
IMPLEMENTATION MATERIELLE ET ANALYSE DE LA PRECISION DE LOCALISATION

Dans ce dernier chapitre, il s'agit de passer du monde virtuel parfait au monde réel. Nous allons notamment nous appuyer sur des expérimentations associées à des simulations, pour déterminer les principaux contributeurs à la potentielle imprécision de localisation du toucher.

En effet, différentes sources d'erreur pouvant influencer la précision de localisation du toucher seront identifiées et étudiées dans ce chapitre. Ces erreurs peuvent être les conséquences des effets physiques dues aux courtes distances et au comportement capacitif du doigt. Elles peuvent aussi être causées par l'imperfection de la surface tactile, liée à la désadaptation de la ligne ou à la permittivité du support. Sans oublier celles dues à l'électronique d'acquisition qui dégradent la performance du circuit.

Le doigt humain sera modélisé électriquement afin d'expliquer son impact sur la mesure de la réflectométrie. Une étude des paramètres qui influencent les valeurs du modèle du doigt est menée afin de bien comprendre son comportement sur la bande de fréquence de travail. Son effet capacitif sur la précision de localisation sera également détaillé.

Les défauts de la dalle tactile seront ensuite mis en évidence. D'abord, l'effet de l'imperfection de son adaptation, définie comme un critère de base pour la précision de localisation, sera étudié. Ensuite, il sera prouvé que la permittivité du support sur lequel repose la dalle influence également la précision de localisation. Ceci est un paramètre important puisque le substrat très fin tel que le PET, rend la dalle sensible à son environnement.

La conception, l'intégration et les tests expérimentaux de chacun des deux blocs du circuit d'acquisition compact seront présentés. Ensuite, leurs défauts électroniques seront explorés et des méthodes pour les corriger seront implémentées et validées expérimentalement.

Pour finaliser ce chapitre, des mesures expérimentales réalisées avec le circuit d'acquisition compact relié à différents prototypes tactiles permettront d'évaluer ses performances en les comparant aux mesures de référence du VNA.

4.1. Principe expérimental

Pour déterminer la position du toucher, il s'agit d'exploiter la courbe de phase du coefficient de réflexion mesuré à l'entrée de la ligne. Une mesure de référence de cette phase est assurée par le VNA. Cet instrument sera ensuite remplacé par un système d'acquisition compact.

Pour les mesures expérimentales, il s'agit de terminer la dalle par une charge 50Ω et connecter son port d'entrée au VNA (fig.4.1). Pour chaque mesure, un toucher est appliqué à une position discrète

sur la dalle. La distance qui sépare cette position du port d'entrée est appelée distance « théorique », elle est mesurée à la règle. La courbe de phase mesurée par le VNA est récupérée. Elle est exploitée dans la détermination de la distance « expérimentale » (eq.3.34). La différence entre les deux distances expérimentale et théorique correspond à l'erreur de localisation.



Figure.4. 1. Montage expérimental

Deux courbes de phase mesurées avec le VNA sont superposées pour deux positions de toucher (fig.4.2). Pour une position de toucher plus éloignée de l'entrée de la ligne, la pente est plus raide. C'est un résultat direct de la proportionnalité de la distance avec la pente de la courbe de phase (eq.3.34).

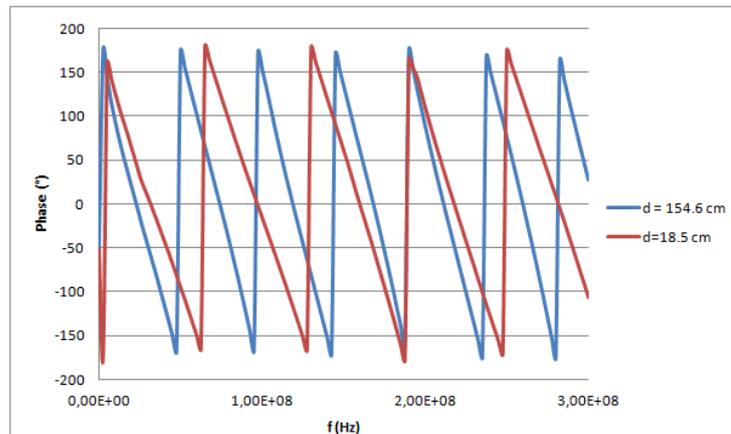


Figure.4. 2. Courbes de phase mesurées avec le VNA pour deux positions de touchers différentes

Pour le calcul de la position du toucher (d), la constante V_ϕ doit être déterminée (eq.3.34). C'est la vitesse de phase de la ligne de transmission.

Cette constante est déterminée expérimentalement pour les différentes lignes réalisées.

En effet, il s'agit de placer un court-circuit à la fin de la ligne. Dans ce cas, une réflexion se crée à une distance égale à la longueur totale de la ligne (L_T). Puisque la distance est connue, la vitesse de phase peut être calculée en exploitant (eq.3.34).

Un tableau récapitule les différentes vitesses de phase déterminées (tab.4.1).

Type de ligne	Vitesse de phase v_ϕ (m/s)
Cu/FR4	$1,93.10^8$
Alu/PET	$2,628.10^8$
Cu/Kapton	$2,148.10^8$

Tableau.4. 1. Valeurs des vitesses de phase

4.2. Problématique de localisation pour les courtes distances

4.2.1. Mise en évidence

La ligne de transmission est conçue de façon à rendre sensible au toucher toute la surface de la dalle. Elle peut être parcourue par le doigt de son début jusqu'à sa fin.

L'objectif de cette partie est alors de vérifier, avec les simulations, si la localisation garde la même précision tout au long de la ligne de transmission.

Une variation progressive (« Tuning ») de la valeur « dtouché » (position du toucher) (fig.3.1.) est effectuée de 0 jusqu'à 170 cm (la longueur totale de la ligne).

Ces simulations permettent de mettre en évidence un résultat important. Pour les courtes distances qui correspondent à des touchers au début de la ligne, et pour une ligne de transmission non adaptée à 50Ω ($Z_c = 62\Omega$), les courbes de phase présentent un défaut de linéarité comme on peut le constater sur la figure suivante (fig.4.3) pour trois positions: fig.4.3 (a), (b) et (c).

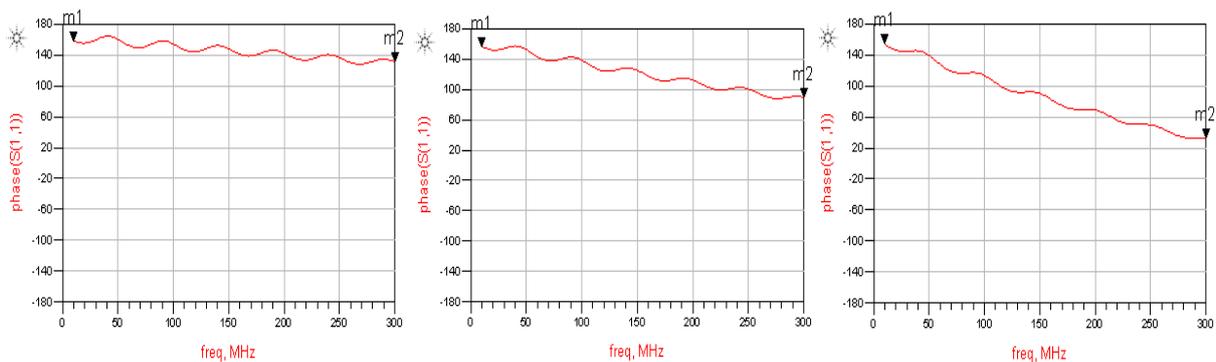


Figure.4. 3. Courbes de phase simulées pour des touchers au début de la ligne:
(a) dtouché= 2 cm, (b) dtouché = 5cm, (c) dtouché=10 cm.

Ce résultat est vérifié expérimentalement en utilisant le VNA. Les courbes de phase pour deux positions de toucher au début de la ligne, 5 cm et 10 cm sont représentée (fig.4.4).

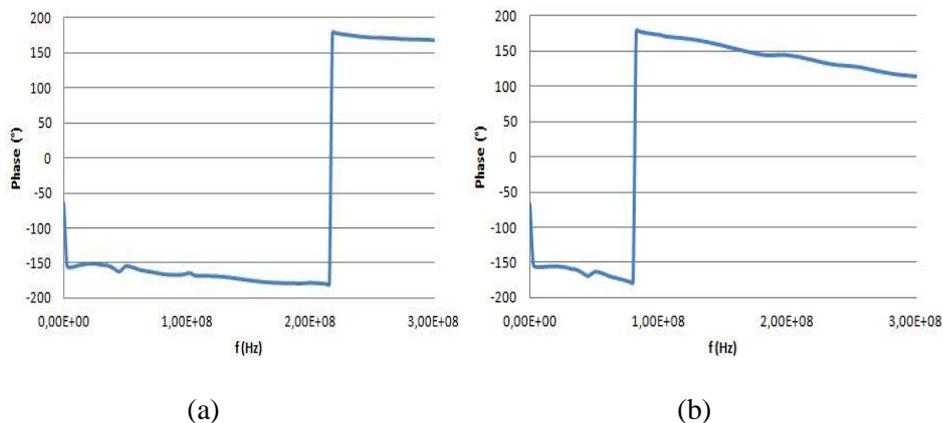


Figure.4. 4. Courbes de phase mesurées avec le VNA pour des touchers au début de la ligne:
(a) dtouché= 5 cm, (b) dtouché=10 cm.

Pour une vitesse de phase de l'ordre de 10^8 m/s, Δf (eq.3.32) est très grand (dizaine de GHz) pour les courtes distances. Si l'on analyse sur notre bande de fréquence, la variation de phase est alors très faible (eq.3.34). Tout bruit ou fluctuation empêche alors une extraction correcte de la distance.

Pour remédier à ce problème nous devons augmenter d ou le temps de propagation t_d afin de réduire Δf , comme nous allons le voir par la suite.

4.2.2. Solution proposée

Pour éviter les temps de propagation courts qui correspondent à des faibles distances, nous proposons de rajouter une longueur supplémentaire devant la dalle qui permet d'augmenter le temps de propagation jusqu'à la position du toucher. Nous choisissons de placer un câble coaxial de longueur égale à un mètre.

$$t_d = \frac{d}{v_\phi} = \frac{1}{2\Delta f} \quad (4.1)$$

La vitesse de phase v_ϕ du câble coaxial étant égale à $2,1 \cdot 10^8$ m.s⁻¹, le temps de propagation nécessaire pour parcourir un câble d'une longueur de un mètre (t_d) est égal à 4,76ns (eq.4.1). Il correspond à une largeur de l'intervalle fréquentiel Δf de 105 MHz pour un toucher à l'entrée de la dalle.

La bande de fréquence de travail [10,300] MHz, de largeur 290 MHz, couvre au minimum $2 \cdot \Delta f$. Ainsi, même pour des touchers au début de la ligne, Δf est réduit et nous permet d'observer une variation de phase plus stable.

Mais, il est très important de tenir compte de ce temps de propagation supplémentaire lors du calcul de la position. A partir de la courbe de phase, c'est le temps de propagation total qui est extrait. Il faut soustraire le temps de propagation du câble coaxial (4,76 ns) pour obtenir celui de la dalle jusqu'à la position du toucher.

4.3. Comportement électromagnétique du doigt

4.3.1. Etablissement d'un modèle électrique du doigt

Le tissu biologique est un conducteur hétérogène. Il est composé de l'association d'éléments résistifs et capacitifs. La membrane cellulaire présente un comportement capacitif lié à sa couche lipidique. Des composants tels que le sang, les muscles, les fluides extracellulaires et intracellulaires ont un comportement résistif prédominant.

L'eau dans le tissu du corps humain est répartie dans des zones intracellulaire et extracellulaire qui sont toutes les deux des milieux résistifs séparés par la membrane de la cellule ayant un comportement capacitif [4.1]. Du point de vue électrique, ces comportements résistif et capacitif sont représentés par la combinaison de deux résistances R_i et R_e qui correspondent respectivement à l'eau intracellulaire

(ICW : Intra Cellular Water) et l'eau extracellulaire (ECW : Extra Cellular Water) et une capacité C_m qui représente la membrane cellulaire (fig.4.5).

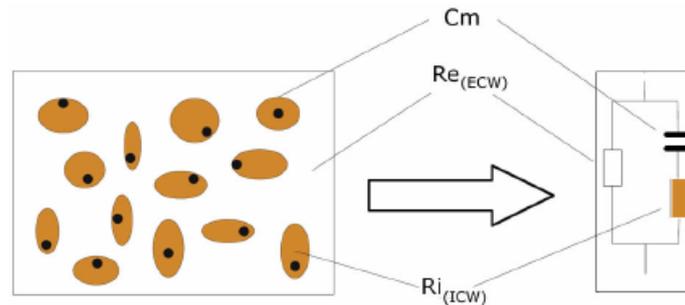


Figure.4. 5. Modèle électrique de Cole [4.1]

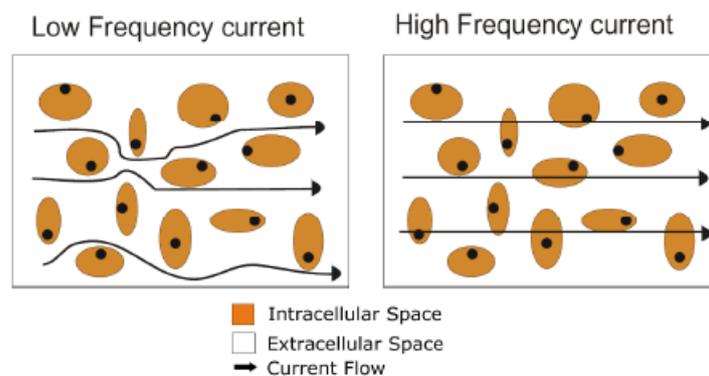


Figure.4. 6. Conduction du courant en fonction de sa fréquence dans les cellules de la peau humaine. [4.1]

Les éléments résistifs permettent le passage du courant pour n'importe quelle valeur de fréquence. Mais, les éléments capacitifs tels que les membranes cellulaires ne permettent que le passage des courants alternatifs à haute fréquence. Ainsi, la conduction du courant varie suivant le comportement résistif ou capacitif de chaque composant, et selon la valeur de la fréquence.

Pour les faibles fréquences, le courant électrique se faufile entre les cellules, il rencontre une grande difficulté pour dépasser les armatures isolantes (fig.4.6). Electriciquement parlant, il n'y a qu'une seule possibilité : prendre le chemin de la résistance R_e (fig.4.5). Ensuite, le courant commence à pénétrer progressivement et plus facilement la cellule (fig.4.6). Il prend alors de plus en plus le chemin électrique ($C_m + R_i$) (fig.4.5). Plus le courant pénètre facilement la cellule, plus l'impédance est faible. Enfin, quand la fréquence est suffisamment grande, l'effet capacitif C_m (fig.4.5) qui correspond à la membrane cellulaire est annulé et le courant peut prendre les deux chemins résistifs R_e et R_i (fig.4.5). La valeur de l'impédance est la résistance parallèle équivalente.

Nous mesurons l'impédance de la peau à l'aide de deux sondes pointues d'un RLC mètre. Cela nous permet de dessiner sa courbe expérimentale. Dans cette configuration de mesures, la fréquence de coupure est de quelques centaines de Hz.

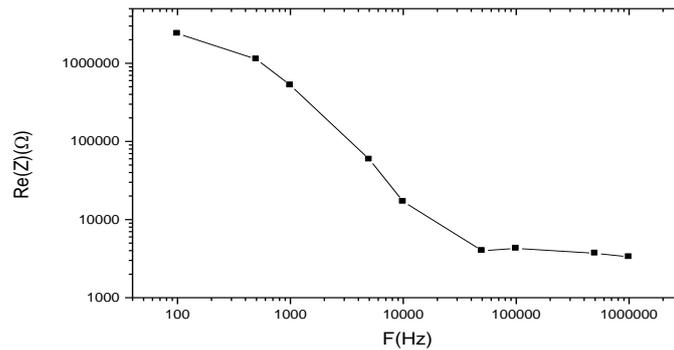


Figure.4. 7. Partie réelle de l'impédance du doigt mesurée à l'aide d'un RLC mètre

L'allure de la courbe de la partie réelle de l'impédance du doigt obtenue correspond parfaitement à celle obtenue en littérature [4.2, 4.3].

A partir du modèle électrique de la peau (fig.4.5), une équation mathématique (4.2) est établie. Elle exprime l'impédance $Z(j\omega)$ en fonction des trois paramètres du modèle R_e , R_i et C_m . Ces valeurs peuvent être déterminées en mesurant l'impédance pour différentes fréquences (ω) [4.4].

$$Z(j\omega) = \frac{R_e \cdot (R_i + \frac{1}{j\omega C_m})}{R_e + (R_i + \frac{1}{j\omega C_m})} \quad (4.2)$$

Il est prouvé que les paramètres électriques du doigt (R_e , R_i et C_m) (fig.4.5) varient d'un individu à l'autre. Des mesures d'impédance de la peau ont démontré, par exemple, sa variation en fonction du genre de l'individu [4.5]. En outre, même pour une seule personne les valeurs des paramètres du modèle électrique ne sont jamais constantes. Elles dépendent de la pression, du temps et de son état psychologique. L'instrument connu sur le nom « Détecteur de mensonge » (fig.4.8) repose sur la variation de l'impédance biologique [4.6]. Plus la personne est détendue plus sa peau est sèche et plus l'impédance de sa peau est élevée.

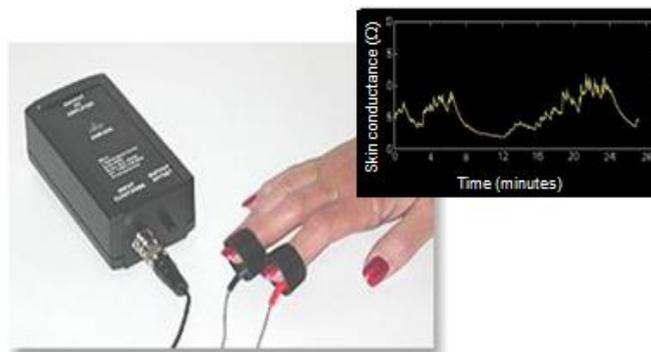


Figure.4. 8. L'impédance biologique dans le « détecteur de mensonge » [4.6]

Le circuit électrique établi (fig.4.9) a une autre forme équivalente qui apparaît dans la littérature [4.7, 4.8, 4.9]. En fait, il est montré que les deux circuits de la figure.4.9 sont équivalents et modélisent

tous les deux la peau humaine [4.8]. La détermination des valeurs des deux résistances et de la capacité dépend du modèle considéré.

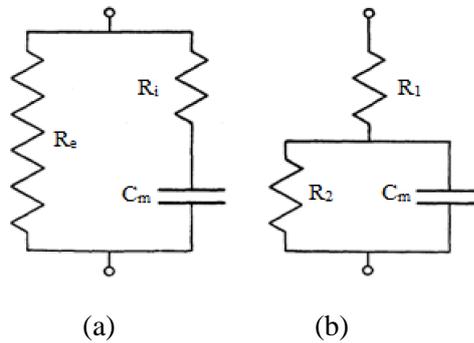


Figure.4. 9. Circuits électriques équivalent pour la modélisation de la peau humaine

Il s'agit maintenant de modéliser le doigt en contact avec la ligne de transmission. La configuration (fig.4.9.b) est considérée et l'objectif est de déterminer les paramètres électriques du doigt R_1 , R_2 et C_m .

4.3.2. Modélisation de l'ensemble doigt-dalle

4.3.2.1. Méthodologie

Dans cette partie, il s'agit de modéliser le doigt en contact avec la ligne. Cela consiste à paramétrer le circuit électrique qui correspond à son comportement sur toute la bande de fréquence de travail.

Nous nous basons sur le modèle électrique du doigt (fig.4.9.b) qui est connecté en parallèle avec la ligne (fig.4.10). Une correspondance entre les mesures et les simulations est effectuée afin de déterminer les valeurs des trois paramètres R_1 , R_2 et C_m .

Du côté mesures, la ligne utilisée est une ligne coplanaire adaptée à 50Ω , imprimée sur FR4 et de longueur de 2,6 cm. Les paramètres S sont mesurés lorsque le doigt est placé sur la ligne et ensuite importés dans le bloc « SNP1 » (fig.4.10) pour être comparés aux paramètres du circuit électrique simulé. Le coefficient de réflexion est le paramètre mesuré pour la localisation du toucher. Par conséquent, la correspondance est basée sur une comparaison entre le module et la phase de S_{11} (fig.4.11).

4.3.2.2. Résultats et détermination des paramètres électriques

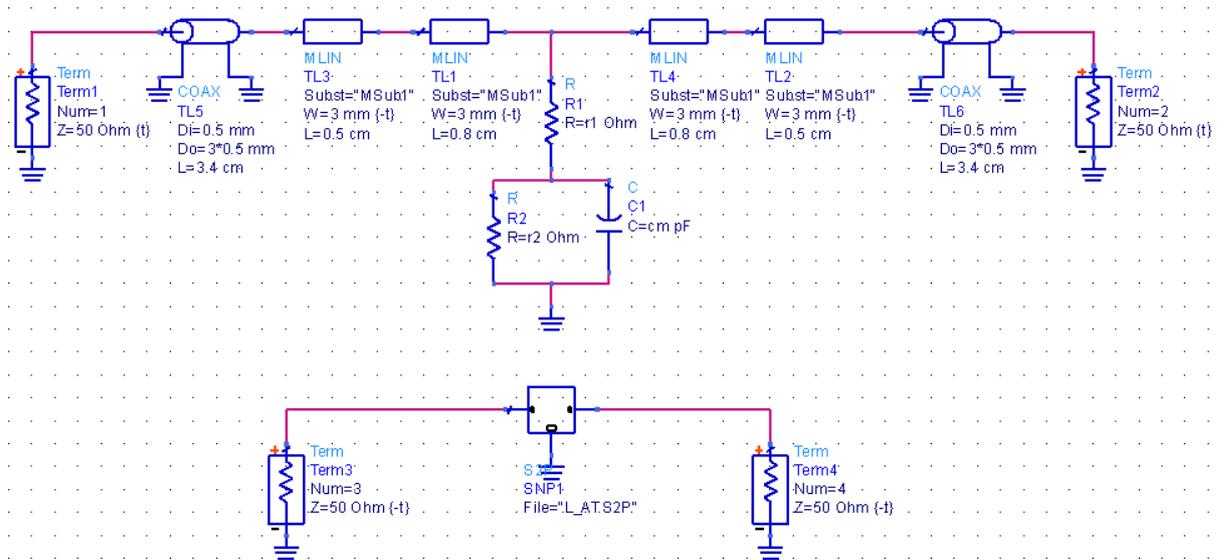


Figure.4. 10. Modélisation du doigt

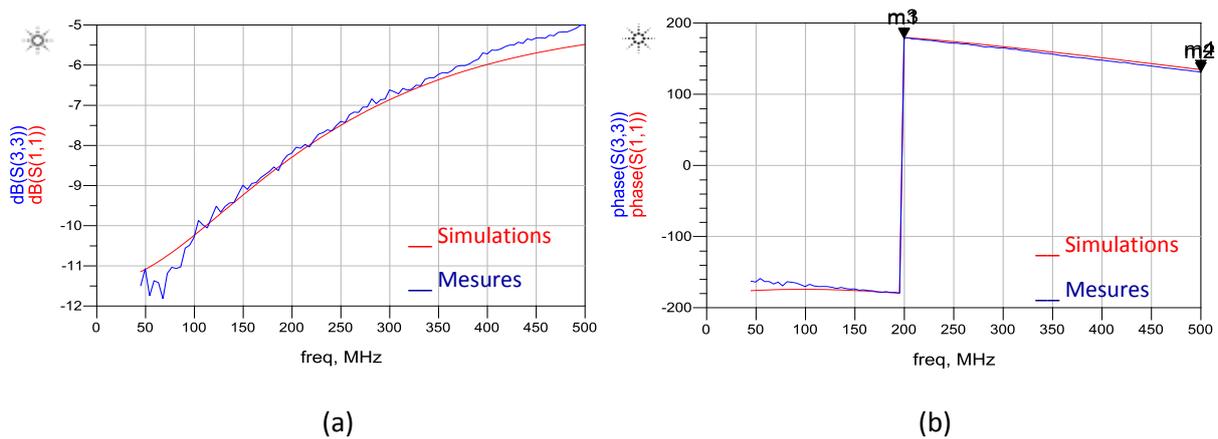


Figure.4. 11. Paramètres S11 simulé et mesuré: (a) Module, (b) Phase

Une bonne correspondance entre les courbes mesurées et simulées du module et de la phase de S_{11} est obtenue (fig.4.11) pour les paramètres exposés dans le tableau tab.4.2 ci-dessous.

Paramètre	Valeur
R1	11 Ω
R2	71 Ω
Cm	17 pF

Tableau.4. 2. Paramètres électrique du doigt pour une personne, et une pression données

4.3.3. Effet de la pression sur les paramètres électriques du modèle

Trois courbes du module et de la phase du coefficient de réflexion sont représentées pour trois touchers avec des pressions (P_n) différentes (fig.4.12): P_1 étant inférieure à P_2 et P_2 inférieure à P_3 .

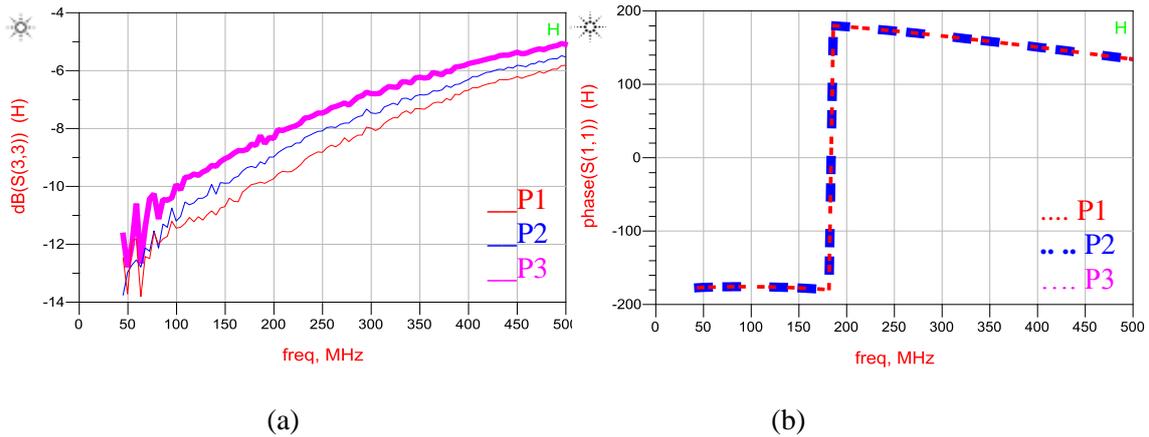


Figure.4. 12. Effet de la pression sur le coefficient de réflexion : (a) module, (b) phase

Lorsque P augmente le module du coefficient de réflexion augmente (fig4.12.a) et sa phase reste toujours constante (fig.4.12.b). Ce résultat permet de déduire que :

D'une part, la phase ne varie pas en modifiant la pression. Par conséquent, notre méthode de localisation (qui se base sur l'extraction de cette dernière) est valable pour n'importe quelle pression appliquée avec le doigt.

D'autre part, la pression du doigt influence le module du coefficient de réflexion, et donc les valeurs des paramètres du modèle du doigt. C'est logique puisque la pression est en relation directe avec la surface de contact. Cette dernière augmente avec l'augmentation de la pression.

Une étude de la variation des paramètres R_1 , R_2 et C_m en fonction de la largeur de la surface de contact est alors menée. Une partie de la ligne est isolée du doigt pour s'assurer qu'uniquement la largeur E de la ligne soit en contact direct avec le toucher (fig.4.13). En modifiant l'espacement E, la surface de contact peut être ajustée finement. Des valeurs croissantes de E sont testées et la variation des les paramètres R_1 , R_2 et C_m en fonction des valeurs de $1/E$ ou E sont représentées sur les courbes (fig.4.14).

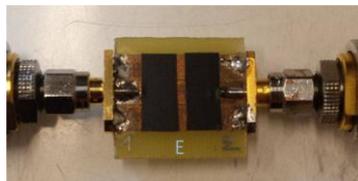


Figure.4. 13. Ligne avec une partie isolée du doigt

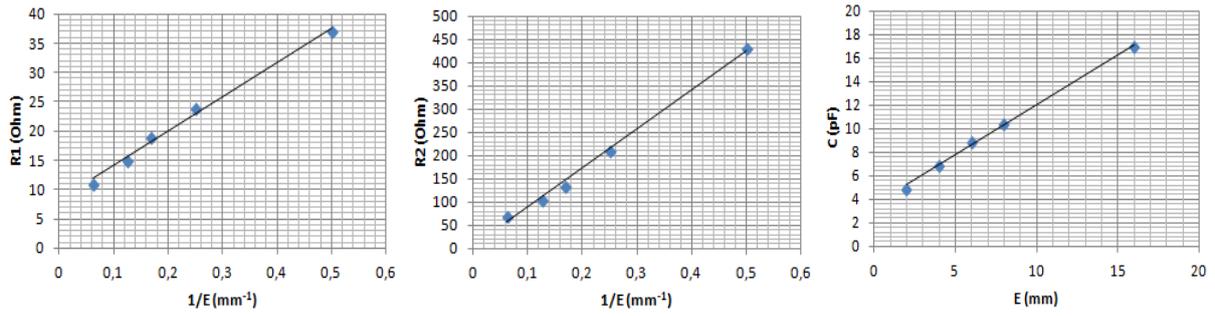


Figure.4. 14. Paramètres électriques du doigt en fonction de la surface de contact

Ces courbes vérifient les équations théoriques de R et C qui dépendent de la surface de contact E (eq 2.2 et 2.3) dans lesquelles les résistances R_1 et R_2 sont proportionnelles à $1/E$ et la capacité C est proportionnelle à E.

Ainsi, le modèle du doigt paramétré en fonction de la surface de contact E peut être déterminé. Il est décrit par les équations qui relient C (en F) à E et R_1 et R_2 (en Ω) à $(1/E)$ élaborées à partir des courbes de la figure 4.14.

$$C = \left(3,5 + \frac{11}{13} E \right) \cdot 10^{-12} \quad (4.3)$$

$$R_1 = 8 + \frac{60}{E} \quad (4.4)$$

$$R_2 = \frac{850}{E} \quad (4.5)$$

Deux modèles électriques du doigt sont ensuite simulés à l'aide du logiciel « SystemVision » pour représenter les diagrammes de Bode de l'impédance du doigt pour deux valeurs testées de E (1mm et 16mm). Ils sont représentés par la figure.4.15.

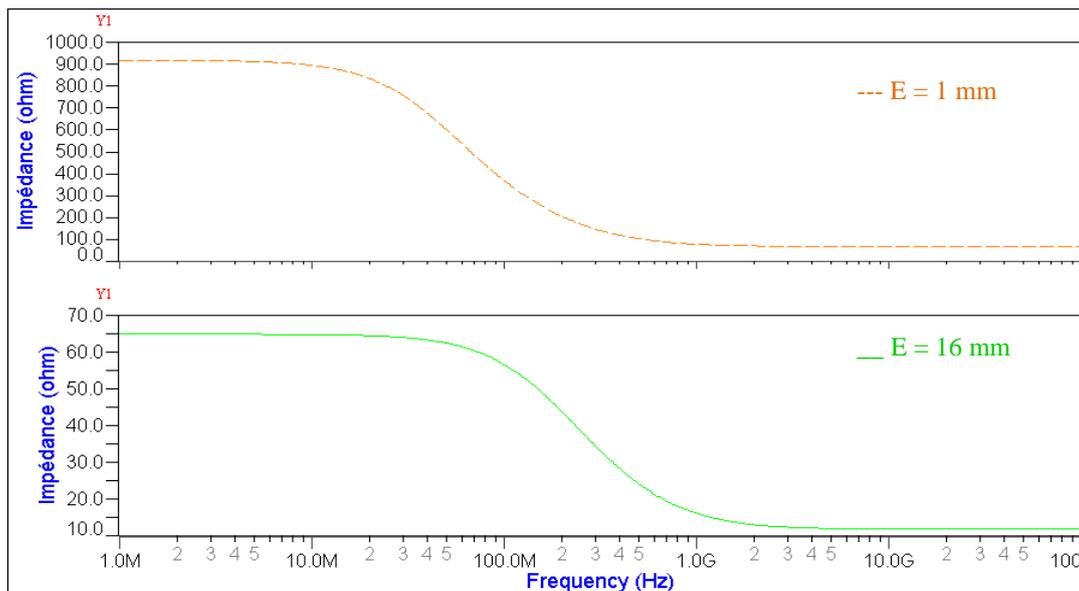


Figure.4. 15. Impédance du doigt en fonction de la fréquence

A partir de la figure 4.15, la fréquence de coupure (f_c) de chaque modèle peut être déterminée. C'est la fréquence à partir de laquelle le comportement du doigt devient résistif.

E (mm)	f_c (MHz)
1	43
16	182

Tableau.4. 3. Valeur de f_c en fonction de la surface de contact

Ainsi, la valeur de f_c augmente avec l'augmentation de la surface du contact du doigt avec la ligne. Un décalage de la fréquence de coupure est constaté par rapport au modèle présenté dans la bibliographie (fig.4.7) où cette dernière se situe autour de 1MHz. C'est logique, puisque ce ne sont pas les mêmes conditions de mesures. Dans notre cas, la surface de contact du doigt avec la ligne E est beaucoup plus importante que dans le cas de sa caractérisation à l'aide de sondes pointues.

Lorsque le doigt est directement en contact avec la ligne (E=16 mm), la fréquence de coupure est égale à 182 MHz. Le doigt a alors un comportement capacitif sur la bande de fréquence de travail [10,300] MHz.

4.3.4. Impact du comportement capacitif sur la précision de localisation

La localisation du toucher est fondée sur un principe de base (chapitre 3 : 3.1.1.) : Si le coefficient de réflexion à la charge (toucher) est purement réel alors une mesure de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la ligne donne directement la position du toucher (eq.3.25).

Mais, en réalité, le doigt ne représente pas une perturbation purement réelle. L'effet de son comportement capacitif sur les résultats de localisation est étudié ci-après.

Le modèle du doigt déterminé (tab.4.2) est utilisé dans cette simulation. Une comparaison est effectuée entre son effet et l'effet d'un comportement résistif sur le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne. Une perturbation purement résistive est assurée en supprimant la capacité du modèle (fig4.16)

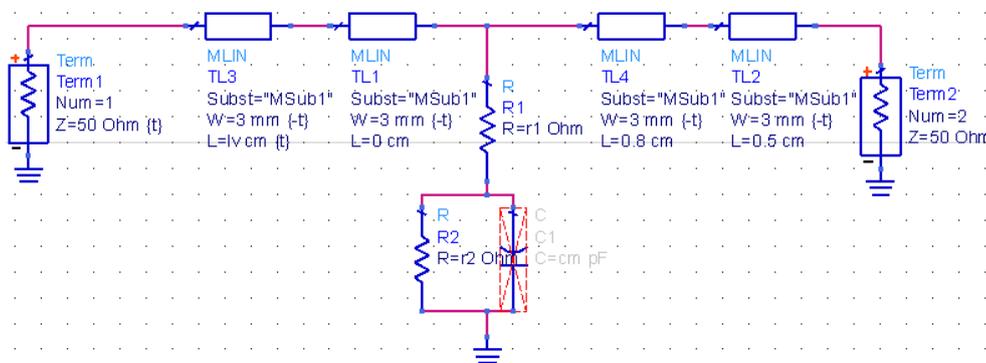


Figure.4. 16. Banc virtuel de l'ensemble doigt-dalle

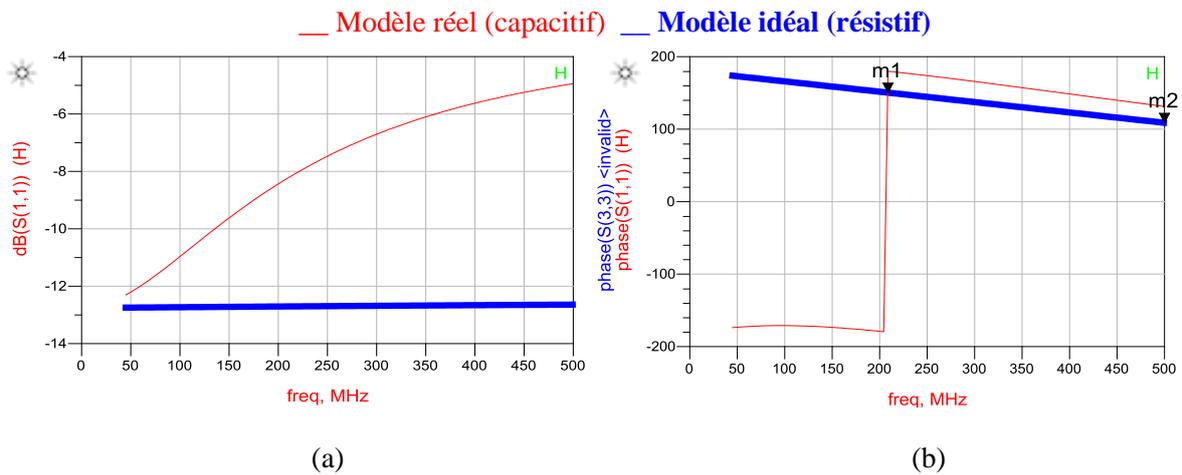


Figure.4. 17. Paramètres S11 dans les deux cas idéal (résistif) et réel (capacitif) : (a) module, (b) phase

Le module de S_{11} est constant uniquement dans le cas d'un toucher résistif (fig.4.17.a). Dans le cas réel, la présence de la capacité dans le modèle du doigt entraîne la variation de $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence. Cette variation est liée à la phase supplémentaire due au modèle capacitif qui est aussi traduite par la variation de pente de la courbe de phase du coefficient de réflexion S_{11} (fig.4.17.b).

La longueur l_v de la ligne TL3 (fig.4.16) correspond à la distance théorique à laquelle le doigt est placé. Par simulations, cette position est déterminée à partir de la courbe de phase dans les deux cas : capacitif et résistif. Les erreurs de localisation par rapport à l_v sont ensuite déterminées pour différentes positions fixées et représentées par un diagramme en barres (fig.4.18).

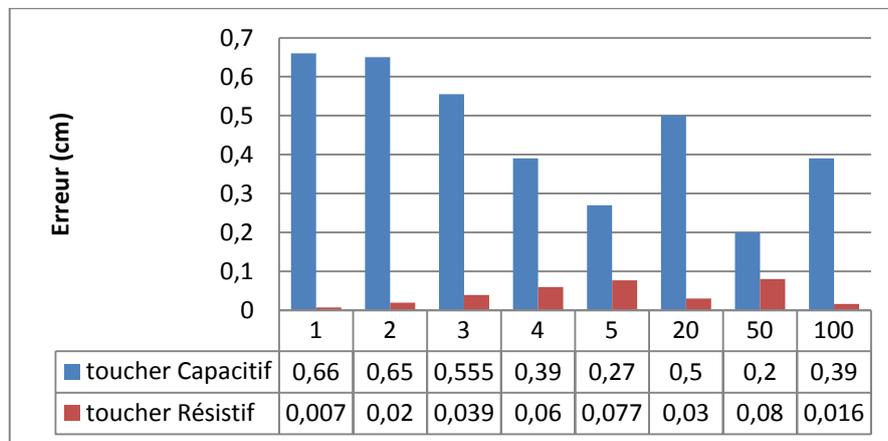


Figure.4. 18. Erreurs de localisation: Toucher capacitif et résistif (Simulations)

Les erreurs de localisation sont plus importantes dans le cas du toucher capacitif. Pour les positions testées, elles varient entre 0,2 cm et 0,66 cm alors que pour un toucher résistif, elles ne dépassent pas 0,2 cm.

Pour valider ce dernier point, des mesures expérimentales de référence sont effectuées avec le VNA sur une ligne droite, rigide, et d'impédance caractéristique 50Ω.

Le diagramme en barres des erreurs de localisation (fig.4.19) montre des valeurs comprises entre 0,05 cm et 0,9 cm, qui est du même ordre de grandeur obtenu en simulation (fig.4.18).

Nous pouvons ainsi avancer qu'une partie des erreurs s'explique par l'effet capacitif du doigt. Une autre source d'erreur est présentée dans la partie suivante. Elle explique une autre portion de l'erreur obtenue lors des tests de localisation.

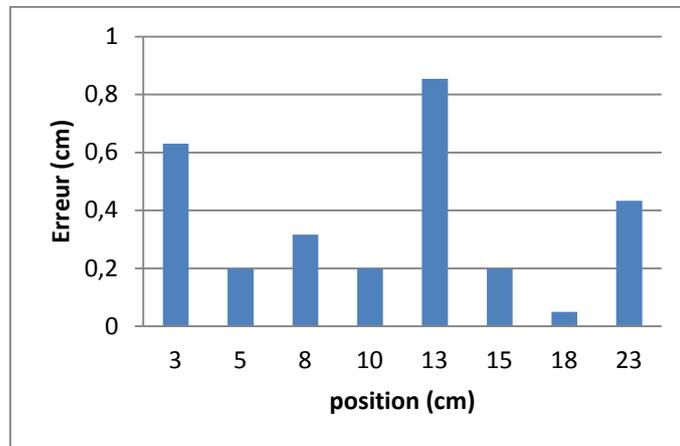


Figure.4. 19. Erreurs de localisation pour une ligne droite 50Ω

4.4. Impact de la désadaptation de la dalle

4.4.1. Mise en évidence

L'objectif de cette partie est de mettre en évidence l'effet de la désadaptation de la ligne de transmission sur les résultats de localisation.

Dans le banc de simulation (fig.3.6), une ligne d'impédance caractéristique 62Ω joue le rôle de la ligne désadaptée. Sa courbe de phase est simulée et superposée à la courbe de phase dans le cas d'une ligne adaptée à 50Ω (fig.4.20). Les deux résultats sont représentés pour une position de toucher dtouché = 100cm.

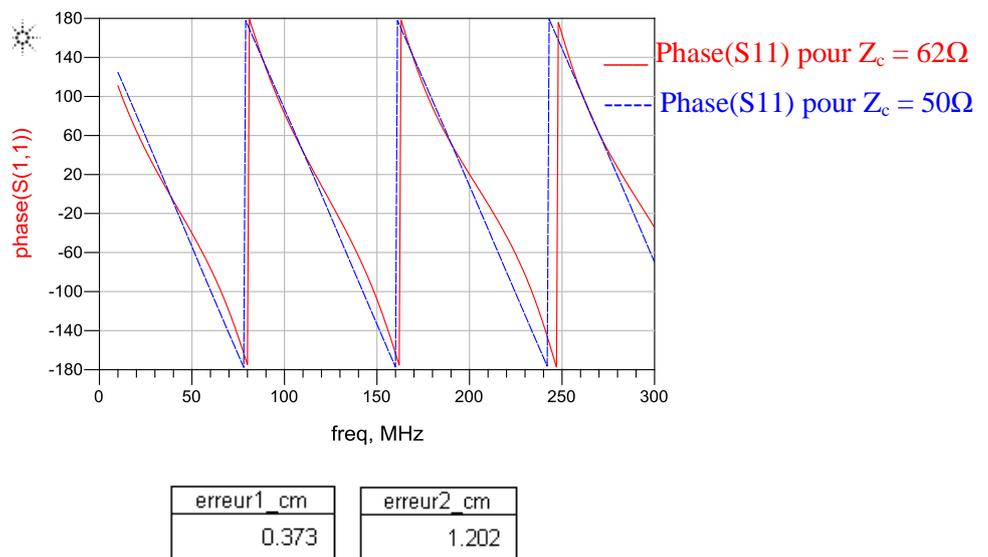


Figure.4. 20. Courbes de phase pour une position de toucher 100cm

En comparant les deux courbes de phase (fig.4.20), deux phénomènes, dus à la désadaptation de la ligne, sont mis en évidence:

- la dégradation de la linéarité de la courbe qui entraîne des erreurs de localisation si le calcul de la pente ne s'effectue pas entre les deux extrema,
- la variation dans la pente de la courbe de phase et donc des erreurs de localisation supplémentaires.

Des solutions à ce problème de désadaptation sont proposées ci-après.

4.4.2. Solutions proposées

4.4.2.1. Calibration de la dalle

Le but est d'assurer l'adaptation de tout le système (câbles, connecteurs et dalle) pour avoir la meilleure transmission sans réflexions parasites en l'absence de toute perturbation extérieure telle que le toucher. La calibration de la dalle devrait permettre de corriger ses imperfections par une méthode matricielle.

La calibration consiste à déplacer le plan de référence de façon à tenir compte des défauts de la dalle. La mesure ne s'effectue plus au port d'entrée de la ligne mais plutôt à son extrémité (« Mesure Gamma », fig.4.21).

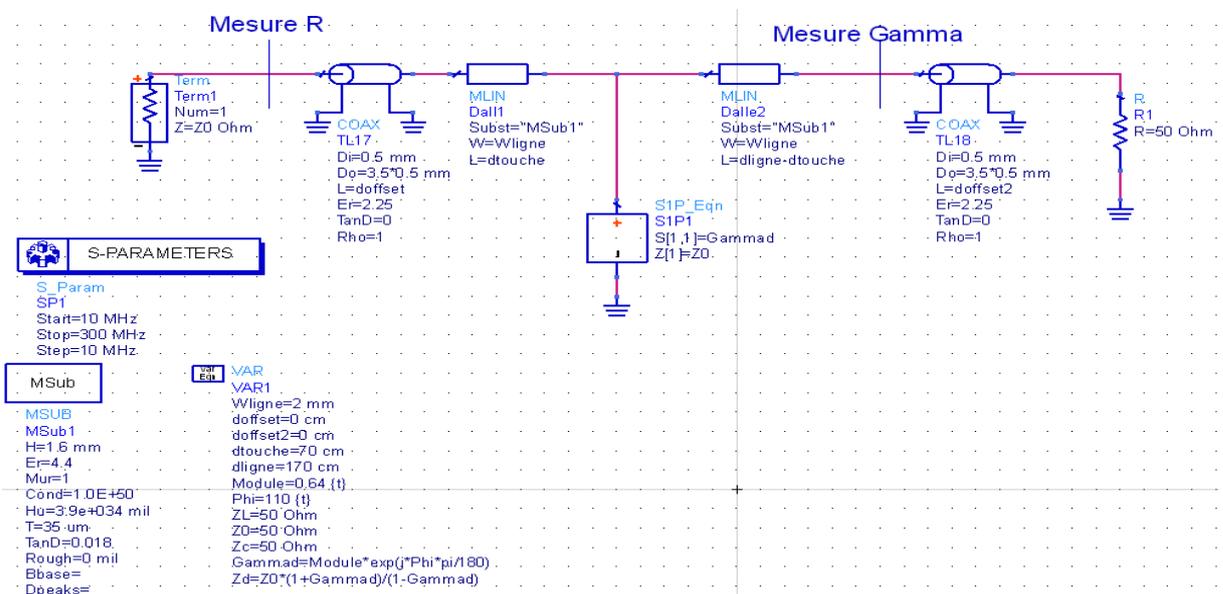


Figure.4. 21. Banc de simulation intégrant la dalle dans la calibration

Le procédé de calibration consiste à : Commencer par remplacer la charge 50Ω qui termine la ligne (R1 de la fig.4.21) par, successivement, trois charges (court-circuit, circuit ouvert, charge 50Ω) pour la sauvegarde de trois fichiers de calibration R_{CC} , R_{CO} et R_{50} contenant les coefficients de réflexion à l'entrée de la ligne. Ces derniers permettent de calculer les variables de calibration A, B et C

nécessaires au calcul du nouveau coefficient de réflexion Γ calibré (eq. 2.52). (Le procédé expérimental d'une calibration SOLT [4.10] est détaillé plus tard).

Les résultats de ces simulations sont représentés par la figure suivante (fig.4.22).

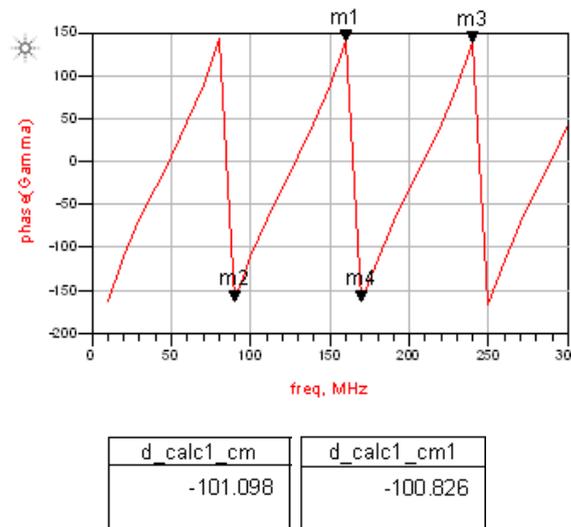


Figure.4. 22. Courbe de phase pour une ligne calibrée de $Z_c=62\Omega$, et une position de toucher 100cm

On peut remarquer que la courbe de phase obtenue (fig.4.22) est inversée. Sa pente est, dans ce cas, positive. Ce résultat est attendu puisque le plan de référence change à l'extrémité de la ligne de transmission.

Comparée à la courbe de phase obtenue pour la même ligne (de $Z_c = 62\Omega$) sans calibration (fig.4.20), la linéarité de la courbe (fig.4.22) s'améliore. Mais les erreurs de localisation ne sont pas corrigées.

Certes, en calibrant un système électronique, ses défauts sont corrigés. Mais, une fois calibré, il ne doit pas changer d'état sinon la correction n'est plus valide. N'importe quelle modification du circuit entraîne alors la nécessité de re-calibration. Dans le cas de la dalle tactile, cette dernière est calibrée dans l'état de repos (sans évènement de toucher), elle est ensuite désadaptée par le toucher. Ainsi, suite à la modification de son état, la correction qui lui est appliquée ne garde pas forcément son effet.

C'est ce qui est prouvé par les résultats de mesures expérimentales ci-après.

Pour intégrer la dalle dans la calibration, le montage expérimental de la mesure à effectuer avec le VNA change, le plan de calibration est reporté à la sortie de la dalle (fig.4.23).

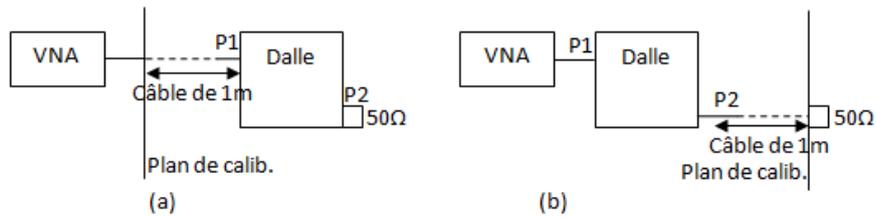


Figure.4. 23. (a) Dalle non intégrée dans la calibration, (b) Dalle intégrée dans la calibration

Dans cette partie, c'est la dalle souple qui est testée. Des erreurs de localisation sont déterminées pour les mêmes positions de toucher pour les deux configurations: dalle calibrée et dalle non calibrée.

La représentation des erreurs obtenues en fonction des positions du toucher dans les deux cas est représenté (fig.4.24).

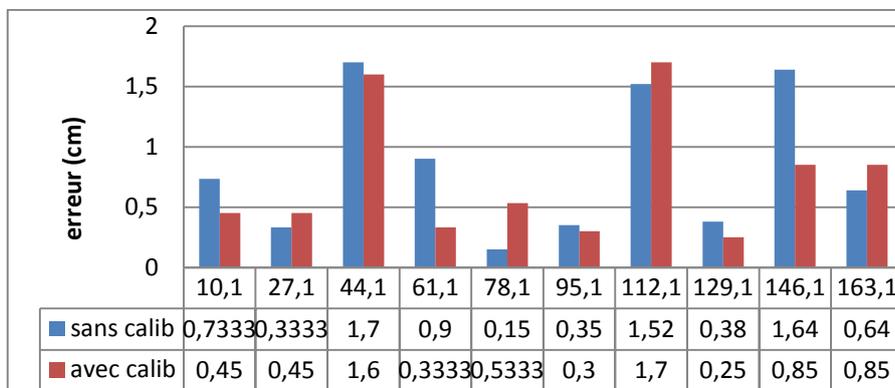


Figure.4. 24. Erreurs de localisation sur la dalle PET (Dalle calibrée Vs. Dalle non calibrée)

La comparaison entre les résultats de localisation pour la dalle calibrée et non calibrée (fig.4.24) montre que les performances sont comparables dans les deux cas. La calibration ne réduit l'erreur de localisation que dans 60% des positions testées. Par conséquent, la calibration de la dalle n'améliore pas forcément les résultats de localisation puisque son état change en appliquant un toucher. L'efficacité de la correction n'est pas assurée dans ce cas.

La calibration de la dalle n'est alors pas la meilleure solution pour le problème de désadaptation.

4.4.2.2. Calcul de la moyenne de pentes

La désadaptation de la ligne entraîne une variation légère au niveau des pentes de la courbe de phase. Cela engendre des erreurs de localisation. L'idée est de calculer la valeur moyenne de ces pentes sur toute la bande de fréquence de travail. L'effet de cette action sur les résultats de localisation est mis en évidence dans la partie des résultats expérimentaux. (Partie 4.8 de ce chapitre)

4.5. Impact de la permittivité du support

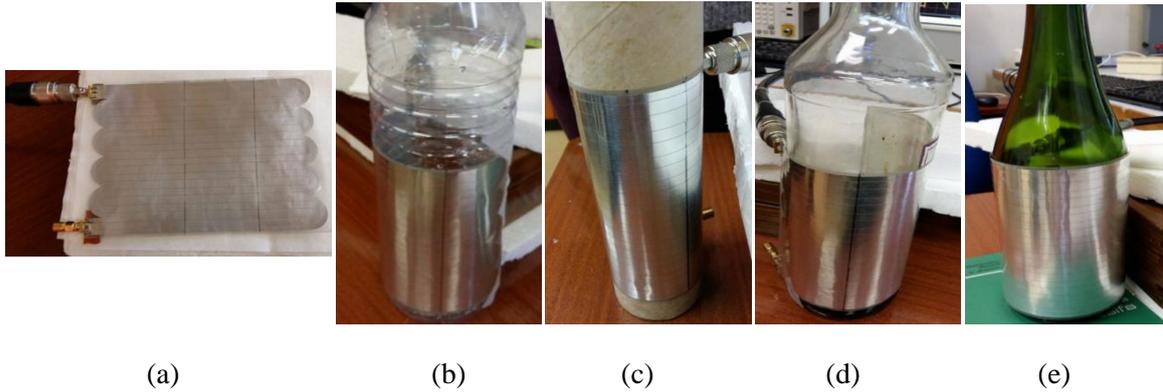


Figure.4. 25. Tests sur différents supports cylindriques

Différents matériaux sont testés en tant que supports de la dalle souple comme présentés sur les photos ci-dessus (fig.4.25): support plan en bois (a), supports cylindriques en : plastique (b), carton (c), verre transparent (d), verre vert (e). Ces matériaux ont des permittivités relatives (ϵ_r) différentes. La permittivité effective (ϵ_{eff}) de la dalle change alors suivant le support sur lequel elle est posée.

Pour la même position de toucher sur la ligne, la courbe de phase est représentée pour chacun des supports cylindriques (fig.4.26).

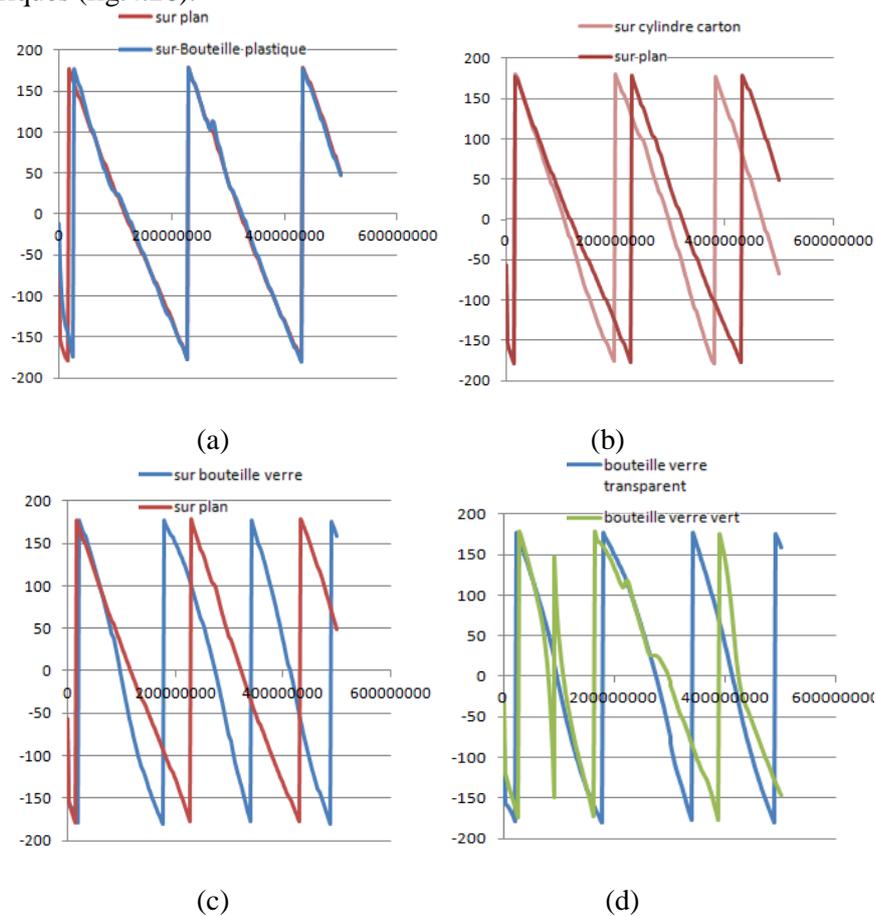


Figure.4. 26. Courbes de phase pour différents supports

La courbe de la fig.4.26.(d) montre une phase perturbée et inexploitable pour la détermination de la position du toucher dans le cas du support en verre vert. C'est le résultat de la variation de sa permittivité relative liée à une inhomogénéité du milieu matériel (due, par exemple, à la présence de bulles d'air invisibles à l'œil nu).

Pour les autres supports : plastique, carton et verre transparent (respectivement fig.4.26.a, b, c), les courbes de phase sont linéaires. Mais elles ne présentent pas la même pente que dans le cas d'un support plan en bois. Cela peut s'expliquer par la variation de la vitesse de phase qui dépend de la permittivité effective (eq.2.1).

L'équation qui relie la distance à la vitesse de phase V_φ est exprimée comme suit :

$$d = V_\varphi t_d \tag{4.6}$$

A partir des mesures de localisation de huit positions de toucher sur chaque type de support, les courbes expérimentales de d en fonction du temps de propagation sont représentées par la fig.4.27.

Pour chaque position de toucher d , t_d est déterminé expérimentalement à partir de la courbe de phase mesurée. Il correspond à l'inverse du double du décalage en fréquence Δf (fig. 3.5).

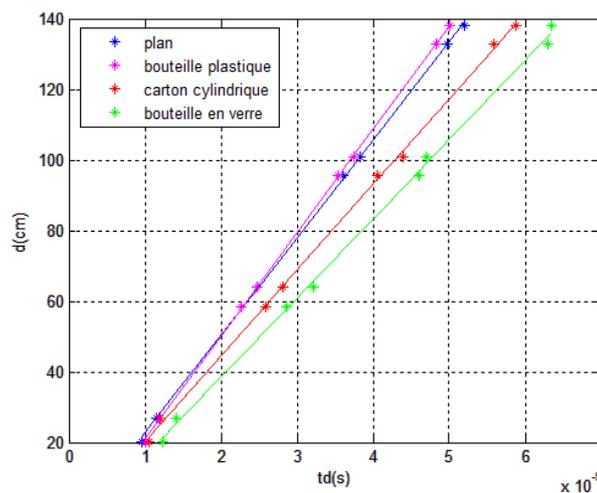


Figure.4. 27. d en fonction de t_d pour différents supports

Théoriquement, la vitesse de phase correspond à la pente de la courbe de d en fonction de t_d (eq.4.6). La fig.4.27 prouve que la vitesse de phase change d'un support à un autre.

La permittivité relative du support influence alors les résultats de localisation du toucher. Si la vitesse de phase (de la dalle tactile posée sur son support) est correctement déterminée, la position du toucher est bien calculée. Par ailleurs, notre méthode de localisation est valable et elle assure de bonnes performances même dans le cas d'un support de forme cylindrique. C'est la linéarité des courbes de d en fonction de t_d qui le prouve. Ceci nous conforte dans l'idée d'adapter la dalle à un objet 3D pour le rendre tactile.

Ainsi, si le milieu est homogène, la localisation du toucher sur la dalle est possible. Sinon, cette dernière peut servir dans d'autres types d'application tels que la caractérisation du support.

4.6. Evaluation de l'erreur induite par l'ensemble doigt-dalle

Dans les parties précédentes, différentes sources d'erreur sont présentées (faibles distances, effet de la permittivité du support, désadaptation de la dalle et effet capacitif du doigt). Leurs effets sur la précision de la localisation sont mis en évidence.

Pour effectuer la mesure, un câble d'un mètre de longueur est placé entre l'instrument de mesure et la dalle afin d'éviter le problème des courtes distances. Par ailleurs, la vitesse de phase est déterminée dans le même environnement et les mêmes conditions de mesures, que ceux des tests que nous réalisons pour éviter l'effet du changement de ϵ_{eff} .

Les résultats présentés sont obtenus à partir de mesures réalisées avec le VNA connecté à la dalle souple de longueur 171 cm.

La courbe qui représente la position du toucher d en fonction du temps de propagation t_d est représentée (fig.4.28). Sa linéarité peut être considérée comme un critère qui permet de valider l'algorithme de localisation (eq.4.6). En outre, la pente de cette courbe correspond à la vitesse de phase estimée à partir des mesures de localisation. Extraite de l'approximation linéaire de la courbe (fig.4.28), elle est égale à $2,597 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$. C'est une valeur très proche de la vitesse de phase mesurée (tab.4.2).

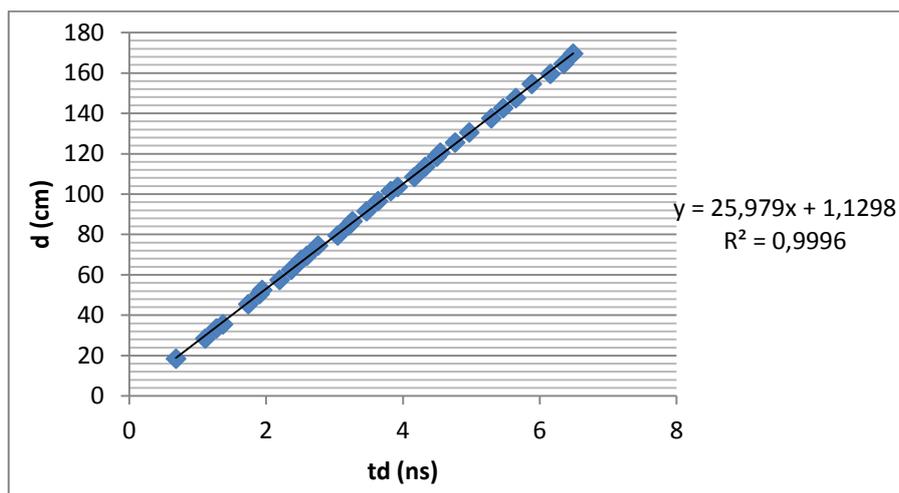


Figure.4. 28. d en fonction de t_d : Mesures du VNA sur la dalle souple

Un diagramme en barres représente les erreurs de localisation en fonction de la position du toucher (fig.4.29).

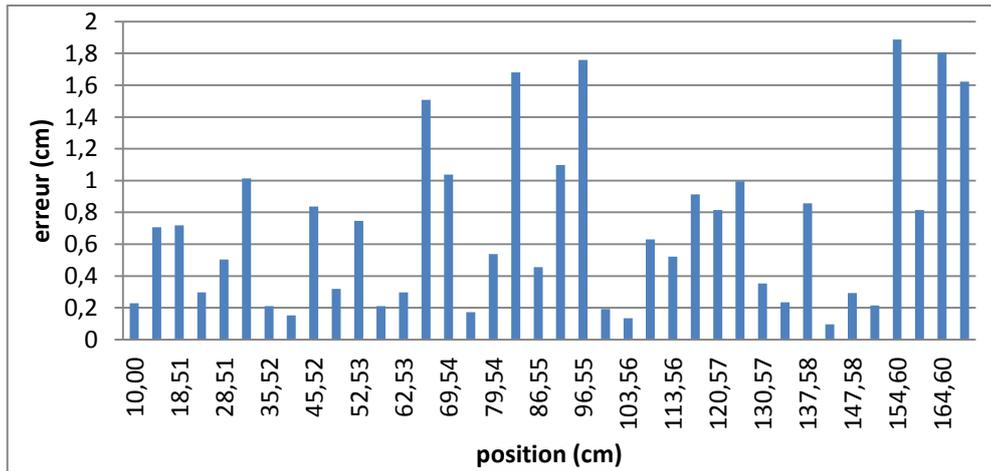


Figure.4. 29. Erreurs de localisation sur la dalle souple (mesures VNA)

D’après ce que nous venons de dire, nous pouvons donc supposer que l’erreur faite sur la mesure de position reste en partie due à la combinaison de l’effet capacitif du doigt et de l’imperfection de l’adaptation de la dalle. Les résultats montrent que ces erreurs ne dépassent pas 1,9 cm.

Le diagramme (fig.4.29) peut être interprété autrement en le représentant sous la forme d’un diagramme « frequency count » (fig.4.30) qui représente les occurrences des différentes valeurs d’erreurs. Ce diagramme permet d’informer clairement sur les performances de localisation. En effet, elles sont meilleures lorsque le nombre des erreurs proches de 0 est plus important. L’écart type de la gaussienne qui enveloppe ce diagramme doit alors être le plus faible possible. L’augmentation de cet écart type est reliée à l’apparition de grandes erreurs. Dans ce cas, cet écart type est de 0.84cm.

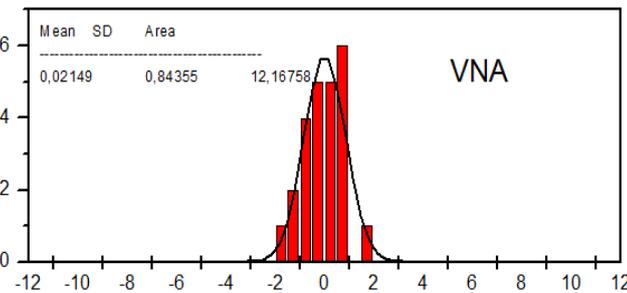


Figure.4. 30. Diagramme « frequency count » pour la dalle souple (Mesures du VNA)

Ces résultats de mesures servent de référence. Elles présentent des erreurs dont les sources potentielles ont été déterminées (désadaptation de la dalle et effet capacitif du doigt). Leurs effets sur la précision de localisation ont été en partie quantifiés, et, des études plus approfondies sont envisagées afin de les corriger.

Dans la partie suivante, les dernières sources d’erreur reliées à l’électronique du système d’acquisition compact, ainsi que les méthodes de correction implémentées sont présentées. Les performances de ce système sont évaluées en comparant ses résultats à ceux obtenus avec le VNA.

4.7. Intégration du système d'acquisition

4.7.1. Pont séparateur

4.7.1.1. Conception et réalisation du pont

Le rôle du pont est la séparation des deux ondes incidente et réfléchie. Le déphasage entre ces deux ondes est le paramètre étudié. C'est le critère d'évaluation qui est pris en compte pour la conception du pont.

La structure du pont séparateur est basée sur quatre résistances dont la quatrième est le dispositif sous test (la dalle). Ces résistances sont reliées par des lignes « micro-ruban » imprimées (de $Z_c=50\Omega$). Tout le circuit est alimenté par un signal sinusoïdal. Et deux signaux de sortie peuvent être récupérés au niveau des ports A et B (fig.4.31).

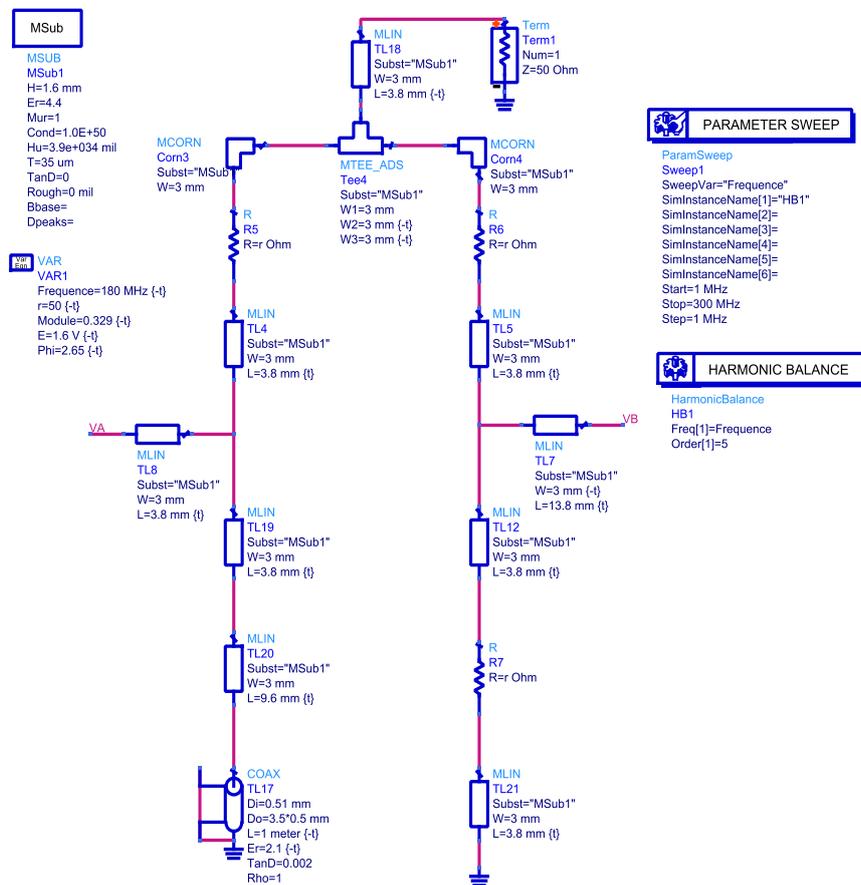


Figure.4. 31. Circuit simulé du pont de Wheatstone (avec un mètre de câble court-circuité en DUT)

A partir des signaux V_A et V_B (fig.4.31), le coefficient de réflexion à l'entrée du câble court-circuité (qui remplace la dalle pour des raisons de simplicité) est calculé (eq.3.46) et sa phase est extraite. Une courbe de phase est tracée en fonction de la fréquence pour être comparée à une courbe référence (mesurée par le VNA).

Deux paramètres influencent cette courbe de phase. Ce sont les valeurs des résistances et les longueurs des lignes qui les relie. Les résistances sont, dans ce cas, fixées à 50Ω , la valeur de l'impédance caractéristique de la dalle. Les longueurs des lignes sont modifiées finement jusqu'à l'obtention de deux courbes de phase (simulée et de référence) superposées (fig.4.32).

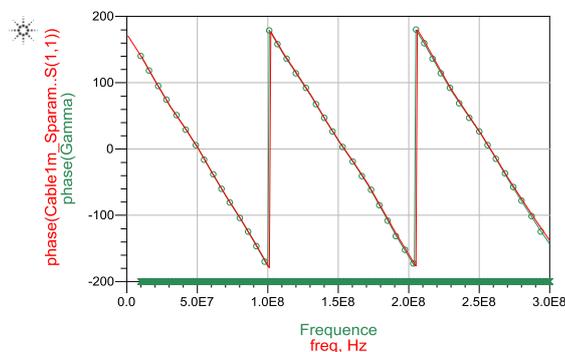


Figure.4. 32. Courbe de phase obtenue dans le cas d'un pont équilibré

Pour cette configuration, le pont séparateur d'ondes assure des performances comparables à celles du système de référence (fig.4.32).

Les dimensions des lignes sont retenues. Elles sont utilisées pour dessiner le circuit du pont à réaliser. Un logiciel spécifique aux circuits électroniques imprimés est choisi. C'est ARES de « Proteus ». Il contient des bibliothèques qui incluent les modèles de tous les composants électroniques du marché. Le dessin du masque du pont (fig.33.a) est imprimé. Il est ensuite réalisé sur une plaque Cu/FR4 (fig.33.b). Des résistances CMS et quatre connecteurs SMA sont soudés. Sa connexion au reste de la chaîne d'acquisition s'effectue comme suit :

- port E : connecté au générateur de signaux sinusoïdaux,
- port D : connecté à la dalle,
- port A : pour récupérer le signal V_A nécessaire pour le calcul de Γ_{in} ,
- port B : pour récupérer le signal V_B nécessaire pour le calcul de Γ_{in} .

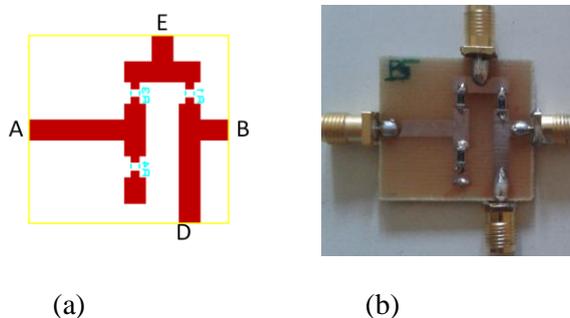


Figure.4. 33. Pont de Wheatstone : (a) Dessin du circuit sur ARES, (b) photo du circuit réalisé

4.7.1.2. Banc expérimental

Pour les tests expérimentaux du pont, le banc expérimental de la fig.4.34 est réalisé (fig.4.35).

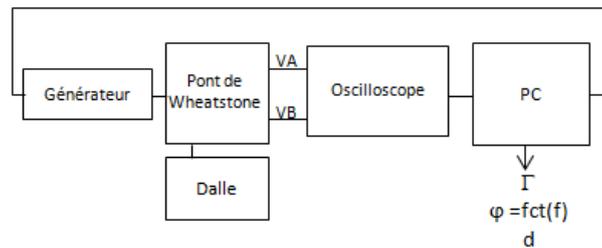


Figure.4. 34. Banc expérimental du pont de Wheatstone

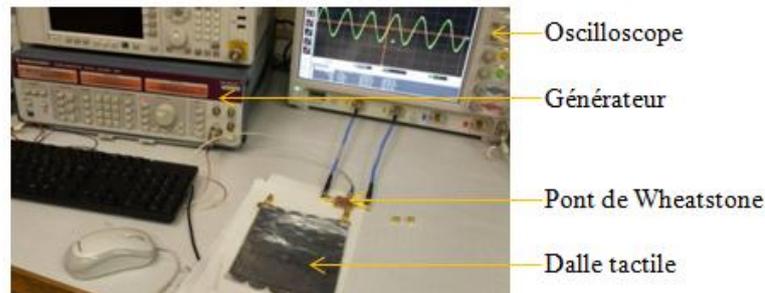


Figure.4. 35. Photo du banc expérimental du pont de Wheatstone

Les deux signaux mesurés aux ports A et B sont exploités pour effectuer le calcul du coefficient de réflexion (eq.3.46).

4.7.1.3. Correction matricielle des défauts

Dans le chapitre précédent la notion de calibration SOLT [4.10] a été introduite. Elle représente une méthode matricielle pour la correction des défauts électroniques du circuit du pont. Cela se traduit par le remplacement de l'équation théorique (d'un pont idéal) (3.46) par l'équation réelle (3.61) pour le calcul du coefficient de réflexion. La nouvelle équation intègre trois paramètres de calibration, déterminés à partir de mesures spécifiques.

Le procédé expérimental suivi pour appliquer la méthode de correction SOLT sur le pont de Wheatstone consiste à connecter les trois charges : court-circuit (CC), circuit ouvert (CO) et charge Z_c (50Ω dans ce cas) au port D. C'est au niveau de ce port que le coefficient de réflexion est mesuré.

Trois mesures sont alors effectuées et trois couples de tensions sont sauvegardés : (V_{ACC} , V_{BCC}), (V_{ACO} , V_{BCO}) et (V_{A50} , V_{B50}).

Théoriquement, les trois coefficients de réflexion qui correspondent à ces trois charges s'écrivent :

$$\Gamma_{CC} = -1 \quad (4.7)$$

$$\Gamma_{CO} = 1 \quad (4.8)$$

$$\Gamma_{50} = 0 \quad (4.9)$$

Ils peuvent s'exprimer autrement (suivant l'équation 3.61):

$$\Gamma_{CC} = A \frac{V_{BCC} + BV_{ACC}}{V_{BCC} + CV_{ACC}} \quad (4.10)$$

$$\Gamma_{CO} = A \frac{V_{BCO} + BV_{ACO}}{V_{BCO} + CV_{ACO}} \quad (4.11)$$

$$\Gamma_{50} = A \frac{V_{B50} + BV_{A50}}{V_{B50} + CV_{A50}} \quad (4.12)$$

En effectuant trois égalités entre les couples d'équations ((4.10) et (4.7)), ((4.11) et (4.8)) et ((4.12) et (4.9)), les expressions des paramètres de calibration peuvent être extraites. Elles sont exprimées par les équations (4.13), (4.14) et (4.15).

$$B = \frac{-V_{B50}}{V_{A50}} \quad (4.13)$$

$$C = \frac{-V_{BCC} - d.V_{BCO}}{d.V_{ACO} - V_{ACC}} \quad \text{où } d = \frac{V_{BCC} + B.V_{ACC}}{V_{BCO} + B.V_{ACO}} \quad (4.14)$$

$$A = \frac{V_{BCO} + C.V_{ACO}}{V_{BCO} + B.V_{ACO}} \quad (4.15)$$

A, B et C s'expriment uniquement en fonction des tensions mesurées lors de la calibration.

Il est intéressant de comparer les valeurs théoriques de ces trois paramètres (A, B et C) aux valeurs mesurées expérimentalement. Les valeurs théoriques sont déterminées à partir de l'équation idéale (eq.3.46). Ce sont des réels constants et indépendants de la fréquence : A = 1, B = -1 et C = 0. Un exemple de mesure de calibration permet de tracer les valeurs expérimentales de ces variables (fig.4.38).

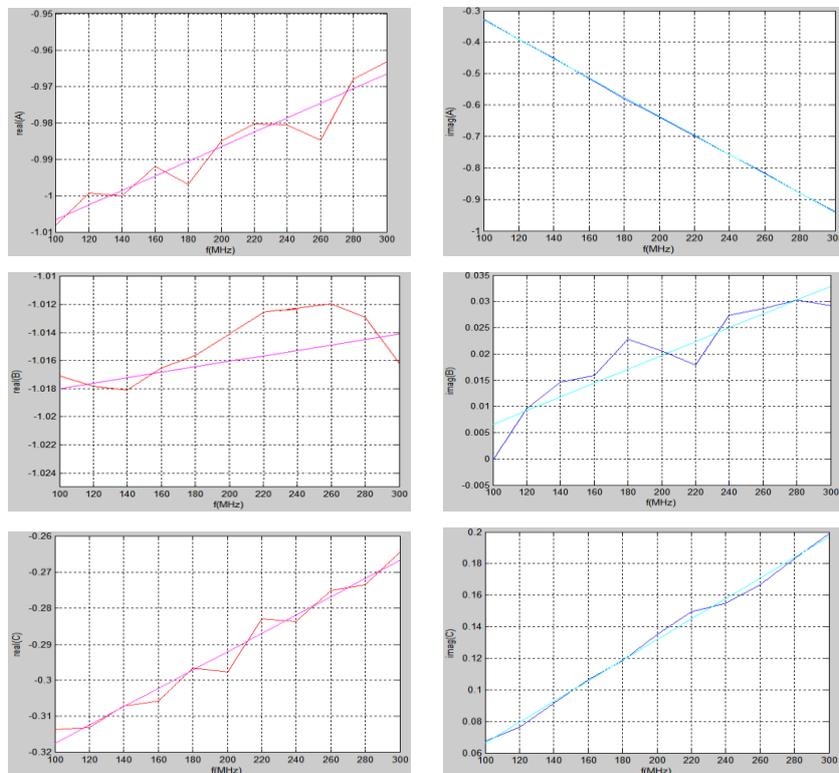


Figure.4. 36. Partie réelle et partie imaginaire des paramètres A, B et C mesurés

Les courbes des paramètres de calibration mesurés (fig.4.36) permettent d’élaborer une comparaison entre les deux cas: idéal et réel. Les valeurs mesurées sont comparées aux valeurs théoriques dans le tab.4.4.

Variable	Partie réelle		Partie imaginaire	
	Valeur mesurée	Valeur théorique	Valeur mesurée	Valeur théorique
A	[-1.01 ; -0.96]	-1	[-0.9 ; -0.3]	0
B	[-1.018 ; -1.014]	-1	[0 ; 0.03]	0
C	[-0,32 ; -0.26]	0	[0.06 ; 0.2]	0

Tableau.4. 4. Paramètres de calibration : Comparaison des valeurs mesurées aux valeurs théoriques

Les valeurs mesurées des variables de calibration fluctuent autour des valeurs théoriques. Ces fluctuations traduisent le comportement réel du pont de Wheatstone. En tenir compte revient à injecter les paramètres de calibration dans le calcul du coefficient de réflexion (eq.3.61). C’est ce qui permet de corriger les imperfections du pont.

4.7.1.4. Mesures et résultats

La méthode de calibration du pont est appliquée sur la mesure de localisation du toucher et la mise en évidence de son impact est présentée dans cette partie.

Des mesures de distance sont effectuées sur la dalle souple (en serpentins de longueur 1,71 m) en utilisant le pont de Wheatstone comme séparateur d’onde, les résultats sont représentés sur les deux courbes de d en fonction de t_d (fig 4.37 (a)) pour le pont non calibré et (fig 4.37 (b)) pour le pont calibré.

Deux critères de performance sont alors évalués la linéarité de la courbe de d en fonction de t_d et l’écart type estimé à partir du diagramme « frequency count » (fig.4.38).

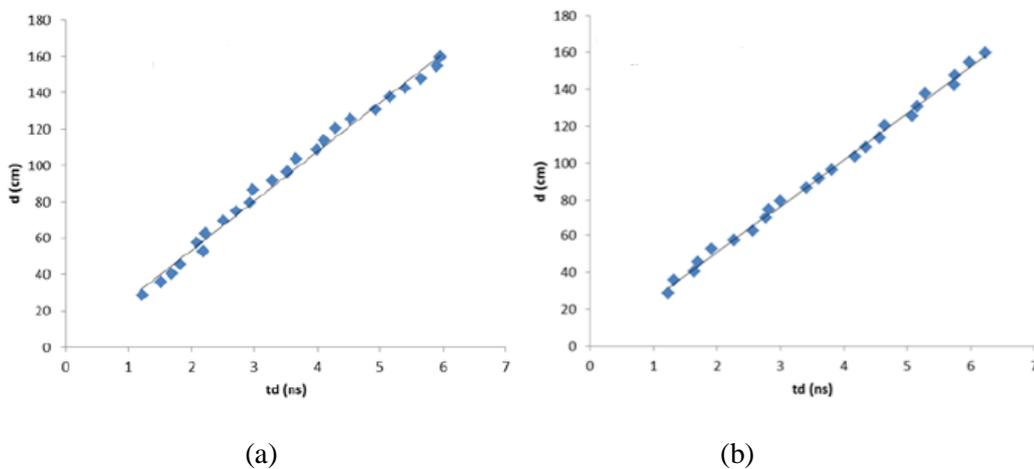


Figure.4. 37. D en fonction de t_d pour la dalle souple : (a) pont non calibré (b) pont calibré

Une non-linéarité due à l'utilisation du pont de Wheatstone dans le montage expérimental est observée (fig.4.38.a). Une telle imperfection est remarquable en comparant cette courbe à celle de référence obtenue avec le VNA (fig.4.28). Une amélioration de la linéarité de la courbe est notée dans le cas d'un pont calibré (fig.4.37.b). Cela engendre l'amélioration des résultats en diminuant les erreurs de localisation.

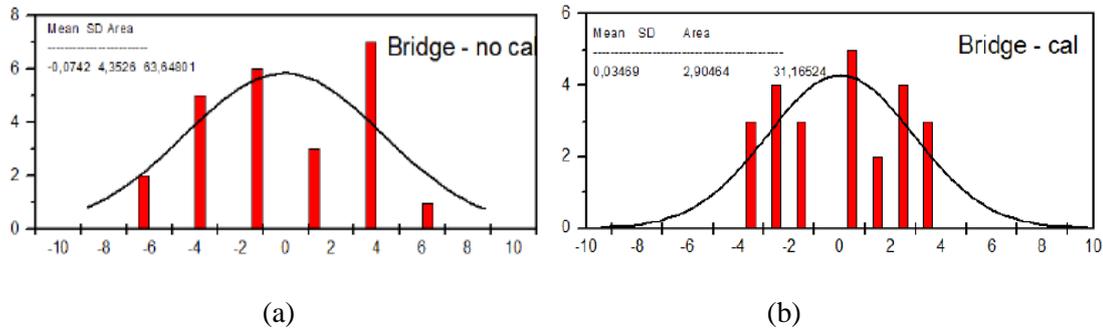


Figure.4.30. Diagramme « frequency count » pour la dalle souple (Mesures du pont non calibré)

La Gaussienne qui enveloppe le diagramme « frequency count » (fig.4.40) est plus large que celle obtenue avec le VNA (écart type = 0.84 cm, fig.4.30). L'écart type est, par conséquent, plus grand.

Pour un pont non calibré, la valeur de l'écart type est de 4.35 cm. Les performances s'améliorent en calibrant le pont. L'écart type passe à 2.9 cm, et la valeur maximale d'erreur passe de 6 cm à 3 cm.

Ces résultats valident le fonctionnement du pont de Wheatstone en tant que séparateur d'ondes ainsi que la méthode proposée pour la correction de ses défauts.

4.7.2. Détecteur de phase

4.7.2.1. Intégration expérimentale

Une intégration d'un détecteur de phase après le pont de Wheatstone permet de compléter la fonction du circuit d'acquisition. Après la séparation des deux ondes incidente et réfléchi par le pont de Wheatstone, le détecteur de phase détermine le déphasage entre elles. Le schéma du banc expérimental devient :

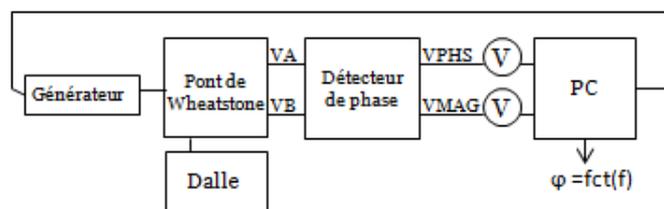


Figure.4. 38. Banc expérimental du circuit d'acquisition complet

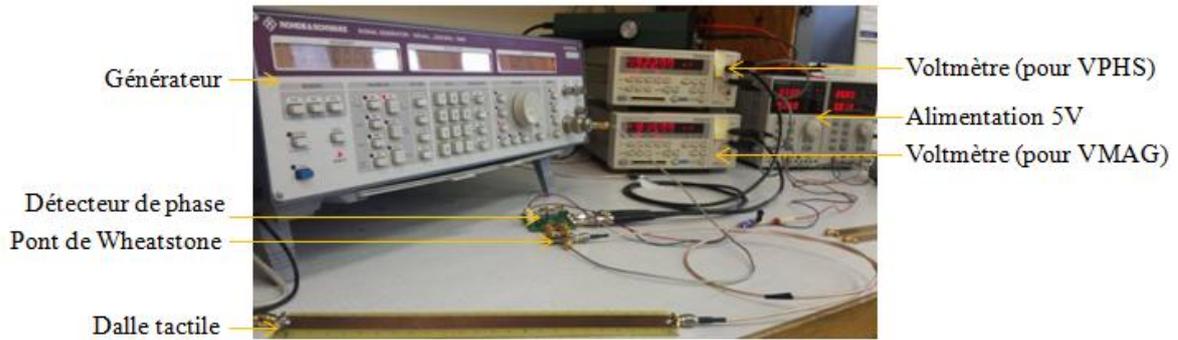


Figure.4. 39. Photo du banc expérimental du circuit d'acquisition complet

Le principe du détecteur de phase (fabriqué par Analog Devices) est présenté dans le chapitre précédent. Ses deux signaux de sortie sont des signaux continus (notés VMAG et VPMS) qui ont les valeurs respectivement proportionnelles au rapport d'amplitude (ρ) et au déphasage (φ) entre les deux entrées.

Le PC (fig.4.38) contrôleur implémente l'algorithme de détection. C'est un programme qui :

- Commande le générateur pour livrer des signaux sinusoïdaux dans l'intervalle de fréquence de travail,
- Récupère les deux tensions VMAG et VPMS,
- Extrait respectivement ρ et φ (eq.3.101, eq.3.102).

Ces deux variables déterminées (ρ et φ) forment le nombre complexe qui correspond au rapport des deux signaux V_A et V_B , noté R :

$$R = \rho e^{j\varphi} \quad (4.16)$$

φ est la phase du paramètre R mesuré. Elle correspond au déphasage entre les deux signaux V_A et V_B . Ce n'est pas le déphasage entre les signaux incident et réfléchi.

L'équation calibrée régissant le coefficient de réflexion est légèrement modifiée (3.61), pour s'exprimer en fonction de R de la manière suivante:

$$\Gamma = A \frac{R+B}{R+C} \quad (4.17)$$

Où A , B et C sont les paramètres de calibration du pont.

La phase de Γ est alors extraite à partir de cette équation (eq.4.17) et représentée en fonction de la fréquence pour déterminer la localisation du toucher.

4.7.2.2. Diagnostic et correction du détecteur de phase

4.7.2.2.1. Diagnostic de la linéarité

Des mesures sont faites avec le pont de Wheatstone et le détecteur de phase (DP) sur la dalle souple pour différentes position du doigt. Un exemple de courbe de phase obtenue est représenté sur la fig.4.40.

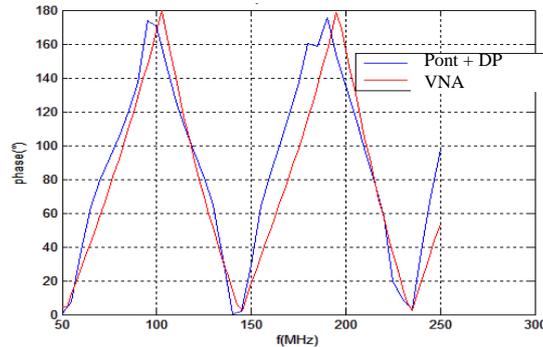


Figure.4. 40. Comparaison entre les courbes de phase du VNA et du système « Pont +DP »

En comparant la courbe de phase obtenue avec des mesures faite à l’aide du système compact à celle obtenue avec le VNA (fig.4.40), une non-linéarité de la courbe est remarquable. Cette imperfection influence directement le calcul de distance, puisqu’elle intervient dans le changement des pentes. Des erreurs importantes de localisation (fig.4.46) le confirment.

Dans la fiche technique du détecteur de phase [4.11], la non-linéarité du composant est remarquable dans les deux courbes (fig.4.41 et fig.4.42) qui traduisent respectivement la variation de VPMS en fonction de φ et de VMAG en fonction de ρ pour une fréquence de 100 MHz (appartenant à la bande de travail). Les erreurs qui résultent de cette non-linéarité sont également représentées.

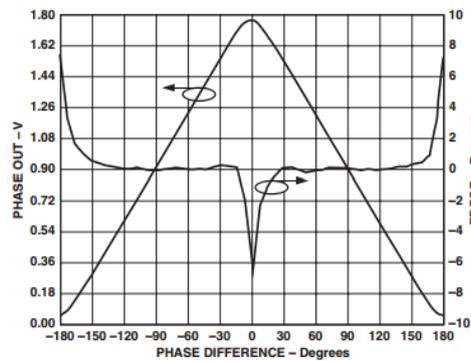


Figure.4. 41. VPMS et erreur de conformité en fonction de φ (f=100 MHz) [4.11]

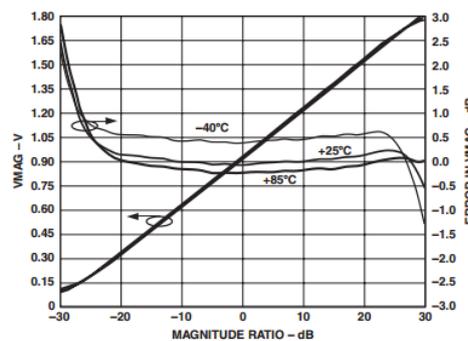


Figure.4. 42. VMAG et erreur de conformité en fonction de ρ (f=100 MHz) [4.11]

Ainsi, expérimentalement, la courbe de $VPHS$ présente une non-linéarité autour des valeurs 0° , 180° et -180° qui engendre une erreur qui peut atteindre jusqu'à 6° dans la valeur de la phase mesurée (fig.4.41). Quant à la courbe de $VMAG$, elle présente une non-linéarité autour des valeurs -30dB et 30dB qui entraîne jusqu'à 1dB d'erreur (fig.4.42).

Par ailleurs, ces erreurs dus à la non-linéarité varient en fonction de la fréquence [4.11], et nous les exploiterons plus loin.

Une méthode de correction de ces non-linéarités observées est alors obligatoire afin d'améliorer les résultats de localisation.

4.7.2.2.2. Correction de la linéarité

La non-linéarité observée est traduite par la variation en fonction de la fréquence des coefficients des courbes affines de $VMAG$ en fonction de ρ et de $VPHS$ en fonction de φ sur des intervalles donnés de φ et ρ (par exemple lorsque φ est comprise entre -30° et 30° (fig.4.41)). Il s'agit, alors, de représenter suite à des mesures expérimentales, ces deux courbes pour différentes valeurs de fréquences.

Afin de caractériser la non-linéarité du composant, il est nécessaire d'obtenir pour chaque fréquence, deux couples de paramètres $(VPHS_0, \varphi_0)$ et $(VPHS_1, \varphi_1)$ pour représenter la courbe de φ en fonction de $VPHS$, et, deux couples $(VMAG_0, \rho_0)$ et $(VMAG_1, \rho_1)$ pour représenter la courbe de ρ en fonction de $VMAG$.

Les bancs expérimentaux utilisés pour ce faire sont présentés sur la fig.4.43.

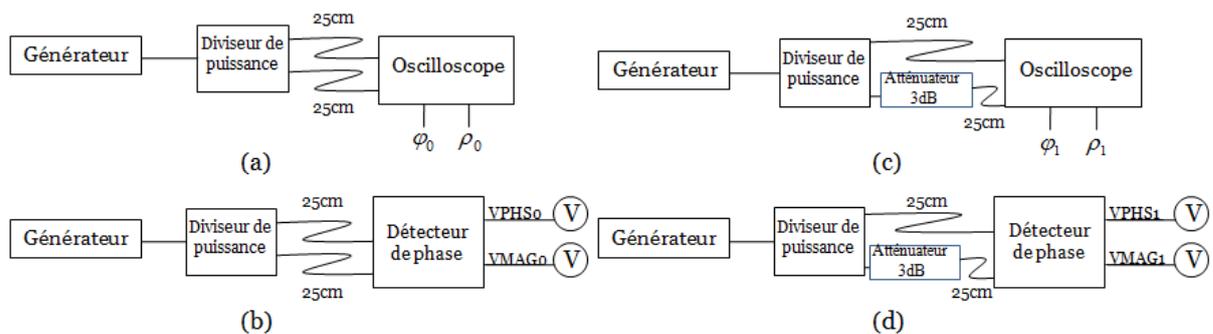


Figure.4. 43. Bancs expérimentaux pour la correction de linéarité

Les résultats pour des fréquences dans l'intervalle $[10,300]$ MHz sont représentés sur la fig.4.44.

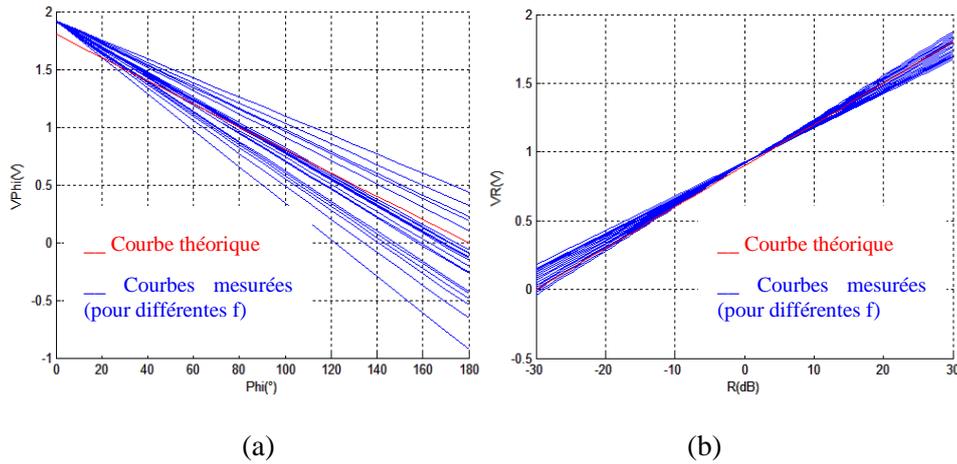


Figure.4. 44. Courbes expérimentales de VPHS en fonction de φ (a) et VMAG en fonction de ρ (b)

Les courbes mesurées et représentées par la figure 4.44 montrent que les coefficients directeurs de VPHS en fonction de φ et VMAG en fonction de ρ ne sont pas égaux (comme dans le cas théorique idéal). Ils dépendent de la fréquence. Les équations de φ et ρ s'expriment comme suit :

$$\varphi(f) = D(f).VPHS + E(f) \quad (4.18)$$

$$\rho(f) = G(f).VMAG + H(f) \quad (4.19)$$

Où les paramètres (D, E) et (G, H) sont déterminés respectivement à partir des courbes de la figure.4.44.a et figure.4.44.b pour chaque valeur de fréquence.

Suite à l'implémentation de cette correction, la linéarité de la courbe de phase s'améliore. Cette dernière (« DP+corrections de non-linéarité ») devient superposée à la courbe de référence (déterminée avec le VNA) (fig.4.45).

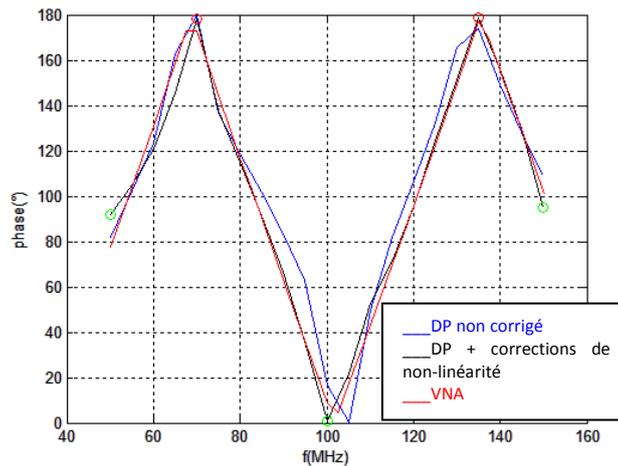


Figure.4. 45. Courbe de phase avant et après la correction du phénomène de non-linéarité

Cette correction de linéarité améliore considérablement les résultats de localisation pour différentes positions de toucher comme on peut le voir sur la figure suivante (fig.4.49). Elle permet de réduire l'erreur sur le calcul de d (fig.4.46). Cette amélioration permet, dans certain cas, de diminuer l'erreur jusqu'à 5cm.

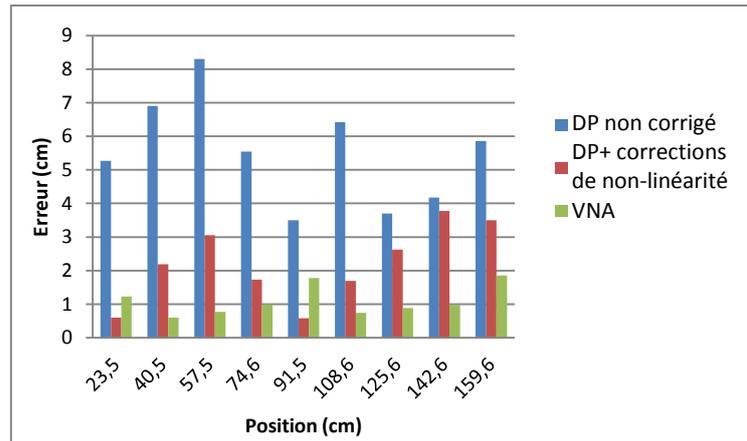


Figure.4. 46. Erreurs de localisation : détecteur de phase calibré et non calibré comparé au VNA

4.7.2.2.3. Identification de l’ambiguïté de phase

Les valeurs de phase déterminées à partir de la mesure de VPHS sont toujours positives (fig.4.45). Une phase qui varie de -180° à 180° ne peut pas être mesurée avec le détecteur de phase.

Pour les mesures de calibration du pont, les sorties VPHS et VMAG sont utilisées pour l’obtention des valeurs des paramètres R_{CC} , R_{CO} , R_{50} . Ensuite, la mesure de R est effectuée pour le calcul du coefficient de réflexion (eq.4.17). Mais, les phases de ces variables ne sont pas correctement déterminées puisque c’est toujours la valeur absolue qui est prise en compte. Cette ambiguïté de phase entraîne une erreur dans le calcul de Γ .

4.7.2.2.4. Correction de l’ambiguïté de phase

Un algorithme de correction est proposé pour corriger la phase. Il permet d’inverser certaines valeurs de ϕ pour obtenir une courbe allant de -180° à 180° au lieu de 0 à 180° .

Cet algorithme est appliqué aux phases des quatre paramètres mesurés avec le détecteur de phase : R_{CC} , R_{CO} , R_{50} et R . Suite à cette correction, le système d’acquisition complet permet d’obtenir une courbe de phase comparable à celle du VNA. Les deux courbes sont superposées sur la figure 4.47.

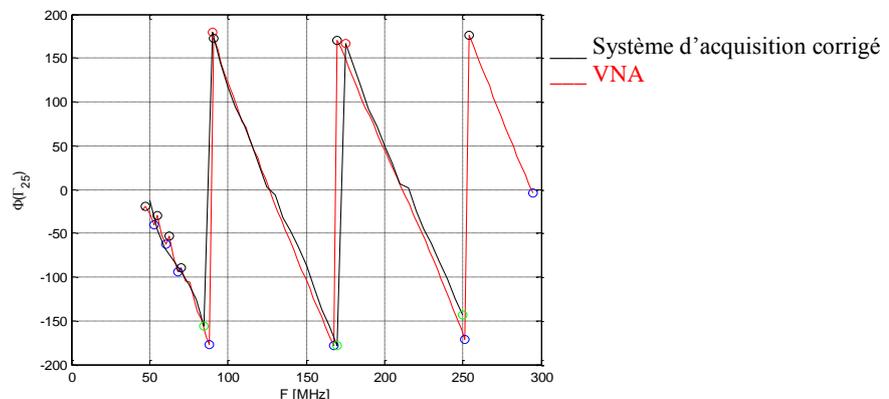


Figure.4. 47. Courbe de phase suite à l’implémentation des deux corrections au détecteur de phase comparée à celle du VNA

Cette méthode de correction est alors validée. Elle, ainsi que la correction de la non-linéarité du détecteur de phase et la calibration SOLT du pont, sont toutes implémentées au niveau de l'algorithme de localisation qui exploite les sorties du système d'acquisition mis en place. Les résultats expérimentaux obtenus avec ce dernier sont exposés ci-après. Ses performances sont comparées par rapport à celles du système de référence (le VNA).

4.8. Evaluation de l'erreur globale du système

Plusieurs prototypes de lignes sont réalisés sur des substrats rigides et souples. Ils servent, dans cette partie, comme supports de tests expérimentaux.

Les mesures sont classées par catégories : Les lignes courtes droites et en U (tab.4.5) et ensuite, les lignes en serpentín (tab.4.6). Pour les deux premières catégories, des modèles de lignes adaptées (à 50Ω) et non adaptées sont disponibles. La comparaison entre les deux donne la possibilité de voir l'effet de la désadaptation de la ligne sur les résultats de localisation du toucher. Les lignes désadaptées sont ensuite considérées. La méthode de calcul de la moyenne des pentes (de la courbe de phase) sur l'intervalle [45,300] MHz est appliquée dans ce cas. Ses résultats sont évalués par rapport au cas des lignes adaptées.

Lignes testées	Zc≠50Ω	Zc=50Ω	Zc≠50Ω Moyenne des pentes																																				
Ligne droite rigide	<table border="1"> <thead> <tr> <th>E (cm)</th> <th>VNA</th> <th>P+DP</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Moy</td> <td>0,69</td> <td>2,16</td> </tr> <tr> <td>Max</td> <td>1,4</td> <td>3,7</td> </tr> <tr> <td>Min</td> <td>0,3</td> <td>0,8</td> </tr> </tbody> </table>	E (cm)	VNA	P+DP	Moy	0,69	2,16	Max	1,4	3,7	Min	0,3	0,8	<table border="1"> <thead> <tr> <th>E (cm)</th> <th>VNA</th> <th>P+DP</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Moy</td> <td>0,33</td> <td>0,83</td> </tr> <tr> <td>Max</td> <td>0,85</td> <td>1,9</td> </tr> <tr> <td>Min</td> <td>0,05</td> <td>0,18</td> </tr> </tbody> </table>	E (cm)	VNA	P+DP	Moy	0,33	0,83	Max	0,85	1,9	Min	0,05	0,18	<table border="1"> <thead> <tr> <th>E (cm)</th> <th>VNA</th> <th>P+DP</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Moy</td> <td>0,53</td> <td>1,16</td> </tr> <tr> <td>Max</td> <td>1,4</td> <td>2,15</td> </tr> <tr> <td>Min</td> <td>0,15</td> <td>0,45</td> </tr> </tbody> </table>	E (cm)	VNA	P+DP	Moy	0,53	1,16	Max	1,4	2,15	Min	0,15	0,45
E (cm)	VNA	P+DP																																					
Moy	0,69	2,16																																					
Max	1,4	3,7																																					
Min	0,3	0,8																																					
E (cm)	VNA	P+DP																																					
Moy	0,33	0,83																																					
Max	0,85	1,9																																					
Min	0,05	0,18																																					
E (cm)	VNA	P+DP																																					
Moy	0,53	1,16																																					
Max	1,4	2,15																																					
Min	0,15	0,45																																					
Ligne en U rigide	<table border="1"> <thead> <tr> <th>E (cm)</th> <th>VNA</th> <th>P+DP</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Moy</td> <td>0,81</td> <td>2,24</td> </tr> <tr> <td>Max</td> <td>1,35</td> <td>3,7</td> </tr> <tr> <td>Min</td> <td>0,5</td> <td>0,7</td> </tr> </tbody> </table>	E (cm)	VNA	P+DP	Moy	0,81	2,24	Max	1,35	3,7	Min	0,5	0,7	<table border="1"> <thead> <tr> <th>E (cm)</th> <th>VNA</th> <th>P+DP</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Moy</td> <td>0,42</td> <td>0,68</td> </tr> <tr> <td>Max</td> <td>0,9</td> <td>1,4</td> </tr> <tr> <td>Min</td> <td>0,1</td> <td>0,2</td> </tr> </tbody> </table>	E (cm)	VNA	P+DP	Moy	0,42	0,68	Max	0,9	1,4	Min	0,1	0,2	<table border="1"> <thead> <tr> <th>E (cm)</th> <th>VNA</th> <th>P+DP</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Moy</td> <td>0,44</td> <td>1,5</td> </tr> <tr> <td>Max</td> <td>0,7</td> <td>2,9</td> </tr> <tr> <td>Min</td> <td>0,1</td> <td>0,4</td> </tr> </tbody> </table>	E (cm)	VNA	P+DP	Moy	0,44	1,5	Max	0,7	2,9	Min	0,1	0,4
E (cm)	VNA	P+DP																																					
Moy	0,81	2,24																																					
Max	1,35	3,7																																					
Min	0,5	0,7																																					
E (cm)	VNA	P+DP																																					
Moy	0,42	0,68																																					
Max	0,9	1,4																																					
Min	0,1	0,2																																					
E (cm)	VNA	P+DP																																					
Moy	0,44	1,5																																					
Max	0,7	2,9																																					
Min	0,1	0,4																																					

Tableau.4. 5. Mesures sur lignes courtes rigides

Les mesures de localisation sur une ligne droite rigide montrent que les résultats sont meilleurs pour une meilleure adaptation de la ligne. Deux lignes sont testées : la première a comme impédance caractéristique 57Ω et la deuxième 48Ω .

Pour Z_c plus proche de 50Ω , la moyenne des erreurs est de $0,33$ cm avec le VNA et $0,83$ avec notre système d'acquisition. Elles sont presque multipliées par deux dans le cas d'une ligne désadaptée. Mais ce qui est intéressant, c'est que le calcul de la moyenne des pentes permet d'améliorer les résultats pour cette dernière.

Ces résultats sont aussi vrais pour les lignes en U.

Ayant des problèmes d'adaptation parfaite au niveau des dalles (rigides sur FR4 et souple sur PET) à cause de la forme de la ligne en serpent, la décision est alors d'appliquer la moyenne des pentes.

Les résultats du VNA ainsi que ceux de notre système d'acquisition sont représentés pour les deux dalles réalisées.

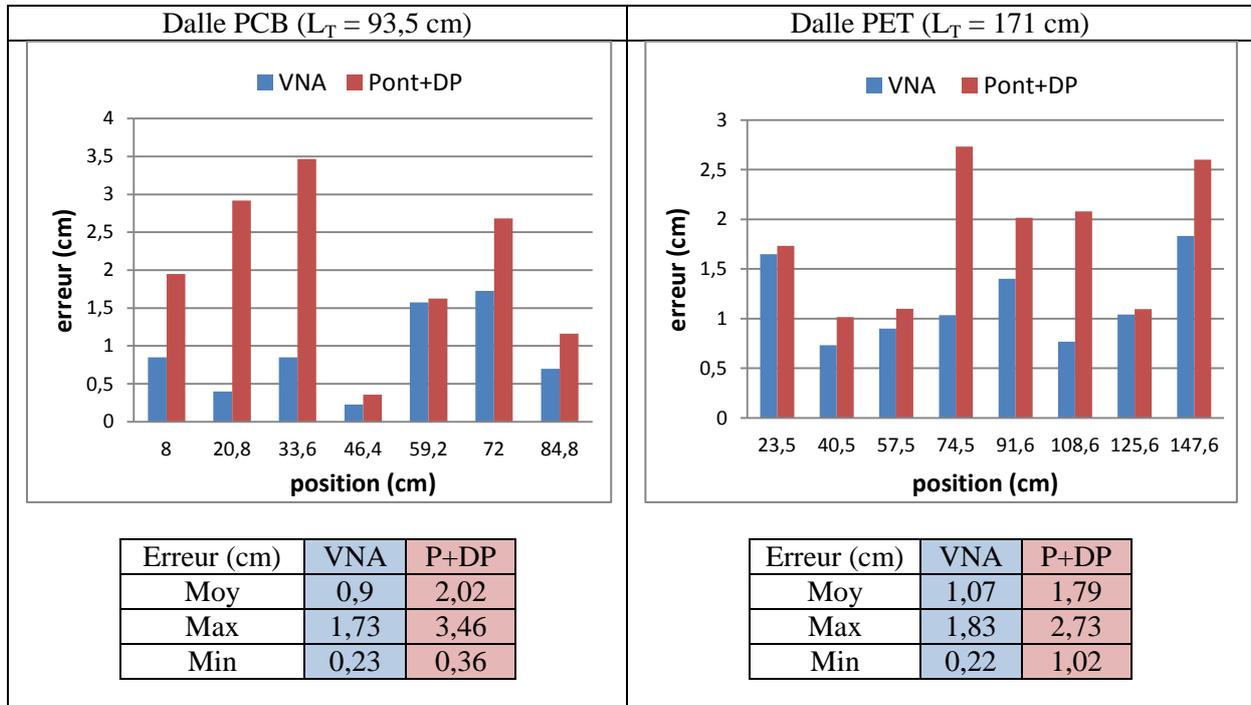


Tableau.4. 6. Mesures sur les dalles (lignes longues en serpent)

Les résultats de localisation sont meilleurs sur la ligne souple que sur celle réalisée sur FR4. Cela s'explique par le fait que la courbe de Z_c pour la dalle PET est plus proche de 50Ω (tab.2.12). Pour la dalle souple, nous obtenons des erreurs moyennes de localisation de $1,07$ cm avec le VNA et de $1,79$ cm avec notre système de localisation. Les erreurs données par le VNA et ceux de notre système sont proches pour la plupart des positions testées (tab.4.6). En calculant l'erreur moyenne, la différence entre les deux systèmes est de 1 cm.

4.9. Synthèse

Ce dernier chapitre a été consacré à l'évaluation de la performance de localisation du système complet. Pour ce faire, nous avons employé une méthodologie itérative de modélisation et de mesure pour déterminer les sources d'erreur et quantifier leurs contributions respectives à la limitation de la précision :

- Dans le cas des courtes distances, la différence de phase entre les signaux incident et réfléchi, étant très faible, induit une imprécision dans la mesure de phase. Nous avons résolu ce problème en intégrant une longueur de ligne supplémentaire en amont de la dalle.
- Le comportement électromagnétique du doigt induit une distorsion de phase sur le signal réfléchi qui entraîne une erreur de localisation de l'ordre de 5 mm. Nous avons déterminé précisément les paramètres du modèle électrique associé au doigt et l'avons intégré dans un banc virtuel nous permettant de bien comprendre le lien entre les paramètres et le comportement électrique en entrée de ligne. Pour des raisons de temps, nous n'avons pas pu optimiser la méthode de location en conséquence. Sur cette base, nous disposons néanmoins du savoir faire nécessaire pour établir de nouvelles règles de conception de la dalle et de la procédure de localisation. Par ailleurs, ce modèle calibré en fonction de la pression d'appui permet de faire remonter à l'entrée de ligne des paramètres supplémentaires. Ceci ouvre des perspectives intéressantes pour de nouveaux types d'applications.
- La désadaptation de la dalle induit des défauts de linéarité de la courbe de phase en fonction de la fréquence et perturbe la précision de localisation. Il est possible d'atténuer ce défaut en utilisant une méthode de calibration mais son impact reste limité. Une deuxième solution consiste à étendre la bande fréquentielle d'analyse pour l'extraction des pentes de phase. Le calcul de la moyenne de ces pentes permet d'améliorer sensiblement les performances de localisation. Cette méthode permet de passer d'une erreur de 2.16 cm à une erreur de 1.16 cm. Elle améliore les résultats de localisation mais nécessite l'utilisation d'une bande de fréquence relativement large. Une meilleure maîtrise de l'adaptation et une meilleure connaissance du comportement du doigt nous permettra probablement de se passer de cette correction dans un futur proche.
- Le circuit compact d'acquisition comprend un pont séparateur ainsi qu'un détecteur de phase qui ont été intégrés au système complet. Chacun de ces éléments induit une erreur supplémentaire. Le pont séparateur comporte des défauts liés à son implémentation matérielle que nous avons corrigés à l'aide d'une calibration SOLT. Pour le détecteur de phase, nous avons corrigé la non-linéarité et l'ambiguïté de phase.

A l'issu de ce travail, nous avons démontré une précision de localisation de 1.8 cm.

Ce travail itératif de conception, de modélisation et de mesure nous a permis d'acquérir une connaissance fine du système et des différents phénomènes physiques en jeu. Nous envisageons, avec confiance, la possibilité prochaine d'améliorer fortement la précision du système tout en réduisant la bande nécessaire à la localisation.