

Rapport d'avancement Post-Doctoral n°2

CNES  
IRCOM  
Agilent NMDG

**MESURES DE FORMES D'ONDES  
TEMPORELLES MULTI-HARMONIQUES AVEC  
LE « LSNA »**

**MISE EN PLACE EXPERIMENTALE DU  
CALIBRAGE DES SONDES  
« HAUTE-IMPEDANCE »**

Tibault Reveyrand

Février 2003

« *If anything can go wrong, it will* »  
Murphy's Law - 1949

# SOMMAIRE

<b>SOMMAIRE .....</b>	<b>3</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>5</b>
<b>ASPECTS THEORIQUES .....</b>	<b>6</b>
<b>Les pseudo-ondes .....</b>	<b>6</b>
Définitions des pseudo-ondes .....	6
Illustration dans le cas d'une ligne .....	7
Calcul de la puissance avec les pseudo-ondes .....	9
<b>Détermination de la constante de propagation .....</b>	<b>11</b>
Rappels sur la détermination de la constante de propagation .....	11
Une nouvelle méthode pour déterminer $\gamma$ .....	13
<b>Détermination de l'impédance caractéristique .....</b>	<b>16</b>
<b>Généralisation sur les mesures avec une sonde haute-impédance .....</b>	<b>18</b>
<b>Rappels sur le calibrage d'une sonde haute-impédance .....</b>	<b>19</b>
<b>UTILISATION DU LSNA .....</b>	<b>20</b>
<b>Rappels sur la structure logicielle du LSNA .....</b>	<b>20</b>
<b>Le mode VNA .....</b>	<b>21</b>
Calibrage .....	21
Mesure .....	22
<b>Le mode LSNA .....</b>	<b>24</b>
Calibrage .....	25
Mesure .....	25
Stockage des données .....	27

<b>MESURES EXPERIMENTALES AVEC LES SONDES « HAUTE-IMPEDANCE »..</b>	<b>30</b>
<b>Fonction de transfert de la sonde HIP .....</b>	<b>30</b>
Banc de mesure.....	31
Calibrage de la HIP.....	32
Fonction de transfert expérimentale en $z=0$ .....	34
<b>Mesure d'une tension le long d'une ligne de propagation .....</b>	<b>35</b>
Principe de mesure.....	35
Résultats de mesures.....	36
Commentaires.....	37
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>38</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>39</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>41</b>
<b>Programme Scilab : Illustration du formalisme des pseudo-ondes .....</b>	<b>41</b>
<b>Synthèse graphique sur les différents formalismes : ondes de puissance et pseudo-ondes .....</b>	<b>42</b>
<b>Fichier 'Citi-file' : 'LOS.85052B.citi' .....</b>	<b>43</b>
<b>Exemple de gestion des données avec les « Data-sets » sous 'Mathematica' .....</b>	<b>44</b>
<b>Module « NNMSProcessing` » : Modification du code source .....</b>	<b>47</b>
<b>Cascade Fine-Pitch Dual Positioner : FPD-100 .....</b>	<b>48</b>

# INTRODUCTION

Ce rapport est divisé en trois chapitres.

Le premier chapitre reviens sur des formalismes théorique qui ont été présenté lors du premier rapport d'avancement. Les points pricipaux sont :

- la définitions des pseudo-ondes ;
- la caractérisation de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique d'une ligne mesurée ;
- le principe de mesure avec les sondes « haute-impédance ».

Aux aspect qui ont été présentés précédemment s'ajoute ici une analyse approfondie des pseudo-ondes des méthodes de caractérisation, avec entre autre un procédé de caractérisation de la constante de propagation.

Le second chapitre traite d'une utilisation conventionnelle du LSNA. Les exemples présenté dans cette partie vont plus loin que le bref aperçu proposé dans le précédent rapport. L'utilisation du LSNA dans différents modes de mesure (mesure relative ou absolue des ondes) est illustrée par des exemples et commentée. Le traitement, l'organisation et le stockage des mesures proposé par l'interface 'Mathematica' est également présenté.

Le troisième et dernier chapitre traite de l'utilisation du LSNA associé aux sondes « haute-impédance ». Il détaille les manipulations opérées afin de disposer de mesures corrigées avec une sonde « haute-impédance » et présence à titre d'exemple la tension corrigée qui à été sondée le long d'une ligne.

# ASPECTS THEORIQUES

Ce chapitre reprend les points essentiels des formalismes théoriques abordés sommairement lors du premier rapport. Il tentera de les éclaircir fournissant des explications détaillées. Les domaines d'intérêt sont :

- les pseudo-ondes et la nature des quantités mesurées par le LSNA ;
- la détermination de la constante de propagation ;
- la détermination de l'impédance caractéristique ;
- les mesures prévues sur MMICs au moyen de sondes haute impédance.

## Les pseudo-ondes

Ce paragraphe propose une familiarisation des pseudo-ondes telles qu'elles ont été décrites dans [1]. Il complète ainsi la description de ce formalisme introduit dans le rapport précédent. Après un bref rappel de la définition des pseudo-ondes, nous étudierons leurs variations dans une ligne de propagation théorique à travers un exemple et nous présenterons des formules adéquates destinées au calcul de la puissance qui leurs est associée.

## Définitions des pseudo-ondes

Les pseudo-ondes définies dans [1] permettent une relation analytique entre les expressions des ondes de propagations (a et b) et les expressions de la tension et du courant (v et i). Ces relations, démontrées à partir des équations de Maxwell, sont les suivantes :

$$\begin{aligned} a(Z_{\text{ref}}) &= \left[ \frac{|v_0| \sqrt{\Re\{Z_{\text{ref}}\}}}{v_0 \cdot 2 \cdot |Z_{\text{ref}}|} \right] \cdot (v + i \cdot Z_{\text{ref}}) & v &= \left[ \frac{v_0}{|v_0|} \frac{|Z_{\text{ref}}|}{\sqrt{\Re\{Z_{\text{ref}}\}}} \right] \cdot (a + b) \\ b(Z_{\text{ref}}) &= \left[ \frac{|v_0| \sqrt{\Re\{Z_{\text{ref}}\}}}{v_0 \cdot 2 \cdot |Z_{\text{ref}}|} \right] \cdot (v - i \cdot Z_{\text{ref}}) & i &= \frac{1}{Z_{\text{ref}}} \left[ \frac{v_0}{|v_0|} \frac{|Z_{\text{ref}}|}{\sqrt{\Re\{Z_{\text{ref}}\}}} \right] \cdot (a - b) \end{aligned}$$

où  $Z_{\text{ref}}$  est l'impédance de référence (traditionnellement 50 ohms mais qui peut être arbitraire) et  $v_0$  la constante de normalisation de la tension dans le guide. Ce sont des pseudo-ondes normalisées en puissance.

Ces expressions sont utilisées dans le cadre de l'instrumentation sous la forme :

$$a(Z_{\text{ref}}) = \frac{v + i \cdot Z_{\text{ref}}}{2} \quad v = a + b$$

$$b(Z_{\text{ref}}) = \frac{v - i \cdot Z_{\text{ref}}}{2} \quad i = \frac{a - b}{Z_{\text{ref}}}$$

Ce sont également des pseudo-ondes, mais normalisées en tension. Ce sont ces définitions que nous considérerons dorénavant.

La simplicité des relations analytiques reliant le couple (v ;i) au couple (a ;b) pour quelque impédance de référence  $Z_{\text{ref}}$  fait qu'on les préfère aux ondes de puissances définies par Kurokawa [2] dont les relations de passage ne sont analytiques que dans le cas d'une impédance de référence réelle [3]-[4].

## Illustration dans le cas d'une ligne

Les pseudo-ondes sont un artéfact mathématique au même titre que les ondes de puissances de Kurokawa. Elles sont cependant utilisables avec n'importe quelle valeur arbitraire d'impédance de référence  $Z_{\text{ref}}$ . Il existe donc une infinité de couples de pseudo-ondes a et b pour traduire un phénomène physique de propagation unique. Parmi toutes les valeurs possibles et attribuables à  $Z_{\text{ref}}$ , deux sont particulièrement intéressantes : l'impédance caractéristique du guide étudié et l'impédance de l'appareil de mesure utilisé. Les explications données dans ce paragraphe partent de l'exemple présenté sommairement dans [1] (figure 4 et 5). Les résultats graphiques ont été obtenus par un programme « Scilab » disponible en annexe. L'algorithme fait appel à la matrice [T] d'une ligne idéale (la ligne étudiée) et à une matrice de transformation d'impédance idéale [5].

Considérons l'accès d'une ligne  $50\Omega$  connecté à un appareil de mesure  $75,67\Omega$ . Ces valeurs sont choisies afin d'obtenir des résultats compatibles avec ceux de l'article de R.B. Marks et D.F. Williams [1] et de permettre un coefficient de réflexion égal à 0.2. Cela correspond au schéma représenté ci-dessous :

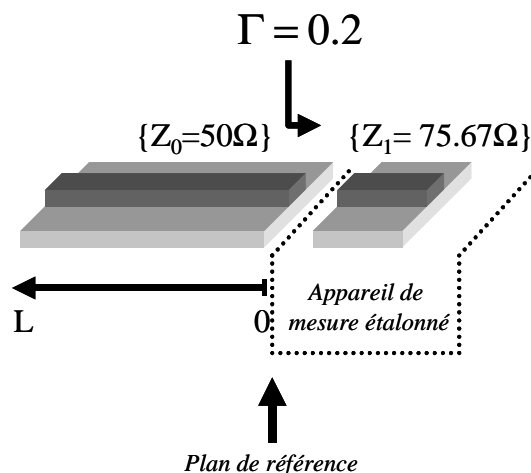


Fig. 1 - Structure physique utilisée pour l'exemple d'analyse avec les pseudo-ondes

On s'intéresse à la forme des pseudo-onde le long de la ligne  $50\Omega$  lorsque l'impédance de référence des pseudo-onde est celle de la ligne étudiée ( $50\Omega$ ) ou celle de l'appareil de mesure ( $75,67\Omega$ ).

La constante de propagation de la ligne  $50\Omega$  est définie telle que  $\gamma = 0.005 + 0.1j$ .

$Z_{ref} = 50\Omega$  (Impédance de la ligne étudiée)

Lorsque l'impédance de référence choisie est l'impédance caractéristique de la ligne étudiée, les pseudo-ondes a et b correspondent aux ondes qui se propagent physiquement dans la ligne : on observe en fonction de la distance de la ligne une décroissance exponentielle de leurs valeurs et le coefficient de réflexion imposé de 0,2.

La figure 2 représente les valeurs du module de a (onde incidente), de b (onde réfléchie) et de v (« tension » définie telle que  $v=a+b$ ).

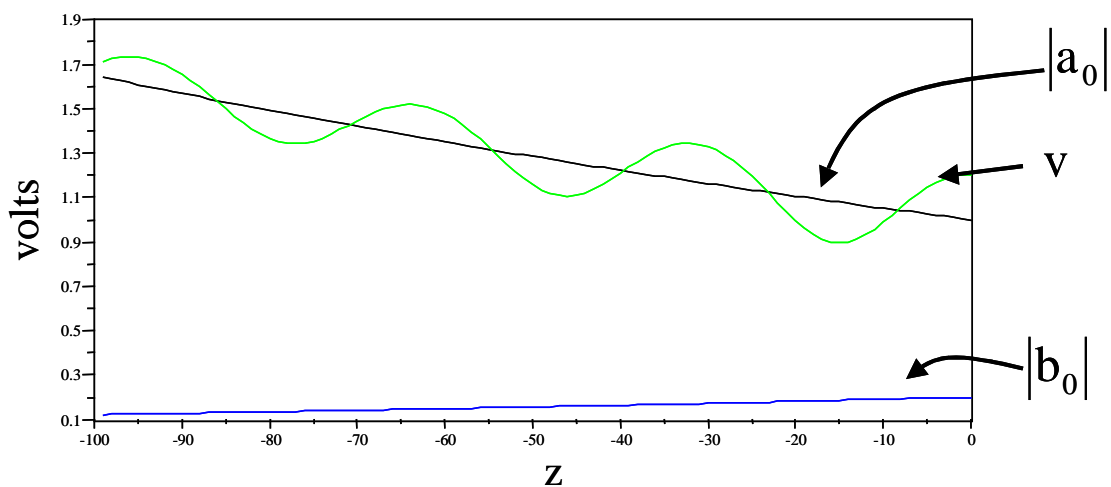


Fig. 2 - Valeurs des modules de a, b et v le long de la ligne 50 ohms sous test, dans des conditions illustrées figure 1, lorsque  $Z_{ref} = 50\Omega$

$Z_{ref} = 75,67\Omega$  (Impédance de l'appareil de mesure)

Une impédance de référence des pseudo-ondes est égale à l'impédance de l'appareil de mesure provoque l'annulation du coefficient de réflexion uniquement en  $z = 0$ . Avec  $Z_{ref}=75,67\Omega$ , on constate la disparition de l'onde réfléchie dans le plan de référence de l'appareil. Ainsi lorsque le système de mesure est calibré, il permet l'acquisition de l'onde incidente comme s'il été adapté à la ligne sous test. Cette onde incidente est directement égale à la tension dans le plan de référence. Cela rejoint les quantités mesurés par des banc utilisant un oscilloscope haute fréquence étalonné [5]-[6] : l'oscilloscope donne une mesure de v, mais il s'agit en fait de l'onde incidente.



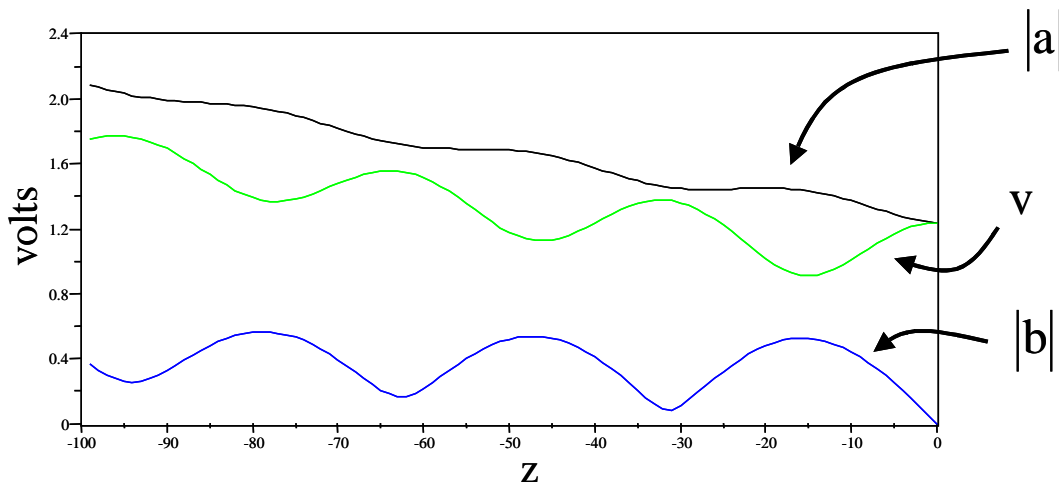


Fig. 3 - Valeurs des modules de a, b et v le long de la ligne 50 ohms sous test, dans des conditions illustrées figure 1, lorsque  $Z_{ref} = 75,67\Omega$

On constate en comparant les figure 2 et 3, que s'il existe de multiples solutions de a et b, la valeur de v est unique<sup>1</sup>. La courbe décrivant v en fonction de la position sur la ligne étudiée peut permettre la déduction de la constante de propagation  $\gamma$  comme nous le verrons dans un prochain paragraphe et peut être comparée aux mesures expérimentales présentes en fin de rapport.

Notons enfin une interrogation forte au sujet de v. La somme des pseudo-ondes a+b donne sa valeur, et Agilent la considère comme étant la « tension » dans le guide. Mais on peut se demander s'il s'agit effectivement de la tension telle qu'elle est définie en basse fréquence : une différence de potentiel. L'absence de volt-mètre micro-onde ne permet pas la vérification d'une telle hypothèse. De plus, on peut s'interroger sur la consistance d'une tension dans un guide d'onde : dans un guide rectangulaire hyper-fréquence, que signifie physiquement la différence de potentiel ? Ce sont là des aspects qui sont à l'étude par le NIST.

## Calcul de la puissance avec les pseudo-ondes

Si les ondes de puissance sont limitées en ce qui concerne la relation ondes-tension/courant, elles permettent un calcul simple des puissances mises en jeu alors que les pseudo-ondes dépendent étroitement de l'impédance de référence. En effet, les ondes de puissance s'expriment en racine de watt, alors que les pseudo-ondes s'expriment en volt. Cette différence n'a aucune influence sur des mesures relatives (type paramètres [S]) mais a des conséquences sur des mesures absolues (puissance). Le calcul de la puissance des pseudo-ondes est donc un peu plus délicat. Par ailleurs, la définition des pseudo-ondes considérées avec le LSNA n'étant pas celle utilisée par Marks et Williams (cf. paragraphe « Définition des pseudo-ondes »), nous ne pouvons pas utiliser les formules proposées par [1].

La puissance instantanée d'un signal RF ou micro-onde est par définition :

$$P_{inst} = \Re\{v.i^*\}$$

<sup>1</sup> Ceci n'est vrai qu'avec des pseudo-ondes normalisées en tension. Les courbes (figure 2 et 3) présentées dans [20] sont différentes car elles correspondent à des pseudo-ondes normalisées en puissance.

Elle peut s'écrire en fonction des pseudo-ondes sous la forme :

$$P_{\text{inst}} = \Re \left\{ \frac{|a|^2 - a \cdot b^* + b \cdot a^* - |b|^2}{Z_{\text{ref}}^*} \right\}$$

Cette écriture peut se simplifier sous la forme de deux expressions générales identiques<sup>2</sup> :

$$P_{\text{inst}} = \frac{\Re\{Z_{\text{ref}}\}}{|Z_{\text{ref}}|^2} \cdot \left[ (|a|^2 - |b|^2) - 2 \cdot \Im\{b \cdot a^*\} \cdot \frac{\Im\{Z_{\text{ref}}\}}{\Re\{Z_{\text{ref}}\}} \right]$$

ou

$$P_{\text{inst}} = \frac{\Re\{Z_{\text{ref}}\}}{|Z_{\text{ref}}|^2} \cdot \left[ (|a|^2 - |b|^2) + 2 \cdot \Im\{a \cdot b^*\} \cdot \frac{\Im\{Z_{\text{ref}}\}}{\Re\{Z_{\text{ref}}\}} \right]$$

Dans le cas d'une impédance de référence  $Z_{\text{ref}}$  réelle positive (comme avec le LSNA, où  $Z_{\text{ref}} = 50\Omega$ ), on a :

$$P_{\text{inst}} = \frac{|a|^2 - |b|^2}{|Z_{\text{ref}}|}$$

Cette puissance instantanée traduit les effets des ondes incidentes et réfléchies. En entrée d'un quadripôle, il s'agirait donc de la puissance entrante. La puissance instantanée disponible s'exprimerait, de façon analogue aux ondes de puissance, telle que :

$$P_{\text{inst disp}} = \frac{|a|^2}{|Z_{\text{ref}}|}$$

En ce qui concerne la puissance moyenne du signal, par définition elle s'exprime telle que :

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{\text{inst}} \text{ où } T \text{ est la période du signal, soit } \bar{P} = \frac{1}{2} P_{\text{inst}} \text{ pour un signal CW.}$$

Pour un signal multi-harmoniques, on doit calculer la moyenne de la forme temporelle de  $P_{\text{inst}}$  sur un nombre de périodes entier tel que c'est cas avec les signaux modulés sur le banc télécom [7].

### *Obtention des puissances lors des mesures par l'interface 'Mathematica' du LSNA*

L'interface 'Mathematica' du LSNA permet de visualiser les puissances mesurées.

Ainsi le module « **NNMSProcessing** » dispose des fonctions :

---

<sup>2</sup> On constatera que le coefficient de réflexion en pseudo-onde (qui sont les véritables données mesurées par l'instrumentation) ne correspond pas au coefficient de réflexion en puissance [20]. Cela peut expliquer des coefficients de réflexion en onde supérieur à 1 (généralement corrigé par une valeur numérique inductive associée à l'étalon) en présence d'étalons passifs (« OPEN » ou « SHORT ») lors de calibrages.

- « **powerin1t** » et « **powerin2t** » qui renvoient, sous forme d'une fonction 'Mathematica', la forme temporelle de la puissance instantanée présente au port 1 ou 2. Elle est calculée à partir des mesures corrigées de tension et courant tel que :  $P_{inst}(t) = v(t)i(t)$ .
- « **powerin1** » et « **powerin2** » qui retournent sous forme d'un tableau, la forme fréquentielle de la puissance instantanée. Elle est également calculée à partir des mesures corrigées de  $v(f)$  et  $i(f)$  telle que :  $P_{inst}(f) = v(f)i^*(f)$ .

Cependant, il n'existe pas de fonction permettant de disposer, simultanément aux mesures, des valeurs de puissances moyennes mises en jeu.

### Conclusion

Une synthèse graphique relatant les différents formalismes utilisés pour les ondes de propagation est donné en annexe. Cette synthèse a pour but de fournir au lecteur une meilleure compréhension des pseudo-ondes. Trois formalismes sont présentés : celui de Kurokawa [2], celui du NIST [1] et enfin, celui employé par Agilent et utilisé avec le LSNA pour permettre des mesures haute-fréquence de tensions et courants.

## Détermination de la constante de propagation

Nous avons pu voir dans le précédent rapport que la détermination très précise de la constante de propagation d'une ligne mesurée est un élément primordial pour l'extraction des formes d'ondes temporelles au moyen des sondes haute-impédance. Des méthodes tirées de la littérature ont été présentées mais ne donnaient pas entière satisfaction : la méthode la plus précise est associée à une procédure lourde : l'étalonnage MTRL qui nécessite une estimation de la valeur recherchée.

Ce paragraphe rappellera les valeurs analytiques de  $\gamma$  obtenues lors du précédent rapport et se poursuivra par une méthode de caractérisation de  $\gamma$  nouvelle associée aux sondes « haute-impédance ».

### Rappels sur la détermination de la constante de propagation

Les solutions de  $\gamma$  pour différentes méthodes de caractérisations ont été développées dans le rapport précédent. Seuls les résultats sont présentés ici.

#### Mesure de la matrice [S] de la ligne<sup>3</sup> (système calibré)

$$e^{\gamma L} = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2 \pm \sqrt{(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2)^2 - 4.S_{21}^2}}{2.S_{21}}$$

<sup>3</sup> Une des solutions présentée dans le rapport précédent (p. 34) contient une erreur. La solution écrite ici est correcte.

### Déduction de $\gamma$ lors d'un étalonnage MTRL (système non-calibré)

$$e^{\gamma.L} = \frac{M_{11}^{ij} + M_{22}^{ij} \pm \sqrt{(M_{11}^{ij} + M_{22}^{ij})^2 + 4.M_{12}^{ij}.M_{21}^{ij}}}{2}$$

### Méthode par mesure du $S_{21}$

L'analyse conduite dans [8] amène à l'expression :  $e^{-\gamma.L} = S_{21} \cdot \frac{1 - r_{22} \cdot e^{-2.\gamma.L}}{t_{21}}$ . La solution équivalente peut s'écrire sous la forme :

$$e^{\gamma.L} = \frac{t_{21} \pm \sqrt{4.r_{22}.S_{21}^2 + t_{21}^2}}{2.S_{21}}$$

### Détermination exacte de $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j.\beta(\omega)$

Tous les résultats présentés précédemment sont assez similaires entre-eux, mais ne permettent pas une détermination exacte de la valeur de  $\gamma$ .

La première indétermination est que  $e^{\gamma.L}$  dispose de deux solutions. Seule une est valable. Il faut donc recourir à une estimation de la valeur de la constante de propagation.

La seconde indétermination concerne la nature de l'expression  $e^{\gamma.L}$  qui est une phase. Elle conduit donc, si la première indétermination est levée, à une infinité de solution pour  $\gamma$  (partie imaginaire modulo  $2\pi$ ), car on ignore a priori le nombre de sauts de phase opéré par le terme  $e^{\gamma.L}$  sur une longueur L.

Une manière d'éviter cette indétermination est de considérer plusieurs longueur de lignes (L1 et L2 tel le MTRL) en émettant l'hypothèse qu'il n'y a pas de saut de phase entre les valeurs  $e^{\gamma.L1}$  et  $e^{\gamma.L2}$ . Cette démarche de caractérisation est possible avec une seule et même ligne au moyen de sondes « haute-impédance ».

### Estimation de $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j.\beta(\omega)$

L'estimation de  $\gamma$  dans l'étalonnage MTRL [9] repose sur la connaissance « a priori », via simulation électromagnétique du guide d'onde considéré, de la permittivité effective relative  $\epsilon_{r \text{ eff}}$ . La relation reliant  $\epsilon_{r \text{ eff}}$  à  $\gamma_{\text{est}}$  est :

$$\epsilon_{r \text{ eff}} \approx - \left[ \frac{\gamma_{\text{est}}}{(\omega/100c)} \right]^2$$

$\gamma$  est traditionnellement exprimé en unité / cm : cela explique le facteur 100 dans l'expression ci-dessus.

Cette relation est une approximation. La loi reliant  $\epsilon_{r\text{eff}}$  à  $\gamma$  dépend du mode de propagation ainsi que des dimensions physiques du guide d'onde.

Concrètement, l'utilisateur du code MTRL développé par le NIST doit entrer la valeur numérique de  $\epsilon_{r\text{est}} = \epsilon'_{r\text{est}} + j\epsilon''_{r\text{est}}$  pour une fréquence de 1 GHz. Alors l'estimation de  $\gamma$  pour la fréquence d'analyse la plus basse (premier point de fréquence considéré dans l'étalonnage) est :

$$\gamma_{\text{est}} = j \cdot \frac{2\pi \cdot f}{100 \cdot c} \sqrt{\epsilon'_{r\text{est}} + j \cdot \frac{\epsilon''_{r\text{est}}}{f/10^9}} \quad [\text{unités/cm}]$$

L'estimation de  $\gamma$  pour les autres fréquences se fait de façon séquentielle (suivant le tableau de fréquences) tel que :

$$\gamma_{\text{est}}(f_{+1}) = \Re\{\gamma_{\text{est}}(f)\} + j \cdot \Im\{\gamma_{\text{est}}(f)\} \cdot \frac{f_{+1}}{f}$$

Cette estimation est alors comparée à la valeur mesurée  $M = e^{\gamma \cdot L}$ . La solution induite par la seule caractérisation de  $\gamma$  est<sup>4</sup> :

$$\gamma \cdot L = \ln(M) + j \cdot 2\pi \cdot P$$

où  $P$  est le nombre de périodes à considérer pour estimer le retard produit par la ligne équivalente de longueur  $L$ .  $P$  peut être déduit en arrondissant à l'entier le plus proche la quantité :

$$P = \frac{\Im\{\gamma_{\text{est}} \cdot L\} - \Im\{-\ln(M)\}}{2\pi}$$

Cela lève la seconde indétermination du paragraphe précédent. La première indétermination est levée en comparant les deux racines possibles pour  $\gamma$  avec son estimation. La solution choisie est celle présentant une différence relative  $D$  minimale telle que :

$$D = \frac{|\gamma \cdot L - \gamma_{\text{est}} \cdot L|}{|\gamma_{\text{est}} \cdot L|}$$

## Une nouvelle méthode pour déterminer $\gamma$

Nous avons pu monter différentes méthodes afin de déterminer la constante de propagation d'une ligne mono-mode. Cependant les méthodes de caractérisations présentées ne sont pas adaptées et faussent la valeur de  $\gamma$  trouvée car il n'existe pas seulement un changement d'impédance mais également des discontinuités dans la structure (les plots de connexions) [8]. Il faut donc prendre en compte les matrices d'erreurs liées au connexions lors de mesures avec un système calibré, au même titre que les matrices d'erreurs du système de mesure lors de mesures non-calibrées.

<sup>4</sup> Cf. note de bas de page, page 34, dans le rapport précédent.

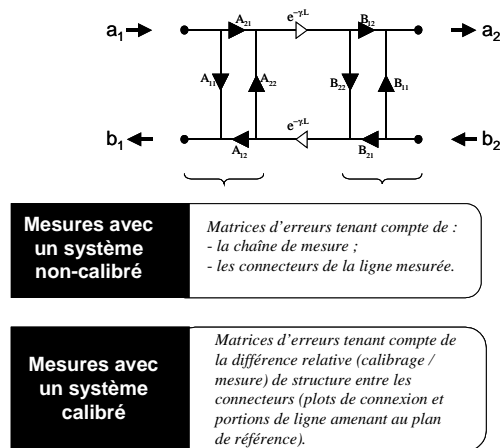


Fig. 4 - Le changement de structure physique dans les plots de connexion d'une ligne en cours de caractérisation implique une prise en compte de paramètres supplémentaires au simple changement d'impédance.

### Principe de caractérisation

Une première solution possible consiste à réaliser une procédure d'étalonnage de type MTRL avec des lignes rigoureusement identiques à celles qui seront ultérieurement mesurée. Cela implique de la part du fondeur, la réalisation d'un kit MTRL en plus du circuit MMIC. L'étalonnage se faisant avec ces lignes, les plots de connexions seront pris en compte dans la matrice d'erreur issue de l'étalonnage de l'appareil de mesure. Cette méthode permet la caractérisation de la constante de propagation de façon tout à fait satisfaisante [10]-[8].

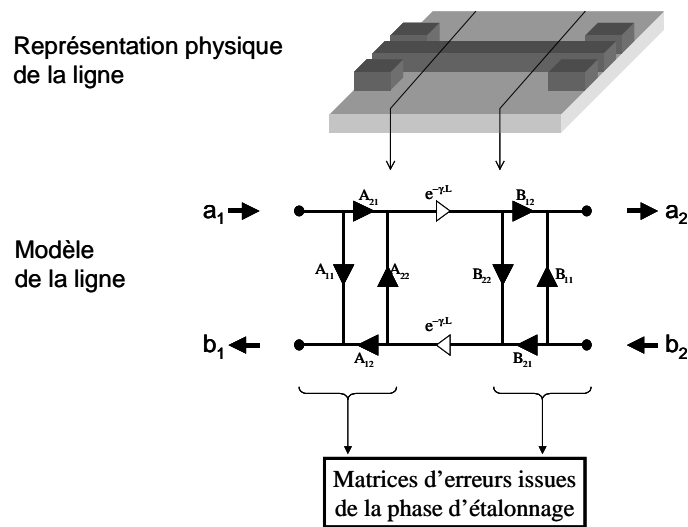


Fig. 5 - Un étalonnage avec des lignes identiques à celles mesurées permet la prise en compte des effets produits par les plots de connexions dans les matrices d'erreurs de l'appareil de mesure.

Une seconde solution consiste à déterminer les coefficients du quadripôle d'erreur correspondant au plots de connexions de la ligne inconnue à mesurer. Cela est possible par comparaison des matrices d'erreurs issues de deux étalonnages MTRL successifs : un étalonnage avec un kit standard 50 ohms puis un autres avec un kit MTRL constitué des lignes inconnues mais de structures identiques entre elles. Cette méthode complexe [11] permet de déterminer très précisément un modèle associé aux plots de connexions de la ligne

étudiée [12] ainsi que la constante de propagation et l'impédance caractéristique pour un substrat faible perte (GaAs : détermination de la capacitance linéique) ou fortement dispersif (Si) [13].

Enfin, une troisième solution possible consiste à utiliser les sondes haute-impédance afin de déterminer la constante de propagation. Cela est en effet possible en étendant la méthode de caractérisation des ondes incidentes et réfléchies présentée dans le rapport précédant [5] à trois mesures. Par ce fait, on obtient un système de trois équations à trois inconnues complexes : les ondes de tensions incidentes et réfléchies ainsi que la constante de propagation.

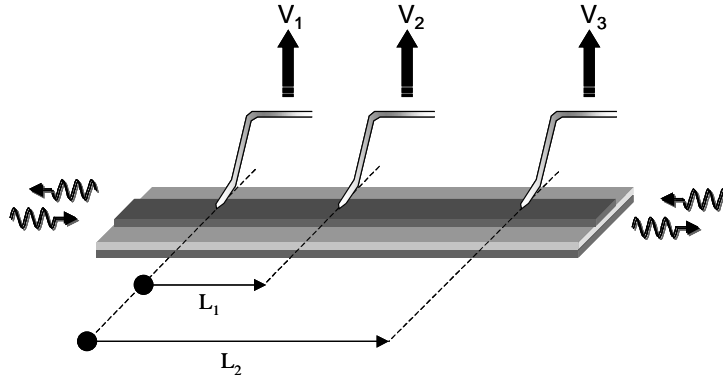


Fig. 6 - Un minimum de trois mesures de tension sur la ligne permet la caractérisation des ondes de tension incidente et réfléchie mais également de la constante de propagation.

En effet, l'utilisation de trois points de mesure revient à définir deux lignes de propagation (en fait la même ligne, mais en considérant des longueurs différentes). La comparaison des longueurs de lignes deux à deux rejoint le formalisme de la déduction de  $\gamma$  par MTRL.

Dès lors, on peut imaginer réaliser plusieurs mesures avant d'obtenir un grand nombre de longueurs de ligne différentes.

Ce principe de caractérisation peut ainsi être généralisé à un nombre de mesures supérieur à trois et conduire à la déduction de la constante de propagation en temps que valeur moyenne de façon similaire à ce qui est fait dans l'algorithme du MTRL [9].

### Solution analytique de $\gamma$

Conformément à la figure 6, nous disposons du système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_1 = v(0) = V_+ + V_- \\ V_2 = v(L_1) = V_+ \cdot e^{-\gamma \cdot L_1} + V_- \cdot e^{+\gamma \cdot L_1} \\ V_3 = v(L_2) = V_+ \cdot e^{-\gamma \cdot L_2} + V_- \cdot e^{+\gamma \cdot L_2} \end{cases}$$

La résolution des deux premières équations [5] conduit à l'expression de la troisième sous la forme :

$$V_3 = \left( \frac{V_1 \cdot e^{+\gamma \cdot L_1} - V_2}{2 \cdot \text{Sinh}(\gamma \cdot L_1)} \right) \cdot e^{-\gamma \cdot L_2} + \left( \frac{V_1 \cdot e^{-\gamma \cdot L_1} - V_2}{-2 \cdot \text{Sinh}(\gamma \cdot L_1)} \right) \cdot e^{+\gamma \cdot L_2}$$

On peut alors établir la relation existant entre la constante de propagation et les trois mesures effectuées. En simplifiant cette relation<sup>5</sup>, on obtient l'équation suivante :

$$V_3 \cdot [\text{Sinh}(\gamma \cdot L_1)] = V_2 \cdot [\text{Sinh}(\gamma \cdot L_2)] - V_1 \cdot [\text{Sinh}(\gamma \cdot [L_2 - L_1])]$$

Il n'est pas facile d'obtenir l'équation donnant  $\gamma$  en fonction des paramètres connus  $V_x$  (les tensions mesurées) et  $L_x$  (les distances entre les mesures). En effet, il est apparu que l'équation ci-dessus ne possède pas de solution analytique de  $\gamma$ .

Des solutions de  $\gamma$  ont alors été calculées pour différentes valeurs paramétriques du couple ( $L_1$  ;  $L_2$ ). La solution la plus simple apparaît lorsque  $L_2=2 \cdot L_1$ , c'est à dire 3 mesures de tensions équidistantes. L'équation à résoudre devient alors la suivante :

$$\left[ \frac{V_3 + V_1}{V_2} \right] = \frac{\text{Sinh}(2\gamma \cdot L_1)}{\text{Sinh}(\gamma \cdot L_1)}$$

La solution à cette équation présente de fortes similitudes avec les équations décrivant  $\gamma$  obtenues par d'autres méthodes de caractérisation. Elle est la suivante :

$$e^{\gamma \cdot L_1} = \frac{V_1 + V_3 \pm \sqrt{(V_1 + V_3)^2 - 4 \cdot V_2^2}}{2 \cdot V_2}$$

En considérant l'hypothèse que la correction à effectuer sur la tension mesurée directement afin d'obtenir la véritable tension dans le plan de la sonde haute-impédance s'écrit [5]-[6] :  $\tilde{V}_{\text{corrigé}} = \tilde{V}_{\text{mesuré}}(f) \cdot \tilde{K}(f)$ . On constate alors que la détermination de la constante de propagation peut se faire au moyen de sondes « haute-impédance » non-calibrées.

Cette méthode de détermination de la constante de propagation d'une ligne arbitraire, si elle ne représente qu'une partie des travaux à effectuer en ce qui concerne la mesure de formes d'ondes temporelles multi-harmoniques, n'est pas présente dans la littérature. J.C.M. Hwang, auteur d'un banc de mesure similaire autour d'un MTA [14]-[15], ne relate pas la détermination de la constante de propagation car il suppose que  $\gamma(\omega) = j \cdot \frac{\omega \cdot \tau}{L}$  où  $\tau$  est le retard produit par la ligne entre deux points de mesure distants de  $L$ .

## Détermination de l'impédance caractéristique

La connaissance de l'impédance caractéristique d'une ligne sondée par une sonde haute-impédance est indispensable à l'obtention des ondes de propagation en courant. Trois méthodes sont envisageables afin de permettre la détermination de l'impédance caractéristique.

La première méthode consiste à déduire l'impédance caractéristique de la valeur de  $\gamma$  préalablement obtenue sur la même ligne. Cela est possible sans aucune caractérisation

<sup>5</sup> Afin de simplifier la démonstration, on posera  $L_2=k \cdot L_1$  avec  $k>1$ .



supplémentaire uniquement pour des lignes faiblement dispersives (substrat GaAs). Dans ce cas on émet deux hypothèses concernant le modèle associé à la ligne étudiée :

- la conductance linéique est nulle ( $G = 0$ ) ;
- la capacité linéique est indépendante de la fréquence ( $\frac{\partial C}{\partial f} = 0$ ).

Alors, l'impédance caractéristique peut être déduite de la capacitance linéique  $C_0$  (provenant de simulations électromagnétiques du guide) tel que :

$$Z_0 = \frac{\gamma}{j.\omega.C_0}$$

Une seconde méthode consisterait à disposer de deux kits d'étalonnage MTRL. Le premier, standard 50 ohms, et le second constitué de lignes rigoureusement identiques à celles mesurées sur le circuit MMIC. Une comparaison des matrices d'erreurs d'étalonnage ( $[E_1]$  pour le kit 50 ohms,  $[E_2]$  pour l'autre) peut permettre la détermination de l'impédance des lignes à mesurer.  $[E_2] = [X].[E_1]$  peut être exprimé tel que [12] :

$$[E_2] = [Z].[Y].[E_1]$$

où  $[Z]$  traduit la transformation d'impédance et  $[Y]$ , le modèle d'erreur induit par les ports de connexions.

Une troisième possibilité serait de disposer d'un élément localisé placé sur une ligne identique à celles du MMIC. Cet élément doit être un standard dont l'impédance est parfaitement connue.

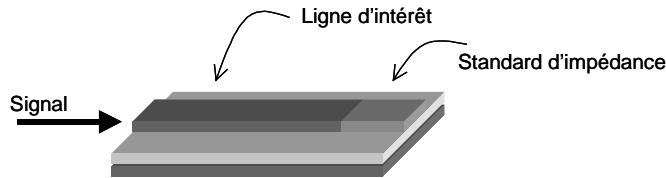


Fig. 7 - Structure physique permettant la déduction de l'impédance caractéristique d'une ligne.

On peut alors sonder la ligne au moyen de la sonde haute impédance afin de déterminer le coefficient de réflexion :

$$\Gamma(z) = \frac{V_-(z)}{V_+(z)}$$

Notons que dans l'usage de l'hypothèse sur le calibrage des sondes utilisées où  $V_{\text{vrai}} = \tilde{K}.V_{\text{mesuré}}$ , le coefficient de réflexion ne nécessite pas de calibrage des sondes. En considérant  $d$  la distance entre 2 point de mesure, on a au point de mesure n°1 :

$$\Gamma(\omega) = \frac{V_2(\omega) - V_1(\omega).e^{-\gamma.d}}{V_1(\omega).e^{+\gamma.d} + V_2(\omega)}$$

Une mesure au plus près du standard d'impédance (éventuellement complétée par une extrapolation de la forme spatiale du coefficient de réflexion) peut nous fournir l'impédance de la ligne, puisque :

$$Z_{\text{standard}} = Z_{\text{ligne}} \cdot \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

Cette méthode s'inspire de l'étalonnage de microphones acoustiques présentés dans [16] et est susceptible de fonctionner pour tout type de ligne, là où la méthode de Williams et Marks [17] (le standard est une résistance DC, est la mesure se fait à très basse fréquence avec un VNA) est dédiée aux lignes faibles pertes (substrat GaAs).

La méthode par paramètres [S] de la ligne pour déterminer Z [5] est à éviter pour des raisons évidentes de perturbations induites par les plots de connexion au même titre que  $\gamma$ , comme cela a été expliqué précédemment.

## Généralisation sur les mesures avec une sonde haute-impédance

Une bonne méthode pour avoir une détermination précise des ondes  $V_+$ ,  $V_-$  et de la constante de propagation  $\gamma$  est de réaliser de nombreuses mesures le long de la ligne sondée. Nous avons vu que la solution la plus simple nous permettant d'obtenir  $\gamma$  est obtenue pour 3 mesures en des points équidistants ( $L_2 = 2.L_1$ ). On utilisera donc un espacement uniforme entre les points de mesure de la sonde haute impédance. Cette configuration est optimale pour l'étude de phénomènes de propagation, ce qui a pu être démontré dans le domaine de l'acoustique [16]-[18]. Nous appellerons  $d$ , la distance minimale entre deux points de mesure. Ainsi l'équation de télégraphiste que nous utilisons pour obtenir  $V_+$  et  $V_-$  peut s'écrire sous la forme :

$$V_0 = V_+ + V_- \text{ et } V_i = V_+.e^{-\gamma.d.i} + V_-.e^{+\gamma.d.i} \text{ en considérant le } i^{\text{ème}} \text{ point de mesure.}$$

Cela suppose d'avoir les vraies valeurs (calibrées) de  $V_0$  et  $V_i$ .

On peut alors considérer tout un ensemble de mesures à travers une écriture matricielle telle que :

$$[A][V] = [B]$$

avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} [\theta]^0 & \left[\frac{1}{\theta}\right]^0 \\ [\theta]^1 & \left[\frac{1}{\theta}\right]^1 \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ [\theta]^{(N-1)} & \left[\frac{1}{\theta}\right]^{(N-1)} \end{bmatrix} \text{ en posant } \theta = e^{-\gamma.d} ; [V] = \begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \end{bmatrix} \text{ et } [B] = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ V_{N-1} \end{bmatrix} \text{ le vecteur des } N$$

mesures corrigées.

Cette formulation (où les paramètres ont une dépendance fréquentielle) devrait permettre la mise en place d'un algorithme rapide définissant les inconnues  $V_+$  et  $V_-$  à partir des  $N$  équations. Cette méthode devrait permettre une plus grande précision par effet de moyenne.

# Rappels sur le calibrage d'une sonde haute-impédance

Le principe de calibrage de sonde HIP, retenu lors du dernier rapport, fait état d'une fonction de transfert  $\tilde{K}(f)$  relative à la transformation subie par la tension entre le plan de mesure et les données échantillonnées fournies par le système LSNA.

$$\tilde{V}_{\text{plan de référence}} = \tilde{K} \cdot \tilde{V}_{\text{mesuré}}$$

Pour déduire cette fonction de transfert, nous devons disposer d'un étalon (module et phase) en tension ainsi qu'un système de caractérisation approprié. Le LSNA réuni ces 2 conditions. La mesure qu'il fournit en tension sera notre tension de référence. Deux mesures simultanées en un même point d'une tension par le système LSNA classique et par la sonde HIP nous conduira à la détermination de  $\tilde{K}$ . Cette détermination doit se faire pour plusieurs fréquences dans la bande d'intérêt souhaitée. Le signal d'excitation que l'on utilisera sera une simple monoproteuse (CW) que l'on préférera à l'impulsion d'un HPR pour des raisons évidentes de dynamique. La procédure d'étalonnage à mettre en place sera de type « Sweep sin » (balayage d'une CW dans la bande de fréquence d'intérêt : DC-20 GHz).

De façon pragmatique, l'étalonnage du système de mesure se déroulerait en 2 étapes.

La première étape consisterait à étalonner le LSNA de façon conventionnelle via un kit LRRM « On-wafer ». Suite à cet étalonnage, nous disposons d'une mesure précise (en amplitude et phase, de la tension dans le plan de référence par les ports 1 et 2 du test-set.

Une seconde étape est de conserver les voies 3 et 4 du « downconverter box » pour la mesure de V et I, mais d'utiliser la voie 1 (et/ou 2) avec une sonde haute-impédance. La sonde sera alors placée dans le plan de référence. Le rapport entre les mesures corrigées faites par le port 2 du test-set (encore valide via les voies 3 et 4 du « downconverter box ») et les mesures brutes correspondant à la voie 1 (et/ou 2) du « downconverter box » nous permet d'obtenir la valeur de  $\tilde{K}(f)$  pour chaque fréquence du « Sweep sin »

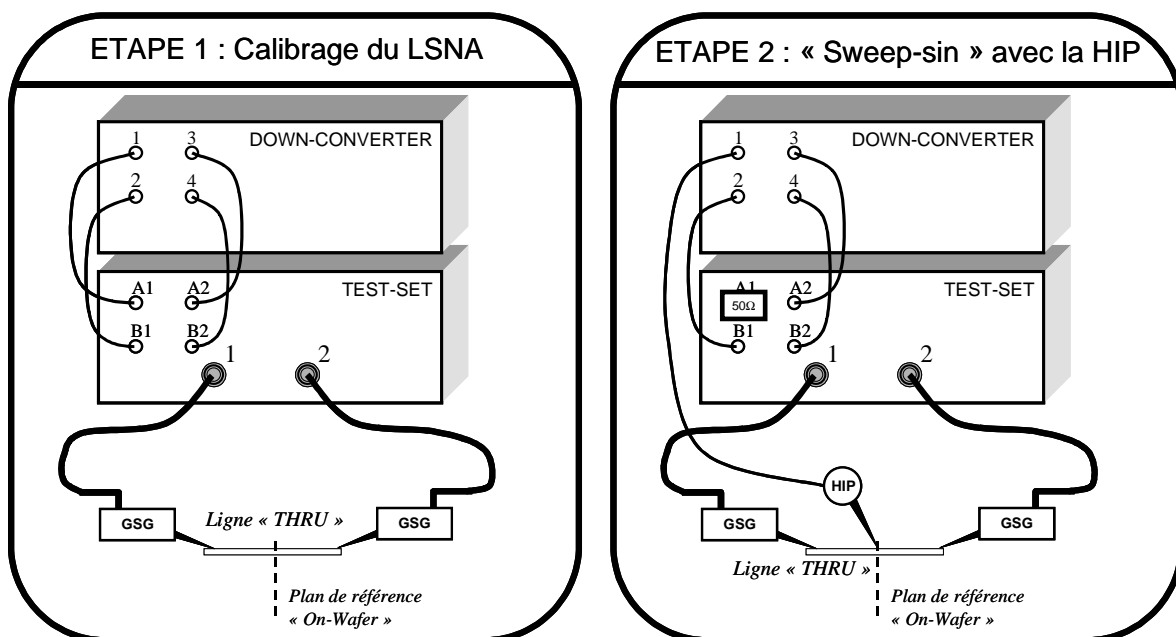


Fig. 8 - Etalonnage du système de mesure (« On-wafer »)

# UTILISATION DU LSNA

Ce chapitre propose, par quelques exemples, une description de l'utilisation conventionnelle du LSNA pour la caractérisation en CW de dispositifs RF et micro-ondes. Les 2 modes d'utilisation possibles seront présentés : le mode VNA et le mode LSNA. Le mode VNA permet l'utilisation du LSNA comme un analyseur de réseau classique. Il se calibre comme tel et fournit des rapports d'onde à une même fréquence CW. Le mode LSNA permet d'obtenir de façon absolue les pseudo-ondes a et b, ou les tensions et courants aux accès d'un dispositif sous test. Les mesures se font indifféremment dans le domaine temporel ou fréquentiel. Nous verrons que face à de telles possibilités de mesures, rendues automatique avec 'Mathematica', l'utilisation d'un formalisme efficace pour le stockage des données s'avère indispensable. Ce formalisme, implémenté intégralement dans l'interface 'Mathematica' sous forme de structure d'objets dynamiques (les 'data-set') sera détaillé et exploité dans un exemple.

## Rappels sur la structure logicielle du LSNA

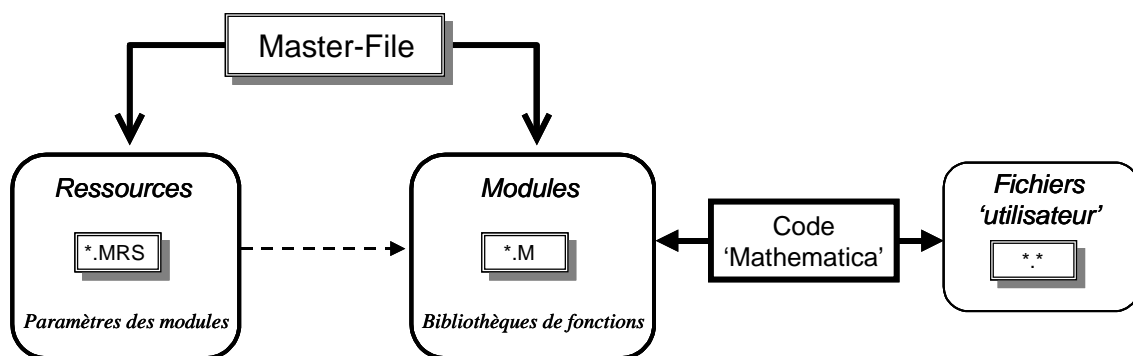


Fig. 9 - Rappels sur la structure logicielle de l'interface 'Mathematica'

Le LSNA se pilote par une programmation sous l'environnement 'Mathematica'. La première instruction doit être le chargement du 'Master File'. Ce fichier indique l'emplacement des différentes ressources ou modules dont l'utilisateur a besoin.

```
In [1] := << C:\RepertoireMaster_file.m
```

La seconde instruction est l'ouverture des modules que l'utilisateur souhaite utiliser. Les modules sont des bibliothèques de fonctions prédéfinies pour l'utilisateur.

```
In [2] := OpenModule["NNMS", "Source", "CalibrationMgr", "VNA"]
```

Une fois ces 2 instructions exécutées, l'utilisateur peut programmer assez facilement, en utilisant les fonctions incluses dans les modules, le LSNA pour la caractérisation d'un dispositifs RF.

## Le mode VNA

Une mesure de type VNA (rapport d'ondes) est l'utilisation la plus simple du LSNA. Elle nécessite un calibrage relatif et fournit la matrice [S] du dispositif mesuré. Cette matrice peut être directement exploitée sous 'Mathematica' ou être sauvegardée dans un fichier texte compatible avec ADS ('citi file') et facilement utilisable sous Microsoft Excel.

Une mesure de paramètre [S] est illustrée ici par un exemple : la mesure d'une ligne de propagation dont l'impédance de référence est d'environ  $75\Omega$  (ligne n°4 envoyée par l'IRCOM). Les ports d'accès de la ligne sont des connecteurs SMA 3.5mm. L'étalonnage de l'appareil s'est donc fait avec un kit d'étalonnage SOLT 3.5mm : le Agilent 85052B

## Calibrage

On présente ci-dessous le code 'Mathematica' généré par l'utilisateur afin de calibrer le système de mesure.

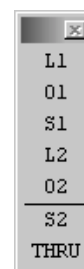
```
<< E:\TIBO\NMRC\Master_File.m
OpenModule["NNMS`", "Source`", "CalibrationMgr`", "DCSource4156`", "VNA`"]
OpenModule["CalKit`"]
CalKit`LoadCalElementFile["Z:/Lsna_2_1/NNMS/CalKits/LOS.85052B.citi"]
StartCal["VNALOS`", 100 * 10^6, 20 * 10^9, 201]
SaveCal["E:/tibo/CAL/VNA_LOS.m"]
```

Les deux premières instructions ont été décrites précédemment : chargement du 'Master File' et ouverture des principaux modules (dont le module VNA` pour la mesure de paramètres [S]).

Par défaut, le kit de calibrage du LSNA est le 'Agilent 85056D' : un kit SOLT en connecteurs 2.4 mm. On souhaite utiliser le kit 3.5 mm. Ainsi on ouvre un module supplémentaire ( CalKit` ) qui nous permet d'utiliser la fonction 'LoadCalElementFile'. Cette fonction charge un 'citi-file' dans lequel sont stockés les paramètres du kit que l'on va utiliser. Ce fichier est présenté, à titre d'exemple, en annexe.

Ensuite, on peut lancer le calibrage de type VNA où la source CW balayera 201 valeurs de 0.1 à 20 GHz. Ce balayage se fait en présence des étalons habituels que l'utilisateur doit positionner. Une boîte de dialogue sur les étalons à mettre en place est présente ; elles est représentées ci-contre.

Le calibrage s'achève par la sauvegarde des matrices d'erreur relative. On peut alors réaliser des mesures.



## Mesure

La mesure de paramètres [S] est extrêmement simple avec le LSNA. Il suffit de charger le fichier de calibrage précédemment obtenu (qui contient les matrices d'erreurs, la bande de fréquence, le nombre de points fréquentiels), et de lancer une mesure avec **'MeasureS'**

```
VNALoadCal["E:/tibo/CAL/VNA_LOS.m"]  
MeasureS
```

'Mathematica' enregistre les résultats corrigés de mesure dans la variable matricielle **Sparameters**. On peut alors sauvegarder cette matrice sur disque soit dans son format 'Mathematica' (pour l'exploiter avec 'Mathematica' sans nécessairement disposer du LSNA), soit sous forme d'un 'citi-file'.

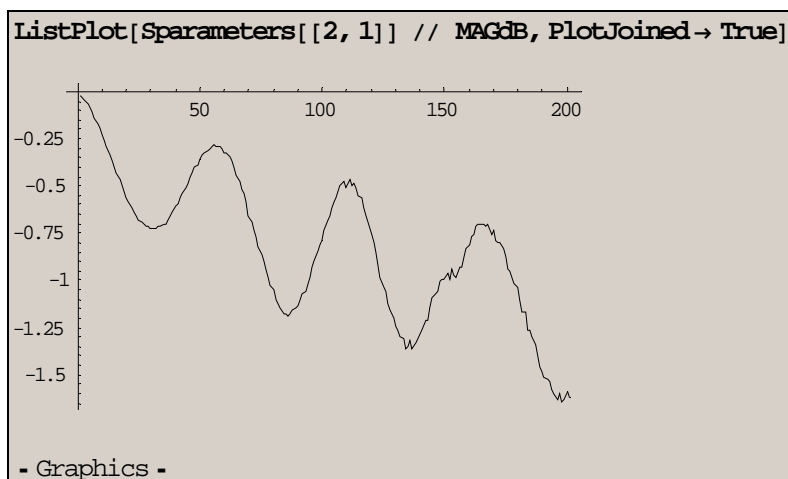
```
Sparameters >> E:/tibo/NNMS_VNA/S_Ligne4.m  
WriteStoCitifile["E:/tibo/NNMS_VNA/S_Ligne4.citi"]
```

Si l'utilisateur souhaite visualiser les résultats immédiatement après les mesures, il peut le faire sous 'Mathematica' par exemple en définissant 2 fonctions

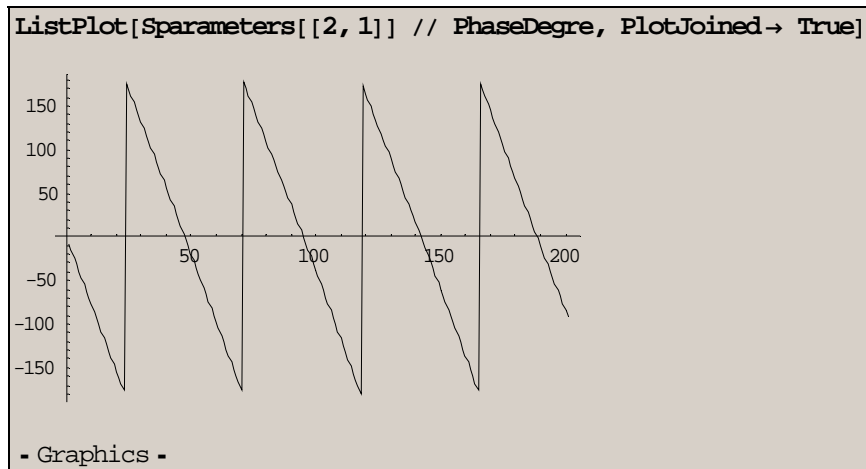
```
MAGdB[value_] := 20 * Log[10, Abs[value]]  
PhaseDegre[value_] := (180 /  $\pi$ ) * Arg[value]
```

et en traçant le contenu de la variable matricielle **Sparameters** :

- Module du  $S_{21}$  en dB :



- Phase du  $S_{21}$  en degré :



### Remarques

Le LSNA permet, certes, la mesure de paramètres [S], mais il n'est pas optimisé pour cela. Ainsi, lors d'une mesure de paramètres [S] avec le LSNA, le temps d'acquisition est légèrement plus important que celui d'un VNA traditionnel mais reste acceptable (environ 1 minute pour l'acquisition des paramètres présenté ci-dessus).

Les mesures de paramètres [S] sur les lignes en connecteurs 3.5 mm envoyées par l'IRCOM ont été faites respectivement avec le LSNA et avec l'analyseur de réseaux « Agilent E8364A ». Aucune différence notable n'a pu être observée : les dispositifs mesurés ne présentant pas de paramètres [S] mettant en défaut la dynamique du LSNA (65 dB) vis à vis d'un ARV traditionnel (100 dB).

### Mesure d'une ligne 50Ω (ligne n°2)

On présente ici les mesures de paramètres [S] obtenu sur la ligne n°2 envoyée par l'IRCOM. Ces résultats de mesures permettront un comparatif avec des mesures réalisées avec une sonde haute-impédance (en fin de rapport).

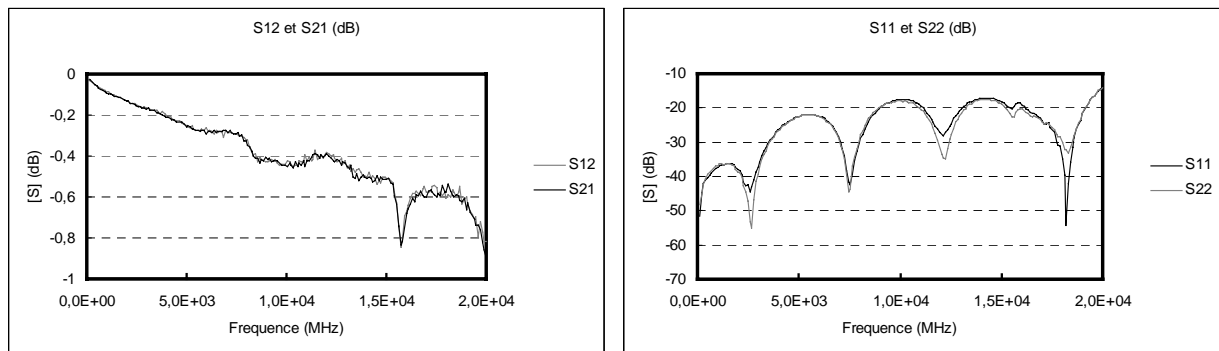


Fig. 10 - Module des paramètres [S] de la ligne n°2

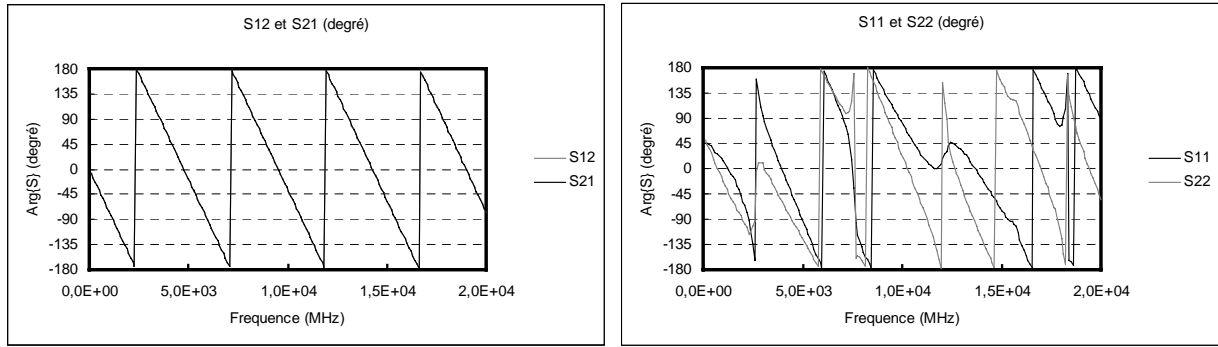


Fig. 11 - Phase des paramètres [S] de la ligne n°2

## Le mode LSNA

L'utilisation normale du LSNA permet la mesure des tensions et courants ou des pseudo-ondes normalisées en tension dans les plans du calibrage. Elle nécessite non seulement un calibrage relatif (identique à celui présenté pour le « mode VNA ») mais aussi un calibrage de référence absolue en amplitude (l'étalon est le wattmètre) et en phase (l'étalon est la HPR).

$$\begin{array}{c}
 \text{Quantités dans} \\ \text{le plan du DST}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{Calibrage en} \\ \text{amplitude}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{Calibrage en} \\ \text{phase}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{Calibrage classique ARV} \\ \text{(SOLT ou LRRM)}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{Quantités} \\ \text{mesurées}
 \end{array}$$

$$\begin{bmatrix} a_{dst1}(f) \\ b_{dst1}(f) \\ a_{dst2}(f) \\ b_{dst2}(f) \end{bmatrix} = |K(f)| \cdot e^{j\varphi(K(f))} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \beta_1(f) & 0 & 0 \\ \gamma_1(f) & \delta_1(f) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2(f) & \beta_2(f) \\ 0 & 0 & \gamma_2(f) & \delta_2(f) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{m1}(f) \\ b_{m1}(f) \\ a_{m2}(f) \\ b_{m2}(f) \end{bmatrix}$$

Fig. 12 - Matrice d'erreur du LSNA pour la mesure d'ondes absolues

Compte tenu de l'information primordiale contenue dans les formes d'ondes temporelles, l'utilisateur peut souhaiter d'un grand nombre de mesures (balayage de la polarisation ou de la puissance disponible) rendant la sauvegarde des données utilisée dans le mode VNA obsolète et restrictive. En conséquence, de nombreuses fonctions destinées à la gestion et aux sauvegardes des mesures ont été placées dans le module « **NNMSProcessing** ».

L'utilisation du LSNA pour l'obtention de formes d'ondes temporelles multi-harmoniques sera illustré par un exemple : la mesure, dans un environnement  $50 \Omega$ , d'un transistor (Fujitsu K012 /  $V_{gs0} = -1,2V$  /  $V_{ds0} = 6V$ ) fourni par l'IRCOM entouré de lignes  $50 \Omega$  et dont les ports d'accès sont des connecteurs SMA 3.5 mm.



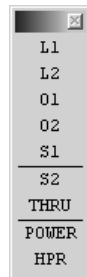
## Calibrage

Un programme 'Mathematica' permettant le calibrage du LSNA est présenté ci-dessous :

```
(* ===== INITIALISATION ===== *)
<< E:\TIBO\NMRC\Master_File.m
OpenModule["NNMS`", "Source`", "CalibrationMgr`", "DCSource4156`", "VNA`"]
(* ===== CALIBRAGE ===== *)
OpenModule["CalKit`"]
CalKit`DefaultCalKit
Z:/Lsna_2_1\NNMS/CalKits/LOS.85056D.citi
LoadCalElementFile["Z:/Lsna_2_1/NNMS/CalKits/LOS.85052B.citi"]
StartCal["LOS`", {1*10^9, 20, 0}]
SaveCal["E:/tibo/NNMS/CAL_LSNA_35.m"]
```

Dans les premières lignes, il n'y a pas de différence par rapport à l'utilisation de type « VNA » du LSNA. La variable « **DefaultCalKit** » du module « **CalKit`** » nous permet de connaître le kit de calibrage utilisé par défaut avec le LSNA. Nous le changeons car les plans de références sont des coaxiaux 3.5 mm.

Le calibrage est lancé par l'instruction « **StartCal** » du module « **CalibrationMgr`** ». Les paramètres utilisés permettent de déterminer qu'il s'agit d'un étalonnage de type LSNA (complet). Dans l'exemple, nous précisons une fréquence fondamentale de 1 GHz et considérons 20 fréquences (le fondamental et 19 harmoniques). L'interface de la procédure de calibrage se présente comme celle du mode VNA à l'exception de deux standards supplémentaires : le wattmètre et la HPR. La boîte de dialogue utilisée est représentée ci-contre.



Il est à noter que les 2 standards supplémentaires ont un port coaxial (SMA 2.4 mm). Cela implique qu'un calibrage au moins partiel du LSNA avec des étalons coaxiaux sera toujours nécessaire : même pour des mesures et un étalonnage « on-wafer ».

Pour le calibrage en 3.5mm, une transition 2.4mm / 3.5mm doit être utilisée. Son influence est négligée par la procédure d'étalonnage (elle présenterait une atténuation négligeable et un retard pur ne perturbant pas la relation de phase caractéristique du HPR).

## Mesure

La procédure la plus simple pour visualiser des formes d'ondes temporelle à été décrite lors du premier rapport :

```
(* ===== MESURE ===== *)
LoadCal["E:/tibo/NNMS/CAL_LSNA_35.m"]
```

Les lignes de programmations concernant la polarisation ne sont pas présentées car l'alimentation utilisée (Agilent 4156) ne fait pas partie du banc transféré au CNES.

```
(* ===== MESURE ===== *)

Fundamental

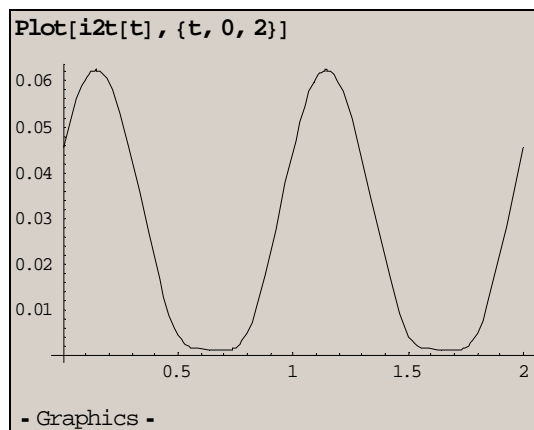
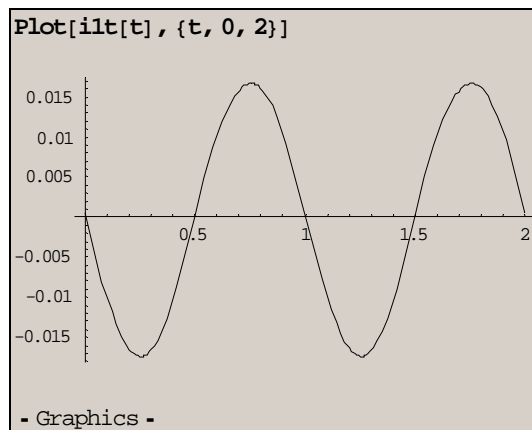
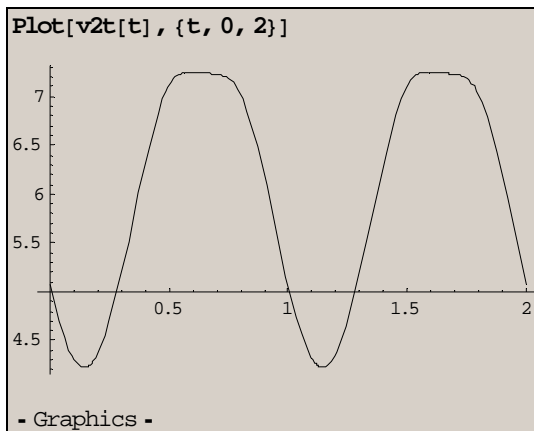
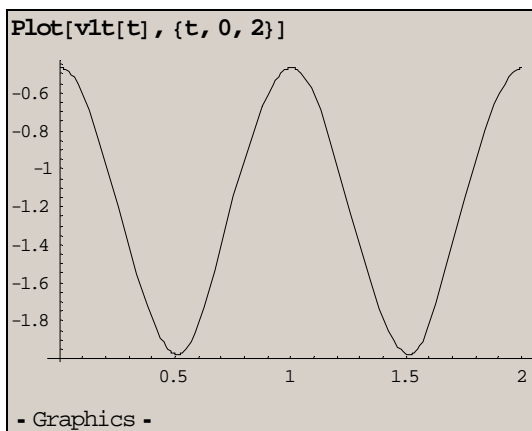
1. × 109

SetSourcePower[9]; SetSourceFreq[Fundamental]; SetSourceOutput[On]

AutoRange

Measure
```

L'instruction « **Measure** » permet l'accès aux ondes corrigées.



Notons que les valeurs DC apparaissent dans les formes d'ondes<sup>6</sup>. Ces valeurs ne sont pas mesurées par le « downconverter-box » mais proviennent de l'alimentation DC. Les valeurs corrigée des tensions et courants correspondent à la superposition de l'information DC aux informations RF. Ceci est fait de façon transparente par l'instruction « **Measure** » et est rendue possible par l'usage d'un module propre à l'alimentation (module « DCSource4156 ») couplé aux autres modules de l'interface 'Mathematica'.

<sup>6</sup> Ce qui n'était pas le cas dans les mesures illustratives du rapport précédent : l'alimentation DC n'était pas présente dans le banc de mesure.

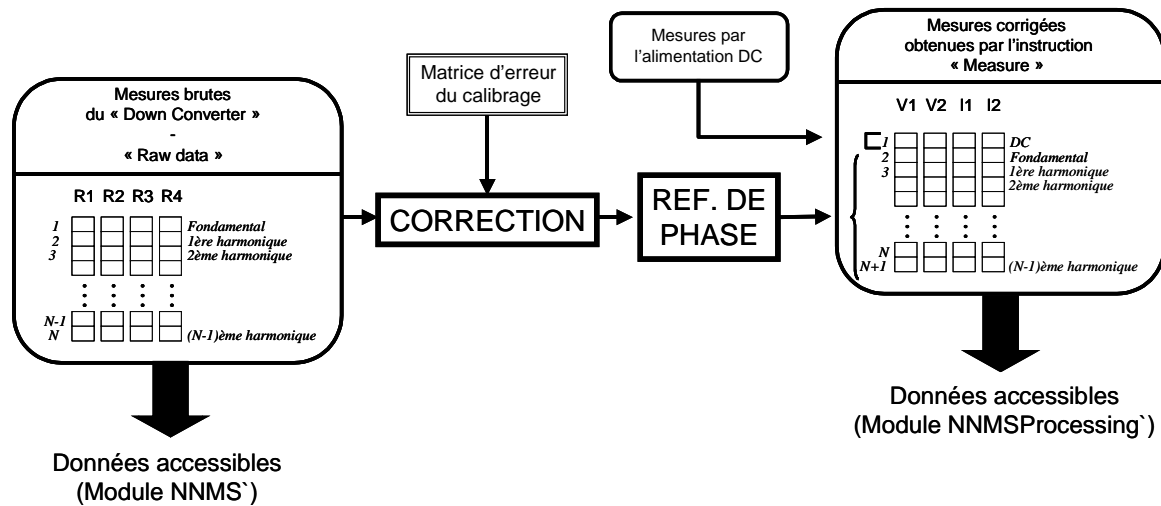


Fig. 13 - Synoptique simplifié des opérations réalisées par l'instruction « Measure »

Si on se limite à une utilisation du LSNA en CW multi-harmoniques (pas de modulation), les formes d'ondes mise à disposition par le module « **NNMSProcessing`** », suite à l'instruction « **Measure** » sont pour la pseudo-onde incidente a1 :

- **a1t** : Fonction temporelle 'Mathematica'. Le temps est normalisé par rapport à la période du fondamental.
- **a1** : Tableau de points des composantes fréquentielles (module et phase).
- **a1tS** : Forme temporelle échantillonnée (tableau de points).

Les commandes sont similaires pour les autres données (exemple : a2t, v1, v1tS, v2t, etc.).

## Stockage des données

La gestion et le stockage des données obtenues par le LSNA peut vite devenir un point critique. Ainsi de nombreuse fonctions sont à disposition de l'utilisateur dans le module « **NNMSProcessing`** ». Une fois les méthodes de stockage des données dans l'environnement 'Mathematica' maîtrisées, il devient aisé de réaliser de nombreuses mesures paramétriques de façon automatique.

### Formalisme des « Data-Sets »

Nous avons vu précédemment que l'instruction « **Measure** » permet d'accéder aux formes d'ondes corrigées dans les plans de l'étalonnage. En fait, elle stocke les données corrigées dans la mémoire tampon (variable de programmation) « **ValidNNMSData** » qui est consultée lorsque l'utilisateur demande la visualisation des formes d'ondes. Une nouvelle exécution de l'instruction « **Measure** » remplace les anciennes données par de nouvelles dans « **ValidNNMSData** ». Il est néanmoins possible de sauvegarder les mesures contenues successivement dans « **ValidNNMSData** » dans des tableaux dynamiques de mesures : les data-sets.

Le module « **NNMSProcessing`** » possède de nombreuses fonctions permettant la gestion des data-sets. Ainsi, on peut créer (et effacer) un grand nombre de data-set. Chaque data-set se différencie par un nom défini par l'utilisateur, qui lui est propre. L'utilisateur est libre de

placer une ou plusieurs mesures dans un même data-set. Il peut utiliser plusieurs data-set afin d'organiser la structure de sauvegarde de sa campagne de mesures comme il le souhaite. Un data-set peut être sauvegardé sous forme d'un fichier afin d'être traité ou utilisé ultérieurement avec 'Mathematica' (sans nécessiter la présence du système de mesure LSNA).

Les données contenues dans « **ValidNNMSData** » après une mesure, et celles dans les data-sets ne correspondent pas aux ondes a,b, v ou i. Mais elle peuvent être déduites rapidement dans leurs représentations temporelles ou fréquentielles.

La sauvegarde des résultats dans des formats traditionnels (citi-file, Excel) s'obtient à partir d'un data-set et non d'une mesure directe.

La figure 14 propose un aperçu des nombreuses possibilités qu'offre l'utilisation des data-sets. Dans ce schéma, les instructions sur fond noir sont des fonctions du module « **NNMSProcessing** ».

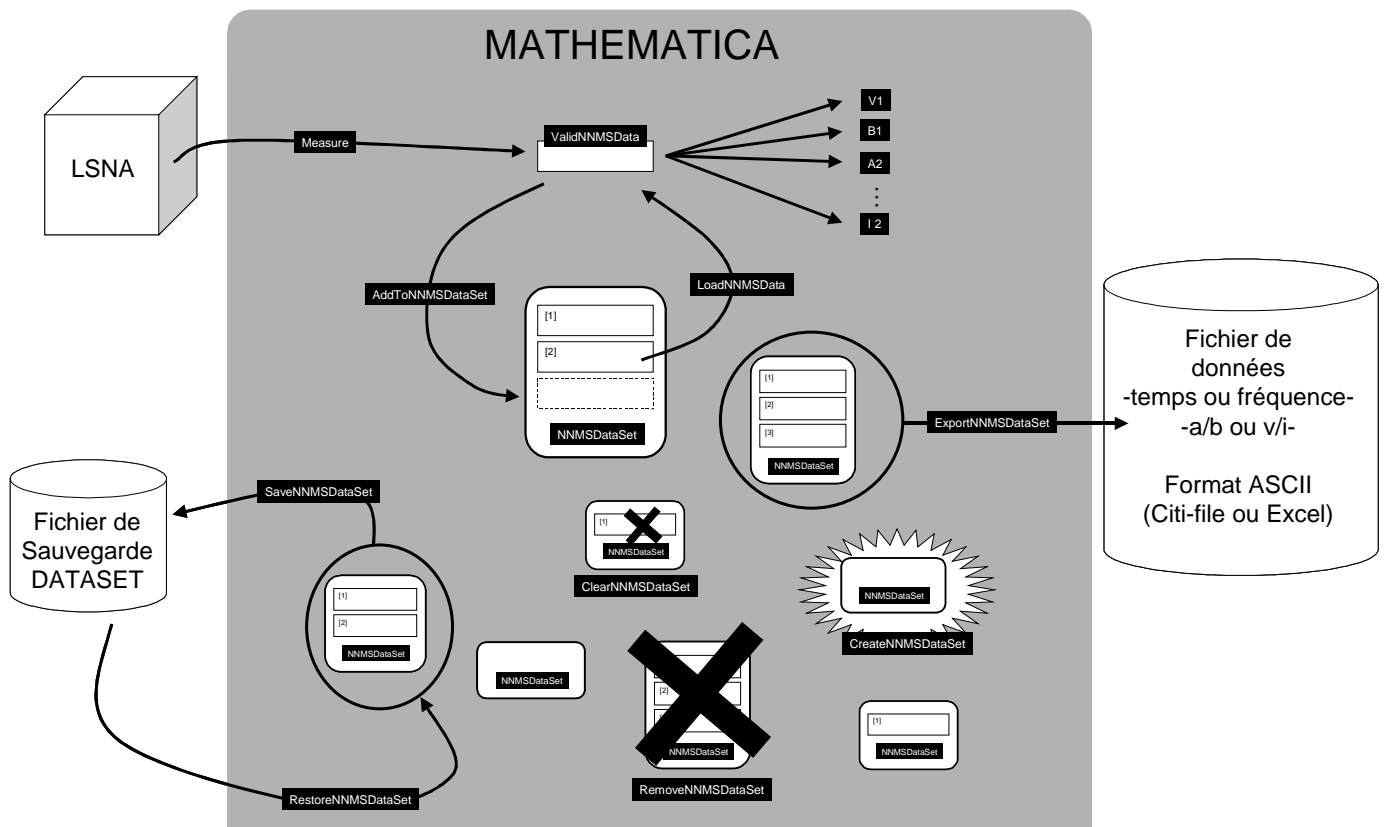


Fig. 14 - Gestion des « Data-Sets » sous l'environnement 'Mathematica'

Les principales fonctions associées aux data-sets sont les suivantes :

- AddToNNMSDataSet** Ajoute la mesure courante (**ValidNNMSData**) au contenu d'un data-set déjà existant ;
- ClearNNMSDataSet** Vide le contenu d'un data-set ;
- CreateNNMSDataSet** Créé un nouveau data-set ;

<b>ExistingNNMSDataSets</b>	Fonction renvoyant les noms de tous les data-sets existants ;
<b>ExportNNMSDataSet</b>	Convertit le contenu d'un data-set au format souhaité par l'utilisateur (temps ou fréquence ; (v,i) ou (a,b) ; etc.) ;
<b>NNMSDataSet</b>	Sert à indiquer un data-set spécifique ;
<b>RemoveNNMSDataSet</b>	Détruit un data-set ;
<b>RestoreNNMSDataSet</b>	Restaure un data-set à partir une sauvegarde de ce dernier ;
<b>SaveNNMSDataSet</b>	Sauvegarde disque d'un data-set.

Un exemple commenté est fourni en annexe afin de se familiariser avec les data-sets sous 'Mathematica',.

### *Exemple de mesure paramétrique automatisée*

L'avantage principal des data-sets réside dans la souplesse liée à leur utilisation, et à la possibilité de faire des mesures paramétriques.

L'exemple ci-dessous est une mesure paramétrique des ondes temporelles V et I sur un transistor. La puissance disponible de la source RF du banc de mesure effectue un balayage en puissance de -20 dBm à +15 dBm par pas de 1 dB.

```

SetSourceFreq[Fundamental]

SetSourceOutput[On]

CreateNNMSDataSet["Sweep"]

pwsweep = Table[SetSourcePower[pin] ; Pause ; Measure ; AddToNNMSDataSet["Sweep"], {pin, -20, 15, 1} ;

SetSourceOutput[Off]
(* ===== Sauvegarde du DataSet Total ===== *)

SaveNNMSDataSet["E:/tibo/NNMS/DATASET_TRANSISTOR_1.dts", "Sweep"]

(* ===== Sauvegarde des formes temporelles de V et I - Compatible Excel =====*)

ExportNNMSDataSet["E:/tibo/NNMS/Export.txt", "Sweep", "TIME", "VI", "CSV"]

(* ===== FIN DES MESURES ===== *)

RemoveNNMSDataSet["tibo"]

Quit[]

```

On remarquera qu'une bonne façon de réaliser une boucle itérative sous 'Mathematica' est de créer un vecteur d'instruction (« pwsweep ») dont l'indice (pin) varie.

# MESURES EXPERIMENTALES AVEC LES SONDES « HAUTE-IMPEDANCE »

Ce dernier chapitre présente les premiers résultats de mesure obtenus avec un système LSNA couplé avec une sonde HIP.

L'étalonnage du « downconverter box » couplé à la sonde impédance à été réalisé en suivant l'hypothèse qu'il existe une simple fonction de transfert entre la tension dans le plan de mesure et celle échantillonnée par le LSNA.

La fonction de transfert mesurée expérimentalement fera l'objet d'un premier paragraphe. Le banc de mesure, les hypothèses restrictives liée aux véhicules de test (qui sont en connecteur 3.5mm et non pas « on-wafer »), les modifications faites sur le code source 'Mathematica' seront décrits et les résultats expérimentaux de la fonction de transfert en tension seront présentés.

Un second paragraphe présentera des résultats de mesure corrigées. La tension a été mesurée le long d'un ligne 50Ω (ligne n°2 de l'IRCOM). Suite à ces mesures, des interrogations auront lieu sur la consistance du formalisme d'étalonnage mis en place pour la sonde haute-impédance.

## Fonction de transfert de la sonde HIP

La recherche de la fonction de transfert du système de mesure (sonde haute impédance, mais aussi « downconverter-box » et carte d'échantillonnage VXI) revient à déterminer  $\tilde{K}(f)$  tel que  $\tilde{V}_{\text{Plan de la HIP}}(f) = \tilde{K}(f) \cdot \tilde{V}_{\text{Mesuré}}(f)$ . La procédure à mettre en place a été présentée figure 8.

Cependant, les véhicules de test disponibles à l'heure actuelle sont en connecteurs 3.5mm. Cela implique un calibrage du LSNA en standards coaxiaux 3.5mm et une non-consistance pour le calibrage de la HIP (détermination de  $\tilde{K}$ ) car on ne peut pas poser la sonde dans le plan de référence. Malgré ceci, la manipulation a été mise en place afin d'avoir un aperçu de l'application finale prévue au CNES avec une table sous pointe et des standards « on-wafer » dépassivés.

## Banc de mesure

Initialement le banc de mesure se présente comme un système LSNA conventionnel. On réalise un calibrage SOLT avec des étalons coaxiaux 3.5mm afin de rester compatible avec les véhicules de test disponibles. Cette procédure a été décrite dans le dans le chapitre précédent. Le système est représenté figure 15.

Pour la seconde étape du calibrage, nous déconnectons une des voies du « downconverter-box » correspondant au port 1 du test set afin d'y relier la sonde HIP. Le plan de référence de l'étalonnage reste valide, et les mesures corrigées correspondant au port 2 sont inchangées. Dans cette nouvelles configuration, illustrée par la figure 16, les formes temporelles  $v_2$ ,  $i_2$ ,  $a_2$  et  $b_2$  sont correctes et consultables comme dans les exemples du chapitre précédent.

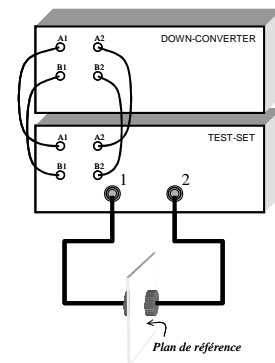


Fig. 15 - Calibrage du LSNA en connecteurs 3.5mm

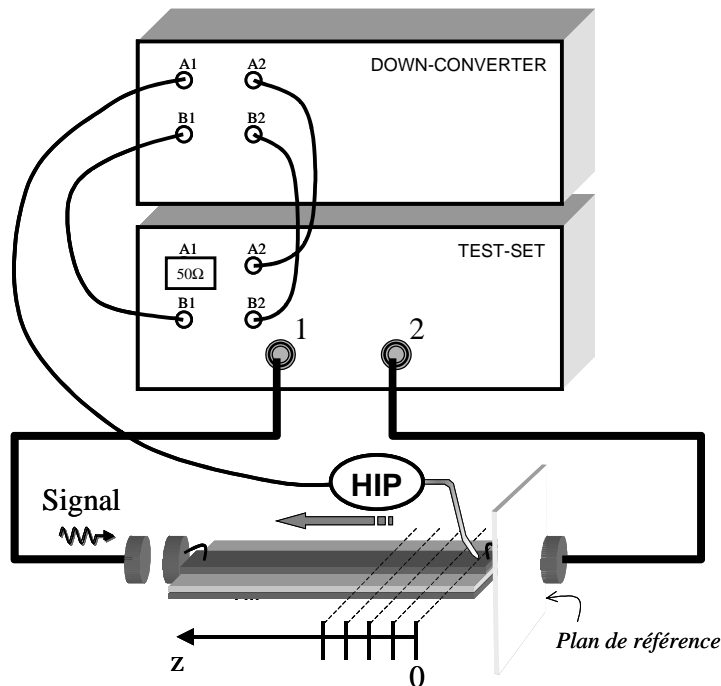


Fig. 16 - Banc de mesure correspondant aux travaux relatés dans ce chapitres :  
Le LSNA (dont la voie 2 est calibrée) associé à une sonde HIP

Par ailleurs, les niveaux de puissance reçus par le « downconverter box » via la HIP sont semblables à une utilisation classique du LSNA : la sonde HIP utilisé présente une atténuation d'environ 20 dB, soit une valeur similaire à celle induite par l'usage du Test-Set.

## Calibrage de la HIP

Avant la mise en place expérimentale des mesures en présence de la sonde HIP, il convient de noter l'erreur systématique qui est faite en présence de véhicules de test en connecteurs et de modifier un module 'Mathematica' (**NNMSProcessing**) afin de permettre la synchronisation entre les formes d'ondes issues du LSNA et de la HIP.

### *Erreur systématique lors des mesures en connecteurs coaxiaux*

Le calibrage pour la correction des formes d'ondes mesurée avec la HIP nécessite l'emploi d'un standard de tension en amplitude et en phase. Ce standard est la mesure réalisée via la voie 2 du LSNA. Cependant, il nous est impossible de placer la sonde HIP dans le plan de référence du LSNA.

Ce qui a été fait consistait à placer la sonde HIP au plus près de la soudure du connecteur sur la ligne. Cet emplacement arbitraire est considéré comme notre référence ( $z = 0$ ). La fonction de transfert recherchée est telle que :

$$\tilde{K}(f) = \frac{\tilde{V}_{\text{vrai}}(f)}{\tilde{V}_{\text{mesuré}}(f)} = \frac{\tilde{V}_{\text{mesure LSNA}}(f)}{\tilde{V}_{\text{mesure HIP}}(f)} = \frac{V_2(f)}{R_1(f)}$$

où  $V_2$  et  $R_1$  sont les données traitées dans l'interface 'Mathematica' du LSNA correspondant respectivement à la tension mesurée sur la voie 2 et aux données brutes (« Raw data ») issues du port 1 sur le « downconverter box ».

Ainsi le rapport  $\tilde{K}$  traduit non seulement la réponse de la sonde HIP couplée au « downconverter box » mais aussi l'espacement qui existe entre le plan de référence du LSNA et le plan de la pointe. Cela crée une inconsistance lié à l'utilisation de véhicules de test en connecteurs. En conséquence, la tension déduite et corrigée de la sonde HIP n'est pas celle qui existe dans le plan de la pointe, mais une tension décalée de façon spatiale suivant la propagation induite du connecteur. Les mesures seront faites malgré cette inconsistance qui n'apparaîtra plus sur des structures « on-wafer ».

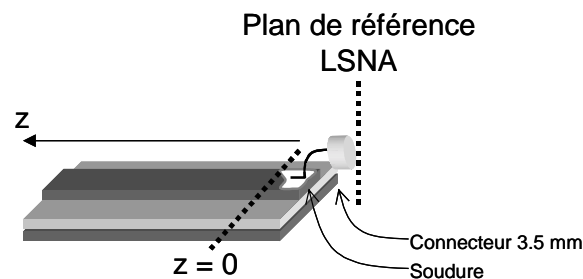


Fig. 17 - Origine de l'inconsistance du rapport  $K = V_2/R_1$  avec un support en connecteurs

### *Synchronisation entre les formes d'ondes issues du LSNA et de la HIP*

Le LSNA est un système qui ne dispose par d'entrée « trigger ». Le démarrage de l'échantillonnage se fait de façon arbitraire. On obtient donc, en principe des formes d'ondes dont le retard varie d'une mesure à l'autre. Cet aspect aléatoire du retard est corrigé en précisant une origine des phase comme le représente la figure 13. Le nouveau retard est



appliqué à la forme d'onde temporelle par un calcul dans le domaine fréquentiel : le vecteur de l'onde ( $V_2$  par exemple) est multiplié par un vecteur de phases. Chaque phase est défini de façon linéaire en fonction de la fréquence.

Par défaut, l'origine des phase est telle que la phase de  $V_1$  corrigé au fondamental soit nulle. L'onde et la fréquence de référence peuvent être changées par l'utilisateur grâce à aux fonctions « **SetPhaseReferenceQuantity** » et « **PhaseReferenceFrequency** » dans le module « **NNMSProcessing`** ». On choisira donc, dans la configuration du LSNA utilisée, une phase de référence telle que l'argument de  $V_2$  au fondamental ou à d'autres fréquences soit nul.

Par ailleurs, un problème intervient lors de la détermination du rapport  $\tilde{K}(f) = \frac{V_2(f)}{R_1(f)}$ . En

effet, le module « **NNMSProcessing`** » nous donne accès à l'onde temporelle corrigée et translaturée  $V_2$  et le module « **NNMS`** » propose l'onde temporelle  $R_1$  qui n'est ni corrigée, ni translaturée. Le calcul de  $\tilde{K}(f)$  pour plusieurs mesures « a priori » identiques aboutira donc à une expression dont le module est constant mais dont la phase est aléatoire (pas d'origine de phases pour  $R_1$ ).

Pour avoir une expression cohérente de  $R_1$  vis à vis de  $V_2$ , on doit appliquer le même retard à  $R_1$  que celui qui a été appliqué à  $V_2$ . Nous devons donc retrouver le vecteur de phase (différent à chaque instruction « **Measure** ») qui est utilisé dans la correction des ondes. Ce vecteur de phase est une variable locale dans le module « **NNMSProcessing`** » et n'est pas accessible à l'utilisateur.

Ce vecteur de phase a été rendu « visible » par l'utilisateur en modifiant légèrement le code source du module « **NNMSProcessing`** ». Ce vecteur a été placé dans la nouvelle variable globale « **myRefPhasor** », et permet de rendre cohérent le rapport  $\tilde{K}(f)$ . On trouvera en annexe, les lignes de codes modifiées par rapport au code de NMDG. La mesure du rapport  $K$  peut alors se faire facilement sous 'Mathematica'.

```
(* ===== MESURES AUTOMATIQUES ===== *)
HarmoniqueMAX = UserSetups[[SetupIndex]][[2]];
SetPhaseReferenceQuantity["v2"]
HarmoniqueMAX
20
Kfreqsweep := Table[
  SetSourceFreq[(i * Fundamental)];
  NNMSProcessing`PhaseReferenceFrequency = i;
  Pause;
  Measure;
  (v2[[i + 1]] / (r1[[i]] * myRefPhasor[[i + 1]])),
  {i, 1, HarmoniqueMAX, 1}
];
```

Ces lignes sous 'Mathématique' ont permis une mesure automatique de  $\tilde{K}(f)$ .

## Fonction de transfert expérimentale en z=0

Le rapport  $\tilde{K}(f)$  a été mesuré avec la ligne n°2 de l'IRCOM (figure 10 et 11) en présence d'un signal CW pour des fréquences successives allant de 1 GHz à 20 GHz par pas de 1 GHz (cela correspond à la grille de fréquence dans l'étalonnage du LSNA). Ces mesures ont été faites dans le plan  $z = 0$  (où  $z$  est la direction de propagation). Les résultats sont présentés figure 18 et 19.

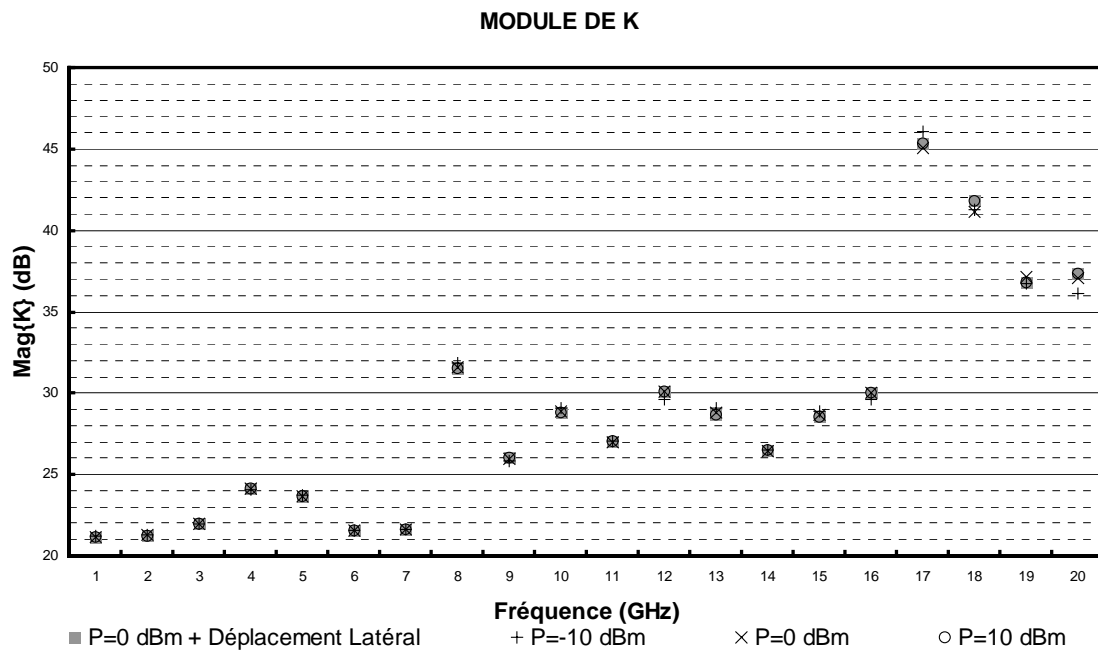


Fig. 18 - Module de K en dB en fonction de la fréquence en z=0

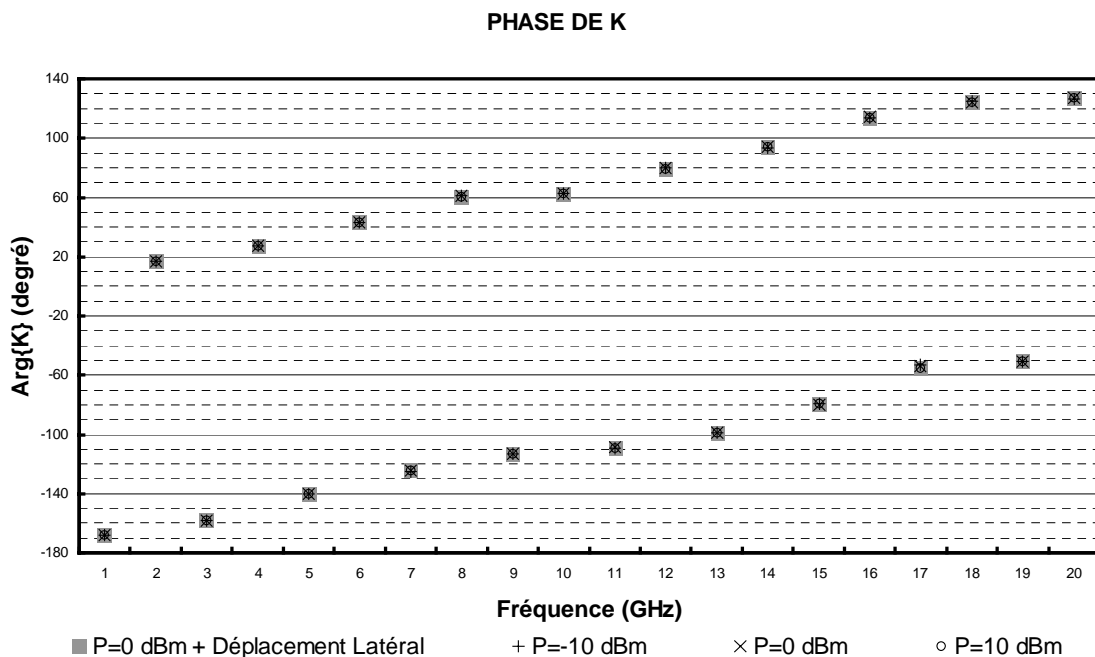


Fig. 19 - Phase de K en degré en fonction de la fréquence en z=0

Les mesures de  $\tilde{K}(f)$  ont été faites pour plusieurs niveaux de puissance et pour plusieurs positions sur la ligne (décalage transversal afin de conserver  $z = 0$ ). On constate que le rapport  $\tilde{K}(f)$  ne varie pas en fonction de ces paramètres dans la bande fréquentielle d'intérêt (les sondes peuvent, d'après le constructeur, mesurer des tensions jusqu'à 18 GHz).

La forte variation en amplitude justifie fortement la présence de notre étalonnage : une correction par un scalaire indépendant de la fréquence ne serait pas représentatif de l'onde réellement mesurée.

## Mesure d'une tension le long d'une ligne de propagation

Comme cela a été représenté à la figure 16, des mesures ont été faites en différents points ( $z$ ) de la ligne dont nous avons déduit  $\tilde{K}$  pour  $z = 0$ .

### Principe de mesure

Malgré l'inconsistance dans la procédure de calibrage de la sonde HIP, des mesures ont été faites pour plusieurs points :  $z = 0$  ;  $z = 1.5875\text{mm}$  ;  $z = 3.1750\text{mm}$  ;  $z = 4.7625\text{mm}$  et  $z = 6.3500\text{mm}$ . Le point  $z = 0$  est arbitraire, mais les autres positions ont pu être connue précisément par le positionneur « Cascade FPD100 » (cf. annexes).

La mesure en  $z = 0$  des données brutes ( $R_1$ ), par comparaison à la tension corrigée ( $V_2$ ) nous a permis d'obtenir une valeur mesurée robuste (car répétitive) de  $\tilde{K}$ .

Pour les autres mesures ( $z \neq 0$ ), les données brutes étés synchrones à la mesure de  $V_2$ , donc indirectement à la valeur  $\tilde{K}$ .

La mesure des données brutes ( $R_1$ ) s'est faite suivant un « Sweep-sin » identique à celui utilisé dans la caractérisation de  $\tilde{K}$ . Elles ont alors été stockées puis corrigées fréquemment par le  $\tilde{K}$  obtenu précédemment en  $z = 0$  afin d'obtenir la valeur (amplitude et phase) de la tension telle que :

$$\tilde{V}_{\text{vrai}}(f) = \tilde{K}(f) \cdot \tilde{V}_{\text{HIP}}$$

Cette valeur de tension corrigée est représentée en fonction de la fréquence et de la position de la sonde figures 20 et 21.

## Résultats de mesures

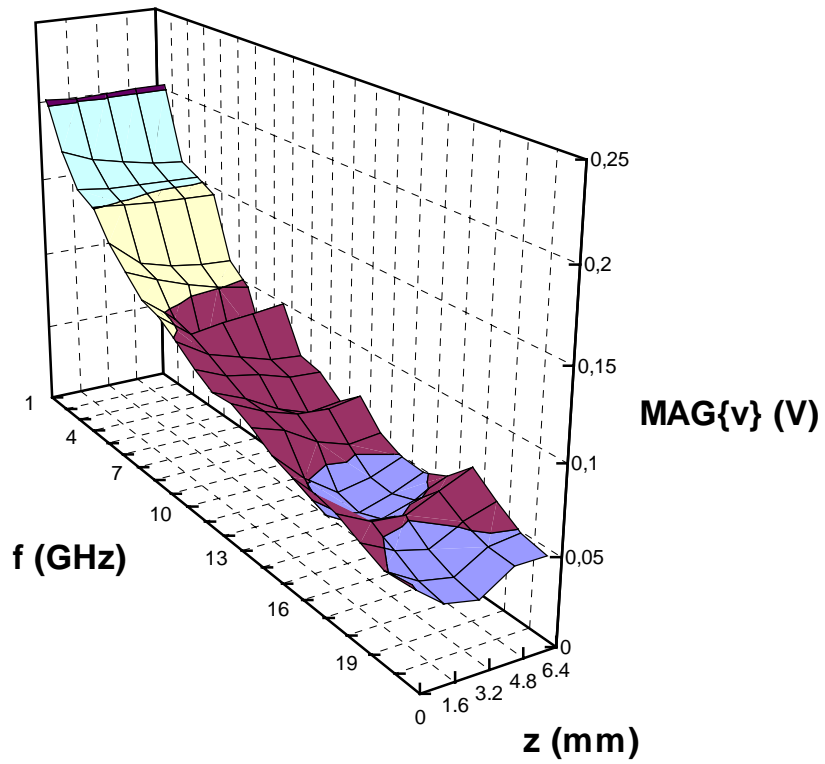


Fig. 20 - Module de la tension en fonction de la fréquence et de la position de la sonde HIP.

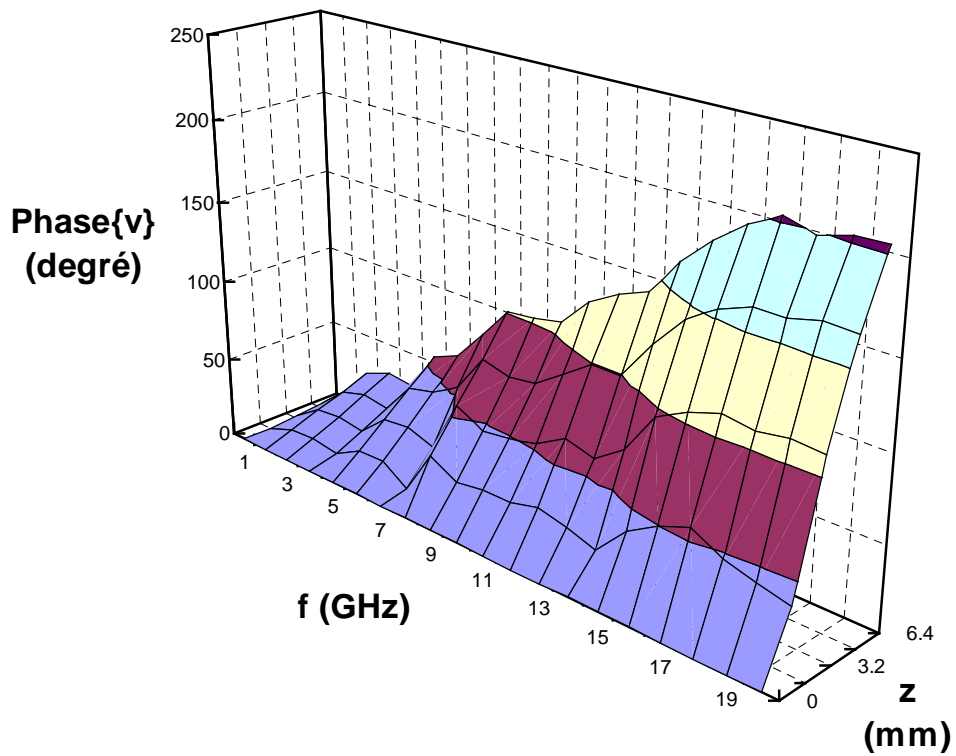


Fig. 21 - Phase de la tension en fonction de la fréquence et de la position de la sonde HIP.

## Commentaires

### *Sur le module*

La caractérisation s'est faite pour un même niveau de puissance en entrée de la ligne. La diminution du module de  $v$  en fonction de la fréquence rejoint donc le  $S_{21}$  de la ligne préalablement mesuré (figure 10).

L'ondulation de la tension le long de la ligne était attendue (cf. figures 2 ou 3) car elle traduit l'influence de la constante de propagation  $\gamma(\omega)$ .

### *Sur la phase*

Théoriquement, l'influence de la phase est linéaire en fonction de la fréquence et de la position. Le tracé théorique de la même courbe devrait donner un plan.

Apparemment, la phase mesurée semble relativement linéaire en fonction de  $z$ , mais présente des fluctuations importantes en fonction de la fréquence. En extrapolant la courbe de phase jusqu'à un  $z$  représentatif de la longueur de ligne totale, on doit avoir une représentation proche de la phase du  $S_{21}$  (figure 11). Or le  $S_{21}$  possède une phase bien plus linéaire que celle déduite des mesures par sonde haute-impédance.

On a donc une erreur sur la phase, qui de plus s'accroît linéairement en fonction de  $z$ .

# CONCLUSION

Ce rapport a détaillé la méthode d'acquisition des formes d'ondes temporelles multi-harmonique avec le LSNA. Par ailleurs, les aspects théoriques ainsi que les premiers résultats expérimentaux obtenus par mesures de sondes HIP ont été présentés.

En ce qui concerne la constante de propagation  $\gamma$  et l'impédance  $Z_0$  des lignes des circuits MMICs, les interrogations majeures sont de savoir quels paramètres peuvent nous fournir les fabricateurs des circuits. Si ces derniers stipulent fournir des lignes dont l'impédance caractéristique est purement réelle (ce qui reste à vérifier expérimentalement) et connue sur un substrat GaAs (donc faible perte diélectrique), soit  $Z_0$  réel et  $G = 0$ , alors l'expression de  $\gamma$  est purement imaginaire. Si, de plus, le déphasage de ces mêmes lignes est linéaire en fonction de la fréquence dans toute la bande d'analyse, alors la méthode de J.C.M. Hwang, qui n'est pas rigoureuse d'un point de vue métrologique, est utilisable.

Au sujet des expérimentations avec les sondes HIPs, de nombreuses manipulations restent à pourvoir et feront l'objet de présentations dans un rapport ultérieur.

Ainsi la détermination du rapport  $\tilde{K}$  doit être faite sur plusieurs lignes d'impédance caractéristique différente envoyées par l'IRCOM. La comparaison s'avère délicate compte tenu que les lignes n'ont pas les mêmes dimensionnements ni les mêmes emplacements de soudure.

On souhaitera également mettre en œuvre la nouvelle procédure de détermination de la constante de propagation. Cependant un critère de comparaison judicieux nous manque : le MTRL, seule méthode de détermination précise de  $\gamma$ . Il faudrait donc appliquer la nouvelle méthode sur un kit MTRL dépassivé. Si cette méthode fonctionne effectivement sans le calibrage des sondes, elle peut être employée avec tout type de système de mesure (LSNA, mais aussi oscilloscope RF ou VNA).

L'analyse des lignes envoyée par l'IRCOM doit être faite avec plus de points de mesure, sur un domaine spatial égal à la longueur totale de la ligne afin de permettre une comparaison avec les mesures de paramètres [S] et de déceler l'inconsistance qui à l'origine des fluctuations de la phase de  $V$  en fonction de la fréquence (figure 21).

Enfin on souhaitera valider la procédure de calibrage (en « Sweep-sin ») par la comparaison des ondes mesurées par le LSNA et la sonde HIP en sortie de transistor (présence simultanée des harmoniques).

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] R.B. Marks, D.F. Williams, "A General Waveguide Theory", Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology, vol. 97, n°5, pp. 533-562, September-October 1992.
- [2] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 194-202, March 1965.
- [3] D.A. Frickey, "Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances", IEEE Trans. On MTT, vol.42, no 2, Feb 1994, pp.205-211.
- [4] R.B. Marks and D.F. Williams, "Comments on "Conversions Between S,Z,Y,h,ABCD, and T Parameters which are Valid for Complex Source and Load Impedances" ", IEEE Trans. On MTT, vol.43, no 4, April 1995, pp. 914-915.
- [5] T. Reveyrand, "Etude Préliminaire pour la mise en place d'un système de mesure de formes d'ondes temporelles multi-harmoniques au moyen de sondes haute-impédance", Rapport d'avancement n°1, Novembre 2002
- [6] P. Kabos, H.C. Reader, U. Arz, and D.F. Williams, "Calibrated Waveform Measurement with High Impedance Probes", IEEE Trans. on MTT, Février 2003 (à paraître)
- [7] T. Reveyrand, "Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale", Thèse de doctorat, Université de Limoges, n°15-2002, Avril 2002.
- [8] D.C. DeGroot, D.K. Walker, R.B. Marks, "Impedance Mismatch effects on Propagation Constant Measurements", 7<sup>th</sup> IEEE EPEP Conference Digest, pp. 141-143, Napa, CA, October 28-30, 1996.
- [9] D.C. DeGroot, J.A. Jargon, R.B. Marks, "Multiline Revealed", 60<sup>th</sup> ARFTG Conference Digest, pp. 131-156, Washington DC, December 5-6, 2002
- [10] M. D. Janezic, J.A. Jargon, "Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, n° 2, February 1999, pp. 76-78.
- [11] D.F. Williams, R.B. Marks, A.Davidson, "Comparaison of On-wafer Calibrations", 38<sup>th</sup> ARFTG Conf. Digest, pp. 68-81, Dec. 1991

- [12] D.F. Williams, U. Arz, H. Grabinsky, “Accurate Characteristic Impedance Measurement on Silicon”, 51<sup>st</sup> ARFTG Conference Digest, pp. 155-158, June 1998
- [13] D.F. Williams, U. Arz, H. Grabinsky, “Characteristic Impedance Measurement Error on Lossy Substrates”
- [14] C.J. Wei, Y.A. Tkachenko, J.C.M. Hwang, K.R. Smith and A.H. Peake, « Internal-Node Waveform Analysis of MMIC Power Amplifier”, IEEE Trans. On MTT, vol.43, n°12, dec 1995, pp. 3037-3042
- [15] J.C.M. Hwang, “Internal Waveform Probing of HBT and HEMT MMIC Power Amplifiers”, 60<sup>th</sup> ARFTG Conference Digest, Fall 2002, December 5<sup>th</sup> & 6<sup>th</sup> 2002, Washington DC, pp. 111-112
- [16] M. Van Walstijn, M. Campbell, “Large-Bandwidth measurement of acoustic input impedance of tubular objects”
- [17] D.F. Williams, R.B. Marks, “Transmission Line Capacitance Measurement”, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 1, pp.243-245, September 1991.
- [18] S. Hang, J. Ih, “On the multiple microphone method for measuring in-duct acoustic properties in the presence of mean flow”, Journal of the Acoustical Society of America, vol. 103, pp. 1520-1526, 1997



# ANNEXES

## Programme Scilab : Illustration du formalisme des pseudo-ondes

```
// Fonction matricielle de transformation d'impédance (cf. 1er rapport)
deff('[x]=Q2(Zn,Zm)', 'RHOnm=(Zm-Zn)/(Zm+Zn) ; x=sqrt( (1-
%i*(imag(Zm)/real(Zm)))/(1-%i*(imag(Zn)/real(Zn))) ) *(1/sqrt(1-RHOnm^2)) *
[1,RHOnm;RHOnm,1] ');

// Fonction de transfert d'une ligne idéale : Matrice T
deff('[x]=T(L,g)', 'x=[exp(-g*L),0;0,exp(g*L)]');

g=0.005+%i*0.1;

Z1=50;
Zo=50;

Go=0.2;
a=1;
onde=[Go*a,a]';

v=linspace(1,100,100);
a=linspace(1,100,100);
b=linspace(1,100,100);

long=linspace(1,100,100);

for i=1:100

    // IMPEDANCE DE REFERENCE : Mettre ici 50 ou 75,67
    Zv=50;

    L=i-1;
    long(i)=-L;
    r=T(L,g)*Q2(Zo,Z1)*onde;

    volt=(r(2)+r(1));
    courant=(r(2)-r(1))/Zo;

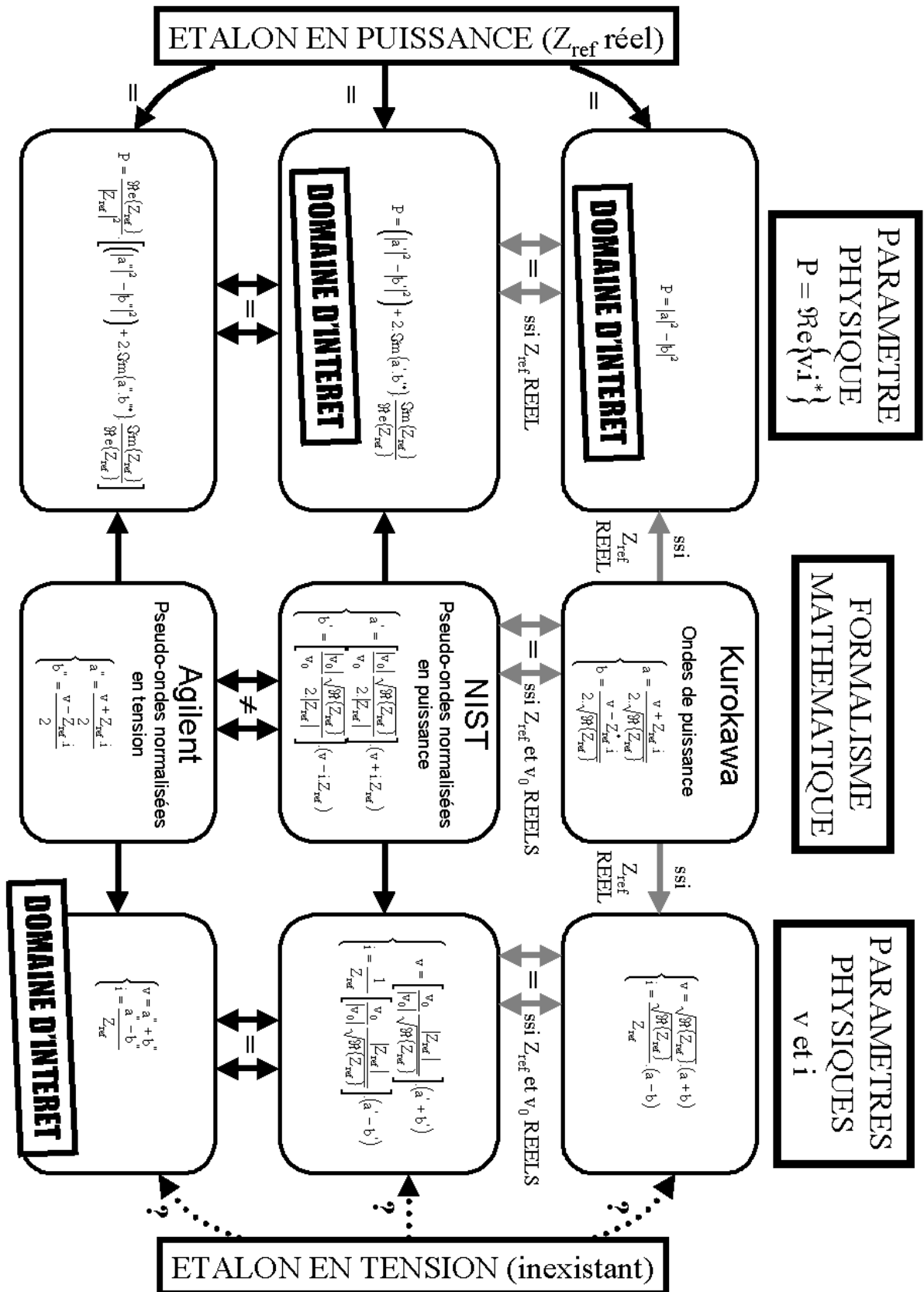
    r(2)=(volt+Zv*courant)/2;
    r(1)=(volt-Zv*courant)/2;

    b(i)=abs(r(1));
    a(i)=abs(r(2));

    v(i)=abs(r(1)+r(2));

end;
plot2d(long',[a' b' v'],[1 2 3]);
```

# Synthèse graphique sur les différents formalismes : ondes de puissance et pseudo-ondes



# Fichier 'Citi-file' : "LOS.85052B.citi"

Il s'agit d'un fichier texte séquentiel contenant les paramètres du kit d'étalonnage coaxial 3.5mm.

```
CITIFILE A.01.01
NAME MaleOpenParameters
VAR Index1 MAG 1
DATA C0 MAG
DATA C1 MAG
DATA C2 MAG
DATA C3 MAG
DATA Z0 MAG
DATA DELAY MAG
DATA LOSS1GHZ MAG
SEG_LIST_BEGIN
SEG 1 1 1
SEG_LIST_END
BEGIN
49.433e-15
END
BEGIN
-310.131e-27
END
BEGIN
23.1682e-36
END
BEGIN
-0.15966e-45
END
BEGIN
50.
END
BEGIN
29.243e-12
END
BEGIN
2.2e9
END
CITIFILE A.01.01
NAME MaleShortParameters
VAR Index1 MAG 1
DATA C0 MAG
DATA C1 MAG
DATA C2 MAG
DATA C3 MAG
DATA Z0 MAG
DATA DELAY MAG
DATA LOSS1GHZ MAG
SEG_LIST_BEGIN
SEG 1 1 1
SEG_LIST_END
BEGIN
2.0765e-12
END
BEGIN
-108.54e-24
END
BEGIN
2.1705e-33
END
BEGIN
-0.01e-42
```

```
END
BEGIN
50.
END
BEGIN
31.785e-12
END
BEGIN
2.36e9
END
CITIFILE A.01.01
NAME FemaleOpenParameters
VAR Index1 MAG 1
DATA C0 MAG
DATA C1 MAG
DATA C2 MAG
DATA C3 MAG
DATA Z0 MAG
DATA DELAY MAG
DATA LOSS1GHZ MAG
SEG_LIST_BEGIN
SEG 1 1 1
SEG_LIST_END
BEGIN
49.433e-15
END
BEGIN
-310.131e-27
END
BEGIN
23.1682e-36
END
BEGIN
-0.15966e-45
END
BEGIN
29.243e-12
END
BEGIN
2.2e9
END
CITIFILE A.01.01
NAME FemaleShortParameters
VAR Index1 MAG 1
DATA C0 MAG
DATA C1 MAG
DATA C2 MAG
DATA C3 MAG
DATA Z0 MAG
DATA DELAY MAG
DATA LOSS1GHZ MAG
SEG_LIST_BEGIN
SEG 1 1 1
SEG_LIST_END
BEGIN
```

```
2.0765e-12
END
BEGIN
-108.54e-24
END
BEGIN
2.1705e-33
END
BEGIN
-0.01e-42
END
BEGIN
50.
END
BEGIN
31.785e-12
END
BEGIN
2.36e9
END
CITIFILE A.01.01
COMMENT Dataset Name:
/DATASET
COMMENT Broadband Load
NAME MaleGammaLoad
#MDS DATATYPE SP
#MDS VARTABLE FREQUENCIES
VAR_FREQ MAG 2
DATA S[1,1] RI
VAR_LIST_BEGIN
0.
26.5e9
VAR_LIST_END
BEGIN
0.,0.
0.,0.
END
CITIFILE A.01.01
COMMENT Dataset Name:
/DATASET
COMMENT Broadband Load
NAME FemaleGammaLoad
#MDS DATATYPE SP
#MDS VARTABLE FREQUENCIES
VAR_FREQ MAG 2
DATA S[2,2] RI
VAR_LIST_BEGIN
0.
26.5e9
VAR_LIST_END
BEGIN
0.,0.
0.,0.
END
```

## Exemple de gestion des données avec les « Data-sets » sous 'Mathematica'

Afin d'illustrer le fonctionnement des "Data-Sets", on se propose de faire quelques mesures d'un transistor. Les premières ligne du programme 'Mathematica' sont classiques :

```
(* ===== MESURE ===== *)
LoadCal [<< E:/tibo/NNMS/CAL_LSNA_35.m]

SetSourcePower[0]

SetSourceFreq[Fundamental]

SetSourceOutput[On]

AutoRange

Measure
```

Suite à cette première mesure, on consulte les valeurs de V1 : les valeurs correspondent, conformément à la figure 13, à la grille de fréquences [Continu ; Fondamental ; 1<sup>ère</sup> harmonique ; ... ; N<sup>ème</sup> harmonique].

```
v1
{0, 0.944198 - 1.9391 × 10-16 i, -0.00103592 + 0.00178549 i,
 0.00741382 + 0.00738679 i, 0.00135864 - 0.0040043 i,
 -0.00431116 - 0.000976903 i, 0.0596608 - 0.0591574 i,
 -1.47633 × 10-6 + 0.00216821 i, -0.00283521 - 0.00201034 i,
 0.0103269 + 0.00168422 i, 0.000203472 - 0.002251 i}
```

On souhaite sauvegarder cette 1<sup>ère</sup> mesure dans un data-set. On consulte, dans un premier temps, les data-sets déjà existant, puis on en crée un nouveau dans lequel on place notre première mesure.

```
ExistingNNMSDataSets
{DefaultNNMSDataSet}
CreateNNMSDataSet["tibo"]
{DefaultNNMSDataSet, tibo}
AddToNNMSDataSet["tibo"]
```

On fait une seconde mesure, on consulte les valeurs de V1 et on place cette nouvelle mesure dans le même data-set que la première mesure.

```

Measure
v1
{0, 0.941015 + 1.34848 × 10-16 i, 0.00194088 - 0.00162631 i,
-0.00047564 + 0.00359672 i, 0.00300841 + 0.00175863 i,
0.00534668 - 0.00317265 i, -0.0165635 - 0.0158673 i,
0.000441354 + 0.00240984 i, 0.0015372 + 0.000525364 i,
0.000441385 + 0.00275644 i, -0.00530139 - 0.00177846 i}
AddToNNMSDataSet["tibo"]

```

Si on consulte la première mesure enregistrée dans le data-set, on retrouve bien, pour V1, les valeurs de la première mesure effectuée.

```

LoadNNMSData[NNMSDataSet["tibo"][[1]]]
v1
{0, 0.944198 - 1.9391 × 10-16 i, -0.00103592 + 0.00178549 i,
0.00741382 + 0.00738679 i, 0.00135864 - 0.0040043 i,
-0.00431116 - 0.000976903 i, 0.0596608 - 0.0591574 i,
-1.47633 × 10-6 + 0.00216821 i, -0.00283521 - 0.00201034 i,
0.0103269 + 0.00168422 i, 0.000203472 - 0.002251 i}

```

On sauvegarde le data-set sur disque avant de l'effacer de l'environnement 'Mathematica'.

```

SaveNNMSDataSet["E:/tibo/exemple.dts", "tibo"]
E:/tibo/exemple.dts
ExistingNNMSDataSets
{DefaultNNMSDataSet, tibo}
RemoveNNMSDataSet["tibo"]
{DefaultNNMSDataSet}
ExistingNNMSDataSets
{DefaultNNMSDataSet}

```

On recharge, sous un nouveau nom, le data-set qui vient d'être effacé. Après avoir vérifier que ce nouveau data-set est bien dans l'environnement 'Mathematica', on constate que la première mesure qu'il contient correspond à la première mesure effectuée ; il en va de même pour la seconde mesure.

```

RestoreNNMSDataSet["E:/tibo/exemple.dts", "toby"]
ExistingNNMSDataSets
{DefaultNNMSDataSet, toby}
LoadNNMSData[NNMSDataSet["toby"]][[2]]

v1
{0, 0.941015 + 1.34848 × 10-16 i, 0.00194088 - 0.00162631 i,
-0.00047564 + 0.00359672 i, 0.00300841 + 0.00175863 i,
0.00534668 - 0.00317265 i, -0.0165635 - 0.0158673 i,
0.000441354 + 0.00240984 i, 0.0015372 + 0.000525364 i,
0.000441385 + 0.00275644 i, -0.00530139 - 0.00177846 i}
LoadNNMSData[NNMSDataSet["toby"]][[1]]

v1
{0, 0.944198 - 1.9391 × 10-16 i, -0.00103592 + 0.00178549 i,
0.00741382 + 0.00738679 i, 0.00135864 - 0.0040043 i,
-0.00431116 - 0.000976903 i, 0.0596608 - 0.0591574 i,
-1.47633 × 10-6 + 0.00216821 i, -0.00283521 - 0.00201034 i,
0.0103269 + 0.00168422 i, 0.000203472 - 0.002251 i}
Quit[]

```

## Module « NNMSProcessing » : Modification du code source

La modification du code source sous 'Mathematica' est très simple. Après analyse du programme, il apparaît que le vecteur de phases qui nous intéresse se trouve dans le module « NNMSProcessing ». C'est donc ce fichier (« NNMSProcessing.m » qui est un « package mathematica ») que l'on modifie.

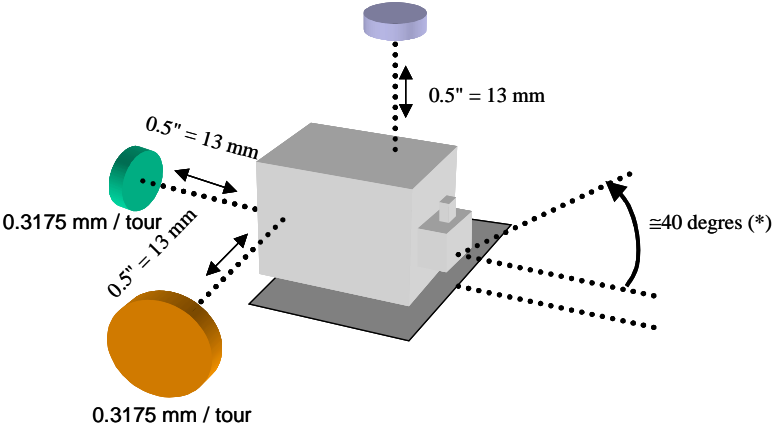
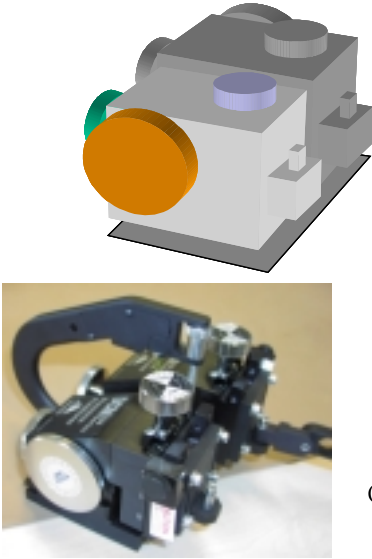
Au début du package, il faut déclarer une nouvelle variable ('myRefPhasor'). Cette variable afin de la rendre publique et donc accessible par l'utilisateur.

```
(* NNMS.m *)  
BeginPackage["NNMSProcessing"];  
myRefPhasor::usage="Global variable added by tibault : Phase synchro information ";  
NNMSData::usage="NNMSData is the header of a data point of the NNMS. It contains the frequency domain representation of the voltages and currents. It equals NNMSData[{v1,i1,v2,i2},Fundamental,DeltaFreq,opts___].";
```

Il faut affecter à 'myRefPhasor' le vecteur de phases qui nous intéresse. Ce dernier apparaît dans la fonction 'LoadNNMSData[]'.

```
LoadNNMSData[any_NNMSData]:=Module[{refphasor},  
  NumberOfPorts=Length[any[[1]]]/2;  
  Switch[NumberOfPorts,2,{v1,i1,v2,i2} = any[[1]];{v3,i3,v4,i4}={Null,Null,Null,Null},4,{v1,i1,v2,i2,v3,i3,v4,i4} = any[[1]]];  
  ProcessingFundamental = any[[2]];  
  ProcessingDeltaFreq = any[[3]];  
  ValidNNMSData = any;  
  If[Not[ProcessingIntermod],  
    refphasor = Module[{p},  
      p = Exp[I*(  
        -Arg[Switch[phaseReferenceQuantity,  
          "v1",v1[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          "i1",i1[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          "v2",v2[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          "i2",i2[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          "a1",v1[[PhaseReferenceFrequency+1]]+Zch*i1[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          "b1",v1[[PhaseReferenceFrequency+1]]-Zch*i1[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          "a2",v2[[PhaseReferenceFrequency+1]]+Zch*i2[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          "b2",v2[[PhaseReferenceFrequency+1]]-Zch*i2[[PhaseReferenceFrequency+1]],  
          _,v1[[PhaseReferenceFrequency+1]]]]  
        +PhaseReferenceValue)  
      ]^(1/PhaseReferenceFrequency);  
      Join[{1},Table[p^n,{n,Length[ProcessingFreqList]-1}]]  
    ];  
    {v1, i1, v2, i2} = Map[(*refphasor)&,{v1, i1, v2, i2}];  
  ];  
  (* Sauvegarde du vecteur de phases *)  
  myRefPhasor=refphasor;  
  resetdefinitions;  
];
```

# Cascade Fine-Pitch Dual Positioner : FPD-100



(\*) Le mecanisme pour incliner le positionneur sert UNIQUEMENT à retirer la sonde.