Modélisation de composants hyperfréquences-fluidiques : conception et caractérisation d'un tuner d'impédance HF-fluidique

Pierre Meineri

▶ **To cite this version:**

Pierre Meineri. Modélisation de composants hyperfréquences-fluidiques : conception et caractérisation d'un tuner d'impédance HF-fluidique. Electronique. 2012. dumas-01133870

HAL Id: dumas-01133870

https://dumas.ccsd.cnrs.fr/dumas-01133870

Submitted on 20 Mar 2015

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

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

le cnam

CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

MEMOIRE

Présenté en vue d'obtenir

Le DIPLOME D'INGENIEUR CNAM

SPECIALITE : Electronique-Automatique

OPTION : Electronique

Par

Pierre MEINERI

Modélisation de composants hyperfréquences-fluidiques,

Conception et caractérisation d'un tuner d'impédance HF-fluidique

---

JURY

Président du jury :

Mr Daniel ROVIRAS	**Directeur de la filière électronique du CNAM Paris**

Membres :

Mr Tan-Hoa VUONG	**Responsable de la filière électronique du CNAM Toulouse**
Mr David DUBUC	**Directeur de stage, LAAS-CNRS, Toulouse**
Mme Katia GRENIER	**Co-directrice de stage, LAAS-CNRS, Toulouse**

Remerciements

Je remercie

- Mme Katia GRENIER et Mr David DUBUC, mes tuteurs de stage au sein de l'équipe M.H.2.F (Micro et nanosystèmes HyperFréquences Fluidiques), pour leur accueil, et pour leur soutien tout au long de cette année.
  Ils m'ont permis d'effectuer un stage enrichissant dans des conditions de travail idéales.

- Mr Vincent CALMETTES, Responsable pédagogique de la filière électronique qui m'a donné l'opportunité d'effectuer mon stage au sein du LAAS.

- Tan-Hoa VUONG, nouveau Responsable pédagogique de la filière électronique qui m'a donné l'opportunité de soutenir mon mémoire dans des conditions optimales.

- Mr Daniel ROVIRAS, professeur au conservatoire national des arts et métiers de paris, pour sa participation au jury et la présidence de celui-ci..

- Les membres de l'équipe MH2F pour leurs conseils et leur enthousiasme : Hélène BATUT, Hélène CAYRON, Laura CHAUVET, François ARTIS, Thomas CHRETIENNOT et Tong CHEN.

- Et l'ensemble du service 2.I. pour leur grande disponibilité ; en particulier Charline BLATCHE, Sandrine ASSIE-SOULEILLE, Nicolas MAURAN et Xavier DOLLAT,

Liste des abréviations

ADS : Advanced Design System : Logiciel de simulation d'Agilent

CPW : Coplanar Wave Guide

MEMS : Micro electromechanical systems

PDMS Polydiméthylsiloxane

SiOil : Huile de silicium

TOS :Taux d'Onde Stationnaire

VNA : Vector Network Analyser

Table des matières

Remerciements 3

Liste des abréviations 4

Table des matières 5

Introduction 7

I CARACTERISATION ET MODELISATION DE BRIQUE DE BASE HYPERFREQUENCE-FLUIDIQUE 8

I.1 STRUCTURE GENERIQUE DE TOUS LES CIRCUITS HYPERFREQUENCES-FLUIDIQUES DEVELOPPES 8

I.1.1 Architecture de circuits hyperfréquences-fluidiques 8

I.1.2 Permittivité complexe de fluides 10

I.1.3 Modèle électrique de tronçon de ligne coplanaire munie d'un canal fluidique 11

I.2 BRIQUE DE BASE 1 : CANAL FLUIDIQUE SUR LIGNE COPLANAIRE 16

I.2.1 Architecture du circuit 16

I.2.2 Modèle électrique du circuit 16

I.2.3 Comparatif Simulations et mesures 17

I.3 BRIQUE DE BASE 2 : DEPHASEUR DE TYPE LOADED LINE 19

I.3.1 Architecture du circuit 19

I.3.2 Modèle électrique du circuit 20

I.3.3 Comparatif Simulations et mesures 21

I.4 BRIQUE DE BASE 3 : DEPHASEUR 4 BITS 22

I.4.1 Architecture du circuit 22

I.4.2 Modèle électrique du circuit 23

I.4.3 Comparatif Simulations et mesures 24

I.5 CONCLUSIONS 26

II CONCEPTION D'UN TUNER D'IMPEDANCE HYPERFREQUENCE FLUIDIQUE 27

II.1 PRESENTATION 27

II.1.1 Intérêt d'un tuner d'impédance 27

II.1.2 Caractéristiques d'un tuner d'impédances 28

II.2 CONCEPTION DU TUNER 29

II.2.1 Calcul théorique 29

Calcul de S 29

Calcul de C0 30

II.2.2 Application numérique 32

II.2.3 Simulations du tuner 32

II.2.4 Définition du liquide à utiliser. 34

II.2.5 Simulation du tuner sous ADS 35

II.3 REALISATIONS DE CIRCUITS ALTERNATIFS 37

II.3.1 Tuner 50Ω 37

II.3.2 Tuner 70Ω 39

II.3.3 Slug 40

Calcul de la longueur du slug 40

II.4 FABRICATION DU CIRCUIT 43

II.4.1 Equilibrage des masses 43

II.4.2 Conception des circuits. 44

III PARTIE EXPERIMENTALE : CARACTERISATION DU TUNER D'IMPEDANCE ET DEVELOPPEMENT DU BANC DE MESURE HF-FLUIDIQUE 45

III.1 MESURES DU TUNER AVEC UN MELANGE EAU/ETHANOL 45

III.1.1 Tuner 70Ω ... *46*
III.1.2 Tuner 50Ω ... *47*
III.1.3 Tuner 50Ω/70Ω ... *48*
III.1.4 Mélanges alternatifs ... *49*
III.1.5 Mesures du tuner avec un mélange alternatif ... *51*
III.2 BILAN DES MESURES DES TUNERS D'IMPEDANCES HF-FLUIDIQUES ... 52
III.3 DEVELOPPEMENT DE LA PARTIE « GESTION DES FLUIDES » DU BANC DE MESURE HF-FLUIDIQUE 53
III.3.1 Présentation du banc ... *53*
III.3.2 Cahier des charges ... *53*
III.3.3 Choix du matériel ... *54*
Injection du fluide ... 54
Aspiration du fluide ... 55
III.3.4 Carte de commande ... *55*
Architecture ... 55
Paramètres en entrée ... 56
Paramètres en Sortie ... 56
Conception du circuit imprimé ... 56
Programmation ... 57
Intégration de la carte ... 58
III.3.5 Système d'aspiration ... *60*
III.3.6 Bilan du banc de mesure ... *61*
Conclusion ... 62
Bibliographie ... 63
Table des annexes ... 64
Annexe 1 : Rétro-simulations et écarts entre théorie et mesures ... 65
III.3.7 Eau ... *65*
III.3.8 Ethanol ... *65*
III.3.9 SiOil ... *66*
Annexe 2 : Programme du microcontrôleur ... 67
Annexe 3 : Boitier de commande ... 70
Annexe 4 : Portes Outils Porte seringue Luer 10cc ... 72
Liste des figures ... 74

Introduction

Dans le cadre de ma formation d'ingénieur en électronique en cours du soir au sein de l'IPST CNAM, j'ai été amené à réaliser un stage de fin d'études en milieu professionnel d'une durée minimale de 10 mois. A cette occasion, j'ai souhaité réaliser ce stage au LAAS (Laboratoire d' Analyse et d'Architecture des Systèmes). Le LAAS est un laboratoire faisant partie du CNRS (Centre National de la Recherche Scientifique).
Il est présent dans plusieurs pôles de recherche tels que l'informatique, les réseaux, la robotique, les micronanobiotechnologies,…

Le thème de ce mémoire est le suivant : « preuve de concept ». Il vise à souligner les potentialités de reconfigurabilité des fonctions hyperfréquences par des liquides, et ce de manière expérimentale.

La reconfigurabilité est un sujet central dans les télécommunications. Celle-ci permet une plus grande souplesse d'utilisation de ces dernières et permet ainsi de proposer des produits s'adaptant aux besoins de l'utilisateur.

Afin de réaliser ce concept, je me suis orienté durant mon stage vers un circuit démonstrateur de type *tuner d'impédance*. Les impédances d'entrées/sorties de ce dispositif seront modifiées (tune en anglais) en localisant des liquides, via des canaux fluidiques, à des endroits spécifiques du circuit. L'objectif de ce type de fonction est de permettre à l'équipement dans lequel elle est intégrée, de se reconfigurer afin d'être capable de travailler sur plusieurs gammes de fréquence par exemple.

La première partie du rapport présentera la caractérisation et la modélisation des briques de base. Nous modéliserons ainsi par des schémas électriques équivalents les circuits de base reconfigurables par des fluides. Ces circuits serviront de point de départ pour la réalisation de notre tuner d'impédance.

Par la suite nous présenterons d'une part les simulations électriques réalisées sur le tuner avec le logiciel ADS, et d'autre part celles réalisées sur des versions alternatives du tuner avec toujours le même objectif.

Enfin, nous présenterons la caractérisation de ces tuners. Cette partie expérimentale inclura nos travaux sur le développement du banc de mesures hyperfréquence-fluidique.

I Caractérisation et modélisation de brique de base hyperfréquence-fluidique

Le but de cette première partie est de me familiariser avec la technologie des circuits hyperfréquences (HF) fluidiques. Nous avons caractérisé ces circuits existants, puis nous les avons modélisés par schéma électrique équivalent. L'originalité est de proposer un schéma électrique équivalent des parties fluidiques qui rend compte du caractère dispersif (en fréquence) de tout liquide.
A l'issu de cette étape, nous devons être en capacité de simuler nos propres circuits tuner d'impédance reconfigurable par les fluides.

I.1 Structure générique de tous les circuits hyperfréquences-fluidiques développés.

I.1.1 Architecture de circuits hyperfréquences-fluidiques

Tous les circuits développés dans l'équipe MH2F sont en technologie coplanaire. La ligne de transmission coplanaire a été inventée en 1969 par C.P. Wen [1] et présente différents avantages tels qu'une simplicité de fabrication et une grande souplesse de conception de circuits hyperfréquences. Cela consiste en une connexion aisée des éléments en série ou en parallèle, un rayonnement et des pertes faibles. Elle permet aussi l'adjonction simple de canaux fluidiques (comme vous allez le constater dans les pages suivantes).

La géométrie de la ligne coplanaire est présentée dans la Figure 1.
Le ruban central de largeur w est appelé la ligne « signal ». Il est encadré par deux demi plans de masse situés à une distance s du bord de ruban central.

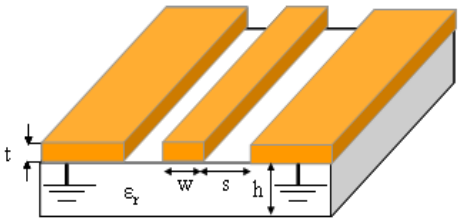


Figure 1 : Ligne coplanaire

La Figure 2 montre la configuration des champs E (champ électrique) et H (induction magnétique) dans un guide coplanaire. Ceux-ci sont confinés à moitié dans le substrat hôte et à moitié dans l'air au-dessus du substrat. La localisation dans l'air des champs contribue à la dispersion et aux radiations de la ligne (point négatif). Mais dans notre cas, c'est un avantage (point positif) car nous pouvons commuter un fluide au dessous du substrat. Ainsi, nous pouvons tirer profit de cette situation pour créer une interaction liquide-champs.

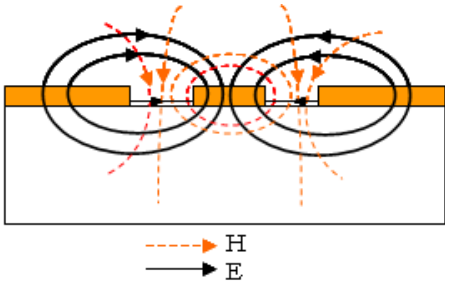


Figure 2 : Champs E et H dans une ligne CPW

La structure générique, qui se retrouvera dans tous les circuits hyperfréquences-fluidiques développés dans ce mémoire, est composée d'une ligne coplanaire munie d'un canal en polymère (PDMS) et placé perpendiculairement à la ligne (Figure 3). Cette configuration permet une interaction entre les ondes électromagnétiques véhiculées par la ligne et le fluide, comme suggéré précédemment.

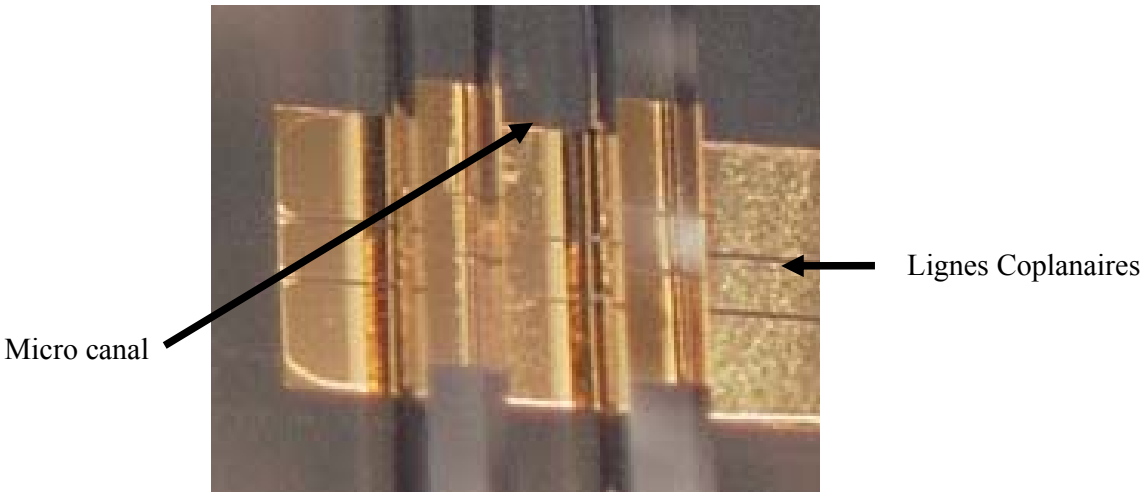


Figure 3 : Device fluidique

Le fluide est injecté ou évacué dans le canal à l'aide d'une seringue reliée à un tuyau souple connecté au canal. Il est alors possible de localiser un liquide au-dessous de la ligne coplanaire ou de la retirer, modifiant ainsi les caractéristiques hyperfréquences du circuit. Ces caractéristiques sont mesurées par un VNA (Vector Network Analyser) connecté à la ligne par des pointes de mesure coplanaire HF.
Le contrôle visuel du canal est réalisé par une caméra numérique muni d'un zoom, localisée au-dessous du circuit et connectée à un ordinateur.

Nous avons utilisé trois fluides différents : eau déionisée, éthanol et huile de silicium (SiOil). Nous reviendrons sur ces choix ultérieurement. Le paragraphe suivant présente les caractéristiques diélectriques de ces derniers.

I.1.2 Permittivité complexe de fluides

Les parties réelle et imaginaire de la permittivité complexe (ε' et ε'' respectivement) de liquides, quels qu'ils soient (eau, éthanol et SiOil dans notre cas), satisfont la théorie et les relations de Debye [DEB1913] présentées ci-dessous :

$$\varepsilon' = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty}{1 + \left(\frac{f}{f_\tau}\right)^2} \quad \text{et} \quad \varepsilon'' = \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty}{1 + \left(\frac{f}{f_\tau}\right)^2} \times \left(\frac{f}{f_\tau}\right)$$

Équation 1 : Permittivité complexe

Connaitre les propriétés d'un fluide revient donc à observer ε_0 (permittivité quand la fréquence tend vers 0), ε_∞ (permittivité quand la fréquence tend vers l'infini) et f_τ (fréquence de relaxation du fluide). Grâce à une technique développée dans l'équipe MLH2F [GRE2009] nous avons accès aux spectres dans la gamme HF de ε' et ε''. Nous avons donc optimisé les différents paramètres du modèle de Debye afin que théorie et mesures coïncident. La Figure 4 présente l'exemple pour l'eau déionisée : en rouge les mesures, en vert le modèle extrait.

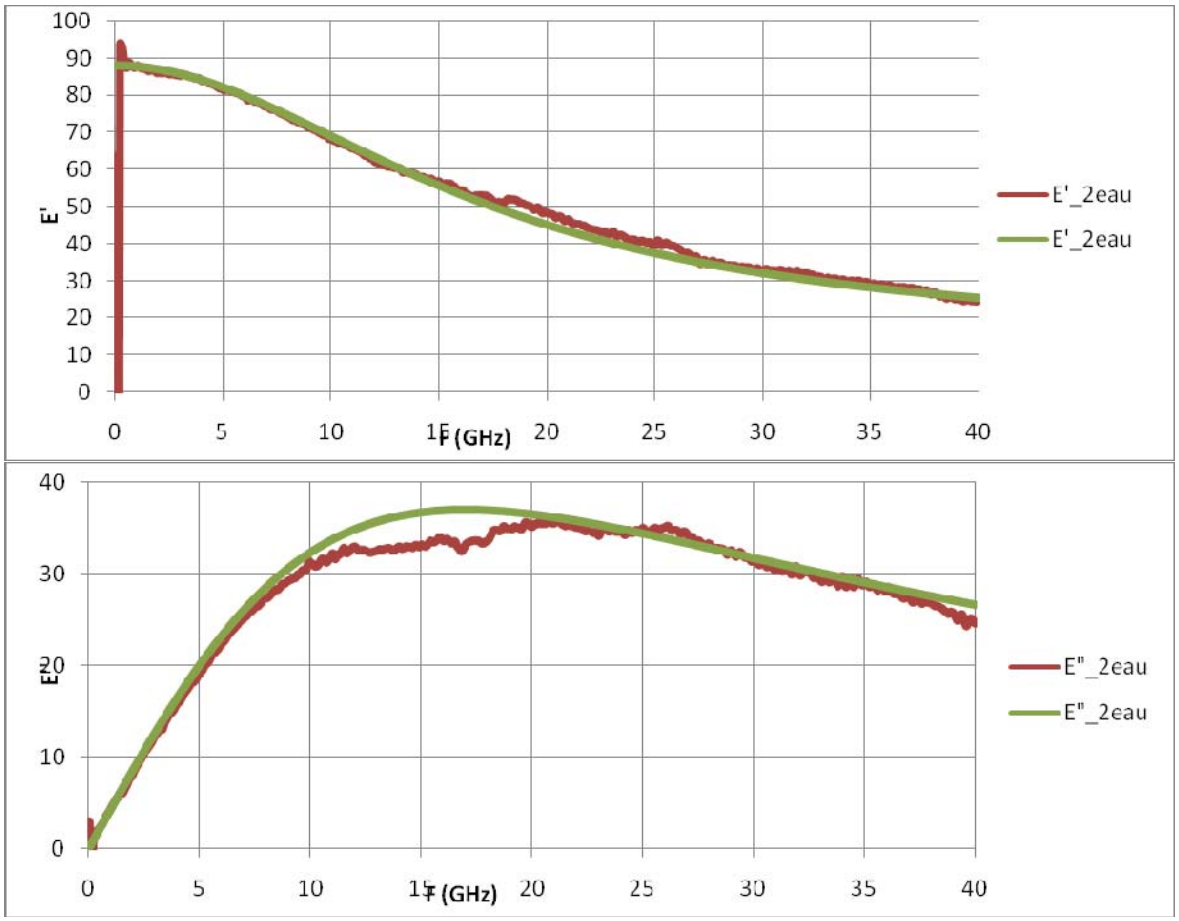


Figure 4 : Courbes de permittivité de l'eau déionisée

Nous avons effectué le même travail pour les deux autres liquides (éthanol et SiOil).
Les résultats sont présentés dans le tableau ci-dessous (Figure 5).

	Eau	Ethanol	SiOil
ε0	88	28	4
ε∞	14	4	3
fτ	17	1,3	0,01

Figure 5 : Permittivités des fluides

D'après ce tableau, plusieurs éléments peuvent être mis en avant. L'eau est le liquide qui à la permittivité la plus élevée. On peut s'attendre à de forts effets lorsqu'elle est en interaction avec le circuit. En revanche, l'éthanol et l'huile de silicium ont des permittivités plus faibles. Leurs effets sur les caractéristiques du circuit seront moins importants que l'eau. Par contre leurs pertes sont moindres que cet autre fluide, ce qui est un atout pour garantir un bon niveau de performances des systèmes HF. Nous verrons par la suite que selon le type de fonction réalisée on préférera un liquide à faible ou à forte permittivité.

I.1.3 Modèle électrique de tronçon de ligne coplanaire munie d'un canal fluidique

Lorsque l'on dépose une goutte d'eau dans le micro-canal présenté en Figure 3, on modifie les caractéristiques de transport électromagnétique de la ligne coplanaire situé en dessous. Une modification des paramètres S s'opère donc. En effet, lorsque l'on dépose un fluide sur les lignes coplanaires, il apparaît les éléments suivants:

- un couplage s'établit entre la ligne centrale et les deux plans de masse (conséquence de ε').
- une atténuation des ondes électriques (absorption dans le liquide) se produit aussi (conséquence de ε'').

Ces phénomènes peuvent être représentés par une capacité en parallèle de l'association en série d'une capacité et d'une résistance (Figure 6).

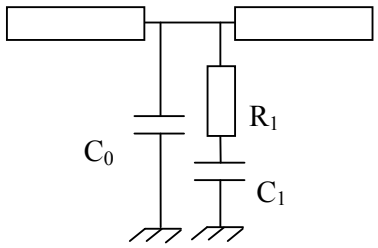


Figure 6 : Schéma équivalent de l'eau

Le calcul de C0, R1 et C1 se fait en 3 étapes :

Etape 1 : lien entre C0, R1 et C1 et de $\varepsilon_0, \varepsilon_\infty$ et f_τ (paramètres du modèle Debye du fluide)

L'admittance ainsi constituée est la seule conséquence du fluide, et par conséquent, sa permittivité (complexe). Elle s'exprime donc comme suit :

$$\frac{Y_{eq}}{j\omega} = Ceq = [(\varepsilon'_{eau}-1)-j\varepsilon''_{eau}]\times Kgeom$$

Ceq et la capacité équivalente associée au fluide et Kgeom est une constante qui ne dépend que de la géométrie de la capacité.

Grace à cette expression et à l'équation 1, nous allons déterminer les valeurs théoriques de C0, C1 et R1. Nous pourrons par la suite les comparer aux valeurs pratiques.
L'admittance équivalente se développe comme suit :

$$Yeq=j(\varepsilon'eau -1) \times Kgeom \times \omega +\varepsilon''eau \; X \; Kgeom \times \omega$$

On remplace ε'eau et ε''eau par leur formules données en équation 1.

$$Yeq=j(\varepsilon_{\infty}+\frac{\varepsilon 0-\varepsilon\infty}{1+\left(\frac{f}{f\tau}\right)^2}-1)\times Kgeom\times\omega+\frac{\varepsilon 0-\varepsilon\infty}{1+\left(\frac{f}{f\tau}\right)^2}\times\left(\frac{f}{f\tau}\right)\times Kgeom\times\omega$$

Parallèlement, en reprenant le schéma équivalent de la Figure 6, on peut écrire l'admittance complexe :

$$Yeq = JC_0\omega + \frac{fC1\omega}{1+fR1C1\omega}$$

On pose $\tau = R1C1$

D'où :

$$Yeq = = \frac{[fC0\omega(1+f\tau\omega)+fC1\omega](1-f\tau\omega)}{(1+f\tau\omega)(1-f\tau\omega)}$$

$$= \frac{(fC0\omega - C0\tau\omega^2 + fC1\omega)(1-f\tau\omega)}{1+(\tau\omega)^2}$$

$$= \frac{fC0\omega - C0\tau\omega^2 + fC1\omega + C0\tau\omega^2 + fC0\tau^2\omega^3 + C1\tau\omega^2}{1+(\tau\omega)^2}$$

$$= \frac{C1\tau\omega^2 + f\omega(C0 + C1 + C0\tau^2\omega^2)}{1+(\tau\omega)^2}$$

Par identification des parties réelles et imaginaires nous obtenons deux expressions de l'admittance :

$$\varepsilon\infty - 1 + \frac{\varepsilon 0-\varepsilon\infty}{1+\left(\frac{f}{f\tau}\right)^2}\times Kgeom \times \omega = \frac{\omega(C0+C1+C0\tau^2\omega^2)}{1+(\tau\omega)^2}$$

$$\frac{\varepsilon 0-\varepsilon\infty}{1+\left(\frac{f}{f\tau}\right)^2}\times\left(\frac{f}{f\tau}\right)\times Kgeom\times\omega = \frac{C1\tau\omega^2}{1+(\tau\omega)^2}$$

Donc :

$$f\tau = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi R1C1}$$

$$(\varepsilon\infty - 1)\left[1 + \left(\frac{f}{f\tau}\right)^2\right] + \varepsilon 0 - \varepsilon\infty = \frac{1}{Kgeom(C0 + C1 + C0\tau^2\omega^2)}$$

$$(\varepsilon 0 - \varepsilon\infty) \times \left(\frac{f}{f\tau}\right) = \frac{1}{Kgeom} C1\tau\omega$$

$$(\varepsilon\infty - 1) + ((\varepsilon\infty - 1)/f\tau^2)]f^2 + \varepsilon 0 - \varepsilon\infty = 1/Kgeom[C0 + C1 + C0\tau^2 (2\pi f)^2]$$

$$\varepsilon 0 - \varepsilon\infty \times \left(\frac{1}{f\tau}\right) f = \frac{1}{Kgeom} C1\tau 2\pi f$$

$$\varepsilon 0 - 1 = \frac{1}{Kgeom[C0 + C1]} \quad \text{et} \quad \varepsilon\infty - 1 = \frac{1}{Kgeom[C0]}$$

$$\varepsilon 0 - \varepsilon\infty = \frac{1}{Kgeom} C1$$

$$(C0 + C1) = Kgeom(\varepsilon 0 - 1) \quad \text{et} \quad C0 = Kgeom(\varepsilon\infty - 1)$$

$$C1 = Kgeom(\varepsilon 0 - \varepsilon\infty)$$

On en déduit les formules suivantes. On retrouve C0, C1 et R1

$$C1 = Kgeom(\varepsilon 0 - \varepsilon\infty)$$

$$C0 = Kgeom(\varepsilon\infty - 1)$$

$$\frac{C1}{C0} = \frac{(\varepsilon 0 - \varepsilon\infty)}{(\varepsilon\infty - 1)}$$

$$f\tau = \frac{1}{2\pi R1C1} \Leftrightarrow R1 = \frac{1}{2\pi f\tau C1}$$

Afin de pouvoir déduire C0, C1 et R1 de $\varepsilon 0, \varepsilon m$ et fr , il est nécessaire de connaitre la valeur de Kgeom.

Etape 2 : détermination de Kgeom

Pour établir Kgeom, nous allons utiliser une ligne coplanaire fictive pour laquelle il y a de l'air au-dessus et au-dessous (Figure 7).

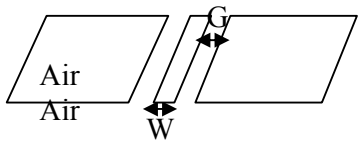


Figure 7 : Ligne coplanaire

Dans ce cas, la valeur de la capacité de cette ligne est :

C=permittivité x Kgeom
= ($\varepsilon dessus + \varepsilon dessous$) x Kgeom
=($1 + 1$) x geom=2 x geom
=2 x geom

De plus nous savons que

$$Z_C = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad \text{et} \quad v_m = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{v_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \quad \text{avec :} \quad v_0 = 3.\frac{10^8 m}{s}$$

$$Z_C \times \frac{v_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \times \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$Z_C \times \frac{v_0}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} = \frac{1}{C_0} \quad \text{avec :} \quad C_0 = \frac{C}{Long}$$

$$C = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reff}}}{Z_C \times v_0} \times Long$$

Or on sait que : C=2×Kgeom

On en déduit que : $$Kgeom = \frac{v_0 \sqrt{\varepsilon_{reff}}}{Z_C \times v_0} \times \frac{Long}{2}$$

Équation 2 : Géométrie

Ainsi, pour trouver la valeur de Kgeom, il faut trouver Zc, à savoir l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire, et ε_{reff} , la permittivité relative effective de la ligne coplanaire.

Nous avons utilisé l'outil LineCalc de ADS (Figure 8) afin d'obtenir Zc et ε_{reff} .

Dans LineCalc il faut remplir l'onglet « Physical » correspondant aux dimensions du circuit.
Dans un deuxième temps, il est nécessaire de renseigner les caractéristiques du substrat dans « SubstrateParameters ». Pour connaitre la géométrie, on considère que la ligne est entouré d'air (ε_r =1).

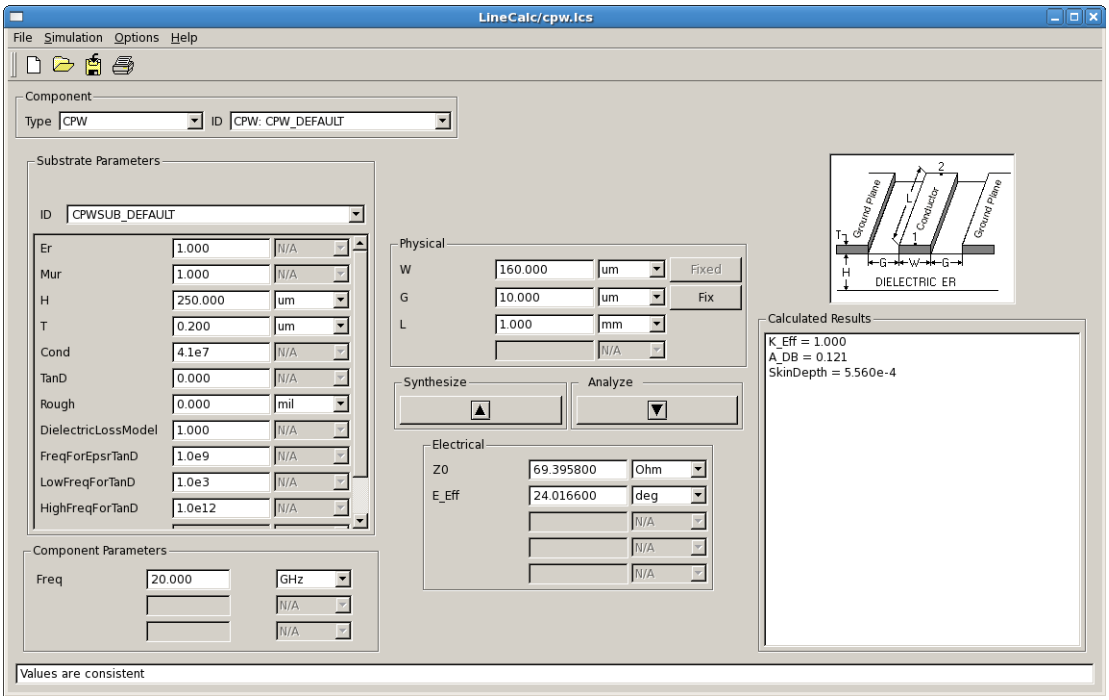


Figure 8 : LineCalc

LineCalc nous donne Z_0 qui correspond à l'impédance caractéristique de la ligne. K_Eff correspond à la permittivité équivalente du circuit. Ces deux valeurs vont permettre de calculer la valeur Kgeom.

Etape 3 : synthèse du calcul

Connaissant Kgeom, nous pouvons maintenant calculer les valeurs de R, C0 et C1 par :

$$C1 = Kgeom(\varepsilon 0 - \varepsilon\infty)$$
$$C0 = Kgeom(\varepsilon\infty - 1)$$
$$R1 = \frac{1}{2\pi f_T C1}$$

Équation 3 Formules C0, R1, C1

Remarque : Les canaux en PDMS ne sont pas complètement transparents aux ondes. Ils ajoutent un effet capacitif, c'est à dire un couplage entre le ruban chaud et les lignes de masse de la ligne CPW. Ce couplage sera noté C_{PDMS}. Le schéma électrique équivalent est présenté en Figure 9.

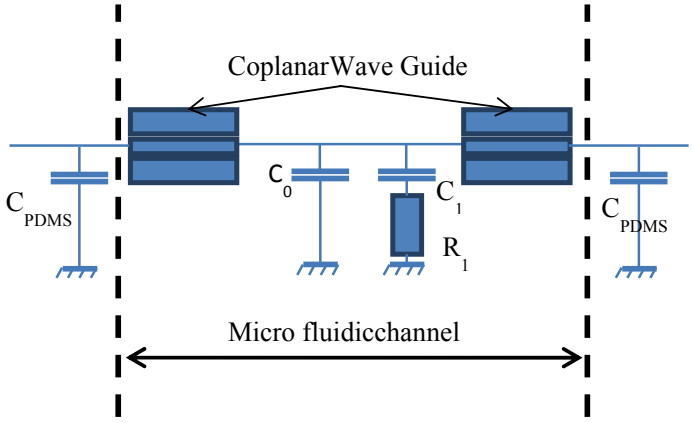


Figure 9 : Schéma équivalent de la ligne coplanaire sous le canal fluide

I.2 Brique de base 1 : canal fluidique sur ligne coplanaire

I.2.1 Architecture du circuit

La vue globale de la brique 1 est présentée en Figure 10. Elle est constituée d'une ligne coplanaire munie d'un canal micro-fluidique placé perpendiculairement au centre de la ligne de transmission.

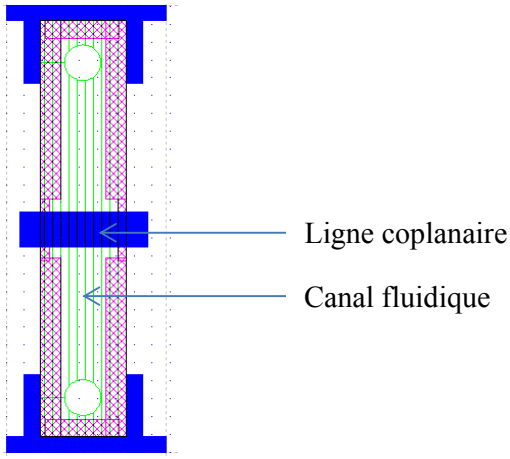


Figure 10 : Ligne CPW avec un canal microfluidique placé perpendiculairement

Le principal objectif de cette brique de base est de valider notre modèle en effectuant une comparaison modèle/mesures.

I.2.2 Modèle électrique du circuit

Ce circuit possède un long micro canal, vis-à-vis de la longueur d'onde. Pour que la simulation soit la plus proche de la réalité, le schéma électrique du liquide est subdivisé en trois parties égales (Figure 11).

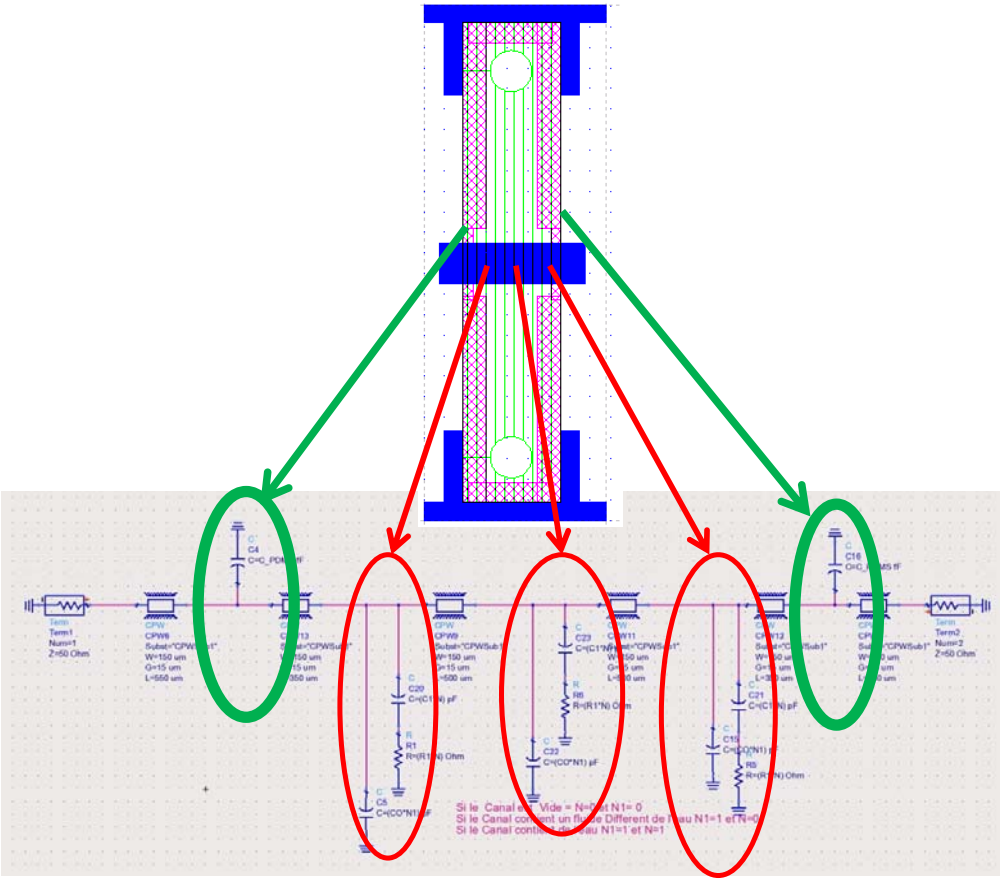


Figure 11 : Schéma équivalent du circuit CPW-fluidique sous ADS

Comme évoqué plus haut, les murs fluidiques latéraux sont modélisés par des capacités à la masse (indications en vert sur le schéma).
Concernant la partie fluidique, nous avons tout d'abord calculé Kgeom=2,148 fF, puis : C0, C1 et R1 pour les 3 fluides :

		Eau	Ethanol	Sioil
CPW_B	C0	0,03 pF	0,01 pF	0,004 pF
	C1	0,16 pF	0,05 pF	0,002 pF
	R1	59 Ω	2 376 Ω	7 412 102 Ω
	C1/C0	5,69	8,00	0,50

I.2.3 Comparatif Simulations et mesures

Les essais ont été réalisés avec l'eau et l'éthanol et nous avons de plus toujours mesuré l'état sans fluide dénommé « vide ». Les figures ci-dessous présentent les mesures et les simulations du module en dB ainsi que la phase en degrés de la transmission du circuit dans les différentes conditions fluidiques évoquées ci-avant.

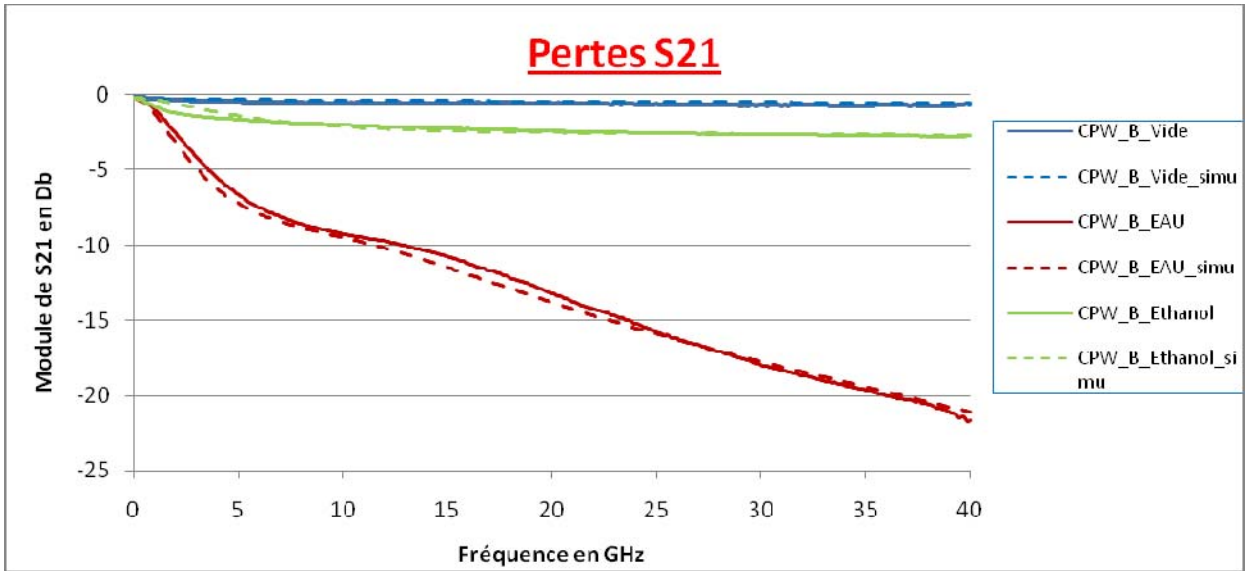


Figure 12 : Pertes d'insertion circuit CPW-fluidique

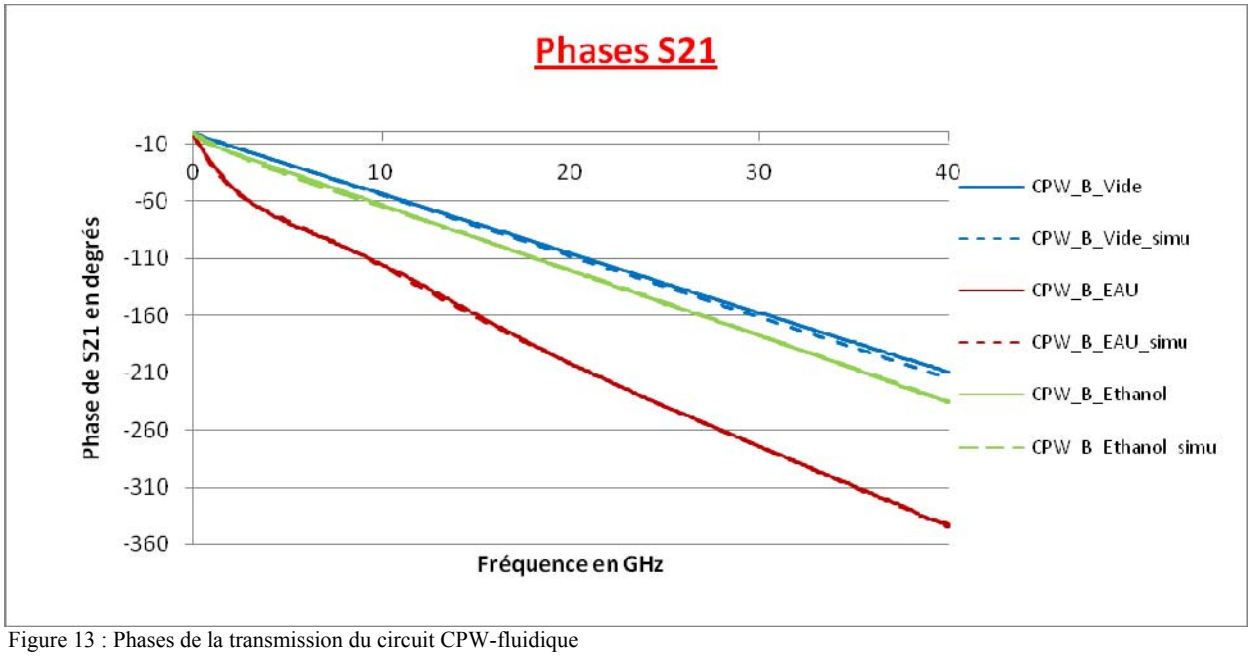


Figure 13 : Phases de la transmission du circuit CPW-fluidique

Nous avons une très bonne corrélation entre les mesures et la simulation. Le fait de subdiviser le micro canal en trois sous partie est un moyen efficace de simuler une « longue » (par rapport à la longueur d'onde) ligne en contact avec un fluide. Ces résultats confirment ainsi notre modélisation électrique de circuit HF/fluidique. Les 2 paragraphes suivant présentent 2 autres circuits de base qui vont confirmer cette modélisation, montrant ainsi son applicabilité à différents types de circuits HF.

I.3 Brique de base 2 : Déphaseur de type Loaded Line

I.3.1 Architecture du circuit

La seconde brique de base est un circuit fonctionnel : un déphaseur accordable. Son architecture se nomme : *loaded line* [KAR2011]. Il est composé d'une ligne coplanaire centrale, à caractère inductif, bordée par deux sections capacitives commutables, ici réalisées par 2 tronçons de ligne munis de canaux fluidiques (Figure 14).

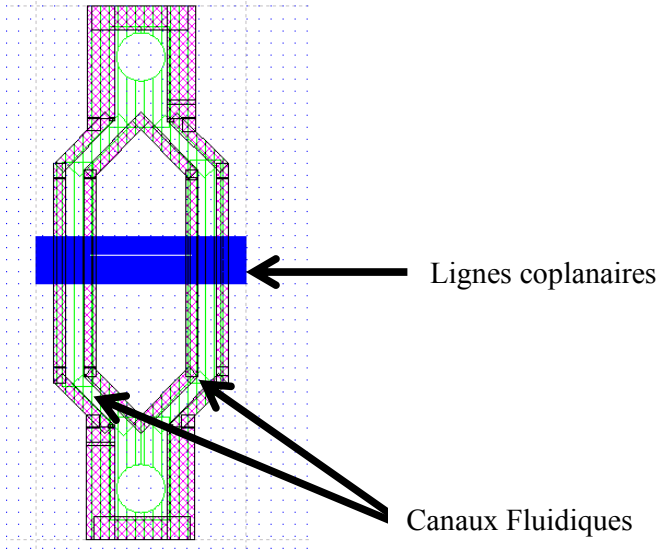


Figure 14 : Déphaseur Loaded Line (LL) fluidique

Lorsque l'on injecte un fluide au-dessus des 2 tronçons de ligne on change leur permittivité effective, donc leur caractère capacitif. La capacité équivalente de chaque tronçon est donc changée, ce qui modifie le déphasage de l'ensemble sans altérer l'adaptation (si tous les éléments sont correctement conçus). Bien entendu l'optimum des performances électriques est une bande étroite autour d'une fréquence qui sert à tous les calculs.

I.3.2 Modèle électrique du circuit

La figure ci-dessous présente le schéma équivalent du circuit Loaded Line sous ADS.

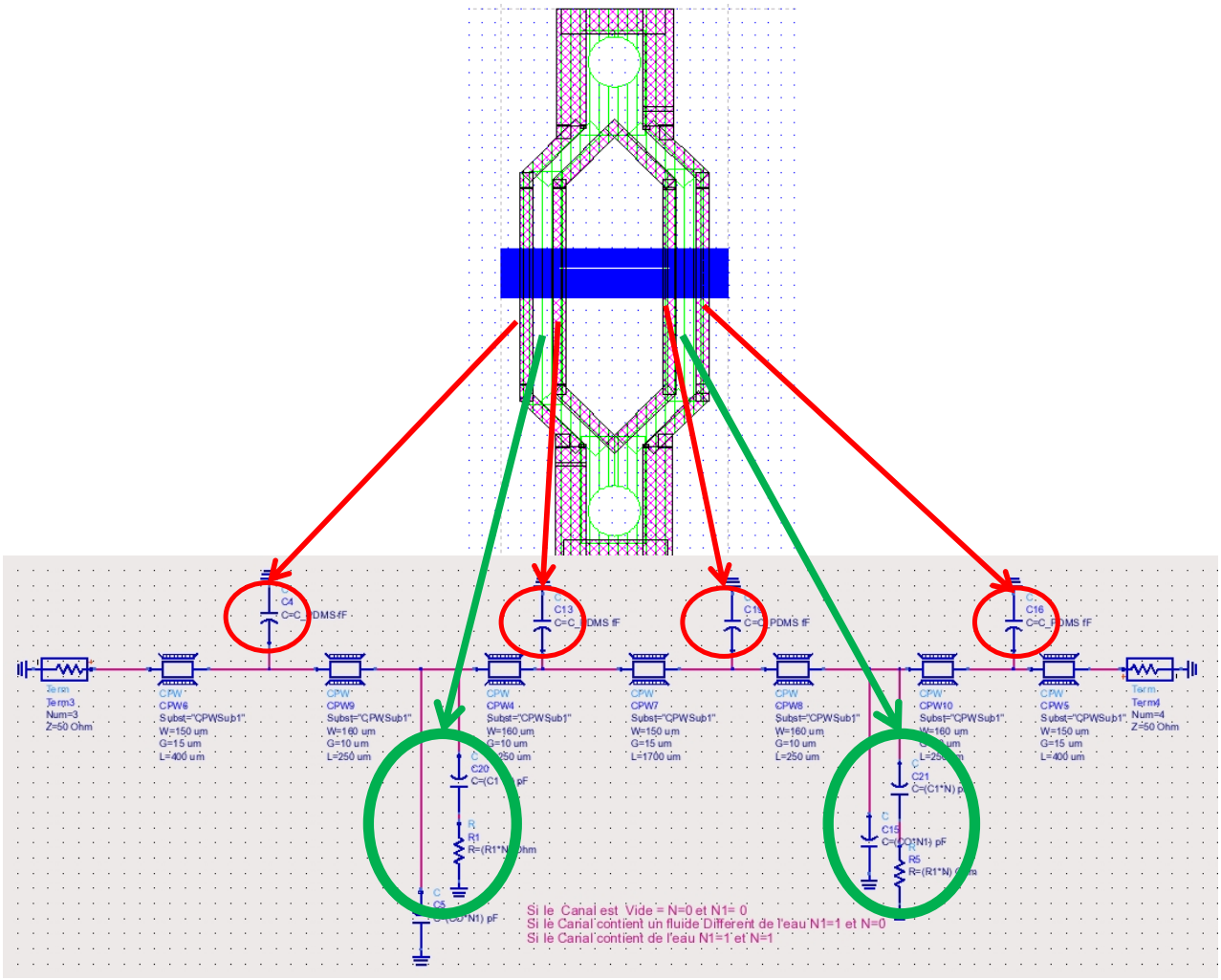


Figure 15 : Schéma équivalent du circuit Loaded Line sous ADS

Pour obtenir les éléments de ce schéma équivalent, nous avons tout d'abord calculé Kgeom=2,415 fF, puis : C0, C1 et R1 pour les 3 fluides :

		Eau	Ethanol	Sioil
LL_A	C0	0,03 pF	0,01 pF	0,005 pF
	C1	0,18 pF	0,06 pF	0,002 pF
	R1	52 Ω	2 113 Ω	6 592 357 Ω
	C1/C0	5,69	8,00	0,50

I.3.3 Comparatif Simulations et mesures

Ci-dessous, nous pouvons voir les graphiques des pertes et du déphasage du circuit Loaded Line.

Il y a une bonne corrélation entre les mesures pratiques et la simulation. On peut constater que les pertes sont très différentes selon le liquide présent dans le micro canal.

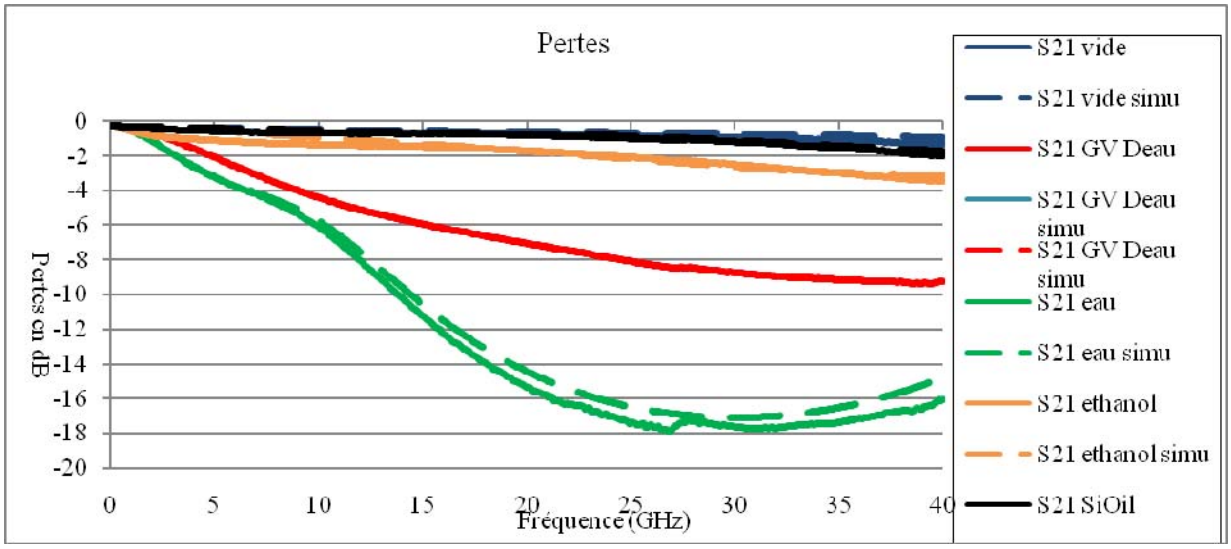


Figure 16 Pertes d'insertion du circuit Loaded Line

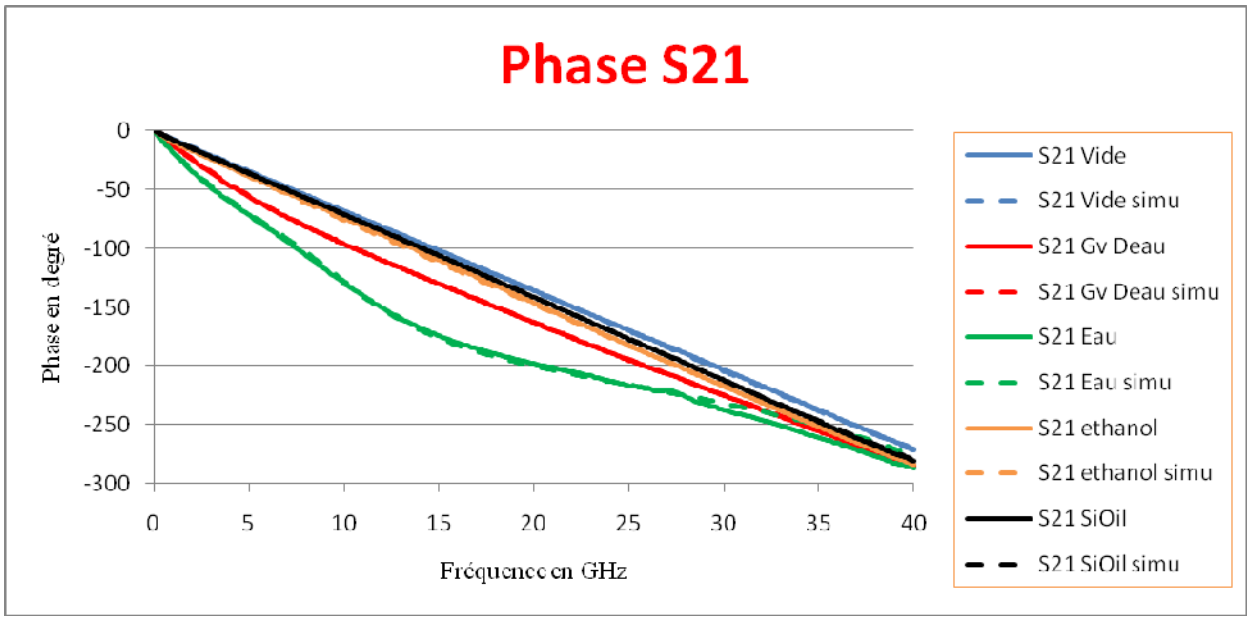


Figure 17 : Phase en transmission du circuit Loaded Line

Afin d'analyser de façon plus fine les résultats, nous avons regroupé les résultats dans le tableau ci-dessous.

Mesures à 20GHz	S11 dB	S21 dB	S21 Phase Degré
Vide	-24,26	-0,7	-136
Eau	-5,8	-15,33	-198
Ethanol	-24,6	-1,7	-146
SiOil	-24,45	-0,8	-141

Figure 18 : Tableau de synthèse Loaded Line à 20 GHz

Le circuit Loaded Line à vide est bien adapté de l'ordre de -25dB et présente de plus, de faibles pertes d'insertion (0,7 dB). L'eau, qui présente à 20GHz une forte permittivité et de fortes pertes, se traduit par des pertes d'insertion de l'ordre de 15 dB et un déphasage relatif par rapport à la situation « vide » de 62°. De plus l'adaptation se dégrade fortement en passant à -6dB.
L'éthanol et le SiliconOil donnent des résultats beaucoup plus intéressants. Ils permettent de garder une bonne adaptation et des pertes faibles. Le déphasage est moins important qu'avec l'eau (seulement 10°).

Ainsi, les mesures faites sur ce circuit démontrent encore la justesse de la modélisation électrique. En outre, ces mesures démontrent qu'il est possible de réaliser des circuits HF reconfigurables et performants basés sur la commutation de fluide. En effet, un accord de phase de 5° à 20GHz peut être effectué avec seulement 0.1dB de dégradation des pertes d'insertion. Ainsi, nous obtenons un facteur de mérite de 50°/ dB, ce qui est au-delà de ce que peuvent atteindre des déphaseurs à semi-conducteur.
Enfin, ce circuit a fait l'objet d'une communication orale à European Microwave Week 2012 [MEI2012].

I.4 Brique de base 3 : déphaseur 4 bits

I.4.1 Architecture du circuit

Le dernier circuit est composé d'une ligne coplanaire munie de 4 canaux où l'on peut injecter indépendamment les fluides. Ce circuit nous donne 2^4=16 combinaisons possibles (Figure 19).

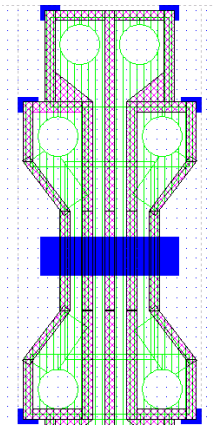


Figure 19 : Circuit reconfigurable à 4 bits

I.4.2 Modèle électrique du circuit

Le circuit 4 bits est le plus complexe à modéliser du fait de ces quatre canaux fluidiques. Sur la Figure 20, on peut voir en rouge les capacités simulant les murs de PDMS, et en vert les simulations des canaux fluidiques.

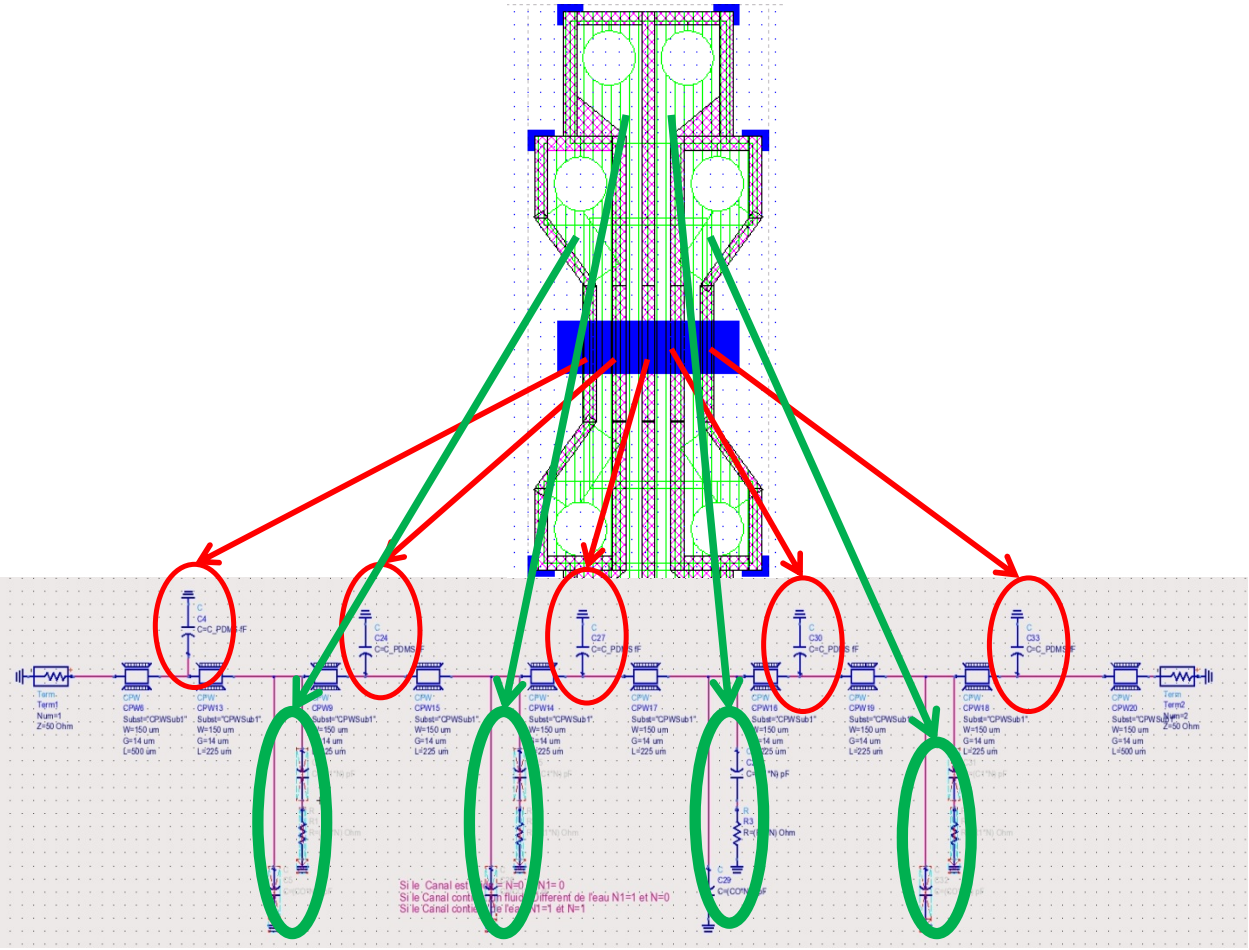


Figure 20 : Circuit 4 bits

Comme pour les 2 autres briques de base, nous avons tout d'abord calculé Kgeom=2,148 fF, puis : C0, C1 et R1 pour les 3 fluides :

		Eau	Ethanol	Sioil
4bits	C0	0,03 pF	0,01 pF	0,004 pF
	C1	0,16 pF	0,05 pF	0,002 pF
	R1	59 Ω	2 376 Ω	7 412 102 Ω
	C1/C0	5,69	8,00	0,50

Fort de ce modèle sous ADS, nous avons pu simuler les 16 configurations. Une fois les valeurs des composants C_0, C_1 et R_1 fixées pour un liquide donné, nous les activons ou désactivons successivement suivant la présence ou non (respectivement) du fluide. La Figure 21 présente la simulation de la configuration : canal 1=rempli, canal 2=rempli, canal 3=vide et canal 4=rempli.

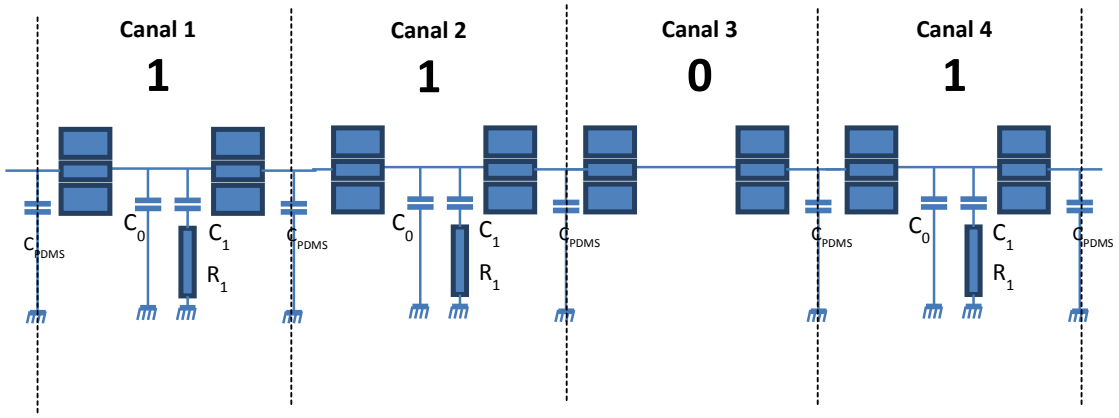


Figure 21 : Exemple de configuration fluidique

I.4.3 Comparatif Simulations et mesures

Pour plus de clarté, les mesures sont présentées à une seule fréquence (20GHz) en fonction de l'état binaire représentant la présence (=1 en binaire) ou l'absence (=0 en binaire) de fluide dans les canaux 1, 2, 3 et 4.

Fluide=Eau

L'eau étant un fluide absorbant, comme déjà énoncé à maintes reprises dans ce mémoire, nous l'avons utilisé pour réaliser un atténuateur variable. Les pertes obtenues expérimentalement pour les 16 configurations (Figure 22), sont très proches des valeurs simulées sous ADS. Selon la configuration choisie, nous obtenons des pertes de 0.5dB à 12dB.

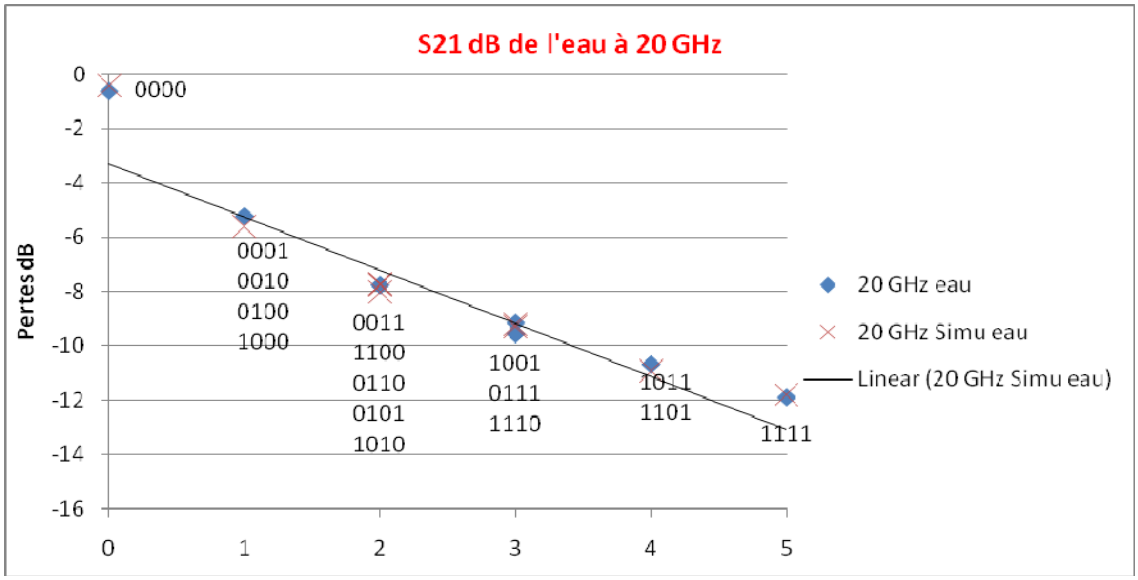


Figure 22 : pertes du circuit 4bits avec de l'eau

Le déphasage est lui aussi important. Il est au maximum de 85° lorsque tous les canaux sont remplis. La résolution est d'une dizaine de degrés (Figure 23).

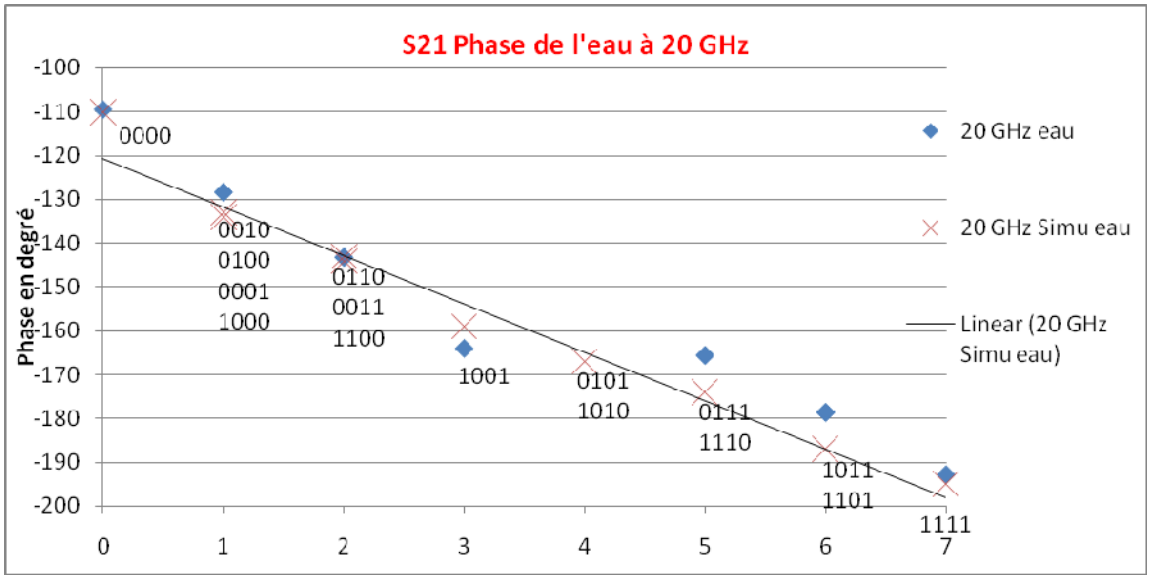


Figure 23 : Phase Circuit 4bits avec de l'eau

Fluide=Ethanol

L'utilisation de ce même circuit avec de l'éthanol donne des résultats différents. Les pertes sont moindres (Figure 24) et le circuit atteint dans le pire cas des pertes de 3dB contre 12dB pour l'eau.

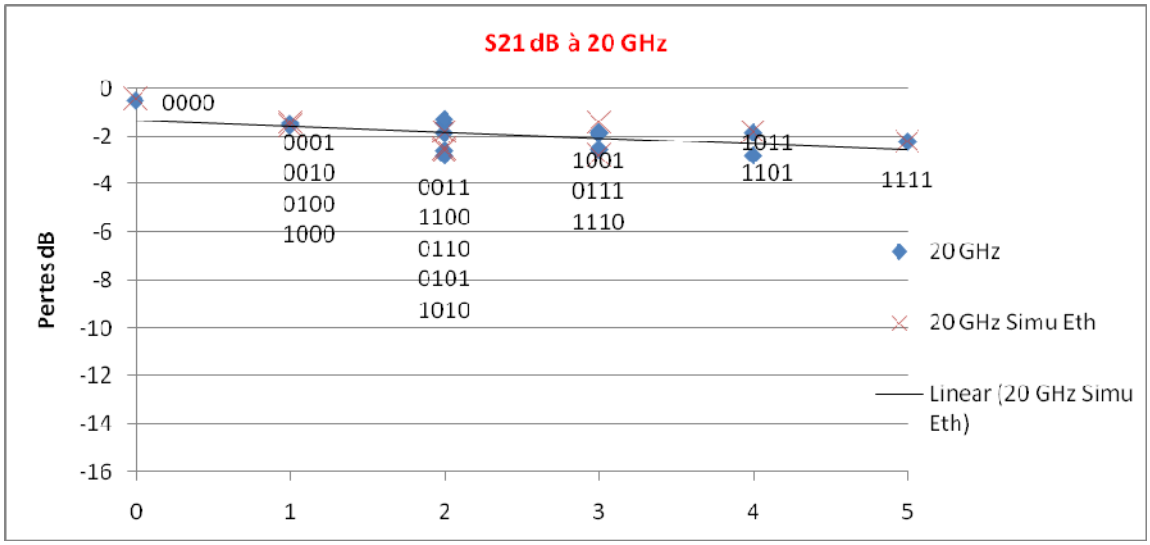


Figure 24 : Pertes Circuit 4bits avec de l'éthanol

Par contre, le déphasage est intéressant puisque ce dernier atteint au maximum 60° et la résolution est de l'ordre de 8°.

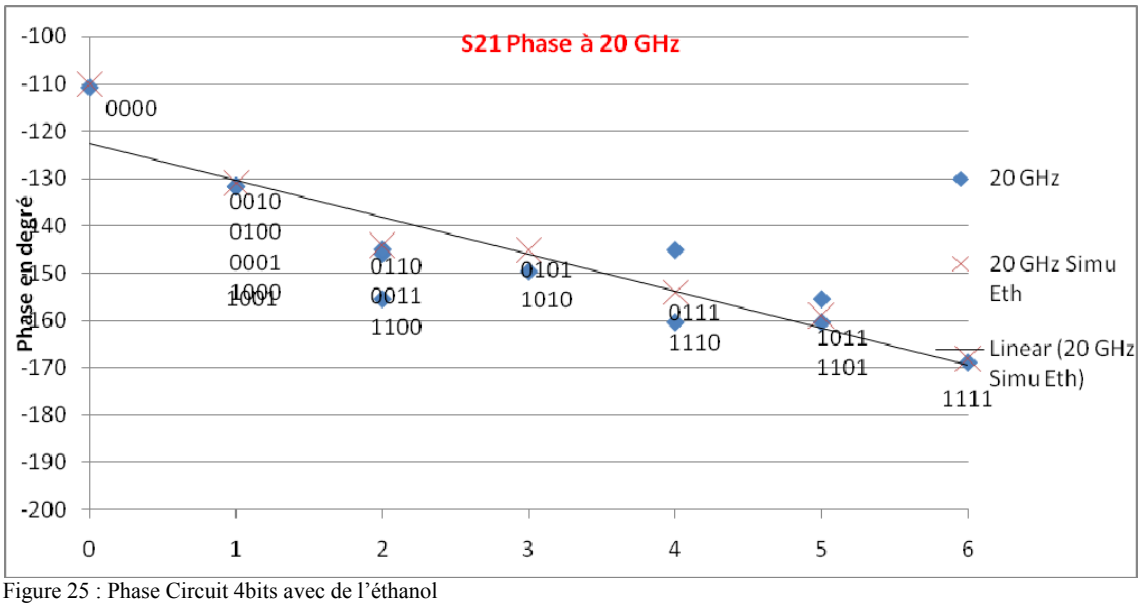


Figure 25 : Phase Circuit 4bits avec de l'éthanol

L'utilisation de ce circuit avec de l'éthanol donne de bons résultats en terme de déphasage avec des pertes d'insertion modérées. Ce circuit pourra donc être utilisé en déphaseur avec l'éthanol comme fluide.

I.5 Conclusions

Les modèles électriques préalablement développés sont ainsi validés sur 3 circuits différents. Ils serviront ainsi à la conception du tuner d'impédance que nous souhaitons développer et permettre ainsi de prédire ces performances avec confiance. Nous avons également obtenu sur des structures simples, des résultats originaux publiés à European Microwave Week 2012. Ces publications laissent présager un avenir positif des circuits fluidiques permettant, à terme, la reconfigurabilité de circuits HF.

Remarque : l'annexe 1 présente un travail préliminaire ultime mené pour accroitre la précision des simulations. Pour chaque type de circuit et pour chaque fluide, nous avons rétro-simulé les éléments du schéma équivalent. Le but étant d'affiner la correspondance entre simulations et mesures. Les conclusions sont les suivantes : les valeurs obtenues théoriquement sont acceptables et les dispersions théorie/mesure sont in fine sans impact sur la précision des prédictions.

II CONCEPTION D'UN TUNER D'IMPEDANCE HYPERFREQUENCE FLUIDIQUE

II.1 Présentation

Durant mon stage, ma mission principale était de réaliser un circuit reconfigurable par les fluides. Il a été décidé de concevoir un tuner d'impédance reconfigurable par les fluides.

Le tuner permet de faire varier l'impédance pour adapter des circuits HF. On les retrouve dans un grand nombre de systèmes de télécommunication car ces derniers requièrent de plus en plus de fonctions qui doivent être reconfigurables. Par exemple, les systèmes multi-bandes utilisent des réseaux d'adaptation en puissance reconfigurables à base de tuners d'impédance. De plus, ces derniers peuvent être utilisés pour corriger les dispersions technologiques des circuits intégrés comme l'épaisseur des couches ou les concentrations de dopage en vue d'obtenir des performances optimales.

Les tuners d'impédance, circuits produisant différentes impédances, sont généralement conçus à partir de composants actifs tels que des diodes et des transistors. Ils sont utilisés comme commutateur ou comme capacité variable pour les diodes. Leur technologie est déjà mature et de nombreux fondeurs fabriquent des tuners MMIC. En outre, leurs tensions de commande sont faibles (0-10V) et leur vitesse de commutation très rapide (~ns). Leur intégration avec d'autres circuits (LNA, mélangeur, amplificateur de puissance…) est également possible avec le même procédé.

Les avantages des tuners MMIC sont donc multiples. Malheureusement ces derniers présentent aussi des inconvénients. Les composants actifs génèrent du bruit, de l'intermodulation et des non-linéarités et requiert des courants de polarisation parfois très importants et non compatibles avec des applications portables. Un autre inconvénient majeur du point de vue des tuners MMIC est le fait que les composants actifs présentent des résistances à l'état passant non négligeables ce qui se traduit par des pertes importantes et une pauvre couverture en impédances.

II.1.1 Intérêt d'un tuner d'impédance

Un système mal adapté est problématique surtout lorsque l'on travaille avec des fréquences élevées. Si le TOS (taux d'onde stationnaire) d'un élément de la chaine est dégradé il va influer sur la qualité de la transmission. Un mauvais TOS amène une réflexion vers l'émetteur. Il existe trois principaux risques dans ce cas :

- Perte de puissance : une partie de la puissance n'est pas transmise.
- Elévation de température : l'énergie électrique se transforme en énergie thermique.
- Dégradation de matériel : Certains équipements ne sont pas spécifiés pour recevoir une puissance réfléchie et peuvent être endommagés.

Le tuner (on omettra souvent dans la suite du manuscrit de préciser qu'il s'agit d'un tuner ***d'impédances***) est ainsi un élément important dans une chaine de transmission. Pour être efficace, il se doit de répondre à plusieurs critères énumérés dans le paragraphe suivant.

II.1.2 Caractéristiques d'un tuner d'impédances

Il existe plusieurs types de tuner:

- à transistor [BIS1994],
- à diode,
- à base de matériau ferrite dans des guides d'ondes
- à base de composants Micro ElectroMécanique (MEMS) [QIA2005]

La figure ci-dessous présente un tuner à MEMS développé dans l'équipe en 2008. Il est composé de tronçons de ligne coplanaire et de capacités électromécaniques opérant en varactors.

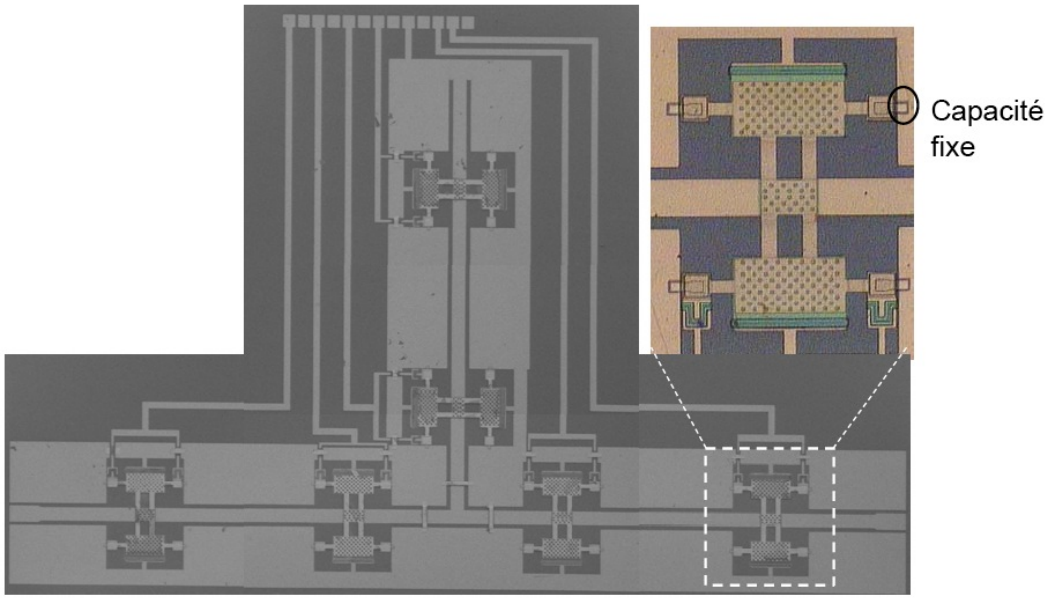


Figure 26: Tuner à MEMS developpé dans l'équipe en 2008 par C. Bordas [BOR2008]

Notre approche est la suivante : se rapprocher d'un tuner à base de MEMS et remplacer les varactors MEMS par des micro-canaux fluidiques, comme l'indique la Figure 27.

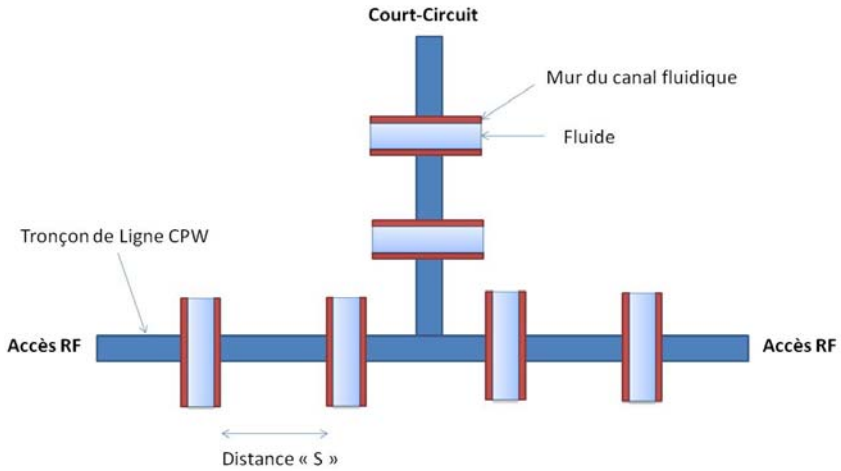


Figure 27: Architecture du tuner fluidique

Pour être efficace, le tuner doit répondre à plusieurs critères :

- Tout d'abord, le nombre de configurations possibles. Ainsi, plus ce nombre est grand plus le nombre d'impédances possibles sera élevé. Il en résulte une finesse de réglage plus importante. Dans notre cas, le tuner aura six canaux fluidiques soit 2^6 = 64 impédances synthétisées.

- La gamme d'impédance proposée par le tuner doit être assez large. Par exemple, on ne peut pas se contenter d'avoir une impédance minimale de 45 ohms et une impédance maximale de 55 ohms. Il faut couvrir un espace important sur l'abaque de Smith.

- Une condition délicate est la « couverture » des combinaisons. Il faut que les différentes configurations forment une constellation uniforme autour du centre de l'abaque de Smith. De plus, il faut que le nuage de points soit homogène. Cependant, il ne doit pas y avoir une concentration de point plus importante dans un cadran au détriment d'un autre.

L'avantage du type de tuner sélectionné est sa large bande passante et sa grande couverture en impédance. Les inconvénients sont des pertes importantes selon les configurations et l'encombrement.

La fréquence de travail du tuner a été fixée à 20 GHz.

II.2 Conception du tuner

Plusieurs paramètres entre en jeux lors de la conception du tuner afin d'optimiser la couverture de l'abaque de Smith :

- Le nombre de canaux
- L'impédance de la ligne à vide (sans le fluide)
- La permittivité diélectrique de la ligne
- La valeur capacitive de la ligne à vide
- La valeur capacitive de la ligne chargée
- La distance entre deux canaux
- La longueur du stub

II.2.1 Calcul théorique

Calcul de S

Le tuner de la Figure 27 est constitué de 3 tronçons de ligne équivalente comme indiqué à la Figure 27. Chaque tronçon est accordable suivant si les canaux sont vides ou remplis de fluide. On note « S » la distance entre deux canaux fluidiques.

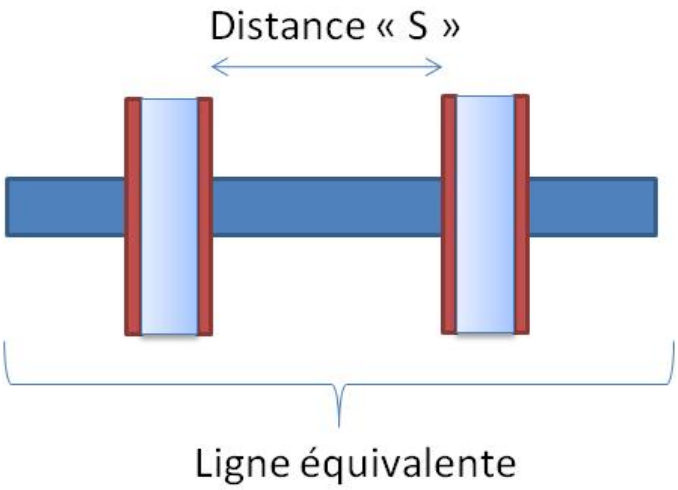


Figure 28: le tuner est constitué de 3 tronçons de ligne équivalente

Pour dimensionner ces tronçons de ligne équivalent, nous utilisons le coefficient $K_{vide}=\left(\frac{Zc}{Zeq0}\right)^2$. Zc correspond à l'impédance caractéristique des tronçons de ligne entre les canaux. Zeq0 correspond quant à lui à l'impédance caractéristique de la ligne équivalente (tronçons CPW + les 2 canaux) lorsqu'aucun fluide n'est injecté dans les canaux (d'où l'indice 0).
Zeq0 est fixé à 50Ω.

On introduit un facteur de mérite qui est la différence entre les rapports de la longueur d'une ligne équivalente (=S+2×Largeur des canaux) et la longueur d'onde dans le cas où les canaux sont remplis de fluides par rapport au cas où ils sont vides :

$$\Delta=\frac{l}{\lambda Plein}-\frac{l}{\lambda Vide}$$

Équation 4 : Facteur de mérite

Afin de couvrir au maximum l'abaque de Smith on pose $\Delta=0,25$. Cet objectif nous permettra, à chaque commutation d'un canal, de faire un demi-tour sur l'abaque de Smith.

Calcul de C0

On donne le rapport de la capacité C_f (canal rempli) et C_0 (canal vide).

$$\frac{Cf}{C0}=\frac{\left(\frac{\Delta}{B}+\sqrt{Kvide}\right)^2-1}{Kvide-1}$$ Avec B = $$f*\sqrt{\varepsilon reff}*2*\pi$$

Équation 5 : Rapport Cf/C0

D'après les équations précédentes on calcule la longueur « S » entre deux canaux :

$$S = \frac{3*10^8}{2*f*\sqrt{\varepsilon reff}} * \frac{0.25}{\sqrt{\frac{Cplein}{Cvide}\left[\left(\frac{Zc}{Zeq0}\right)^6 - 1\right] + 1 - \frac{Zc}{Zeq}}}$$

Équation 6 : Ecart entre deux canaux

Il reste à définir la valeur de C_0, correspondant à la valeur de la capacité équivalente lorsque le canal est vide.

Le schéma équivalent de la ligne non chargée (sans fluide) :

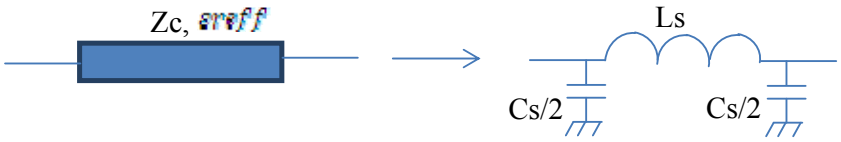


Figure 29 : Schéma équivalent d'une ligne non chargée

Ce schéma est une bobine en série de deux capacités parallèles de même valeur (Figure 29).
On note :

$$Zc = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{et} \quad \frac{1}{\sqrt{LC}} = vp = \frac{C0}{\sqrt{\varepsilon reff}}$$

Équation 7

D'où :

$$\frac{1}{C} = \frac{Zc * C0}{\sqrt{\varepsilon reff}} \text{ et } L = \frac{Zc * \sqrt{\varepsilon reff}}{C0}$$

Équation 8 : Equation de la ligne non chargée

Maintenant regardons la ligne chargée. Il faut rajouter une capacité Cx correspondant à la contribution du fluide sur la ligne (Figure 30).

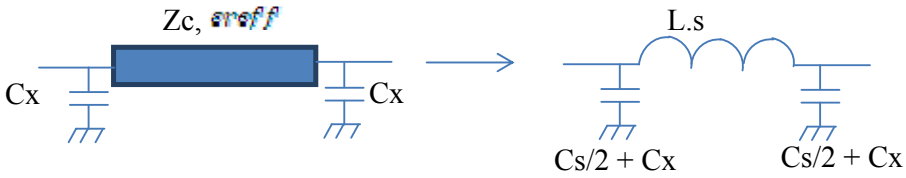


Figure 30 : Schéma équivalent d'une ligne chargée

$$Zeq = \sqrt{\frac{L}{C + \frac{2Cx}{s}}} \quad \text{et} \quad \frac{C0}{\sqrt{\varepsilon req}} = vp = \frac{1}{\sqrt{L\left(C + \frac{2Cx}{s}\right)}}$$

Équation 9

Soit

$$Zeq^2 = \frac{\frac{Zc\sqrt{ereff}}{C0}}{\frac{\sqrt{ereff}}{Zc * C0} + \frac{2Cx}{s}}$$

Équation 10

$$\frac{Zeq^2}{Zc^2} = \frac{s * \sqrt{ereff}}{s * \sqrt{ereff} + 2 * Zc * C0 * 3 * 10^8}$$

Équation11

$$C0 = 1/2ZcC0((Zc/50)^2-1)*s*\sqrt{ereff}$$

Équation 12 : Valeur de la capacité de la ligne à vide.

Nous avons maintenant les deux équations permettant de calculer la distance « S » entre deux canaux et la valeur de la capacité à vide de la ligne (C0).

II.2.2 Application numérique

Avec les deux équations de la partie précédente nous pouvons calculer les dimensions du tuner. Pour réaliser ces calculs, il faut fixer la valeur du rapport Cf/C0 correspondant au rapport de la capacité électrique équivalente du canal plein sur le canal vide.
Ce rapport est important car s'il est trop faible les impédances générées par le tuner ne seront pas assez étalées sur l'abaque. A contrario, si le Cf/C0 est trop grand les différentes impédances seront trop éloignés les unes des autres.
Pour pouvoir choisir le bon rapport, le calcul est effectué pour deux rapports : Cf/C0 = 4 puis 10 (Figure 31).

Rapport Cf/C0	4	10
C0 (fF)	**19,**	**11,0**
Cf (fF)	77,4	110
S en m	**5,41E-04**	**3,06E-04**
S en mm	**0,54**	**0,31**
f (GHz)	20	20
Ereff	2,45	2,45
Zc Ω	70	70
Zeq0 Ω	50	50

Figure 31 Valeurs numériques pour un ratio de 4 et 10

La phase suivante consiste à dessiner le schéma électrique équivalent de notre tuner sous ADS afin d'analyser les résultats de simulation.

II.2.3 Simulations du tuner

Tout d'abord, nous avons simulé le tuner avec des tronçons de ligne de type « TLIMP » qui permet d'introduire directement l'impédance caractéristique de la ligne. Le micro canal

est, quant à lui, représenté par une capacité pouvant prendre la valeur Cf ou C0 (Figure 32).

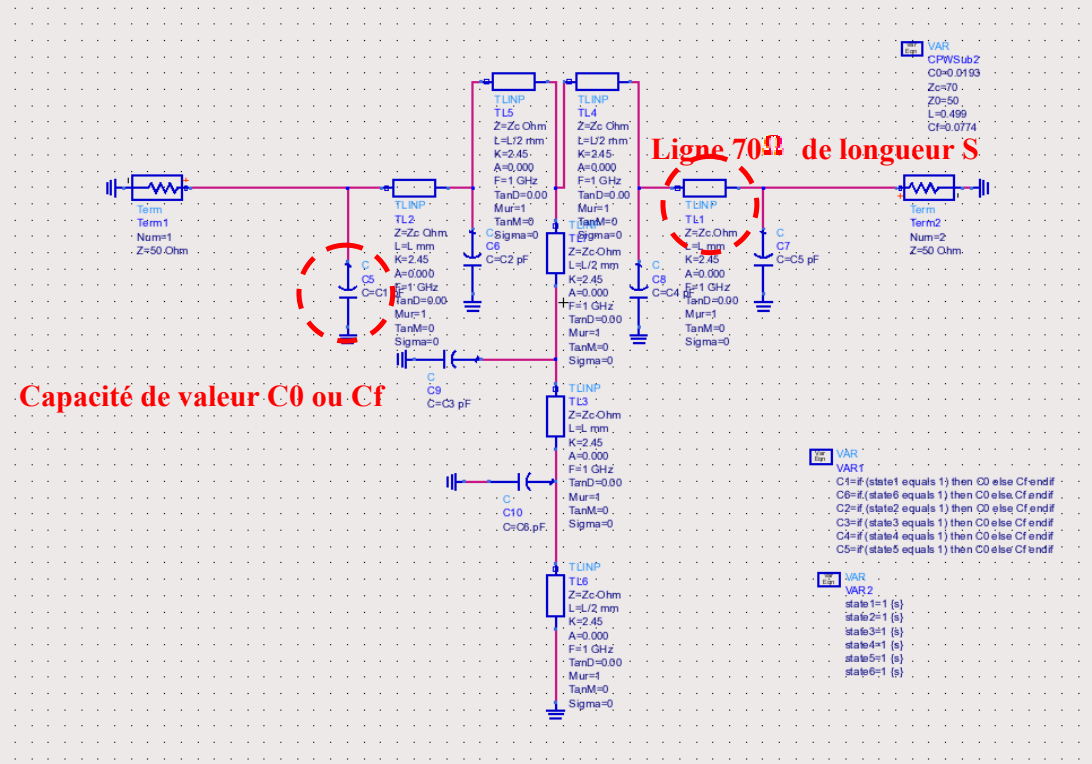
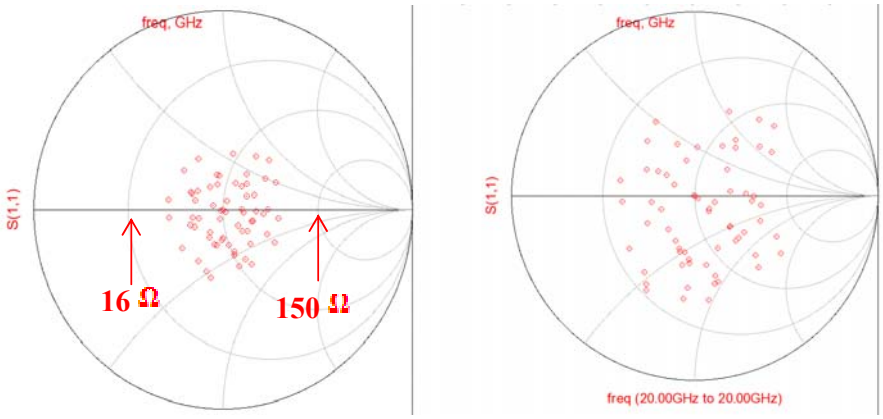


Figure 32 : simulation tuner

Ces premières simulations vont être conduites pour un ratio de capacité de 4 et 10.



Cf/C0 = 4 **Cf/C0 = 10**

Figure 33: S11 Tuner pour un ratio de 4 et de 10

On peut voir dans les deux cas une bonne couverture de l'abaque de Smith, puisque les différentes impédances sont positionnées de manière homogène dans les quatre cadrans de l'abaque.
On constate que l'augmentation du ratio induit une meilleure couverture de l'abaque. Cependant nous avons choisi de rester sur un ratio de 4. La couverture sera plus réduite. Ce choix s'explique par une raison essentielle : un ratio élevé induit une capacité Cf importante et les liquides qui ont une capacité électrique équivalente élevée amènent

également des pertes importantes. En résumé, un tuner avec un ratio élevé aura également des pertes élevées.

II.2.4 Définition du liquide à utiliser.

Jusqu'à présent, le micro canal était défini par une capacité pouvant prendre deux valeurs. Le ratio C_f/C_0 à été choisi car il permet de s'approcher au mieux du besoin. Maintenant, il faut trouver un liquide qui permettra de se rapprocher le plus de ce ratio.

Au départ, le but était de réaliser un tuner à éthanol, car c'est un liquide à faible pertes. Cependant, les premiers calculs montrent que le ratio C_f/C_0 est de l'ordre de 2. Pour arriver à un ratio de 4 il faut utiliser un mélange présentant une permittivité plus forte que celle de l'éthanol. En réalité, il est nécessaire d'avoir une permittivité comprise entre celle de l'éthanol et celle de l'eau. Le mélange eau-éthanol serait le plus intéressant. Selon la concentration d'eau dans l'éthanol on peut en effet augmenter la permittivité par rapport à celle de l'éthanol et par conséquent augmenter le rapport C_f/C_0.

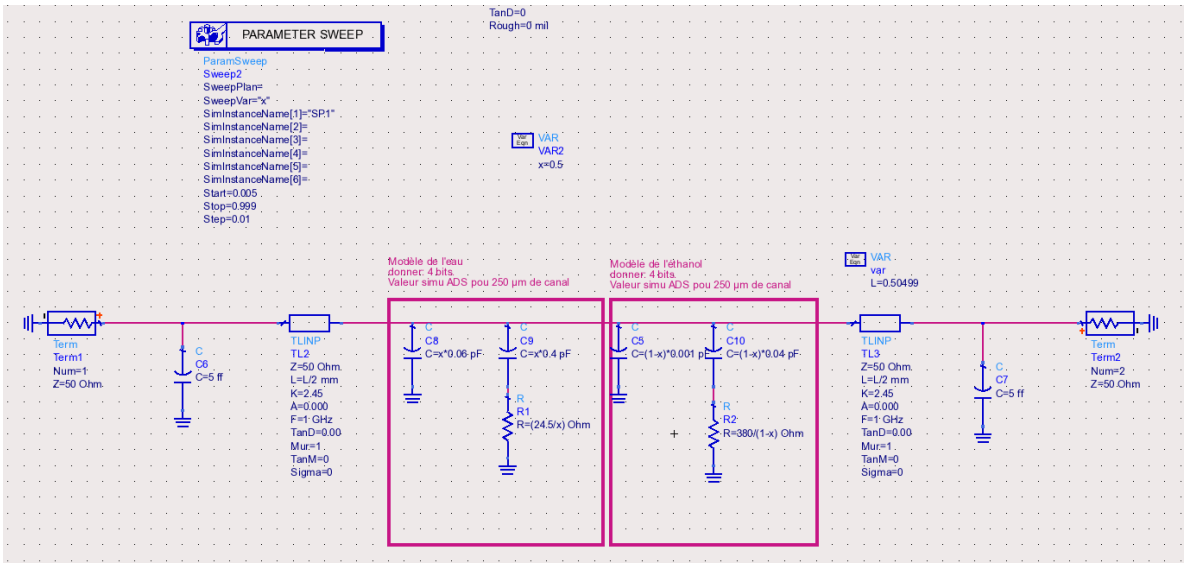


Figure 34 : Schéma équivalent d'un canal de 100 µm rempli d'un mélange eau/éthanol : x% d'eau et donc (1-x)% d'éthanol

Pour trouver la bonne proportion d'eau dans l'éthanol, nous avons considéré les valeurs de C_0, R_1 et C_1 de l'eau et de l'éthanol mesurées précédemment pour 100µm de canal fluidique. Nous avons pondéré ces dernières par x pour l'eau et 1-x pour l'éthanol.

L'extraction de la valeur Cf en fonction de x est déduite de la partie imaginaire de l'admittance du port 1 (Y11) qui est divisé par 2*Pi*f : voir Figure 35.

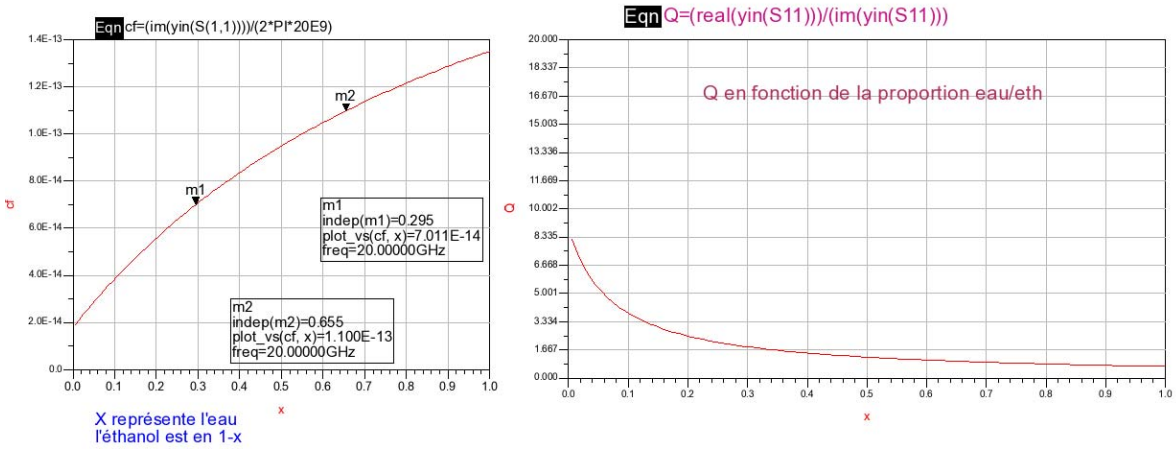


Figure 35: Cf équivalente (à gauche) et Q (à droite) en fonction de la proportion eau/éthanol

En faisant varier x, nous obtenons la courbe présentée en Figure 35 (à gauche) où l'on peut choisir Cf en fonction de ses besoins. Nous voulons un ratio C_f/C_0 =4 donc nous prenons le marqueur « m1 » (30% eau et 70% éthanol) qui donne 70 fentoFarad. En revanche si l'on avait voulu un ratio de 10, nous aurions choisi le marqueur « m2 » (65% eau et 35% éthanol).

Sur la courbe de droite de la Figure 35, nous avons le facteur de qualité Q associé à Cf. Il est calculé selon le rapport suivant: partie réelle de l'admittance Y11 sur partie imaginaire de l'admittance Y11.

Il faut que Q soit le plus élevé possible pour que les pertes soient minimisées. Lorsque Q est grand l'effet capacitif est en effet prépondérant sur l'effet résistif. L'effet capacitif en $1/jCf\omega$ est la partie « utile » du circuit alors que l'effet résistif correspond aux pertes. Pour un mélange de 30% d'eau et de 70% d'éthanol on obtient un Q proche de 2, ce qui est très médiocre et constitue donc un inconvénient du choix de ce mélange. Néanmoins, comme nous le verrons par la suite, ce coefficient de qualité n'empêche pas à la fonctionnalité *in fine* du circuit tuner.

Par contre, on voit qu'un rapport C_f/C_0=10 conduisant à mettre 65% d'eau dans de l'éthanol conduit à un coefficient de qualité voisin de 1. Les effets résistifs ont la même importance que les effets capacitifs. Le fluide devient absorbant ce qui conduit à un mode opératoire inacceptable.

II.2.5 Simulation du tuner sous ADS

Dans cette partie, nous allons simuler sous ADS le tuner complet, incluant 30% d'eau et 70% d'éthanol. Les valeurs électriques des fluides sont celles trouvées grâce aux circuits de bases présentées au chapitre précédent. Le schéma électrique équivalent du tuner global est présenté en Figure 36.

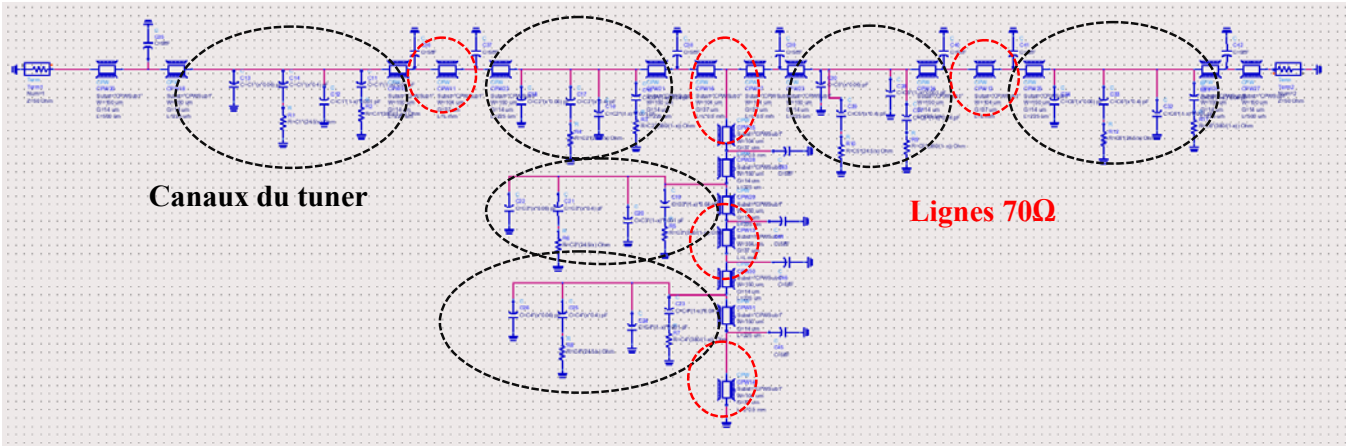


Figure 36 : Tuner fluidique à 6 commutateurs

Pour couvrir toutes les possibilités de ce tuner (64 configurations de 000000b à 111111b) ; nous activons/désactivons les composants C_0 C_1 et R_1. Ils représentent l'effet du fluide interagissant avec les lignes CPW localisées sous le canal fluidique.
Cette fonction est assurée de façon automatisée par ADS. A la fin de la simulation le logiciel nous propose les 64 configurations que nous traçons dans l'abaque de Smith (S11) à 20 GHz : voir la Figure 37.

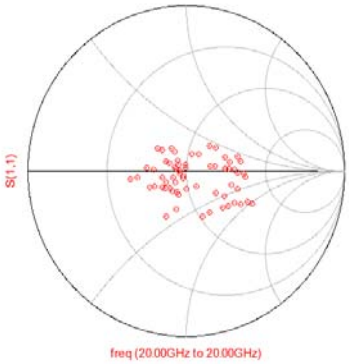


Figure 37 : S11 du Tuner à 20GHz

Ces résultats correspondent à nos attentes, puisque le faisceau de points est centré autour de 50Ω . Les points sont répartis dans les quatre cadrans. La couverture est assez large pour couvrir des impédances comprises entre 30 Ω et 100 Ω .
La couverture d'impédance est validée, il faut maintenant évaluer les pertes du tuner.
Comme nous l'avons vu précédemment le liquide utilisé dans le canal ramène potentiellement beaucoup des pertes (Q voisin de 2). Sous ADS il ne faut pas visualiser le paramètre S21 (dB) qui rend compte certes des pertes mais aussi de l'adaptation (plutôt de la désadaptation). Il faut donc ajouter à S21 les pertes de réflexion comme le montre l'Équation 13 :

$$10 * \log_{10}\left[Mag(S21)^2 + Mag(S11)^2\right]$$

Équation 13 : Puissance relative dissipée dans le tuner = puissance perdue / puissance injectée

On obtient la puissance relative dissipée dans le tuner , à savoir puissance perdue / puissance injectée, qui est présentée à la Figure 38.

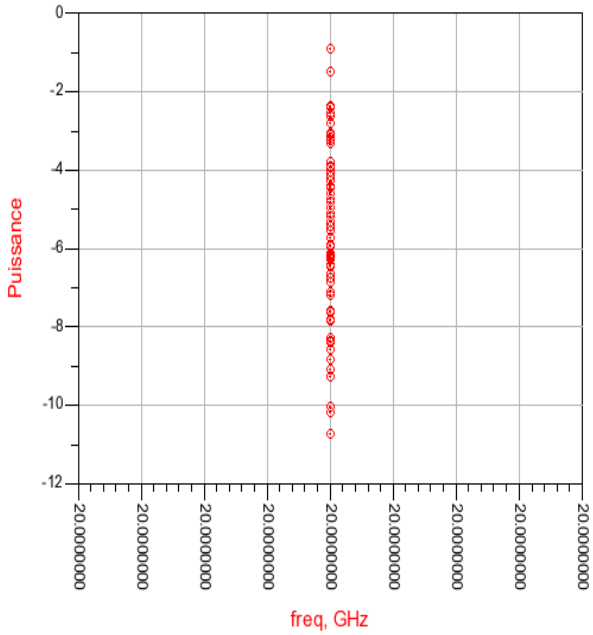


Figure 38 Pertes du Tuner en dB

Les pertes vont de 1dB à 11dB avec une moyenne autour de 5dB. Le circuit présentera, comme intuitivement pressenti, des pertes élevées. Dans l'état actuel des avancées sur les circuits HF/fluidique le mélange eau/éthanol est le seul à répondre aux exigences (C_f/C_0=4) de conception du tuner. Nous subissons donc ce fort niveau de pertes qui, comme déjà dit précédemment, ne convient pas au bon fonctionnement du tuner.
Il serait néanmoins intéressant de trouver par la suite un mélange à faible pertes permettant d'obtenir un C_f/C_0de 4. Nous avons dédié une partie de nos travaux sur ce point et un paragraphe du chapitre suivant résumera nos investigations.

II.3 Réalisations de circuits alternatifs

Le tuner doit être réalisé sur une galette (wafer en anglo-saxon) de quatre pouces. Nous utiliserons plutôt ce terme dans la suite. Nous pouvons donc réaliser plusieurs circuits en même temps (fabrication dite collective). A cet effet, il a été décidé de réaliser plusieurs circuits annexes.

II.3.1 Tuner 50Ω

Le tuner précédent est composé de canaux fluidiques 50Ω séparées par des longueurs de lignes 70Ω.
Avec ADS, nous avons réalisé des simulations d'un tuner composé exclusivement de lignes 50Ω. La seule modification à opérer est de modifier les lignes 70Ω entre les canaux en ligne 50Ω. Le taux d'ondes stationnaires (Figure 39) se resserre ainsi vers le centre par rapport au circuit précédent, mais le résultat reste satisfaisant. Les impédances synthétisées sont centrées sur l'abaque. Les points sont également répartis dans les quatre cadrans et la surface couverte est suffisante.

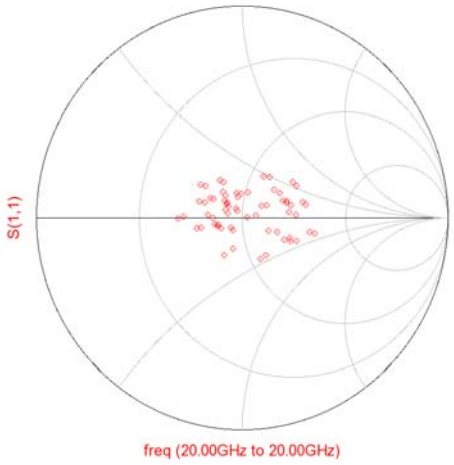


Figure 39 : S11 du Tuner 50Ω

La figure suivante (Figure 40) montre les pertes en retranchant les pertes par désadaptation. La pire configuration est à 9dB. On gagne ainsi 2dB par rapport au circuit précédent.

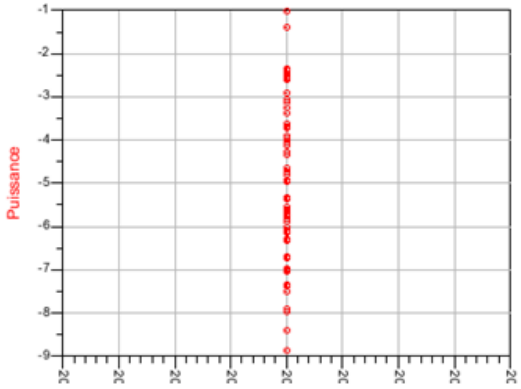


Figure 40 : Pertes du Tuner en dB

II.3.2 Tuner 70Ω

Ce dernier tuner est exclusivement composé de lignes 70Ω. Sur la Figure 41 on a un faisceau de points qui se décale légèrement sur la droite.

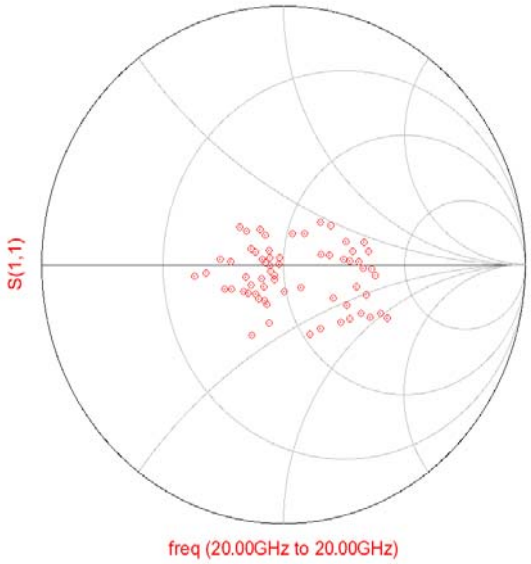


Figure 41 : S11 Tuner 70Ω

Les pertes Figure 41sont plus importantes que pour les deux circuits précédents.

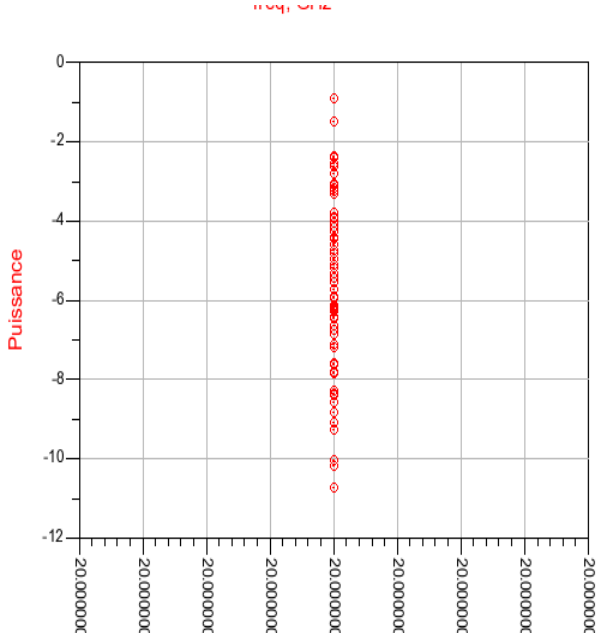


Figure 42 : Pertes Tuner 70Ω

Ce circuit sera le troisième tuner présent sur la plaquette de test.

II.3.3 Slug

Un Slug est une ligne de transmission sur laquelle on déplace des transformateurs d'impédance. Cette technique permet de faire varier le taux d'ondes stationnaire à l'entrée du circuit et donc permet de réaliser un tuner d'impédance. Nous avons étudié ce circuit car il a déjà été réalisé sur des lignes coplanaires avec une technologie MEMS. Dans la publication [SHE2005] le slug est en effet généré par la commutation en position basse de plusieurs varactors MEMS.

Le slug (Figure 43) est composé d'une ligne d'impédance caractéristique Z_0. Sur cette ligne on déplace deux transformateurs 90°.L'impédence des transformateurs est notée Z_m. Dans notre cas les transformateurs d'impédance seront réalisés avec des gouttes d'éthanol.

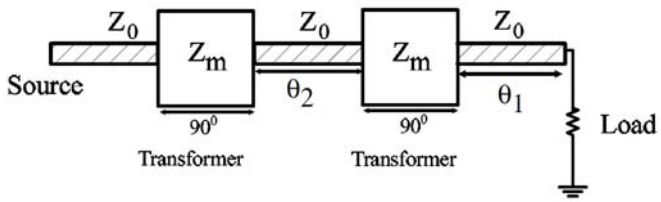


Figure 43 : Tuner double Slug

Le VSWR est maximisé lorsque θ_2=90°.

On note la formule suivante (Équation 14)

$$VSWRmax=\left(\frac{Z0}{Zm}\right)^4$$

Équation 14 : Taux d'onde stationnaire maximum

Calcul de la longueur du slug

Le calcul du slug se fait à la même fréquence que le tuner soit 20GHz.

On normalise par Z_0=50Ω. Cela correspond à la ligne coplanaire sans liquide. La valeur de $sreff$ à vide est $\frac{sQuartz + sair}{2} = \frac{3,9 + 1}{2}$=2.45.

Dans le cas du transformateur, $sreff = \frac{sQuartz + seth(20GHz)}{2} = \frac{3,9 + 4,36}{2}$=4.13

Ce qui nous donne un ratio de 1.68 pour passer de la permittivité à vide à la permittivité du transformateur.

On peut en déduire l'impédance Zm du transformateur. Elle est inversement proportionnelle à la permittivité (Équation 15).

$$Zc=\sqrt{\frac{L}{C0}} * \frac{1}{\sqrt{sreff}}$$

Équation 15 : Impédance Zc

Ce qui nous donne Zm= $\frac{50\Omega}{1.68}$=29.76 Ω

On veut un transformateur 90°. Il faut que la longueur du transformateur soit égale à λg /4.
On utilise la formule ci-dessous (Équation 16) :

$$L = \frac{\lambda g}{4} = \frac{C0}{4 * f * \sqrt{eraff}}$$

Équation 16 : Longueur physique du transformateur

Une fois le calcul réalisé, on utilise ADS pour faire une simulation du double slug.
On utilise des lignes TLINP et pour chacune d'elles, on associe une impédance et une longueur.

On fait varier la distance entre les deux gouttes d'eau en partant de $\frac{\lambda g}{4}$ pour arriver à une distance nulle (Figure 44).

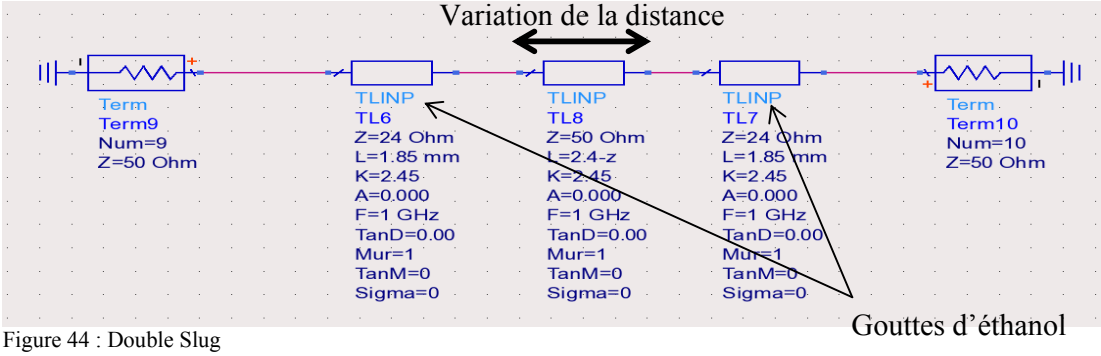


Figure 44 : Double Slug

En effectuant cette simulation on obtient sur l'abaque de Smith un cercle (Figure 45) qui passe par le centre de l'abaque lorsque les deux transformateurs sont cotes à côtes, donc au moment où les deux gouttes se rejoignent. Les pertes de ce circuits sont de.3.9 dB et reste constantes pour l'ensemble des configurations.

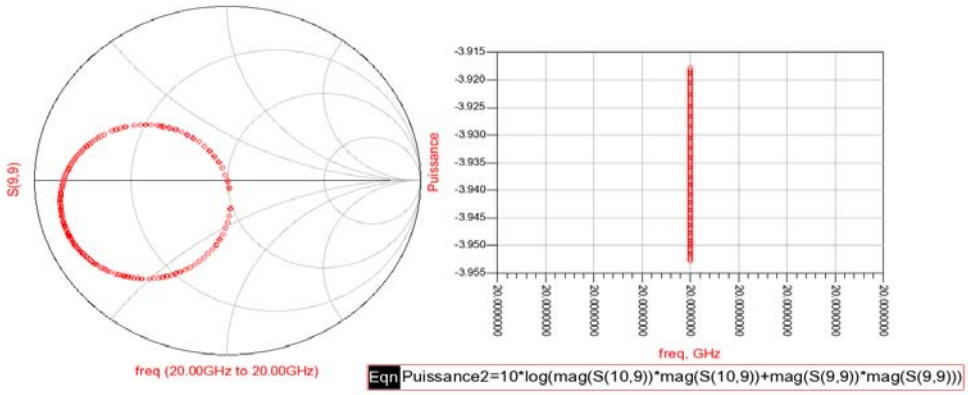


Figure 45 : Double Slug à éthanol : changement de l'écartement entre les 2 transformateurs

Dans un deuxième temps on peut déplacer les deux gouttes sur le slug en les gardant séparées d'une longueur de $\frac{\lambda g}{4}$ (Figure 47).

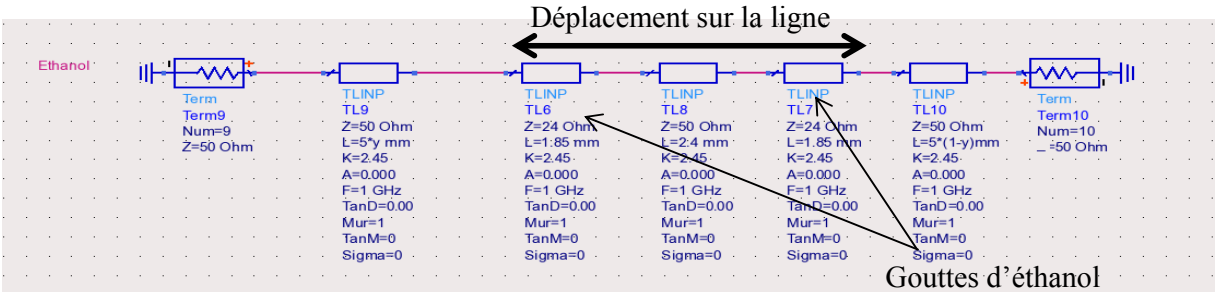


Figure 46 : double Slug à éthanol

On obtient le résultat ci-dessous (Figure 47). Un cercle centré sur l'abaque de Smith et un niveau den pertes compris entre 3 et 3.9 dB.

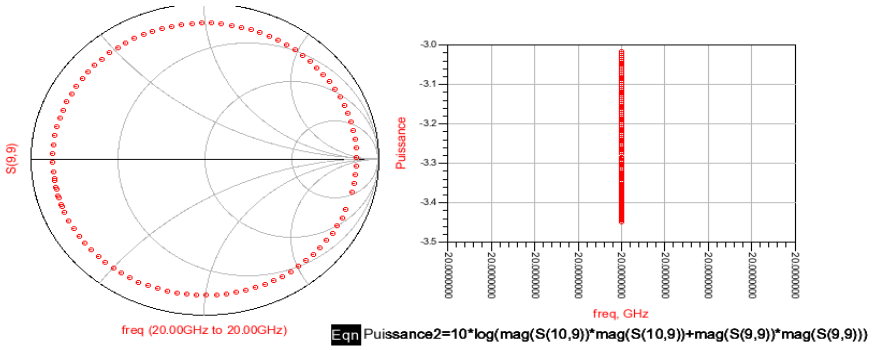


Figure 47 : double Slug à éthanol : translation de l'ensemble : « transformateur 1 + ligne + transformateur 2 »

Pour réaliser cette situation il est nécessaire de prévoir un déplacement des 2 gouttes d'éthanol sur un centimètre : il faut donc prévoir une ligne de longueur totale = 1cm + la longueur des deux transformateurs 90° + l'écartement entre les 2 transformateurs.

Si maintenant nous combinons les deux déplacements nous obtenons une couverture complète de l'abaque (Figure 48).

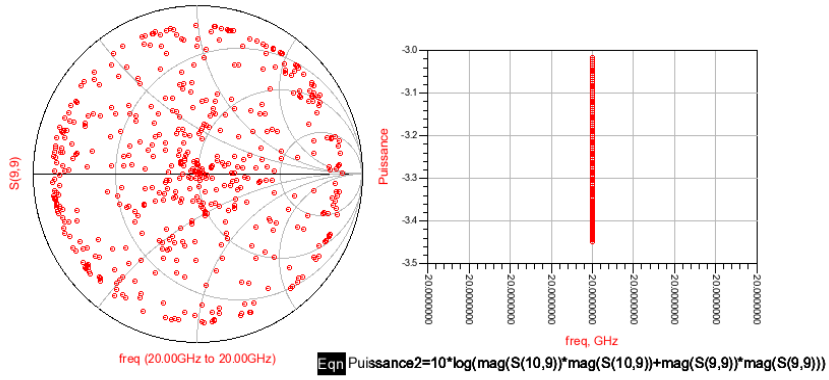


Figure 48 : double Slug à éthanol

La couverture est intéressante car les pertes sont comprises entre 3 et 3.5 dB.
Cette solution est malheureusement difficilement envisageable car elle nécessite une longueur de ligne trop importante. En effet, pour faire cette couverture il faut que le double slug mesure 11,1mm de long. Le but serait d'avoir un slug de la longueur du tuner réalisé précédemment, soit 5mm.

Pour diminuer la longueur du système nous avons réalisé des simulations avec des gouttes d'eau qui ont un λ_g plus petit. Même avec de l'eau à 20 GHz on ne couvre qu'une toute petite partie de l'abaque. De plus, l'eau ayant une propriété absorbante importante, les pertes sont quasiment doublées.

Une autre solution serait de réutiliser l'éthanol mais à une fréquence plus élevé. Pour maximiser les chances de couverture nous avons réalisé des simulations à 40GHz (Figure 49).

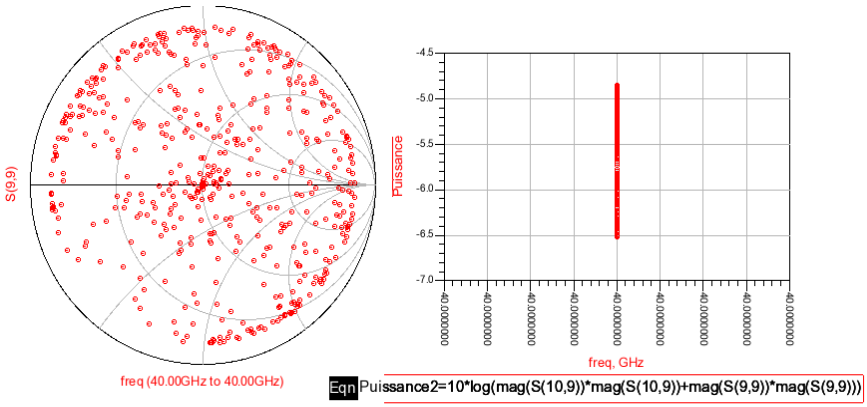


Figure 49 : Double Slug Ethanol à 40GHz

Sur la figure ci-dessus, nous constatons que la couverture est homogène et couvre en quasi-totalité l'abaque. Les pertes sont correctes, elles sont comprises entre 5 et 6.5dB. Ce niveau n'est pas excessivement rédhibitoire s'il est comparé à celui de la publication de Qin Shen and N. Scott Barker : 4dB à 30GHz.
Il est intéressant de réaliser des mesures sur le slug. Mais il va être difficile de synthétiser les différentes impédances que l'on voit sur les simulations. Il va falloir positionner deux gouttes d'un diamètre de 0.92mm sur la ligne coplanaire et de les déplacer de façon précise.

II.4 Fabrication du circuit

Pour être réalisé, le circuit a été dessiné sous CLE WIN comprenant les masques nécessaires à leur micro-fabrication. Il s'agit d'un logiciel de dessin de masques et il permet de réaliser les différentes couches du circuit.

II.4.1 Equilibrage des masses

Avant de tracer le circuit sous CLE WIN il faut équilibrer les masses coplanaires au niveau de toutes les jonctions. Pour cela, on rajoute des ponts à air dont la capacité équivalente devra être faible devant celle des lignes coplanaires. L'estimation de la capacité parasite des ponts à air est faite par :

$$C=\varepsilon_0 * \varepsilon_r * \frac{s}{d}$$

Équation 17 : capacité équivalente des ponts à air

Ou « s » est la surface du pont et « d » la distance entre le pont et la ligne coplanaire.

$$C=\frac{1}{36\pi}10^{-9} * 1 * \frac{150 * 10^{-6} * 20 * 10^{-6}}{3 * 10^{-6}}$$

$$C=8,84fF$$

Équation 18 : calcul de la capacité équivalente

La capacité ramenée par le pont à air est voisine de 8.84fF. Si la capacité est trop importante, l'influence du pont se retrouverait sur le fonctionnement du tuner. Pour que celle-ci soit négligeable il faut que la surface du pont soit faible et la distance entre le pont et les lignes importantes. Ces deux points sont d'un autre coté limités par les contraintes technologiques du pont à air.
Pour être sûr que l'on ne sera pas impacté par ces capacités de 8.84 fF, nous avons calculé l'impédance ramenée par le pont à air (Équation 19).

$$Zc=\frac{1}{jC\omega}=\frac{1}{8.84*10^{-15}*2*\pi*20*10^{9}}=900\Omega$$

Équation 19 : Calcul de la résistance ohmique du pont sur la ligne

On obtient Zpont=900Ω et cette valeur est très grande devant les 50Ω de la ligne. On peut donc négliger l'influence électrique du pont.

II.4.2 Conception des circuits.

La Figure 50 présente la superposition des différents niveaux de masques dessinés. Nous avons en bleu les conducteurs métalliques, en rose et vert les canaux fluidiques.

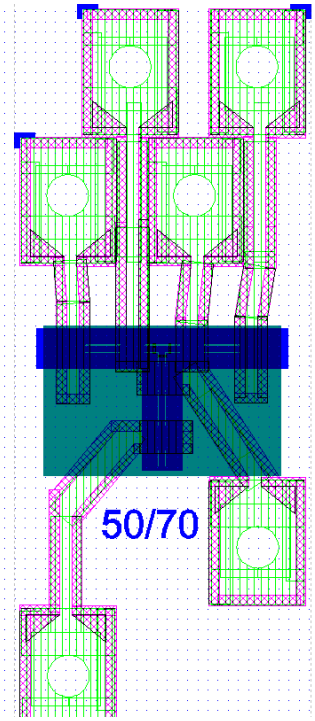


Figure 50 : Tuner sous CLE WIN

III PARTIE EXPERIMENTALE : caractérisation du tuner d'impédance et développement du banc de mesure HF-fluidique

III.1 Mesures du tuner avec un mélange eau/éthanol

Les trois tuners ont été mesurés avec un mélange 30% eau/70% éthanol.
Les slug n'ont pas pu être mesurés car leur réalisation a échouée. Au moment de la rédaction de ce manuscrit, les problèmes de réalisation ont été résolus et ces circuits sont opérationnels. Ayant mis au propre les travaux de conception, la caractérisation devrait s'effectuer sans problème par un membre de l'équipe MH2F.

Les mesures sont effectuées de la manière suivante :

- Calibration du VNA : Full 2 Port
- Plage de mesure : 40MHz-40GHz ; 401 points.
- Température du circuit : 20°C.

Il est important que le circuit soit régulé en température. En effet, si le circuit est trop chaud l'éthanol s'évapore de l'eau avant que la mesure ne soit effectuée.

Le traitement des 64 fichiers de mesure de chaque tuner est réalisé à l'aide d'une fonction implémentée sur le logiciel Matlab. Cette fonction trace sur un même graphe les différentes configurations du tuner de la même façon que le simulateur ADS.

III.1.1 Tuner 70Ω

Ce tuner est entièrement composé de lignes 70Ω.

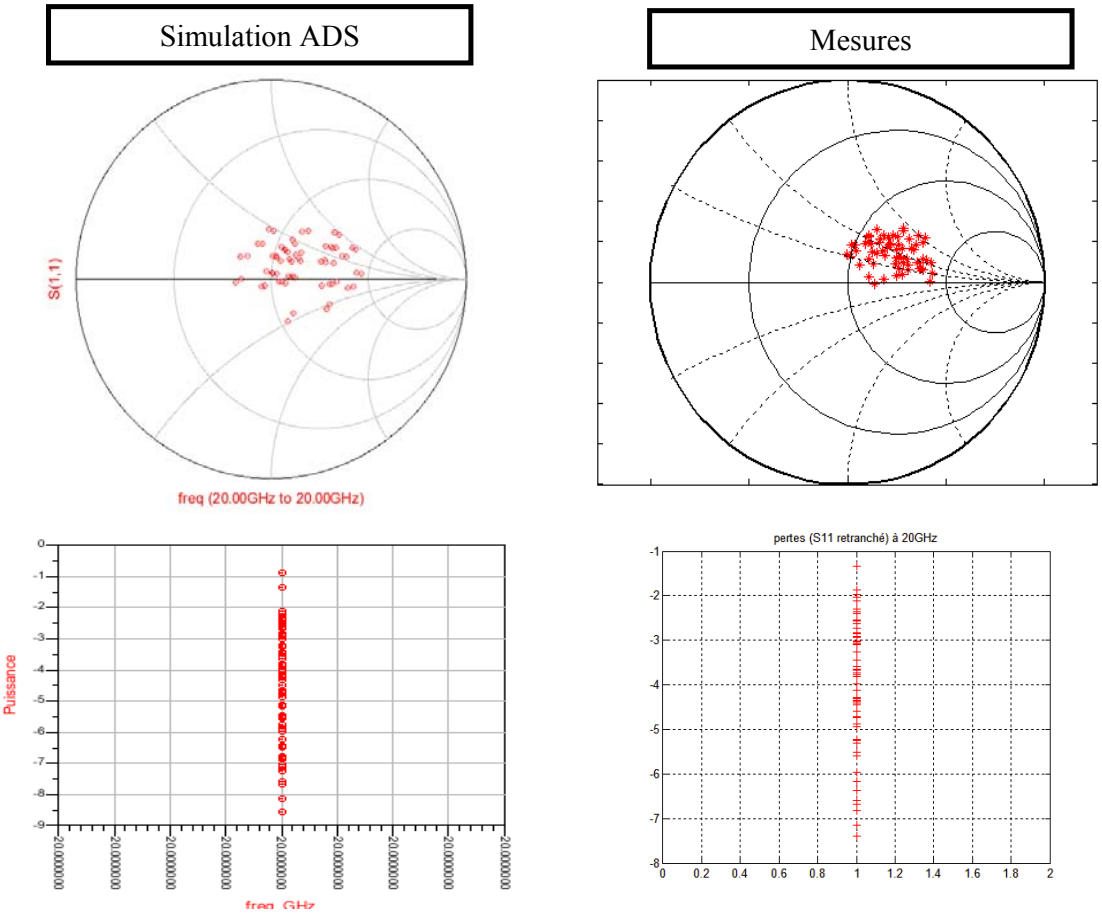


Figure 51 : Comparatif Simulations et mesures du Tuner 70Ω à 20GHz

Sur la Figure 51 nous pouvons observer une bonne corrélation entre les simulations et les mesures. Sur l'abaque de Smith les points simulés n'étaient pas centrés et nous observions un léger décalage dans le quadrant supérieur-droit. Ce décalage est expérimentalement plus accentué. Les pertes mesurées se situent entre 1.5dB et 7.5dB.

III.1.2 Tuner 50Ω

Le tuner 50Ω est quant à lui mieux centré sur l'abaque de Smith. Sur les mesures nous avons deux points qui se détachent sur la gauche de l'abaque (Figure 52). Cela est certainement dû à un début d'évaporation du liquide dans le circuit. L'éthanol s'évaporant plus vite que l'eau, la proportion d'eau augmente. L'eau ayant un effet plus important dans l'abaque les points se détachent. Les pertes sont très proches de la simulation. Elles sont plus élevées que pour le tuner 70Ω.avec un cas extrême à -9.5dB.

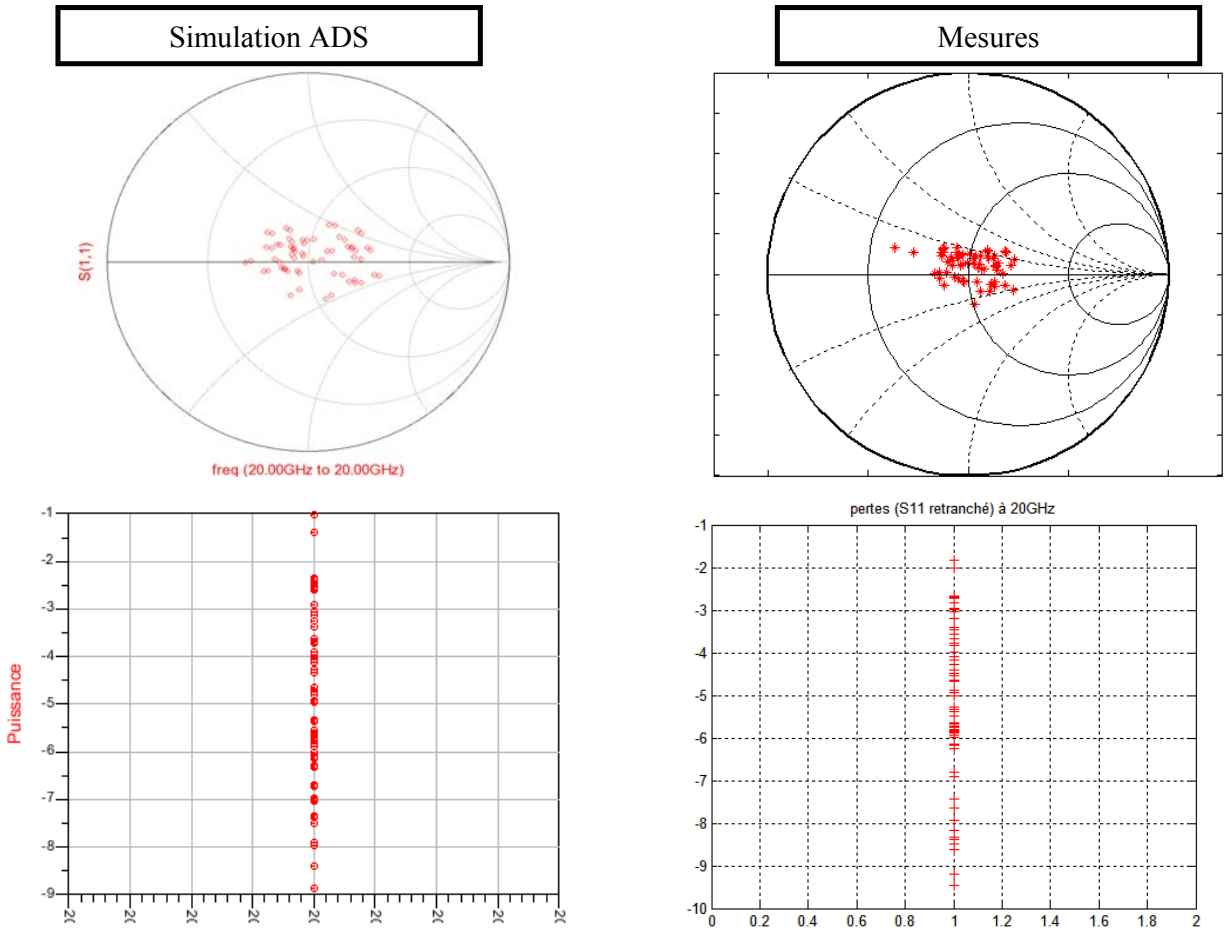
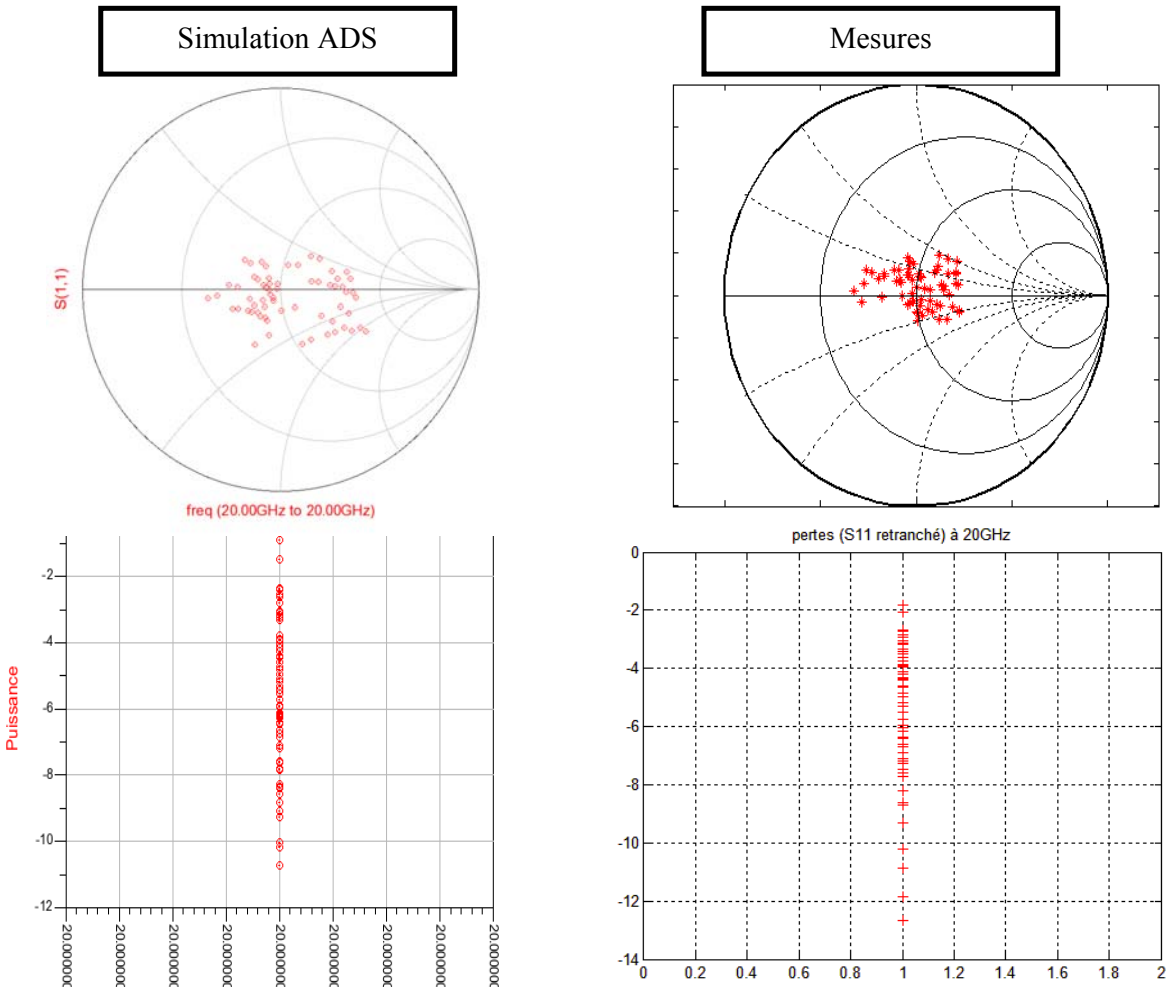


Figure 52 : Comparatif simulations et mesures du tune 50Ω à 20GHz.

III.1.3 Tuner 50Ω/70Ω



Équation 20 : Cercle à ROS constant

Figure 53 : Comparatif simulations et mesures du tune 50Ω/70Ω/ à 20GHz.

Ce dernier circuit donne également des résultats proches de la simulation. La répartition sur l'abaque de Smith est meilleure avec un étalement plus important. En revanche, les pertes sont un peu plus importantes que pour les deux circuits précédents avec un pire cas à -13dB.

<u>Conclusion sur les mesures des trois Tuners</u>

Dans les trois cas les points de mesures de l'abaque sont contenus dans un cercle à ROS constant de 1,6. On peut en déduire la gamme des impédances synthétisées

$$\frac{50}{1,6}\Omega < Z < 50\Omega x1,6$$

$31.25\Omega < Z < 80\Omega$
Équation 20

La gamme d'impédances ainsi obtenue est satisfaisante car elle couvre [DUB2010] :

- les faibles impédances de sortie des amplificateurs HF, de puissance notamment, qui valent typiquement 20 à 30Ω ,
- les fortes impédances des antennes intégrées sur puce qui peuvent atteindre, suivant les configurations, une centaine d'Ω .

Ainsi ces mesures démontrent :

- la justesse des simulations prédictives, partie importante de notre travail,
- que sur des démonstrateurs de concept, les performances atteintes par nos tuners-fluidiques sont compatibles avec celles requises pour une opération dans des systèmes reconfigurables.

Pour aller plus loin en termes d'impédances synthétisables par nos tuners, nous avons de plus exploré différents types de liquides susceptibles de nous permettre d'obtenir des rapports C_f/C_0 supérieurs à 4. Ce point fait l'objet des deux paragraphes suivants.

III.1.4 Mélanges alternatifs

L'objectif de cette étude est d'augmenter le ratio Cf/C0 tout en diminuant, autant que faire se peut, les pertes. Dans cette perspective, nous avons essayé de trouver des liquides alternatifs. Le but étant toujours de maximiser la partie réelle de la permittivité et de sa partie imaginaire. Cette première caractéristique amène le déphasage tandis que la seconde apporte des pertes indésirables.

Comme nous l'avons vu précédemment l'eau amène des pertes, ce qui est problématique. Pour essayer d'y remédier, nous avons synthétisé et caractérisé différents produits. En dehors des contraintes électriques du fluide il faut également qu'il ne soit pas trop difficile à manipuler.

Les résultats sont présentés dans le graphique ci-dessous (Figure 54). D'après celui-ci, le mélange 30% eau et 70% éthanol utilisé précédemment donne le résultat suivant : partie réelle de la permittivité = 7,7 et partie imaginaire de la permittivité = 7,8. Il s'agit en réalité de la permittivité relative.

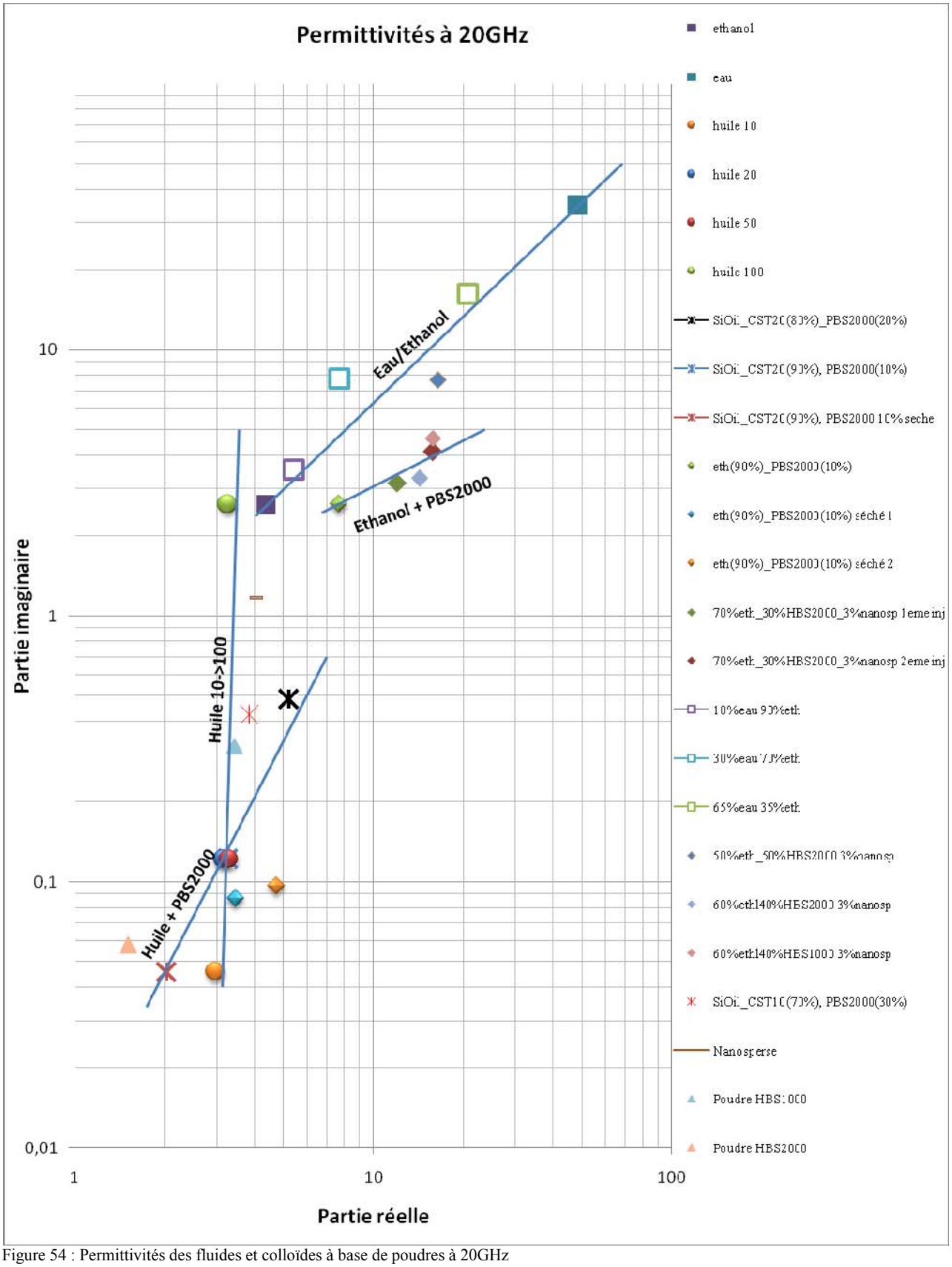


Figure 54 : Permittivités des fluides et colloïdes à base de poudres à 20GHz

Ce graphique permet de visualiser les performances de différentes familles de fluide :

- **Eau/Ethanol :**
  Avantage : Le mélange eau-éthanol permet de commencer avec Im(ε) à 2.6 pour finir à 35.
  L'eau et l'éthanol sont facilement missiles.

  Inconvénients : Nous avons vu précédemment que pour des fractions volumiques élevées en eau les pertes étaient importantes.

- **Huile de silicium :**
  Avantage : Les huiles ont des pertes faibles, notamment pour la plus la plus fluide (Huile 10 cst). Ces huiles présentent une valeur minimale de Im(ε) à 0.04.

  Inconvénients : Les huiles de viscosité supérieures ne sont pas intéressantes car seules les pertes augmentent.
  L'autre problème de l'huile est sa difficulté à être nettoyée. En effet, lorsque l'on vide le circuit il reste toujours une pellicule d'huile.

- **Huile de silicium + PBS2000 :**
  Avantage : L'ajout de poudre dans l'huile permet d'augmenter la valeur de Re(ε).

  Inconvénients : Lorsque l'on augmente la fraction volumique, Im(ε) augmente aussi de façon importante.
  Il semble que la poudre se sédimente modifiant ainsi son effet et la signature des mesures.

- **Ethanol + PBS2000 :**
  Avantage : L'ajout de poudre dans l'éthanol permet d'avoir des valeurs de Re(ε) fortes en maintenant Im(ε) faibles.

  Inconvénient : Le mélange est très épais et sèche vite, ce qui est dû à l'évaporation de l'éthanol.
  Le mélange est très difficile à nettoyer.

III.1.5 Mesures du tuner avec un mélange alternatif

Les performances de certains produits sont intéressantes. Pour vérifier leurs propriétés nous avons effectué des évaluations sur un tuner 50Ω.

Le but était de se rapprocher d'un Cf/C0 de 10 en alliant des pertes faibles. Pour cela, le mélange éthanol/poudre (PBS2000) a été retenu. Afin de favoriser la dilution du mélange, nous avons rajouté 3% de nano dispersant à la solution éthanol/poudre.

La proportion retenue de mélange est de 40% de poudre pour 60% d'éthanol. Les mesures sont effectuées dans les mêmes conditions que pour les circuits précédents. Le mélange séchant rapidement dans la seringue, nous avons effectué les mesures rapidement.

Le résultat des mesures est visible sur la Figure 55 ci-dessus.

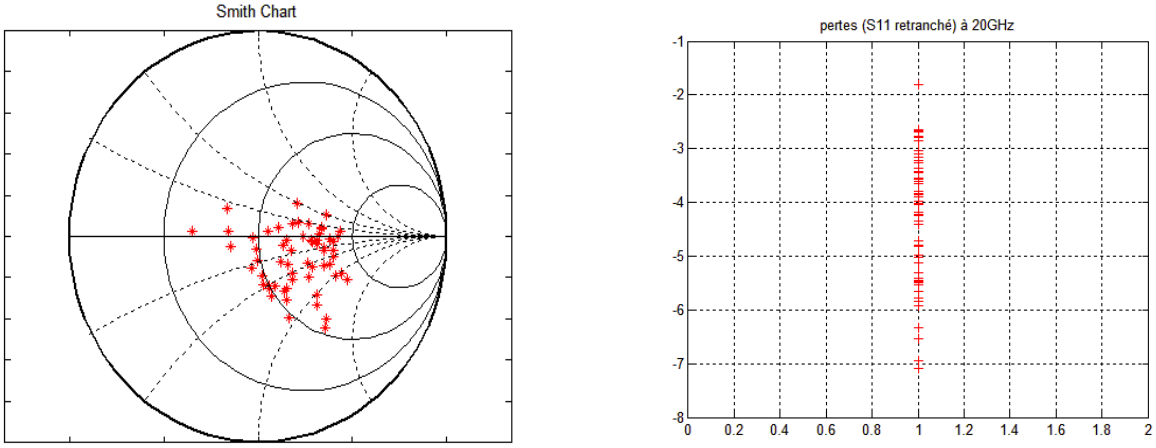


Figure 55 : Tuner 50Ω avec liquide colloïdal : 40%PBS2000-60%éthanol

Comme nous l'avions imaginé la dispersion des points dans l'abaque de Smith est accentuée. Une plus grande partie de l'abaque est couverte. On constate néanmoins que le faisceau de point n'est pas centré. Ce problème est dû au mélange. Lorsque l'on vide le canal une pellicule de poudre reste collée au fond du canal. Dans les mesures qui suivent, les canaux supposés vidés (correspondants aux bits à zéro) ne le sont pas tout à fait et le faisceau de points dérive petit à petit sur l'abaque.

Les pertes sont intéressantes. La plus mauvaise mesure est a -7 dB. Si l'on avait voulu effectuer les mêmes mesures avec un mélange eau/éthanol les pertes auraient été de plus de 15dB, soit un gain de 8dB, ce qui est notable.

Cette solution est très intéressante mais nécessiterait des investigations supplémentaires pour être mesurable de façon performante. De plus, le fait de rajouter un mélange ayant une forte valeur de Re(ε) rend le circuit fortement capacitif. Cela explique le fait que le faisceau de points se retrouve dans la moitié inférieure de l'abaque.

III.2 Bilan des mesures des tuners d'impédances HF-fluidiques

Les tuners mesurés présentent donc des performances encourageantes pour cette technologie HF-fluidiques. Le point important concernant notre travail porte sur l'excellente corrélation entre simulations et mesures. Cela valide la modélisation que nous avons proposée et ouvre la possibilité de concevoir tous types de circuits HF-fluidiques.

Il reste toutefois des points à améliorer notamment sur les liquides qui doivent présenter de fortes valeurs Re(ε) conjointement avec de faibles valeurs de Im(ε). Ils doivent de plus être injectables aisément dans les canaux fluidiques. Plus important encore, nous devons être capable, après injection, de revenir à un état « vide » parfait.

Cette partie fluidique est donc capitale et un dernier volet de nos travaux a porté sur le développement de l'automatisation de la partie fluidique du banc de mesures des composants HF-fluidiques.

III.3 Développement de la partie « gestion des fluides » du banc de mesure HF-fluidique

III.3.1 Présentation du banc

Durant les premières semaines de mon stage nous avons effectué une batterie de mesures avec une stagiaire en charge de la caractérisation de familles de liquides. Cela nous a permis d'une part de nous familiariser avec le banc de mesure et d'autre part d'évaluer les difficultés liées à l'utilisation de fluide en présence de circuits hyperfréquences.

Les mesures sont réalisées à l'aide des pointes hyperfréquences qui sont au contact du microcircuit à tester et le relie à l'analyseur vectoriel de réseau en charge de la mesure des paramètres hyperfréquences. La première étape est de calibrer l'analyseur de réseau vectoriel à l'aide d'un kit de calibrage. Une fois cette étape effectuée les mesures peuvent commencer.

Le but est d'injecter une goutte d'eau dans le micro canal puis de mesurer le circuit. Cette étape est la plus délicate, puisque le trou d'accès est petit (inférieur à 1 mm). L'injection du fluide est effectuée grâce à une micropipette. En cas de fausse manipulation, le fluide peut toucher les pointes ce qui stoppe les mesures car il faut alors attendre le séchage du fluide.
Une fois la goutte déposée sur le micro canal il faut qu'elle rentre dans celui-ci. Pour y parvenir, on aspire à l'aide d'une seringue (Figure 56).
Cette technique est fastidieuse car d'une part la quantité de liquide est très faible (de l'ordre du µl) et d'autre part, le fait de bloquer le liquide dans le canal s'avère difficile et délicat.

Figure 56 : Remplissage du micro canal

III.3.2 Cahier des charges

Fort de cette première expérience sur le banc de mesure, nous avons pu définir un cahier des charges pour l'amélioration de celui-ci. Le banc devait être automatisé pour faciliter le travail de l'opérateur.
Le banc fluidique est composé de deux parties qui sont l'injection et l'aspiration. Il a été choisi de faire un système d'aspiration qui permettait de rincer le canal de tout fluide. L'injection devait être, elle aussi, automatisée. C'est la partie critique du banc, elle se doit d'être précise et d'une grande répétitivité.

Une autre difficulté est l'utilisation de circuit dont les canaux fluidiques ont des volumes très disparates. Le plus petit des canaux a un volume utile de 0,06nl alors que le plus volumineux est de 392nl. Le système d'injection se doit d'être réglable et permettre à chaque utilisateur de régler le volume de la goutte.

III.3.3 Choix du matériel

Injection du fluide

Pour le système d'injection le système choisi est celui d'une société américaine : The Lee Company. Cette entreprise est spécialisée dans les systèmes micro fluidique.
Nous avons choisi une électrovanne à commutation rapide. Elle peut délivrer des gouttes de quelques dizaines de nl. L'entreprise nous a fourni un kit de démarrage. (Figure 57).

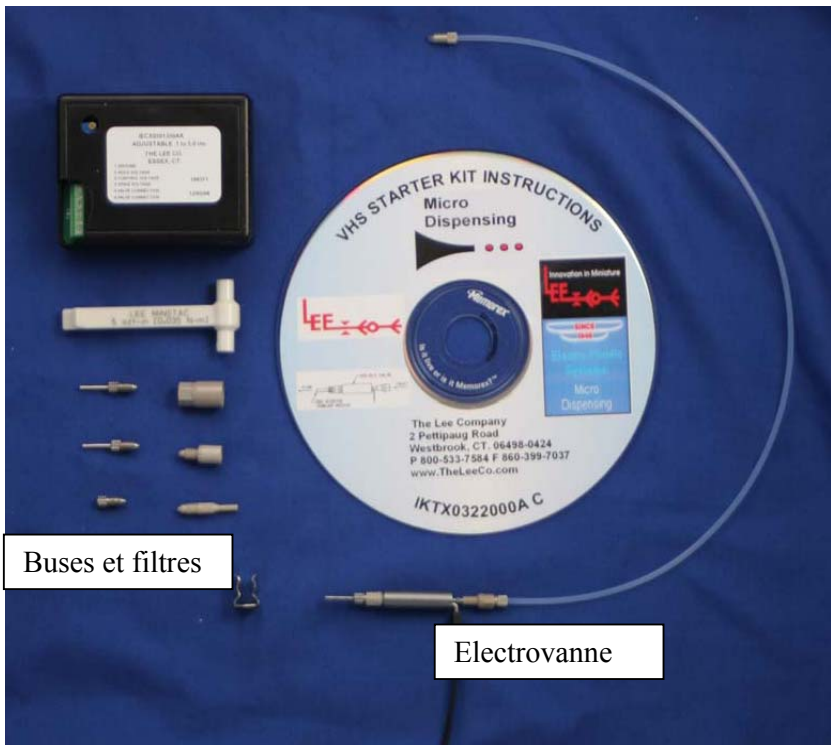


Figure 57 : Starter Kit de The Lee Company

Cette micro vanne est pilotée au travers d'un boitier de commande électronique fourni par le constructeur. Pour assurer la longévité de cet équipement elle est déclenchée à l'aide d'un pick voltage (24v) puis reste ouverte grâce à un hold voltage (3,3v) : voir la Figure 58.

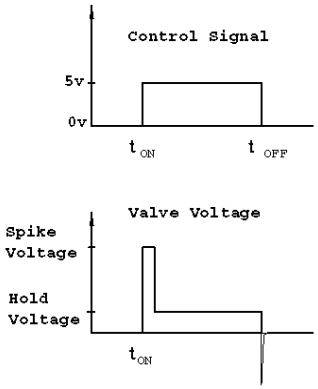


Figure 58 Commande de la micro-valve

Le signal permettant de contrôler le temps d'ouverture est un signal TTL. La durée du front haut correspond au temps d'ouverture de la vanne. Ce signal doit être fourni au boitier contrôle du fournisseur. Le boitier doit également recevoir les deux tensions d'alimentation de la valve : le spike voltage (24v) et le hold voltage (3,5v).

Cette électrovanne doit recevoir un liquide sous pression pour pouvoir éjecter une goutte à son déclenchement. Le liquide sera donc relié à un système d'air sous pression qui est à disposition dans le bâtiment sous forme d'un connecteur mural.

Aspiration du fluide

L'aspiration du fluide est également très importante. Il faut une grande précision pour aspirer une petite quantité d'eau (de l'ordre du µl). L'aspiration doit d'une part permettre de placer une goutte d'eau au centre du micro canal, c'est-à-dire sur les lignes coplanaires, et d'autre part, être répétitif.
Jusqu'à présent l'aspiration était gérée par une seringue. Ce système pose deux problèmes. Le premier est un volume de liquide aspiré trop important, le fluide ne faisant alors que passer furtivement sur les lignes coplanaires, rendant la mesure impossible. Le deuxième est le manque de répétitivité puisqu'à chaque aspiration le volume aspiré est différent. Il faut parfois une dizaine de tentatives avant d'arriver à placer le fluide.

III.3.4 Carte de commande

Architecture

Il a été décidé de fabriquer une carte permettant de piloter l'injection mais aussi l'aspiration des fluides.
Le choix s'est porté sur une carte à base de microcontrôleur. Cette solution offre une grande souplesse d'utilisation pour piloter les électrovannes. La notion de temps est importante puisque grâce au microcontrôleur il sera possible de modifier à tout moment les différences de temps caractéristiques des signaux générés.
Mon choix c'est porté sur un microcontrôleur du fabriquant Microchip. Ce choix fut motivé par la gratuité du logiciel de développement MPLAB ainsi que le prix modéré des microcontrôleurs. De plus, je disposais d'une carte de développement ainsi que d'un debugger ICD2.
Le microcontrôleur choisi est un 18F4550. Il dispose d'un grand nombre d'E/S ainsi que d'une interface USB.

Paramètres en entrée

Celui-ci sera relié à trois potentiomètres qui auront pour rôle de faire varier les temps d'ouverture des électrovannes (mode temporisé). Il sera également relié à des boutons poussoirs pour le déclanchement manuel des électrovannes (mode manuel).
Un commutateur permet de choisir entre une commutation de l'électrovanne temporisé ou manuelle.
Pour avoir une horloge précise, un quartz externe de 4 MHz est intégré.

Paramètres en Sortie

Pour essayer de prévoir toutes les éventualités, nous avons placé un nombre de sorties plus important que nécessaire.

- Deux sorties directes du microcontrôleur pour piloter l'injection du fluide.
- Une sortie 5v sur transistor pour des applications qui nécessiteront plus de puissance.
- Deux sorties 24v sur transistor, dont une pour piloter la vanne d'aspiration,
- Un emplacement vide est laissé pour une éventuelle carte fille.
- Un connecteur USB est mis en place, il ne sera pas utilisé par faute de temps pour le développement.
- Des diodes électroluminescentes 5 mm sont placées de façon à donner des informations sur l'état de la carte.

Conception du circuit imprimé

La conception du circuit (=carte) à été réalisée sous Design Spark. Il s'agit d'un logiciel gratuit fourni par radio spare. Ce logiciel est facile à prendre en main. Design spark n'avait pas en bibliothèque certains composants. J'ai dû les créer et dessiner leurs empreintes.

Une fois la saisie du schéma électrique effectuée, nous sommes passés au routage de la carte. Nous avons choisi de travailler sur une carte simple couche de 150 mm de côté. Tous les boutons, potentiomètres et leds ont été placés sur un côté et en bord de carte. De ce fait, lors de la mise en boitier tous ces composants arriveront au bord de la façade (Figure 59)

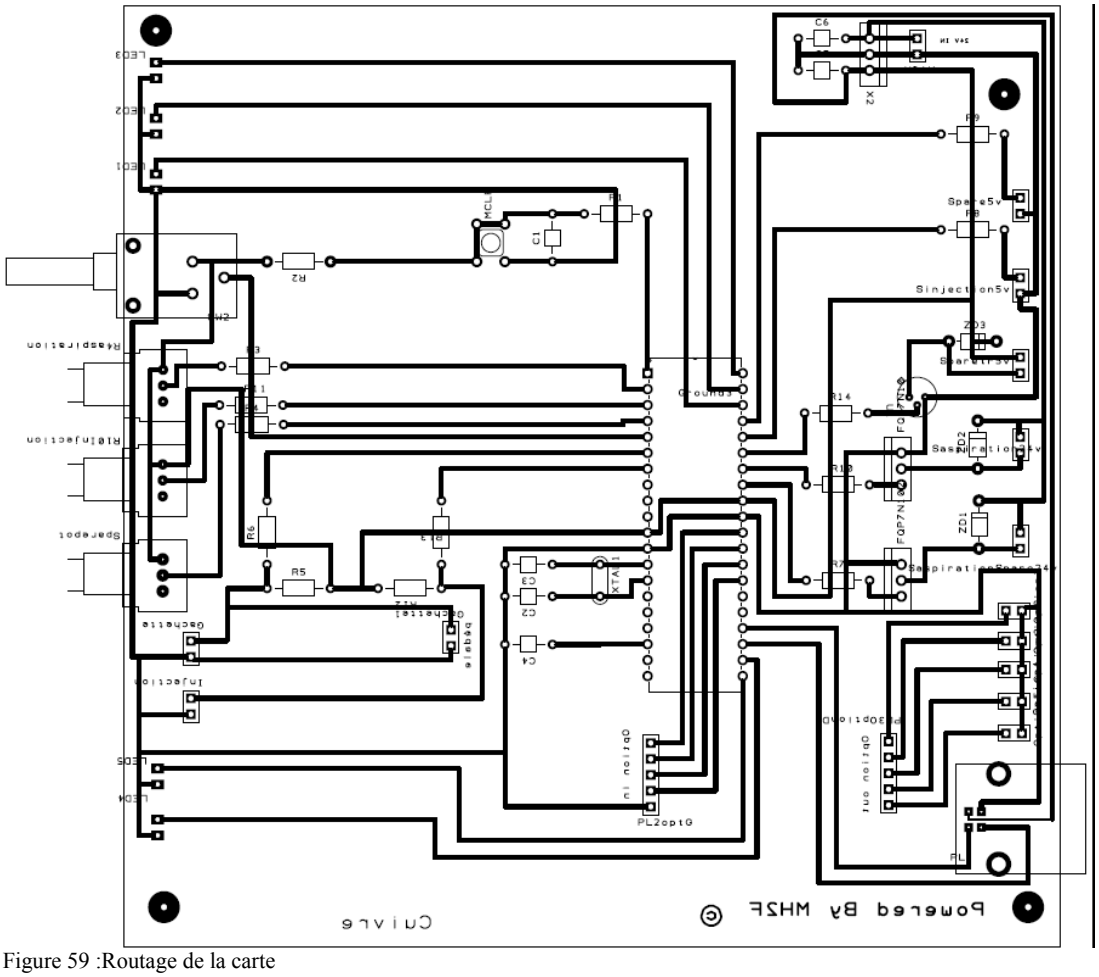


Figure 59 :Routage de la carte

La réalisation de circuit imprimé, percé et étamé, a été faite par une entreprise externe.

Programmation

Cette partie n'a pas pour but de présenter en détail le programme qui est disponible en annexe. Celui-ci est d'ailleurs largement commenté pour permettre à un éventuel successeur de l'améliorer.

Ici je vais juste présenter quelques points importants du programme.

La programmation du microcontrôleur a était effectué à l'aide du logiciel Mplab et du compilateur Mplab C18.

Elle offre une grande flexibilité. De plus, à tout moment nous pouvons effectuer des modifications pour que son usage se rapproche au mieux des besoins de l'utilisateur.

Le programme a été découpé en plusieurs sous programmes pour une plus grande simplicité de travail.

Le programme principal est constitué d'une partie initialisation des entrées et sorties.

Puis celui-ci rentre dans la boucle while(1). Cette dernière permet au microcontrôleur de fonctionner indéfiniment.

A l'intérieur de cette boucle se trouve des conditions sur des entrées du microcontrôleur. Lorsque l'utilisateur appuie sur un bouton il rentre dans une condition « if…else ».Celle-ci exécute une ligne de programme ou exécute un sous-programme.

Comme dis précédemment, le temps d'ouverture des électrovannes doit être précis.

Dans tout le programme nous avons utilisé la bibliothèque « delay » (Figure 60).

Delay1TCY	Delay one instruction cycle
Delay10TCYx	Delay in multiples of 10 instruction cycle
Delay100TCYx	Delay in multiples of 100 instruction cycle
Delay1KTCYx	Delay in multiples of 1000 instruction cycle
Delay10KTCYx	Delay in multiples of 10,000 instruction cycle

Figure 60 : Fonction Delay

Le temps d'un cycle est donné par la fréquence d'horloge (4MHz):
Tcyc = $4/4.10^{6}$Hz=10^{-6} s.

Pour faire varier le temps nous avons placé des potentiomètres suivant le câblage de la Figure 61

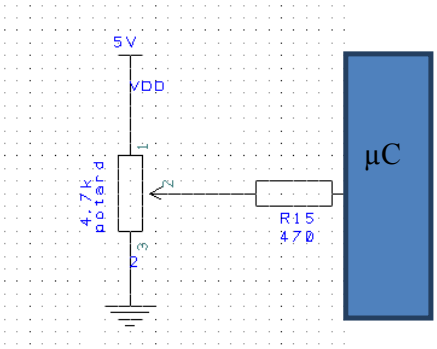


Figure 61 : Potentiomètre en entrée

Ce montage permet de faire varier la tension en entrée du microcontrôleur de 0 à 5V.
Pour être efficace, il faut programmer le microcontrôleur pour que 0v corresponde à une valeur numérique nulle et 5v à une valeur élevé. Nous avons utilisé les convertisseurs analogiques numériques : « 0 » binaire pour 0V et « 256 » pour 5v. La conversion se passe en deux étapes. Dans un premier temps on initialise l'entrée du microcontrôleur en entrée analogique/numérique. Ensuite, on lance la conversion qui est stocké dans une variable.
Après plusieurs essais sur les électrovannes les temporisations choisies sont présentées dans le tableau ci-dessous (Figure 62)

	Potentiomètre = 0V	**Potentiomètre = 5V**
Aspiration	8 ms	50 ms
Injection	4 ms	40 ms

Figure 62 : Temps d'ouverture des électrovannes

Intégration de la carte

Une fois la carte validée, il faut l'intégrer dans un boitier.
Cette étape est très importante, le boitier doit répondre à plusieurs critères.

- Sécurité : Il faut que le boitier soit protégé, il ne doit pas avoir d'arête tranchantes, il ne faut pas qu'il y ait de risque électrique (électrocution).

- Fiabilité : Le fonctionnement doit être sûr, ce système est amené à fonctionner des journées entières et il ne doit pas y avoir d'aléa.

- Transport : Le banc de mesure est amené à déménager, l'intégration doit être compacte, facile à déconnecter et à reconnecter. Il faut également qu'il soit solide pour résister aux chocs.

- Maintenance : Il faut un accès facile à l'intérieur du boitier pour pouvoir le réparer en cas de pannes.

- Souplesse : le système doit pouvoir évoluer, pour cela il est préférable de laisser de la place dans le boitier et de prévoir de la connectique supplémentaire (boutons, connecteurs de sorties,…).

Pour répondre à ces critères, nous avons choisi un boitier métallique de taille suffisante avec un filtre secteur. Les alimentations sont à découpages. Elles sont protégées contre les courts circuits évitant de les endommager en cas de fausse manipulation.
Tous les équipements (carte, alimentations,…) sont fixés fermement au fond du boitier.
Celui-ci est facile à ouvrir, en enlevant six vis on peut enlever le capos supérieur et avoir accès à tous les équipements.
Les éléments de la face avant sont ceux présents sur la carte.
Les connecteurs de sorties de la face arrières sont des fiches bananes, car il est très facile de trouver ce type de connecteur.
A l'arrière une traversée USB est mise en place pour permettre le passage du câble de la carte à un éventuel ordinateur.
Une étape importante est le perçage du boitier, pour cela j'ai réalisé deux plans. Le premier pour la face avant (Figure 63).

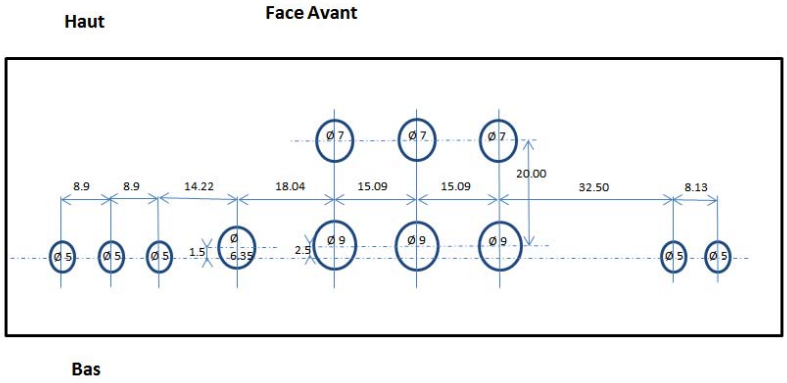


Figure 63 : Plan d'usinage face avant

Le second plan pour la face arrière (Figure 64).

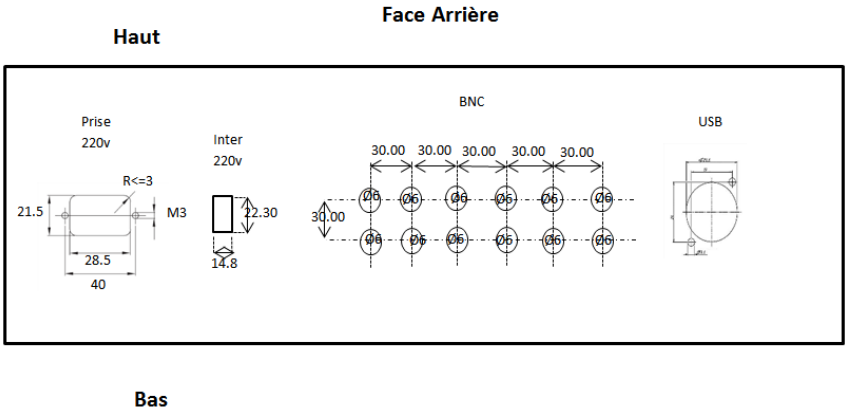


Figure 64 : Plan d'usinage face arrière

L'usinage du boitier à été réalisé par le service mécanique du LAAS.
Une fois les façades récupérées j'ai réalisé l'intégration des différents équipements.

III.3.5 Système d'aspiration

Nous avons deux cas de figure, soit le banc de mesure est sur le site du LAAS soit à l'extérieur.
Sur le site du LAAS des prises murales permettent de se raccorder au vide.
En revanche à l'extérieur du site il faut amener un système d'aspiration.
A cet effet, j'ai réalisé un système muni d'une pompe qui fait le vide d'air dans un réservoir de 2 litres. La dépression est réglée à l'aide d'un vacuostat. Celui-ci démarre la pompe quand la pression est trop forte et l'arrête quand elle descend à la dépression souhaitée (Figure 65).

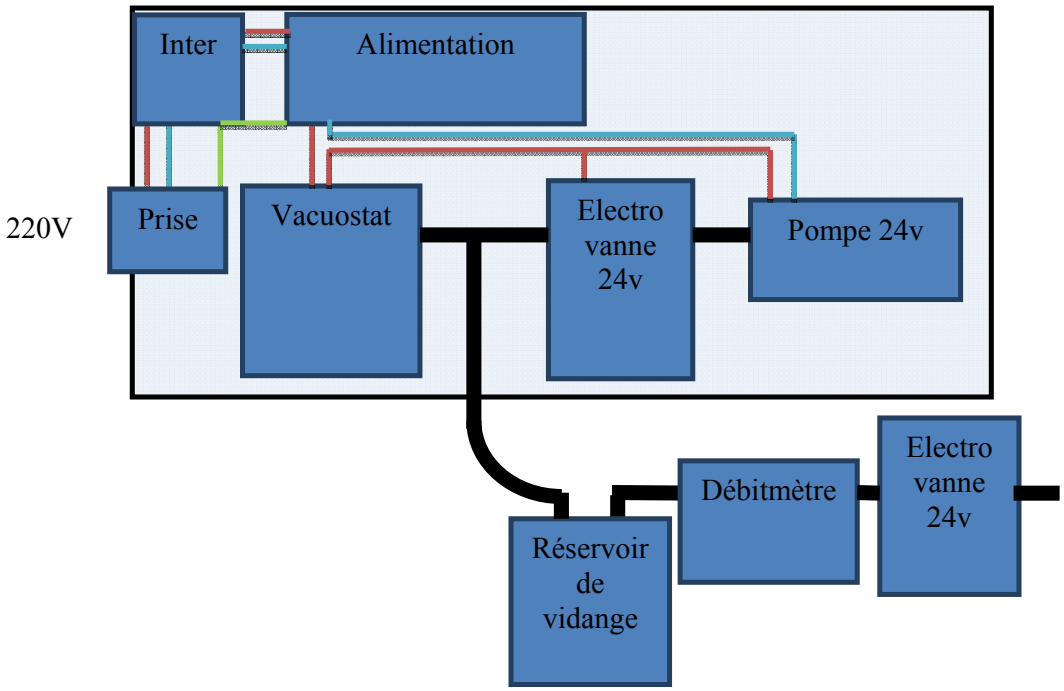


Figure 65 : Synoptique Aspirateur

A l'extérieur du boitier de la pompe un réservoir de vidange permet de réceptionner les liquides pour ne pas qu'ils puissent rentrer dans la pompe et l'endommager.
Un débitmètre permet de régler la pression afin de régler avec précision le volume de liquide aspiré.
Pour finir une électrovanne gérée par le boitier de commande (présenté dans la partie précédente) est pilotée par l'opérateur.

III.3.6 Bilan du banc de mesure

Le banc de mesure s'avère efficace pour les solutions très fluides comme l'eau et l'éthanol. Si la solution devient trop visqueuse l'injection automatique est déconseillée pour ne pas boucher l'électrovanne. Pour remédier à ce problème une électrovanne à volume mort a été commandée. Celle-ci n'a pas pu être testée par manque de temps mais semble parfaitement répondre au besoin.
L'utilisation du banc de mesure s'avère simple et pratique. Il permet de gagner du temps sur les mesures et facilite le travail de l'opérateur. Cette partie fluidique du banc est maintenant intégrée au banc HF-fluidique et quotidiennement utilisée par les membres de l'équipe MH2F.

Conclusion

Le premier point de cette conclusion concerne le laboratoire d'accueil de mon stage. Je suis satisfait d'avoir travaillé durant cette année de mémoire dans un centre de recherche du CNRS tel que le LAAS. Evoluer au sein d'un centre de recherche donne la possibilité de rencontrer des personnes aux compétences très différentes. Ces rencontres m'ont permis de découvrir des domaines qui m'étaient jusqu'alors inconnus.

Ce stage m'a donné l'opportunité de travailler sur un projet étonnant mêlant deux thématiques : les hyperfréquences et la fluidique. La partie fluidique a été pour moi une grande découverte. J'ai vraiment apprécié de travailler sur ces deux domaines qui semblent au premier abord ne pas avoir vocation à cohabiter.

Durant cette année j'ai pu aussi développer des compétences dans le domaine de l'électronique.

Tout d'abord en hyperfréquence, que ce soit dans le calcul, la simulation ou la conception de circuit.

J'ai également amélioré mes compétences en électronique analogique et numérique grâce au routage de circuit et à la programmation de microcontrôleur.

J'ai aussi découvert Matlab, logiciel de calcul numérique, qui m'a permis de traiter efficacement mes nombreux fichiers de mesures.

Les mesures sur le tuner d'impédance montrent une bonne corrélation entre la simulation et la mesure, ce qui est encourageant. Même si les pertes sont un peu fortes nous avons pu voir qu'il existait des solutions. La technologie du tuner fluidique a ainsi pu être démontrée et validée.

Ce stage m'a donné l'occasion de suivre un projet dans sa globalité. J'ai apprécié le fait de pouvoir suivre l'évolution du tuner. J'ai été confronté aux problèmes qui surviennent dans tout projet et j'ai essayé d'y remédier. Ce stage fût très formateur et j'espère pouvoir le valoriser dans un futur proche.

Bibliographie

[BIS1994] Bischof, W. (1994). Variable impedance tuner for MMIC's. Microwave and Guided Wave Letters,
Volume 4, Issue 6, June 1994 Page(s):172 – 174

[BOR2008] C. Bordas ”Optimisation technologique de commutateurs MEMS RF capacitifs à tenue en puissance améliorée – Application à l’élaboration d’un synthétiseur d’impédances MEMS en band K”, Thèse de doctorat, Fev 2008.

[DEB1913] P. Debye (1913), Ver. Deut. Phys. Gesell. 15, 777; reprinted 1954 in collected papers of Peter J.W. Debye Interscience, New York.

[DUB2010] D. Dubuc, K. Grenier "Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems", Chapitre d’ouvrage Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems Edited by Moumita Mukherjee ISBN 978-953-307-031-5, March 1, 2010

[GRE2009] Grenier, K.; Dubuc, D.; Poleni, P.-E.; Kumemura, M.; Toshiyoshi, H.; Fujii, T.; Fujita, H.; “ Integrated Broadband Microwave and Microfluidic Sensor Dedicated to Bioengineering “, Dec. 2009.

[KAR2011].O.H. Karabey, F. Goelden, A. Gaebler, S. Strunck, R. Jakoby, 'Tunable loaded-line phase shifter for microwave applications', IEEE MTT-S, 2011

[MEI2012] P. Meineri, D. Dubuc, K. Grenier “Liquid-based Tunable Loaded-Line Phase Shifter “.EuMW 2012, Amsterdam oct. 2012.

[QIA2005] Qiao, D.; Molfino, R.; Lardizabal, S.M.; Pillans, B.; Asbeck, P.M.; Jerinic, G. (2005). An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Volume 53, Issue 3, Part 2, March 2005 Page(s):1089 - 1095

[SHE2005] Shen, Q; Baker, N.S. (2005). A reconfigurable RF MEMS based double slug impedance tuner. European Microwave Conference 2005, Paris, pp. 537-540.

[WEN1969] C.P. Wen, “Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications”, IEEE Transactions of Microwave Theoryand Techniques, vol. 17, pp 1087-1090, 1969.

Table des annexes

Annexe 1 : Rétro-simulations et écarts entre théorie et mesures..... 65
Annexe 1 : Programme du microcontrôleur..... 67
Annexe 2 : Boitier de commande..... 70
Annexe 3 : Portes Outils Porte seringue Luer 10cc..... 72

Annexe 1 : Rétro-simulations et écarts entre théorie et mesures

Tous les résultats des calculs théoriques sont comparés à ceux obtenus par retro-simulations. Cette étape permet de savoir si le modèle mathématique s'applique quelque soit le type de circuits.
Les trois circuits étudiés ont des largeurs de canaux différents : 1500µm pour le CPW, 300µm pour le Loaded Line et 250µm pout le 4Bits. Pour pouvoir comparer les valeurs des schémas électriques équivalents des fluides ; les valeurs ont été renormalisées pour 100µm de canal fluidique.

III.3.7 Eau

L'eau offre une bonne corrélation entre la théorie et la pratique, le tableau ci-dessous (Figure 66) compare les résultats du calcul à ce de la mesure.

			Mesures	Théorie	Delta	Fc (GHz) pratique	Fc (GHz) Théo	C1/C0 Pratique	C1/C0 Théo	Géom. pF
Eau	LL	C0	0,028 pF	0,031 pF	10%	16,5	17	5,88	5,69	0,0021
		C1	0,167 pF	0,179 pF	7%					
		R1	58 Ω	52 Ω	9%					
	CPW	C0	0,020 pF	0,028 pF	28%	15,2	17	7,00	5,69	0,0021
		C1	0,140 pF	0,159 pF	12%					
		R1	75 Ω	59 Ω	21%					
	4bits	C0	0,024 pF	0,028 pF	14%	16,2	17	6,67	5,69	0,0021
		C1	0,160 pF	0,159 pF	-1%					
		R1	61 Ω	59 Ω	4%					

Figure 66 : Récapitulatif eau

Les résultats sont proches, l'écart le plus important est de 21%. Il est acceptable, on pourra donc grâce au modèle mathématique réaliser des simulations proches de la réalité. Pour être sûr de la corrélation on observe également Fc et le ratio des capacités (C_1/C_0).

III.3.8 Ethanol

Les résultats avec l'éthanol sont moins précis. L'écart entre la théorie et la pratique est plus élevé. Il est pour C_0 de l'ordre de 30%, 50% pour C_1et 150% pour R_1 (Figure 67). Ces résultats sont moins mauvais que l'on pourrait le penser. Ainsi les écarts sur R1 sont dus au fait que l'éthanol est un fluide donc la résistivité est faible. Cela nous donne un R_1 grand (>kΩ). Son influence en simulation est négligeable; que sa valeur soit de 500Ω ou 1KΩ elle ne modifie que très peu la simulation.
On peut considérer R1 comme un circuit ouvert, ce qui rend la capacité en série C_1 également négligeable.

On se rend compte que le schéma équivalent de l'éthanol est plus proche d'une capacité C_0 unique.

			Mesures	Théorie	Delta	Fc (GHz) pratique	Fc (GHz) Théo	C1/C0 Pratique	C1/C0 Théo	Géom pF
Ethanol	LL	C0	0,007 pF	0,007 pF	8%	5,5	1,3	6,00	8,00	0,0021
		C1	0,040 pF	0,058 pF	31%					
		R1	720 Ω	2113 Ω	193%					
	CPW	C0	0,004 pF	0,006 pF	38%	5,8	1,3	6,00	8,00	0,0021
		C1	0,024 pF	0,052 pF	53%					
		R1	1150 Ω	2376 Ω	107%					
	4bits	C0	0,004 pF	0,006 pF	32%	9,7	1,3	3,91	8,00	0,0021
		C1	0,017 pF	0,052 pF	67%					
		R1	950 Ω	2376 Ω	150%					

Figure 67 : Récapitulatif éthanol

III.3.9 SiOil

L'huile de silicium donne des résultats plus proches de l'éthanol que de l'eau. On retrouve le même phénomène. Cette fois la valeur de R1 n'est pas retrouvé par le modèle mathématique. L'huile de silicium, comme l'éthanol, peut-être simplement simulée avec la capacité C_0.

La fréquence de relaxation de ce fluide est de 0.01GHZ, donc bien avant la bande de mesure que j'utilise dans mes simulations. l' ε_r de l'huile de silicium est constant dans la bande de travail (40MHz -40GHz).

			Mesures	Théorie	Delta théorie/pratique	Fc (GHz) pratique	Fc (GHz) Théo	C1/C0 Pratique	C1/C0 Théo	Géom pF
SiOil	LL	C0	0,003 pF	0,005 pF	31%	**0,05**	**0,01**	**0,80**	**0,50**	**0,0021**
		C1	0,003 pF	0,002 pF	10%					
		R1	1290 Ω	6592357 Ω	510935%					
	4bits	C0	0,001 pF	0,004 pF	77%	**0,8**	**0,01**	**0,00**	**0,50**	**0,0021**
		C1	0,020 pF	0,002 pF	836%					
		R1	10 Ω	7412102 Ω	74120919%					

Figure 68 : Récapitulatif SiOil

Les écarts de mesures peuvent aussi s'expliquer par la viscosité de l'huile qui rend les mesures délicates. L'huile est un fluide difficile à manipuler et il est très délicat de l'extraire du canal après avoir effectué la mesure.

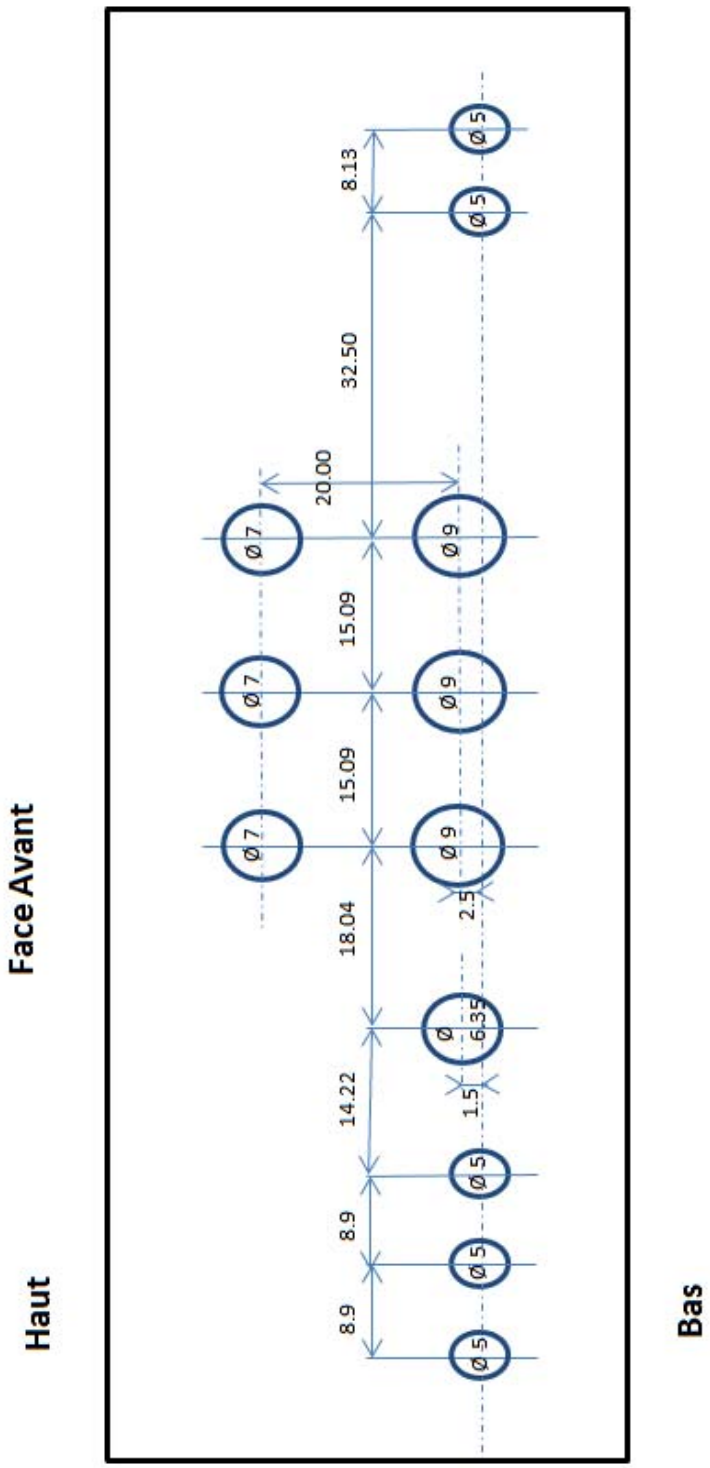
Annexe 2 : Programme du microcontrôleur

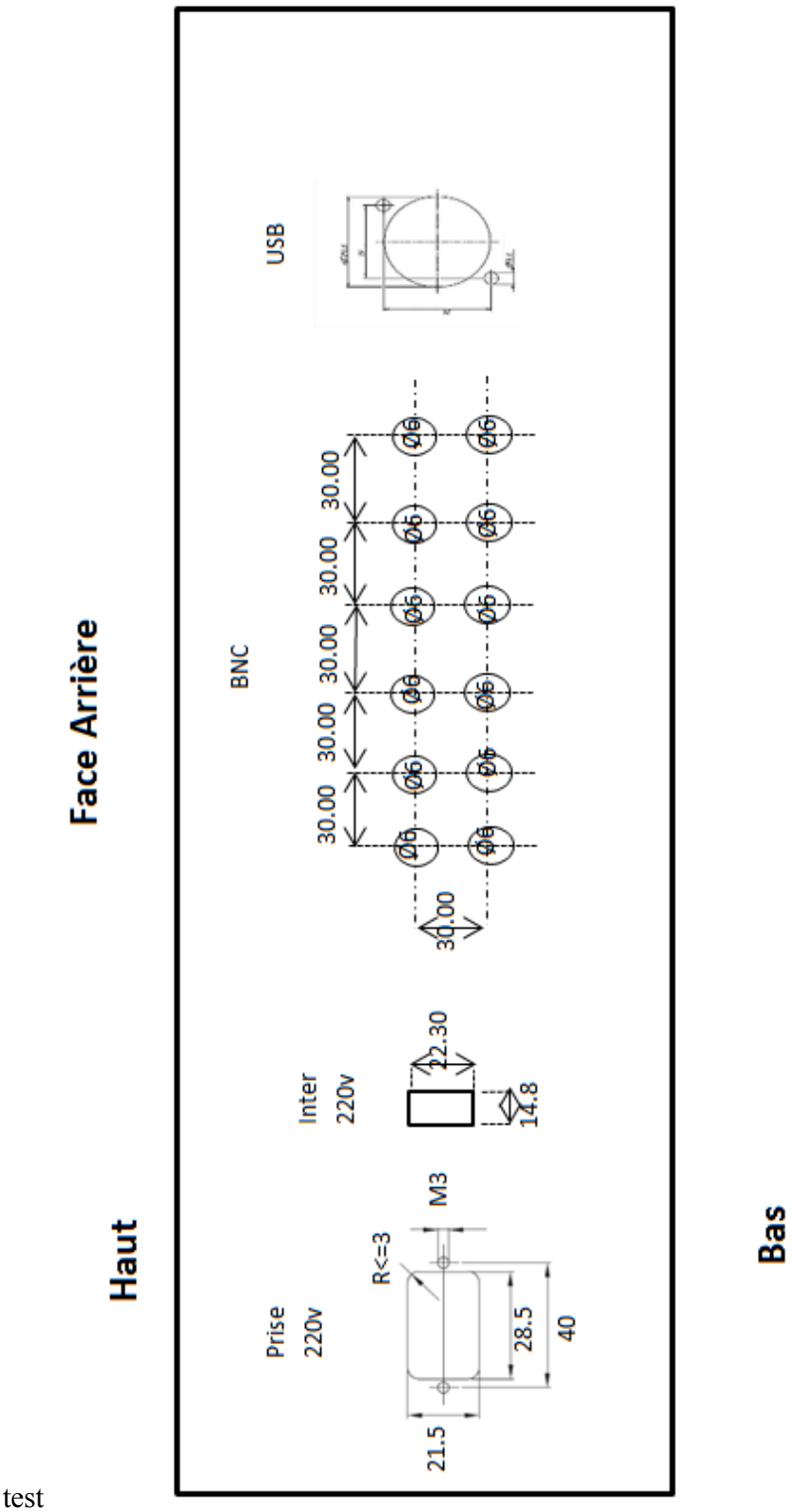
```
#include<p18f4550.h>
#include<stdio.h>
#pragma config WDT=OFF
#include<delays.h>
/*version 06 janvier 2012/


/*---------------- Initialisation du CAN---------------------- */
voidinit_can(int canal)
{
            TRISAbits.TRISA0 = 1;            /* RAO / AN0 en entrée => lecture de la tempo d'aspiration */
            TRISAbits.TRISA1 = 1;           /* RA1 / AN1 en entrée => lecture de la tempo d'injection */
            ADCON0 = canal;                 /*0b00000000 pou AN0, 0b00000001 pour AN1*/
            ADCON1 = 0b00001101;            /* Justifié à gauche Fosc/8 RA0=AN0 analogique,RA1=AN1
analogique  */
            ADCON2 = 0b10101100;
            ADCON0bits.ADON=1;


}
/*****************************************************************/

/*---------------- Utilisation du CAN-------------------------- */
unsigned char convertir(void)
{
Delay10TCYx( 5 );       /* attente 5x10x1=50us */
ADCON0bits.GO = 1;      /* lancement conversion */
while(ADCON0bits.GO);   /* attente fin de conversion */
            ADCON0bits.GO = 0;
return (ADRESH);        /* retour du resultat */
}
/*Note : ADRESH retourne les 8 bits les plus significatifs*/
/*****************************************************************/

/*------------------------------Programme pulse ms ASPIRATION-----------------*/
voidpulse_miliseconde(void)
{
            int potard;
            intduree;
            potard=convertir();
            //Tcyc = 4 / 4MHz = 1µs
            duree=(2)+(potard*3);//*Max potard = 500ms*/
            PORTBbits.RB6 = 1;   //Allume une diode en face avant//
            PORTBbits.RB0 = 1;
            Delay100TCYx(duree); // Delay100TCYx(17)=53ms */
            PORTBbits.RB0 = 0;
            PORTBbits.RB6 = 0;  //Eteind une diode en face avant//
            Delay1KTCYx(30);
}
/*------------------------------Programme pulse µs INJECTION-----------------*/
voidpulse_microseconde(void)
{
            int potard2;
            int duree2;
```

```
            potard2=convertir();
            //Tcyc = 4 / 4MHz = 1µs
            duree2=(15)+(potard2*20);//*Max potard = 30 ms*/
            PORTBbits.RB5 = 1;   //Allume une diode en face avant//
            PORTBbits.RB4 = 1;
            PORTBbits.RB2 = 1;
            Delay10TCYx(duree2); // 4ms au min */
            PORTBbits.RB5 = 0;   //Eteind une diode en face avant//
            PORTBbits.RB4 = 0;
            PORTBbits.RB2 = 0;
            Delay1KTCYx(30);
}
/*****************************************************************/
/*********************************Programme init*****************/
voidinit (void)
{
int i;
int tempo=2;
PORTBbits.RB7=1;
Delay1KTCYx(tempo);
PORTBbits.RB7=0;
PORTBbits.RB6=1;
Delay1KTCYx(tempo);
PORTBbits.RB6=0;
PORTBbits.RB5=1;
Delay1KTCYx(tempo);
PORTBbits.RB5=0;
LATDbits.LATD2=1;
Delay1KTCYx(tempo);
LATDbits.LATD2=0;
LATDbits.LATD3=1;
Delay1KTCYx(tempo);
LATDbits.LATD3=0;
for (i=0;i<=4;i++)
{
Delay1KTCYx(tempo);
PORTBbits.RB7=1;
PORTBbits.RB6=1;
PORTBbits.RB5=1;
LATDbits.LATD2=1;
LATDbits.LATD3=1;
Delay1KTCYx(tempo);
PORTBbits.RB7=0;
PORTBbits.RB6=0;
PORTBbits.RB5=0;
LATDbits.LATD2=0;
LATDbits.LATD3=0;
}
}

/*****************************************************************/


/*****************************************************************/
/*********************************Programme Principal*************/
/*****************************************************************/
/*****************************************************************/
voidmain(void){

intduree;
OSCCON=0b0011110; // 4MHz oscillateur interne

TRISA=0xFF; //PORTA en entrée
TRISB=0x00; //PORTB en sortie
```

```
TRISD=0x00; //PORTD en sortie
TRISC=0x00; //PORTD en sortie
TRISE=0x00; //PORTD en sortie

LATB=0x00;/*Soties à 0*/
LATC=0x00;/*Soties à 0*/
LATD=0x00;/*Soties à 0*/
LATE=0x00;/*Soties à 0*/


init (); /* chenillard sur les 5 leds, permet de visualiser l'entrée dans la boucle*/

while(1)
        {
        PORTBbits.RB7=1; /* LED ON => indique la mise ON du circuit*/

        if (PORTAbits.RA3==1)    // Si RA3 est égal à 1 (0V) => Aspiration manuelle//
                {
                PORTBbits.RB0=!PORTAbits.RA4; /*=! inverse la commande*/
                PORTBbits.RB6=!PORTAbits.RA4; //Allume une Led en Façade//
                }

        if (PORTAbits.RA3==0) /*Si RA3 est égal à 0 (5V)=> Aspiration temporisée*/
                {
                if (PORTAbits.RA4==1)
                        {
                        PORTBbits.RB0 = 0;
                        }
                else
                        {
                        init_can(0b00000000);
                        pulse_miliseconde();
                        }
                }

        if (PORTAbits.RA5==1) /*mettre 5v sur RA3 pour rentrée dans cette condition*/
                {
                PORTBbits.RB4 = 0;
                }
        else
                {
                init_can(0b00000100);
                pulse_microseconde();
                }
        }
}
```

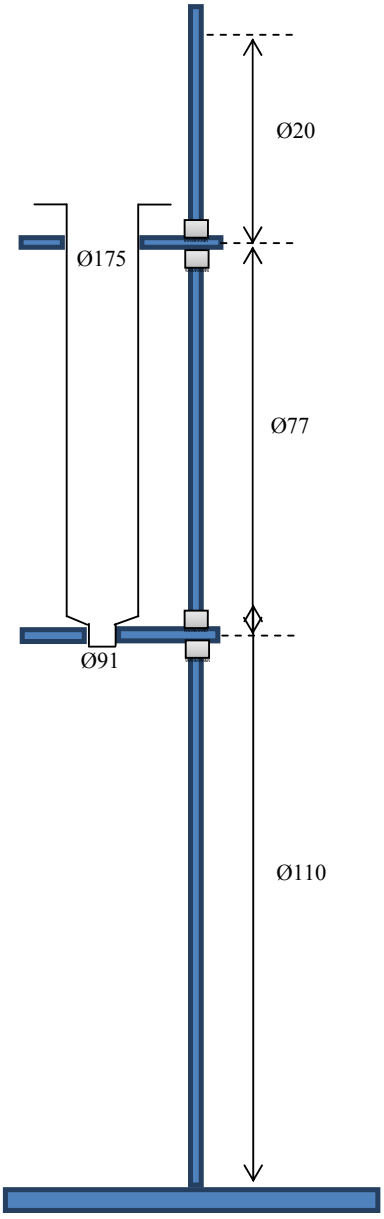
Annexe 3 : Boitier de commande




Face Arrière
Haut
Bas
USB
BNC
Inter
220v
Prise
220v
M3
R<=3
12.30
14.8
28.5
40
21.5
30.00
30.00
30.00
30.00
30.00
30.00
Ø6

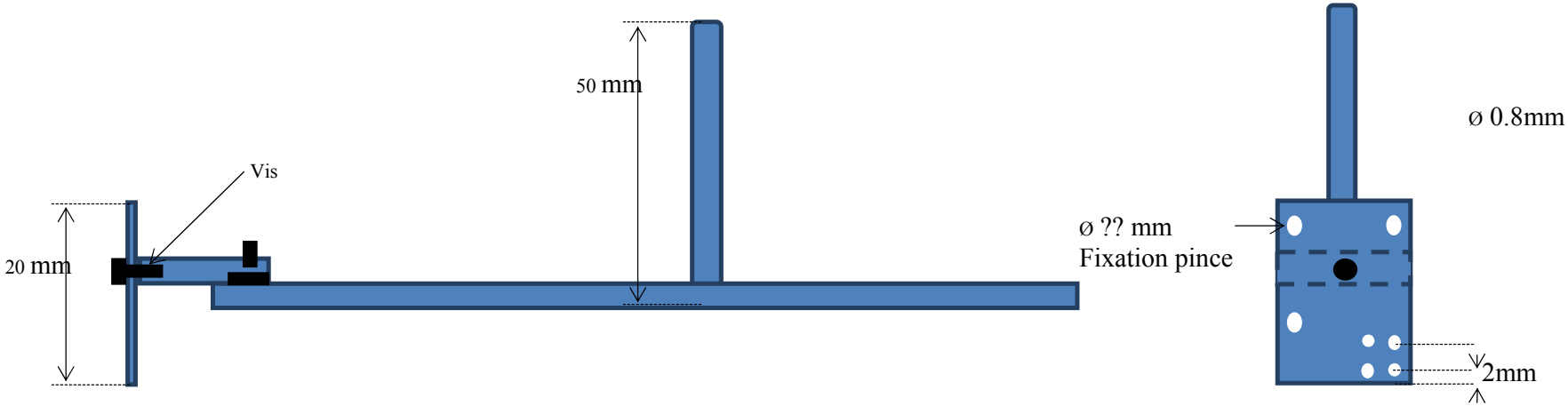
test

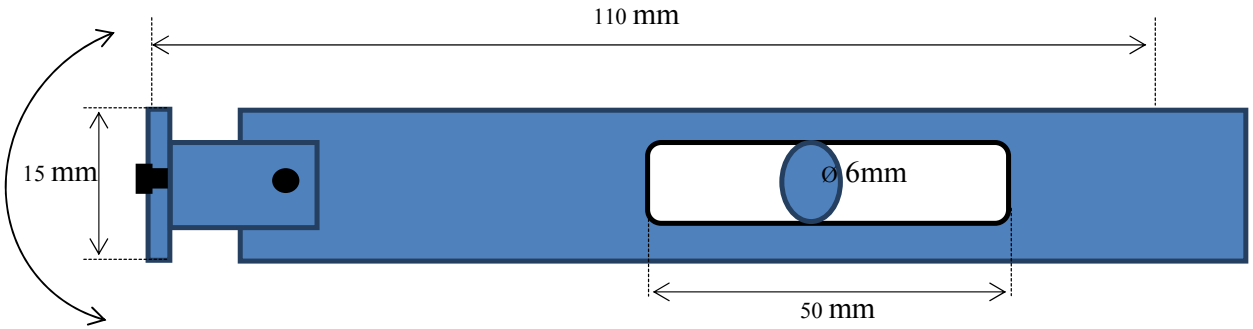
Annexe 4 : Portes Outils
Porte seringue Luer 10cc



Support aimanté

Bras de mesure





Liste des figures

Figure 1 : Ligne coplanaire 8
Figure 2 : Champs E et H dans une ligne CPW 9
Figure 3 : Device fluidique 9
Équation 1 : Permittivité complexe 10
Figure 4 : Courbes de permittivité de l'eau déionisée 10
Figure 5 : Permittivités des fluides 11
Figure 6 : Schéma équivalent de l'eau 11
Figure 7 : Ligne coplanaire 14
Équation 2 : Géométrie 14
Figure 8 : LineCalc 15
Équation 3 Formules C0, R1, C1 15
Figure 9 : Schéma équivalent de la ligne coplanaire sous le canal fluide 16
Figure 10 : Ligne CPW avec un canal microfludique placé perpendiculairement 16
Figure 11 : Schéma équivalent du circuit CPW-fluidique sous ADS 17
Figure 12 : Pertes d'insertion circuit CPW-fluidique 18
Figure 13 : Phases de la transmission du circuit CPW-fluidique 18
Figure 14 : Déphaseur Loaded Line (LL) fluidique 19
Figure 15 : Schéma équivalent du circuit Loaded Line sous ADS 20
Figure 16 Pertes d'insertion du circuit Loaded Line 21
Figure 17 : Phase en transmission du circuit Loaded Line 21
Figure 18 : Tableau de synthèse Loaded Line à 20 GHz 22
Figure 19 : Circuit reconfigurable à 4 bits 22
Figure 20 : Circuit 4 bits 23
Figure 21 : Exemple de configuration fluidique 24
Figure 22 : pertes du circuit 4bits avec de l'eau 24
Figure 23 : Phase Circuit 4bits avec de l'eau 25
Figure 24 : Pertes Circuit 4bits avec de l'éthanol 25
Figure 25 : Phase Circuit 4bits avec de l'éthanol 26
Figure 26: Tuner à MEMS developpé dans l'équipe en 2008 par C. Bordas [BOR2008] 28
Figure 27: Architecture du tuner fluidique 28
Figure 28: le tuner est constitué de 3 tronçons de ligne équivalente 30
Équation 4 : Facteur de mérite 30
Équation 5 : Rapport Cf/C0 30
Équation 6 : Ecart entre deux canaux 31
Figure 29 : Schéma équivalent d'une ligne non chargée 31
Équation 7 31
Équation 8 : Equation de la ligne non chargée 31
Équation 9 31
Équation 10 32
Équation11 32
Équation 12 : Valeur de la capacité de la ligne à vide. 32
Figure 31 Valeurs numériques pour un ratio de 4 et 10 32
Figure 32 : simulation tuner 33
Figure 33: S11 Tuner pour un ratio de 4 et de 10 33
Figure 34 : Schéma équivalent d'un canal de 100 µm rempli d'un mélange eau/éthanol : x% d'eau et donc (1-x)% d'éthanol 34
Figure 35: Cf équivalente (à gauche) et Q (à droite) en fonction de la proportion eau/éthanol 35
Figure 36 : Tuner fluidique à 6 commutateurs 36
Figure 37 : S11 du Tuner à 20GHz 36
Équation 13 : Puissance relative dissipée dans le tuner = puissance perdue / puissance injectée 36
Figure 38 Pertes du Tuner en dB 37
Figure 39 : S11 du Tuner 50Ω 38

Figure 40 : Pertes du Tuner en dB 38
Figure 41 : S11 Tuner 70Ω 39
Figure 42 : Pertes Tuner 70Ω 39
Figure 43 : Tuner double Slug 40
Équation 14 : Taux d'onde stationnaire maximum 40
Équation 15 : Impédance Zc 40
Équation 16 : Longueur physique du transformateur 41
Figure 44 : Double Slug 41
Figure 45 : Double Slug à éthanol : changement de l'écartement entre les 2 transformateurs 41
Figure 46 : double Slug à éthanol 42
Figure 47 : double Slug à éthanol : translation de l'ensemble : « transformateur 1 + ligne + transformateur 2 » 42
Figure 48 : double Slug à éthanol 42
Figure 49 : Double Slug Ethanol à 40GHz 43
Équation 17 : capacité équivalente des ponts à air 43
Équation 18 : calcul de la capacité équivalente 44
Équation 19 : Calcul de la résistance ohmique du pont sur la ligne 44
Figure 50 : Tuner sous CLE WIN 44
Figure 51 : Comparatif Simulations et mesures du Tuner 70Ω à 20GHz 46
Figure 52 : Comparatif simulations et mesures du tune 50Ω à 20GHz. 47
Équation 20 : Cercle à ROS constant 48
Figure 53 : Comparatif simulations et mesures du tune 50Ω/70Ω/ à 20GHz. 48
Figure 54 : Permittivités des fluides et colloïdes à base de poudres à 20GHz 50
Figure 55 : Tuner 50Ω avec liquide colloïdal : 40%PBS2000-60%éthanol 52
Figure 56 : Remplissage du micro canal 53
Figure 57 : Starter Kit de The Lee Company 54
Figure 58 Commande de la micro-valve 55
Figure 59 :Routage de la carte 57
Figure 60 : Fonction Delay 58
Figure 61 : Potentiomètre en entrée 58
Figure 62 : Temps d'ouverture des électrovannes 58
Figure 63 : Plan d'usinage face avant 59
Figure 64 : Plan d'usinage face arrière 60
Figure 65 : Synoptique Aspirateur 60
Figure 66 : Récapitulatif eau 65
Figure 67 : Récapitulatif éthanol 66
Figure 68 : Récapitulatif SiOil 66