrale de signaux non stationnaires seront transposées à notre problème. Ainsi, des méthodes paramétriques ou haute résolution du type MUSIC ou Prony [30] [31], nous permettront de pallier l'inconvénient de la perte de résolution induite par la restriction des domaines analysés. Cependant, ces méthodes sont d'une utilisation plus délicate (choix de paramètres de calcul).

## 6. Conclusion

Cet article traite de la mesure de la surface équivalente radar (SER) en chambre anéchoïque. Son objectif est de proposer une vue des différents points nécessaires à l'obtention d'une SER expérimentale. Après avoir introduit les grandeurs intervenant dans ce type de mesure, cet article explique le dimensionnement d'une instrumentation de mesure de SER en chambre anéchoïque en se basant sur un exemple. Il s'attache ensuite à décrire le principe général de la mesure de SER et les traitements associés. Une dernière partie traite des techniques utilisées pour obtenir une image radar à partir d'une mesure de SER. Un tour d'horizon des dispositifs expérimentaux français permettant d'effectuer des mesures SER est aussi présenté. Le lecteur pourra consulter le réseau des utilisateurs de chambre anéchoïques hyperfréquences (RUCH) pour avoir une idée plus précise des acteurs français et des types de mesures possibles.

Comme toute mesure, la mesure de SER est sensible à différents types de perturbations (positionnement, dérive, bruit aléatoire...). Concernant ce point, qui n'est pas abordé dans cet article, le lecteur pourra consulter la littérature correspondante. La comparaison de mesures de SER entre elles ou avec des SER calculées (de même que la comparaison de SER calculées entre elles) constitue un travail en soi. Là aussi, le lecteur pourra se référer à la littérature correspondante, comme par exemple les travaux sur l'intercomparaison de mesures de SER du groupe de travail sur les incertitudes de mesures en chambre anéchoïque (GTi).

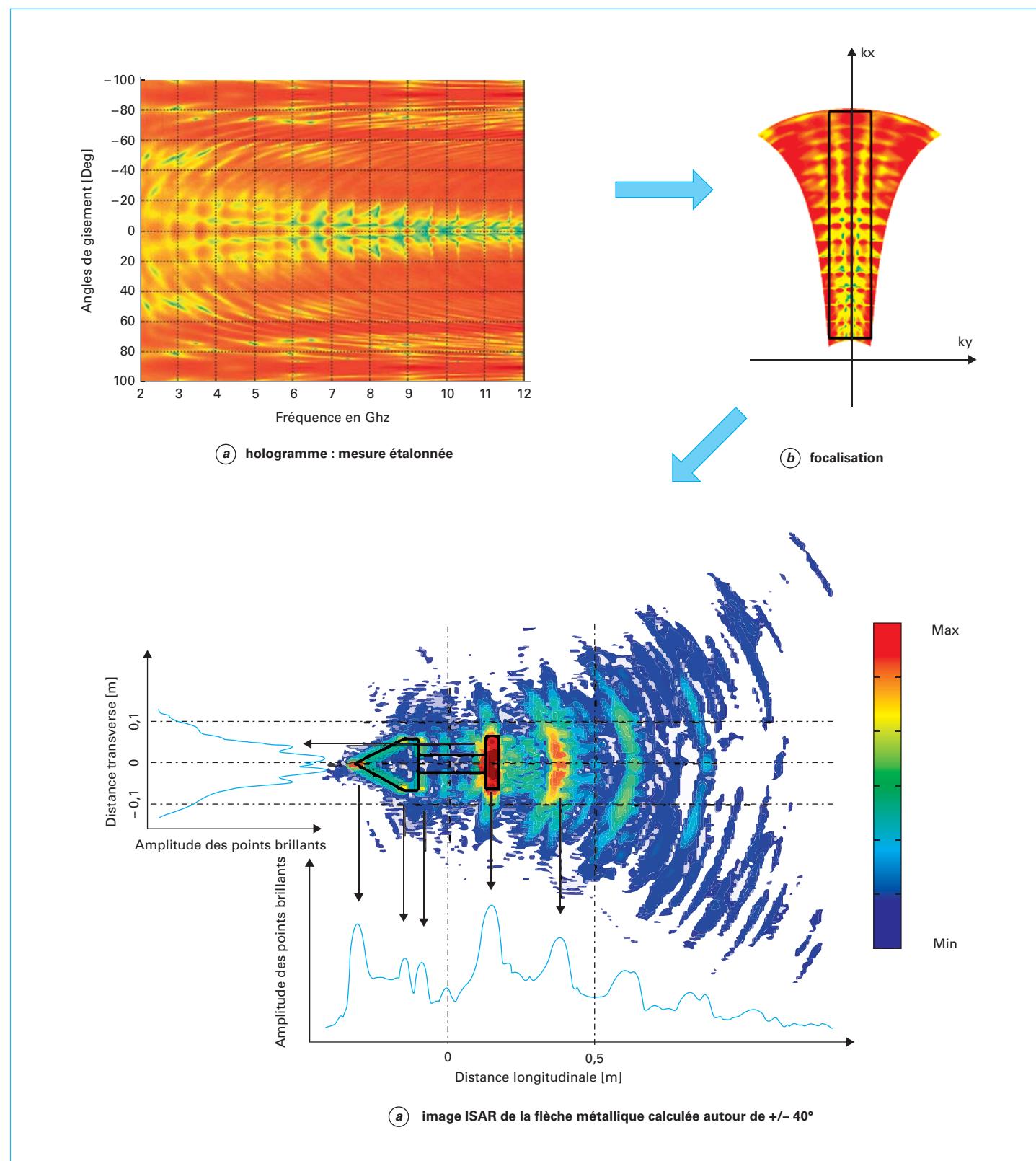


Figure 27 – Hologramme, focalisation et image ISAR de la flèche métallique

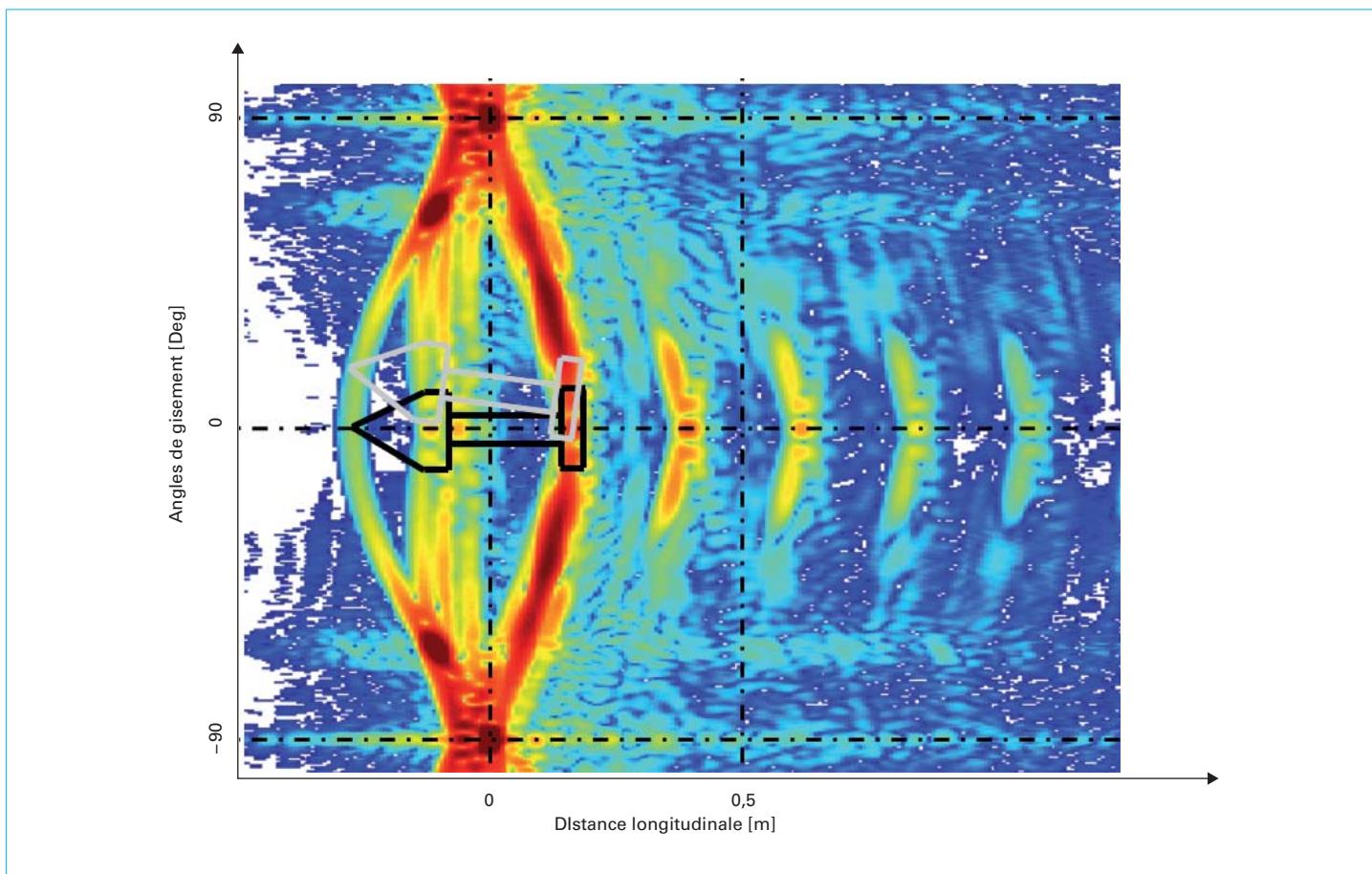


Figure 28 – Réponse impulsionnelle longitudinale (représentation angle-distance)

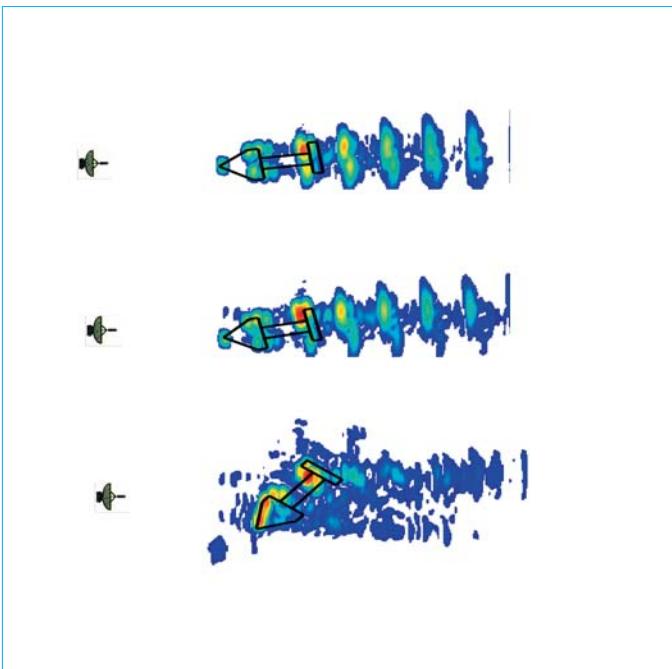


Figure 29 – Images ISAR sur des secteurs angulaires à 10°, 20° et 50°

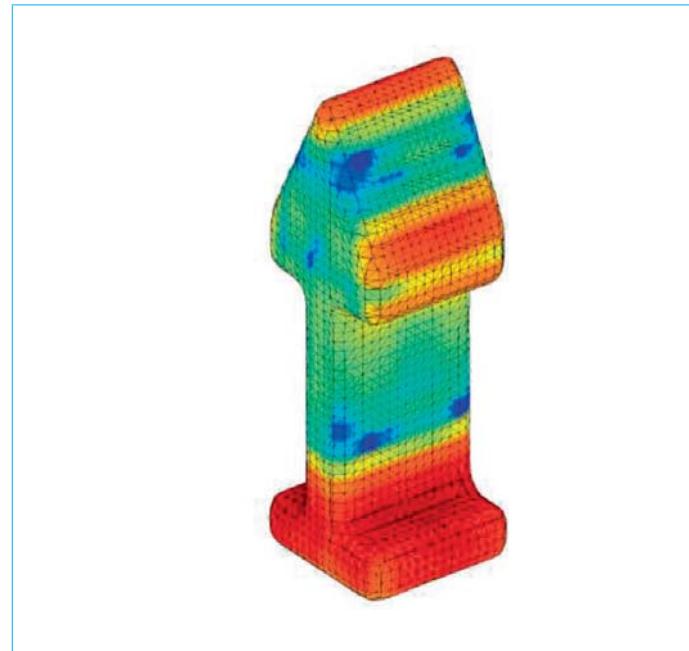


Figure 30 – Image radar 3D de la flèche métallique obtenue d'après les acquisitions du moyen ARCHE 3D du CEA/CESTA (d'après [27])

## 7. Glossaire

**Surface équivalente radar (SER) ; Radar Cross Section (RCS)**

Quantité physique dépendant de l'énergie diffractée par une cible illuminée par une onde incidente donnée, définie pour une distance cible-récepteur infinie et homogène à une surface. En configuration monostatique, cette quantité correspond à une mesure de la réflectivité de la cible.

**Dimension caractéristique d'une cible ; Characteristic dimension of a target**

Longueur définie comme la plus grande dimension de l'ombre projetée de la cible. Elle est fonction de l'orientation de la cible.

## 8. Sigles, notations et symboles

Symbol	Description	Unité
$\sigma$	Surface équivalente radar	$m^2$
$\lambda$	Longueur d'onde	m
$f$	Fréquence	Hz
$\theta$	Angle d'élévation (repère de coordonnées sphériques)	rad
$\phi$	Angle d'azimut (repère coordonnées sphériques)	rad

Symbol	Description	Unité
$E_i$	Champ électrique incident	V/m
$E_d$	Champ électrique diffracté	V/m
$\epsilon_r$	Permittivité relative	
SER	Surface équivalente radar (SER)	
CDR	Complete Dynamique Range	
VNA	Analyseur de réseau vectoriel (Vector Network Analyzer)	
ROS	Rapport d'onde stationnaire (Voltage Standing Wave Ration, VSWR)	
FI	Fréquence intermédiaire	
NF	Facteur de bruit (Noise Factor)	
RSB	Rapport signal sur bruit	
TDR	Time Domain Reflectometry	
LNA	Amplificateur faible bruit (Low Noise Amplifier)	
SPST	Commutateur « single-pole, single-throw »	
Port GPIB	General Purpose Interface Bus	
Diode PIN	Diode « Positive Intrinsic Negative »	

# Mesure de surface équivalente radar (SER)

## Aspect expérimental

par **Fabrice COMBLET**

*Maître de Conférences ENSTA Bretagne  
Lab-STICC UMR CNRS 6285, ENSTA Bretagne, Brest, France*

**Franck DAOUT**

*Maître de Conférences IUT/UFR SITEC Ville-d'Avray  
IUT/UFR SITEC Ville-d'Avray, Ville-d'Avray, France  
Laboratoire SATIE, UMR CNRS 8029, ENS CACHAN, UniverSud Paris*

**Christelle EYRAUD**

*Maître de Conférences Aix-Marseille Université  
Aix-Marseille Université, CNRS, Centrale Marseille, Institut Fresnel, Marseille, France*

**Jean-Michel GEFFRIN**

*Ingénieur de Recherche CNRS  
Aix-Marseille Université, CNRS, Centrale Marseille, Institut Fresnel, Marseille, France*

**Pierre MASSALOUX**

*Ingénieur chercheur  
CEA/CESTA, Le Barp, France*

et **Gérard-Pascal PIAU**

*Senior Expert  
AIRBUS Group Innovation, Suresnes, France*

## Sources bibliographiques

- [1] CURRIE (N.C.). – *Radar reflectivity measurement : techniques and applications*, Ed Artech House Radar Library (1989).
- [2] MISHCHENKO (M.I.), TRAVIS (L.D.) et LACIS (A.A.). – *Scattering, Absorption, and Emission of Light by Small Particles*. Cambridge University Press, Cambridge (2002). <http://www.giss.nasa.gov/staff/mmishchenko/books.html>
- [3] RICHARDS (J.A.). – *Remote sensing with imaging radar*, Springer (2009).
- [4] BALANIS (C.A.). – *Antenna theory*, 3rd Ed., A John Wiley and sons (2005).
- [5] KNOTT (E.F.), SCHAEFFER (J.F.) et TULLEY (M.T.). – *Radar Cross Section*, Institution of Engineering and Technology (IET) (2003).
- [6] MIE (G.A.). – *Beiträge zur Optik trüber Medien, speziell kolloidalen Metallösungen*, Annalen der Physik, 25, 377-445 (1908).
- [7] GEFFRIN (J.-M.) et al.. – *Rapport sur le recensement des chambres anéchoïques francaises et leurs perspectives*, Rapport technique, GDR Ondes, CNRS (2011).
- [8] MASSALOUX (P.) et BERISSET (P.). – *CAME-LIA quiet zone assessment using PEC Sphere RCS measurements*, in Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association, AMTA (2015).
- [9] HEMMING (L.). – « *Electromagnetic Anechoic Chambers : A Fundamental Design and Specification Guide* », IEEE Press/Wiley Interscience : Piscataway, N.J. (2002).
- [10] . – « *Precision Antenna measurement guide* », e-book, Microwave Journal (2017).
- [11] HANSEN (J.) et RODRIGUEZ (V.). – « *Evaluate Antenna Measurement Methods* », Microwave and RF, pp. 62-67, October 2010.
- [12] MARIE (A.-C.). – « *Détermination de la surface équivalente radar d'une cible à partir d'un modèle de mesures multistatiques en champ proche exploitant les matrices de répartition du système de mesures* », thèse de doctorat de l'université de Cergy-Pontoise – 27 Mars 2008.
- [13] MASSALOUX (P.) et MAZÉ-MERCEUR (G.). – « *RCS Measurement accuracy in the U/VHF Range : Measurement of the Electromagnetic Field Decrease Rate in a Indoor Anechoic Chamber* » in the 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2013).
- [14] « *R & S ZVB. – Vector Network Analyser – Specification* », Data Sheet 08:02, june 2011.
- [15] Keysight – Antenna Test – Selection Guide (2017).
- [16] SABOUROUX (P.). – « *Résolution de problèmes directs et inverses en électromagnétisme. Approche expérimentale* », HDR, Université de Provence – Aix-Marseille I (2006).
- [17] CASTELLI (J.C.), COMBLET (F.), DAOUT (F.), EYRAUD (C.), FARGEOT (S.), GUILLEREY (R.), GEFFRIN (J.-M.), LEMAN (S.), MASSALOUX (P.), MAZÉ-MERCEUR (G.) et PIAU (G.-P.). – *Interlaboratory comparisons of Radar Cross Section Measurements by the « GTi », criteria suggestions*, EuCap 2016, Paris, France (2016).
- [18] MASSALOUX (P.) et MAZÉ-MERCEUR (G.). – « *RCS Measurement accuracy in the U/VHF Range : Diagnosis for target Positionning Error and improvement of the procedure* » in the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2012).
- [19] KELLER (J.B.). – *Geometrical Theory of Diffraction*, Journal of the Optical Society of America, 52(2) :116-130, fev 1962.
- [20] MASSALOUX (P.). – « *Indoor RCS measurement facility arche 3D : RCS multi-calibration under spherical wave* » in Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association, AMTA (2015).
- [21] MASSALOUX (P.). – « *Additive manufacturing metallic sphere as a RCS measurement standard* » in Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association, AMTA (2017).

**MESURE DE SURFACE ÉQUIVALENTE RADAR (SER)**

- [22] RUCK (G.T.) & Al.. – *Radar Cross Section Handbook*, Plenum Press (1970).
- [23] SKOLNIK (M.I.). – *Introduction to Radar Systems*, New York : McGraw-Hill (1980).
- [24] « Reconstruction cohérente d'images de cibles radar » – Thèse de l'université de Rennes 1.
- [25] MENSA (D.L.). – « High resolution radar cross section imaging », Artech House Radar Library (2008).
- [26] GARAT (J.) et MORVAN (S.). – « Le traitement du signal dans les mesures de SER », Revue Scientifique et Technique de la DAM, Numéro 8, Septembre 1993.
- [27] MASSALOUX (P.), MINVIELLE (P.) et GIOVANNELLI (J.-F.). – « Indoor 3D spherical near field RCS measurement facility : Localization of scatterers », in The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014) (2014).
- [28] MASSALOUX (P.) et MINVIELLE (P.). – *Indoor 3D Spherical Near Field RCS Measurement Facility : 3D RADAR Images from simulated and measured Data*, »in Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association, AMTA (2016).
- [29] MASSALOUX (P.), MINVIELLE (P.) et GIOVANNELLI (J.-F.). – *Indoor 3D ISAR Imaging for Low-RCS Analysis*, IEE Transactions on Aerospace and electronic Systeme, Vol 53 issue 2 (2017).
- [30] YAMADA (H.), OHMIYA (M.), OGAWA (Y.) et ITOH (K.). – « Super resolution Techniques For time Domain Measurements with a network analyzer », IEEE Transactions on antennas and propagation 39 177-183.
- [31] MASSALOUX (P.). – « Radar imagery using superresolution methods », in Annual Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association, AMTA (2012).

**À lire également dans nos bases**

AUZANNEAU (F.). – *Furtivité électromagnétique*. [TE 6 712] Technologies radars et applications (2011).

DARRICAU (J.). – *Radars. Traitements avancés du signal radar*. [TE 6 662] Technologies radars et applications (2013).

ROGER (J.). – *Antennes : Techniques*. [E 3 284] Électronique – Photonique (1999).

BEGAUD (X.). – *Conception d'antennes : Fondamentaux*. [E 3 280] Électronique – Photonique (2015).

ROGER (J.). – *Antennes : Différentes Types*. [E 3 282] Électronique – Photonique (1999).

ACHKAR (J.). – *Analyseurs de Réseaux Micro-ondes*. [R 1 145] Mesures et tests électroniques (2006).

DARRICAU (J.). – *Radars : principes de base – Paramètres de détection*. [TE 6 655] Technologies radars et applications (2013).

TORRÉSANI (B.). – *Méthodes mathématiques pour le traitement des signaux et des images*. [AF 490] Sciences fondamentales (2011).

**Outils logiciels**

Logiciels de calcul de la zone de champ lointain pour une taille de cible donnée et de dimensionnement de l'instrumentation d'une chambre anéchoïque du bureau d'étude de l'IUT de Ville-d'Avray (fournis en annexes) :

Réseau de utilisateurs de chambres anéchoïques hyperfréquence (RUCH) :  
<http://www.fresnel.fr/rca/>

GDR Ondes :  
<http://gdr-ondes.cnrs.fr/>

Caractéristiques de câbles :  
<https://www.digikey.fr/fr/product-highlight/a/amphenol-rf-division/cable-connectors>

<http://cdn.techniques-ingenieur.fr/natifs/te6714/annexes.zip>

**Sites Internet**

<https://www.campbellsci.fr/blog/ins-outs-rf-connectors>  
Institut des sciences de l'ingénierie et des systèmes (INSIS) :  
<http://www.cnrs.fr/insi>

# GAGNEZ DU TEMPS ET SÉCURISEZ VOS PROJETS EN UTILISANT UNE SOURCE ACTUALISÉE ET FIABLE

Techniques de l'Ingénieur propose la plus importante collection documentaire technique et scientifique en français !

Grâce à vos droits d'accès, retrouvez l'ensemble des **articles et fiches pratiques de votre offre, leurs compléments et mises à jour,** et bénéficiez des **services inclus.**



- + de 350 000 utilisateurs
- + de 10 000 articles de référence
- + de 80 offres
- 15 domaines d'expertise

- |                                                       |                                                     |
|-------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------|
| <input type="radio"/> Automatique - Robotique         | <input type="radio"/> Innovation                    |
| <input type="radio"/> Biomédical - Pharma             | <input type="radio"/> Matériaux                     |
| <input type="radio"/> Construction et travaux publics | <input type="radio"/> Mécanique                     |
| <input type="radio"/> Électronique - Photonique       | <input type="radio"/> Mesures - Analyses            |
| <input type="radio"/> Énergies                        | <input type="radio"/> Procédés chimie - Bio - Agro  |
| <input type="radio"/> Environnement - Sécurité        | <input type="radio"/> Sciences fondamentales        |
| <input type="radio"/> Génie industriel                | <input type="radio"/> Technologies de l'information |
| <input type="radio"/> Ingénierie des transports       |                                                     |

Pour des offres toujours plus adaptées à votre métier,  
découvrez les offres dédiées à votre secteur d'activité

Depuis plus de 70 ans, Techniques de l'Ingénieur est la source d'informations de référence des bureaux d'études, de la R&D et de l'innovation.

[www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr)

**CONTACT :** Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)

# LES AVANTAGES ET SERVICES compris dans les offres Techniques de l'Ingénieur

ACCÈS



## Accès illimité aux articles en HTML

Enrichis et mis à jour pendant toute la durée de la souscription



## Téléchargement des articles au format PDF

Pour un usage en toute liberté



## Consultation sur tous les supports numériques

Des contenus optimisés pour ordinateurs, tablettes et mobiles

SERVICES ET OUTILS PRATIQUES



## Questions aux experts\*

Les meilleurs experts techniques et scientifiques vous répondent



## Articles Découverte

La possibilité de consulter des articles en dehors de votre offre



## Dictionnaire technique multilingue

45 000 termes en français, anglais, espagnol et allemand



## Archives

Technologies anciennes et versions antérieures des articles



## Impression à la demande

Commandez les éditions papier de vos ressources documentaires



## Alertes actualisations

Recevez par email toutes les nouveautés de vos ressources documentaires

\*Questions aux experts est un service réservé aux entreprises, non proposé dans les offres écoles, universités ou pour tout autre organisme de formation.

## ILS NOUS FONT CONFIANCE

