



N°d'ordre NNT : 2016LYSEM028

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
l'Ecole des Mines de Saint-Etienne

Ecole Doctorale N° 488
Sciences, Ingénierie, Santé

Spécialité de doctorat :
Discipline : Microélectronique

Soutenue publiquement le 05/12/2016, par :
Nissem Selmene

**Etude et développement de capteurs
tactiles flexibles à détection
harmonique vers la fonctionnalisation
sensitive des surfaces**

Devant le jury composé de :

Kussener, Edith	professeur	ISEN, Toulon	Présidente
Baudoin, Geneviève	professeur	ESIEE, Noisy le Grand	Rapporteur
Hebrard, Luc	professeur	Université de Strasbourg	Rapporteur
Sarrazin, Julien	maître de conférences	UPMC, Paris	Examineur
Blayac, Sylvain	professeur	EMSE, Gardanne	Directeur de thèse
Samama, Nel	professeur	TSP, Evry	Co-directeur de thèse
Muller, Muriel	maître de conférences	TSP, Evry	Co-encadrante
Abib, Ghalid	maître de conférences	TSP, Evry	Invité

Spécialités doctorales	Responsables	Spécialités doctorales	Responsables
SCIENCES ET GENIE DES MATERIAUX	K. Wolski Directeur de recherche	MATHEMATIQUES APPLIQUEES	O. Roustant, Maître-assistant
MECANIQUE ET INGENIERIE	S. Drapier, professeur	INFORMATIQUE	O. Boissier, Professeur
GENIE DES PROCEDES	F. Gruy, Maître de recherche	IMAGE, VISION, SIGNAL	JC. Pinoli, Professeur
SCIENCES DE LA TERRE	B. Guy, Directeur de recherche	GENIE INDUSTRIEL	X. Delorme, Maître assistant
SCIENCES ET GENIE DE L'ENVIRONNEMENT	D. Graillet, Directeur de recherche	MICROELECTRONIQUE	Ph. Lalevée, Professeur

EMSE : Enseignants-chercheurs et chercheurs autorisés à diriger des thèses de doctorat (titulaires d'un doctorat d'État ou d'une HDR)

ABSI	Nabil	CR	Génie industriel	CMP
AUGUSTO	Vincent	CR	Image, Vision, Signal	CIS
AVRIL	Stéphane	PR2	Mécanique et ingénierie	CIS
BADEL	Pierre	MA(MDC)	Mécanique et ingénierie	CIS
BALBO	Flavien	PR2	Informatique	FAYOL
BASSEREAU	Jean-François	PR	Sciences et génie des matériaux	SMS
BATTON-HUBERT	Mireille	PR2	Sciences et génie de l'environnement	FAYOL
BEIGBEDER	Michel	MA(MDC)	Informatique	FAYOL
BLAYAC	Sylvain	MA(MDC)	Microélectronique	CMP
BOISSIER	Olivier	PR1	Informatique	FAYOL
BONNEFOY	Olivier	MA(MDC)	Génie des Procédés	SPIN
BORBELY	Andras	MR(DR2)	Sciences et génie des matériaux	SMS
BOUCHER	Xavier	PR2	Génie Industriel	FAYOL
BRODHAG	Christian	DR	Sciences et génie de l'environnement	FAYOL
BRUCHON	Julien	MA(MDC)	Mécanique et ingénierie	SMS
BURLAT	Patrick	PR1	Génie Industriel	FAYOL
CHRISTIEN	Frédéric	PR	Science et génie des matériaux	SMS
DAUZERE-PERES	Stéphane	PR1	Génie Industriel	CMP
DEBAYLE	Johan	CR	Image Vision Signal	CIS
DELAFOSSE	David	PR0	Sciences et génie des matériaux	SMS
DELORME	Xavier	MA(MDC)	Génie industriel	FAYOL
DESRAYAUD	Christophe	PR1	Mécanique et ingénierie	SMS
DJENZIAN	Thierry	PR	Science et génie des matériaux	CMP
DOUCE	Sandrine	PR2	Sciences de gestion	FAYOL
DRAPIER	Sylvain	PR1	Mécanique et ingénierie	SMS
FAVERGEON	Loïc	CR	Génie des Procédés	SPIN
FEILLET	Dominique	PR1	Génie Industriel	CMP
FOREST	Valérie	MA(MDC)	Génie des Procédés	CIS
FOURNIER	Jacques	Ingénieur chercheur CEA	Microélectronique	CMP
FRACZKIEWICZ	Anna	DR	Sciences et génie des matériaux	SMS
GARCIA	Daniel	MR(DR2)	Génie des Procédés	SPIN
GAVET	Yann	MA(MDC)	Image Vision Signal	CIS
GERINGER	Jean	MA(MDC)	Sciences et génie des matériaux	CIS
GOEURIOT	Dominique	DR	Sciences et génie des matériaux	SMS
GONDRAN	Natacha	MA(MDC)	Sciences et génie de l'environnement	FAYOL
GRAILLOT	Didier	DR	Sciences et génie de l'environnement	SPIN
GROSSEAU	Philippe	DR	Génie des Procédés	SPIN
GRUY	Frédéric	PR1	Génie des Procédés	SPIN
GUY	Bernard	DR	Sciences de la Terre	SPIN
HAN	Woo-Suck	MR	Mécanique et ingénierie	SMS
HERRI	Jean Michel	PR1	Génie des Procédés	SPIN
KERMOUCHE	Guillaume	PR2	Mécanique et Ingénierie	SMS
KLOCKER	Helmut	DR	Sciences et génie des matériaux	SMS
LAFOREST	Valérie	MR(DR2)	Sciences et génie de l'environnement	FAYOL
LERICHE	Rodolphe	CR	Mécanique et ingénierie	FAYOL
MALLIARAS	Georges	PR1	Microélectronique	CMP
MOLIMARD	Jérôme	PR2	Mécanique et ingénierie	CIS
MOUTTE	Jacques	CR	Génie des Procédés	SPIN
NIKOLOVSKI	Jean-Pierre	Ingénieur de recherche	Mécanique et ingénierie	CMP
NORTIER	Patrice	PR1		SPIN
OWENS	Rosin	MA(MDC)	Microélectronique	CMP
PERES	Véronique	MR	Génie des Procédés	SPIN
PICARD	Gauthier	MA(MDC)	Informatique	FAYOL
PIJOLAT	Christophe	PR0	Génie des Procédés	SPIN
PIJOLAT	Michèle	PR1	Génie des Procédés	SPIN
PINOLI	Jean Charles	PR0	Image Vision Signal	CIS
POURCHEZ	Jérémy	MR	Génie des Procédés	CIS
ROBISSON	Bruno	Ingénieur de recherche	Microélectronique	CMP
ROUSSY	Agnès	MA(MDC)	Microélectronique	CMP
ROUSTANT	Olivier	MA(MDC)	Mathématiques appliquées	FAYOL
STOLARZ	Jacques	CR	Sciences et génie des matériaux	SMS
TRIA	Assia	Ingénieur de recherche	Microélectronique	CMP
VALDIVIESO	François	PR2	Sciences et génie des matériaux	SMS
VIRICELLE	Jean Paul	DR	Génie des Procédés	SPIN
WOLSKI	Krzystof	DR	Sciences et génie des matériaux	SMS
XIE	Xiaolan	PR1	Génie industriel	CIS
YUGMA	Gallian	CR	Génie industriel	CMP

REMERCIEMENT

Après trois années de thèse, je suis convaincue que je n'aurais jamais pu mener ce travail doctoral à son terme sans le soutien de nombreuses personnes.

J'aimerais, tout d'abord commencer par remercier tous les membres du jury de bien vouloir juger mon travail : Mme Edith Kussener de me faire l'honneur de présider mon jury de thèse, Mr Luc Hébrard et Mme Geneviève Baudoin d'avoir accepté de relire cette thèse et d'en être rapporteurs. La version finale de ce manuscrit a bénéficié de leur lecture très attentive et de leurs remarques pertinentes. Et, Mr Julien Sarrazin d'avoir accepté de faire partie de mon jury et d'assister à la présentation en sa qualité d'examineur.

Je tiens ensuite à remercier mes deux directeurs de thèse : Nel Samama pour son accueil chaleureux à chaque fois que j'ai sollicité son aide ainsi que pour ses conseils très précieux. Et, Sylvain Blayac non seulement pour sa compétence scientifique ainsi que son exigence qui m'ont beaucoup appris mais aussi pour ses idées originales avec lesquelles il n'arrêtait pas de m'impressionner.

Je tiens également à exprimer ma plus grande reconnaissance à mes co-encadrants Muriel Muller et Ghalid Abib. Je les remercie pour tout le temps qu'ils m'ont consacré, leurs multiples idées, leur expertise, et aussi la bonne ambiance dans laquelle se déroulaient nos réunions.

J'adresse également mes remerciements à tous mes collègues du département EPh de Télécom SudParis pour leur sympathie. J'ai partagé avec eux des moments de joie grâce à leur bonne humeur communicative. Je mentionne particulièrement Alain Lebegue.

Je ne peux pas me passer d'exprimer ma gratitude à mes collègues du centre Georges Charpak à Gardanne de l'école des mines de Saint-Etienne de m'avoir toujours accueillie amicalement. Je remercie particulièrement Oussama Benzaim et Roger Dellatre pour leur aide et leur gentillesse.

J'adresse toute mon affection à ma famille : Mes parents qui n'ont jamais cessé de croire en moi, mon frère et mon adorable sœur qui m'ont toujours soutenue et encouragée. Malgré l'éloignement, leur confiance et leur amour étaient mon guide pour la réussite. Et je finis par dire merci de tout mon cœur à Ayoub d'avoir supporté tous les moments de stress et de doute et d'avoir partagé avec moi tous les moments de bonheur.

A tous ceux qui me sont chers

PREAMBULE

Cette thèse a été menée en collaboration entre les départements FEL de l'EMSE-CMP (Ecole des Mines de Saint Etienne) et EPh de TSP (Télécom SudParis).

Le département FEL (Flexible Electronics) du centre Microélectronique de Provence, basé à Gardanne, développe une technologie d'ablation laser appliquée sur des substrats souples. Plusieurs applications de l'électronique imprimée flexible sont développées et s'étendent du tag imprimé avec une antenne imprimée aux applications médicales voire à des dispositifs de grande surface que permet cette technologie basse coût.

L'équipe « Hyperfréquence et Communication de Proximité » du département EPh (Electronique et Physique) de TSP a pour thème principal le design de circuits hyper-fréquences notamment pour des systèmes sans fil large bande. Elle a acquis une forte expérience dans l'optimisation de composants opto-électriques et la modélisation de lignes.

La collaboration a pour objectif la réalisation d'une structure complète d'un capteur tactile flexible en maîtrisant le processus complet de conception, réalisation, corrections de défauts et tests de validation.

La thèse a été financée par le programme de recherche Futur & Rupture qui est conjointement soutenu par l'Institut Mines-Télécom (IMT), la fondation Télécom et l'Institut Carnot « Télécom & Société numérique » (TSN). Ce programme s'adresse aux écoles Télécom de l'IMT et il est aussi ouvert à des co-encadrements avec les Ecoles des Mines.

RESUME

L'avènement des interfaces tactiles ouvre des perspectives d'enrichissement de l'interaction entre l'homme et la machine. Nous proposons un nouveau concept de surfaces tactiles souples dont l'objectif est d'étudier l'interaction entre le signal électrique et l'environnement résistif et diélectrique du support, afin de réaliser le système d'acquisition fournissant une information exploitable par la machine.

La base technologique est un guide d'ondes sur substrat souple sur lequel le toucher crée une réflexion au port d'entrée. Nous avons développé une méthode de localisation alternative à la réflectométrie temporelle, nommée Harmonic Detection and Location (HDL), permettant l'utilisation d'une électronique d'acquisition de faible complexité, en bande étroite, autour de 100 MHz.

Le concept a été validé à partir de mesures sur des dalles tactiles souples et rigides connectées à un analyseur de réseau, utilisé comme référence. Un système d'acquisition compact basé sur un pont de Wheatstone associé à un détecteur de phase a été développé. Pour ce faire, un travail de caractérisation et d'identification des sources d'erreurs a été mené sur les interactions électromagnétiques entre le doigt et le guide d'onde, les imperfections du guide d'onde et la nature du substrat ainsi que l'impact des erreurs induites par l'électronique d'acquisition.

Cette connaissance a permis de co-développer la partie matérielle et l'algorithme de détection pour démontrer une précision de localisation de 2cm. Les fondamentaux posés dans ce travail ouvrent la possibilité de réalisation d'interfaces de grande surface, avec une connectique simple, conformables sur des objets sensitifs en trois dimensions.

Mots clefs : *Surface tactile, grande surface, souple, guide d'ondes, méthode harmonique, réflectométrie, pont de Wheatstone, détection de phase, analyseur de réseau, substrats souples, interaction homme-machine*

ABSTRACT

The advent of sensitive interfaces is promising prospects to the human-machine interaction. We propose a new concept of sensitive flexible surface. Its aim is to study the interaction between electrical signal and resistive and dielectric environment of the support in order to realize an acquisition system providing machine readable information.

The technological base is a waveguide on flexible substrate on which the touch creates a reflection at the input port. We have developed a location method as an alternative to the time domain reflectometry (TDR). It is named Harmonic Detection and Location (HDL) and it allows using a narrow band, around 100 MHz, low complexity acquisition system.

The concept has been approved using measures on flexible and rigid sensitive surfaces connected to a vector network analyzer (VNA) used as reference. A compact acquisition system based on a Wheatstone bridge associated to a phase detector has been developed. For this purpose, errors characterization and identification work has been done. Electromagnetic interactions between the finger and the waveguide, waveguide imperfections, substrate nature and acquisition system errors' impact have been studied.

This knowledge has provided the possibility to co-develop the hardware and the detection algorithm to demonstrate a location accuracy of 2cm. Fundamental principles of this work provide the possibility of realizing large surface interfaces, with simple connection and conformable, for 3D sensitive objects.

Key words: *Sensitive surface, large surface, flexible, waveguide, harmonic method, reflectometry, Wheatstone bridge, phase detection, vector network analyzer (VNA), flexible substrate, human-machine interaction.*

TABLE DES ABRÉVIATIONS

ACF	Anisotropic Conductive Film
AD	Analog Devices
ADC	Analog Digital Converter
ADS	Advanced Design System
Alu	Aluminium
AOP	Amplificateur Opérationnel
APR	Acoustic Pulse Recognition
Balun	Balanced Unbalanced
CC	Court circuit
CDDS	Current Driving Differential Sensing
CPW	Coplanar Waveguide
CO	Circuit Ouvert
Cu	Cuivre
C/V	Capacitance/Voltage
DBM	Double Balanced Mixer
DP	Détecteur de Phase
DUT	Device Under Test
ECW	Extra Cellular Water
EM	ElectroMagnétique
FDR	Frequency Domain Reflectometry
FR4	Flame Resistant 4
HDL	Harmonic Detection and Location
ICW	Intra Cellular Water
IR	InfraRouge
ITO	Indium Tin Oxide
IZO	Indium-doped Zinc Oxide
LCD	Liquid Crystal Display
RLC	Résistance Inductance Capacité

LED	Light Emitting Diode
MLIN	Microstip LINE
MSUB	Microstrip SUBtrate
MUX	Multiplexer
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OLED	Organic Light Emitting Diode
PET	PolyEthylene Terephthalate
PMMA	PolyMethyl MethAcrylate
PSD	Planar Scatter Detection
P-CAP	Projected Capacitive
RF	Radio Fréquence
ROS	Rapport d'Ondes Stationnaires
SAW	Surface Acoustic Wave
SMA	SubMiniature version A
SNR	Signal Noise Ratio
SOLT	Short Open Load Thru
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
TDM	Time Division Multiplexing
TDR	Time Domain Reflectometry
TE	Transverse Electrique
TEM	Transverse ElectroMagnétique
TIR	Total Internal Reflection
UV	UltraViolet
VCO	Voltage Controlled Oscilloscope
VLU	Venous Leg Ulcers
VMAG	Voltage Magnitude
VNA	Vectorial Network Analyzer
VPHS	Voltage Phase

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	15
CHAPITRE 1 : ETUDE COMPARATIVE DES TECHNOLOGIES TACTILES ET PROPOSITION D'UN NOUVEAU CONCEPT.....	17
1.1. Technologie résistive.....	17
1.1.1. Surface tactile	17
1.1.2. Principe d'acquisition.....	18
1.1.3. Avantages et inconvénients	24
1.2. Technologie capacitive.....	25
1.2.1. Principe général	25
1.2.2. Technologie capacitive de surface.....	26
1.2.3. Technologie capacitive matricielle projetée	26
1.2.4. Innovations	30
1.2.5. Avantages et inconvénients	31
1.3. Technologie acoustique.....	32
1.3.1. Surface tactile	32
1.3.2. Principe d'acquisition.....	32
1.3.3. Innovations	33
1.3.4. Avantages et inconvénients	34
1.4. Technologie infrarouge	34
1.4.1. La technologie infrarouge (IR) basique.....	34
1.4.2. La technologie optique d'imagerie infrarouge	35
1.4.4. Avantages et inconvénients	37
1.5. Technologies basées sur le traitement d'image	38
1.5.1. Principe de détection et localisation.....	38
1.5.2. Avantages et inconvénients	39
1.6. Comparaison entre les technologies tactiles existantes	39
1.7. Concept de capteur tactile distribué	42
1.7.1. Dalle tactile.....	42
1.7.2. Méthode de localisation traditionnelle (TDR: Time Domain Reflectometry).....	43
1.7.3. Méthode proposée (HDL : Harmonic Detection and Location)	44
1.8. Synthèse	45
CHAPITRE 2 : ETUDE ET CONCEPTION D'UNE DALLE TACTILE BASÉE SUR UNE LIGNE DE TRANSMISSION.....	47
2.1. Modélisation d'une ligne de transmission.....	47
2.2. Impédance caractéristique d'une ligne de transmission	51
2.2.1. Définition et calcul à partir du modèle électrique	51

2.2.2.	Caractérisation et calcul à partir des paramètres S	51
2.2.3.	Choix de la valeur standard 50Ω	52
2.2.4.	Notion d'adaptation	53
2.2.5.	Effet électromagnétique du doigt.....	53
2.3.	Choix du type de ligne.....	54
2.3.1.	Critères de choix	54
2.3.2.	Types de lignes de transmission	55
2.3.3.	Comparaison entre les différents types et choix	60
2.4.	Conception de la dalle tactile	62
2.4.1.	Conception d'un premier prototype.....	62
2.4.2.	Structure complète de la dalle	68
2.5.	Substrats souples	69
2.5.1.	PET (Polyéthylène Terephthalate).....	69
2.5.2.	Inconvénients de l'impression sur Alu/PET	71
2.5.3.	Kapton	71
2.6.	Procédés de réalisation	72
2.6.1.	Lignes rigides	72
2.6.2.	Lignes souples	73
2.7.	Réalisations et résultats expérimentaux.....	73
2.7.1.	Lignes rigides	73
2.7.2.	Lignes souples	75
2.8.	Synthèse	76
CHAPITRE 3: MÉTHODE DE LOCALISATION ET SYNOPTIQUE D'ACQUISITION.....		79
3.1.	Principe d'acquisition.....	79
3.1.1.	Coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne	79
3.1.2.	Principe de la méthode HDL (Harmonic Detection and Location)	84
3.1.3.	Algorithme de localisation.....	84
3.2.	Validation du principe avec les simulations	86
3.3.	Synoptique et algorithme de localisation	88
3.3.1.	Synoptique complet	88
3.3.2.	Pont séparateur	90
3.3.3.	Détecteur de phase.....	95
3.3.4.	Autres composants de la chaine d'acquisition.....	108
3.4.	Synthèse	109
CHAPITRE 4 : IMPLÉMENTATION MATÉRIELLE ET ANALYSE DE LA PRÉCISION DE LOCALISATION		111
4.1.	Principe expérimental.....	111
4.2.	Problématique de localisation pour les courtes distances.....	113

4.2.1. Mise en évidence	113
4.2.2. Solution proposée	114
4.3. Comportement électromagnétique du doigt	114
4.3.1. Etablissement d'un modèle électrique du doigt.....	114
4.3.2. Modélisation de l'ensemble doigt-dalle.....	117
4.3.3. Effet de la pression sur les paramètres électriques du modèle	118
4.3.4. Impact du comportement capacitif sur la précision de localisation.....	121
4.4. Impact de la désadaptation de la dalle	123
4.4.1. Mise en évidence	123
4.4.2. Solutions proposées	124
4.5. Impact de la permittivité du support.....	127
4.6. Evaluation de l'erreur induite par l'ensemble doigt-dalle	129
4.7. Intégration du système d'acquisition.....	131
4.7.1. Pont séparateur	131
4.7.2. Détecteur de phase.....	136
4.8. Evaluation de l'erreur globale du système	142
4.9. Synthèse	144
CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	147
PUBLICATIONS.....	151
RÉFÉRENCES	153
ANNEXE A	161

INTRODUCTION

L'avènement des interfaces tactiles a récemment révolutionné la façon dont l'homme rentre en contact avec la machine. Par principe, ces dispositifs permettent de réaliser un couplage entre l'environnement physique et le monde de l'électronique. Les paramètres ainsi mesurés, tels que l'impédance, la pression, la température ou la texture, sont autant de vecteurs de commande au service de l'interaction. Le déploiement récent des technologies capacitives a par exemple multiplié les possibilités d'interactions intuitives avec nos « smartphones » ou tablettes tactiles. Ces interfaces tactiles sont majoritairement réalisées sur des dalles de verre rigides. L'évolution des technologies permet d'envisager maintenant le déploiement sur des supports flexibles ainsi que la fonctionnalisation électronique de surfaces non planes, de supports divers qui deviendront ainsi sensitifs et communicants. La diversité des interactions entre ces surfaces et leur environnement physique permet également d'envisager une exploitation de divers canaux sensitifs et l'ouverture d'un champ de recherche et d'innovations très important dans les domaines liés à l'électronique.

C'est dans ce contexte d'interaction homme-machine que s'inscrit cette thèse. Nous proposons ici l'étude et le développement d'un nouveau concept de surface tactile, basé sur un guide d'ondes réalisé sur une surface conformable. Ce guide d'ondes constitue une sorte de capteur distribué, en interaction avec son environnement. Lorsqu'un évènement se produit, à son contact, ou à sa proximité, une perturbation locale de la propagation du signal se produit et se propage par réflexion jusqu'au port d'entrée. Une analyse réalisée au port d'entrée permet à la fois de détecter, de localiser, et de classifier l'évènement. L'avantage évident de ce concept est de permettre la réalisation de surfaces sensitives de grande longueur ou surface, ne nécessitant qu'une seule connexion en entrée. En comparaison les interfaces tactiles traditionnelles sont basées sur des matrices de capteurs dont les coûts de déploiement et de connexion deviennent prohibitifs lorsque les surfaces sont importantes. Nous nous proposons donc de passer du concept à son expérimentation, puis à l'étude de son intégration dans un système compact et économiquement abordable. Ces objectifs techniques, sont associés à plusieurs objectifs de recherche. En effet, la maîtrise technique du système ne peut être obtenue sans une compréhension approfondie des différents phénomènes physiques en question. Il est donc nécessaire de développer nos connaissances et méthodes sur :

- Les processus physiques d'interaction entre le doigt et le guide d'onde
- L'impact de la perturbation locale sur le signal électrique voyageant sur le guide d'ondes, et en particulier, le lien entre la structure du guide et sa sensibilité.
- Les phénomènes de propagation du signal utile vers le port d'entrée, liés en partie au choix de la fréquence du signal incident.
- Le comportement électrique du port d'entrée lié à la perturbation locale qui permet de déduire une méthode d'analyse compacte pour détecter, classifier et localiser l'évènement.

- Les méthodes de traitement du signal permettant de passer d'une démonstration de laboratoire à un système d'acquisition compact et abordable, dont nous aurons identifié toutes les sources d'erreur.

Ce manuscrit est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre présente un état de l'art des technologies tactiles. Ces technologies sont basées sur un élément sensitif, et un système d'acquisition et sont décrits dans l'objectif d'élaborer une comparaison en fonction de critères de sensibilité, de flexibilité, de durabilité, de simplicité d'intégration et de contrôle. Cette première étude nous permet de positionner notre nouveau concept par rapport à ces critères d'évaluation et d'en fixer les points clés. Un principe d'acquisition original, basé sur la détection et la localisation harmonique HDL (Harmonic Detection and Location) est ensuite introduit comme alternative à la réflectométrie temporelle TDR (Time Domain Reflectometry).

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude du guide d'ondes et à son implantation sur la surface tactile, afin d'obtenir des conditions d'adaptation et de sensibilité satisfaisantes. Pour la partie conception, les notions fondamentales issues de la théorie des lignes de transmission ainsi que des critères de maximisation de l'interaction avec le doigt, permettent de choisir le type de guide utilisé, de le dimensionner et de déterminer ensuite son implantation sur le plan de la dalle. L'ensemble des résultats obtenus avec diverses configurations de lignes est ensuite présenté.

Le troisième chapitre permet d'aborder en détail les principes de la méthode HDL, spécialement conçue dans le cadre de cette thèse dans le but de permettre une extraction de la position du toucher, sur une bande étroite et avec un signal incident dans une gamme de l'ordre de 100 MHz.

Cette méthode nécessite une mesure du coefficient de réflexion en entrée de ligne, cette dernière implique traditionnellement un analyseur de réseau, qui n'est pas intégrable dans un système compact, pour des raisons d'encombrement et de coût. L'étude et le développement d'un système d'acquisition intégrable et compact fait l'objet de la dernière partie de ce chapitre.

Le quatrième chapitre est consacré aux expérimentations, mesures et évaluation du système complet. Le principe de la méthode de localisation proposée est validé par l'intermédiaire d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) utilisé comme système d'acquisition de référence. Des mesures sont ensuite réalisées en utilisant le système d'acquisition compact.

A partir de ces mesures, des analyses approfondies ont permis d'identifier les principaux contributeurs à la précision ultime de localisation. Ces contributeurs peuvent être liés aux effets physiques liés au capteur tels que le problème de précision pour les courtes distances ainsi que le comportement électromagnétique du doigt, à l'adaptation de la dalle et l'homogénéité de son support et enfin aux défauts électroniques du système d'acquisition.

La compréhension de ces effets nous a permis de développer des méthodes de correction et de concevoir un système complet présentant une précision de localisation de l'ordre du centimètre.

Des perspectives d'applications seront évoquées dans la conclusion de ce travail.

CHAPITRE 1 : ETUDE COMPARATIVE DES TECHNOLOGIES TACTILES ET PROPOSITION D'UN NOUVEAU CONCEPT

De nos jours, les technologies tactiles sont de plus en plus présentes au quotidien. Ce ne sont pas uniquement les services grand public qui ont recours à des écrans ou des dispositifs tactiles, mais aussi les particuliers avec les téléphones, ordinateurs, tablettes, consoles de jeu, etc... C'est un nouvel essor qui peut s'expliquer par le bon rapport qualité/prix avec des coûts abordables. Dans ce chapitre, les différentes technologies qui existent sur le marché seront exposées. Un premier objectif est visé. C'est de faire une analyse et une comparaison de tout ce qui est disponible.

Pour atteindre cet objectif, une certaine démarche est suivie. Tout système tactile est formé de trois composants de base : le support, l'élément sensitif et le système d'acquisition. Il s'agit alors de partir de la présentation de la structure de chaque interface tactile : De quoi est-elle composée ? Et comment pourrait-elle assurer la détection du toucher ? Ensuite, c'est la partie acquisition qui est mise en évidence : Suite à la détection du toucher, comment serait-il localisé ? La connectique, les circuits d'acquisition et les algorithmes de localisation seront alors présentés. Et enfin, pour chaque technologie, l'ensemble de ses points forts et faibles seront mentionnés pour servir à l'établissement d'une étude comparative entre elles. Cette comparaison sera basée sur un ensemble de critères choisis. Certains concernent la surface sensitive : sa sensibilité, durabilité, luminosité, résolution et souplesse. D'autres sont liés plutôt au système d'acquisition : la facilité de son intégration, la simplicité du contrôle et sa réactivité.

Le but de ce travail est de concevoir un système tactile de grande surface et conformable sur des objets 3D. L'étude comparative établie entre les technologies existantes permettra de définir la raison pour laquelle une nouvelle technologie est proposée. Des imperfections ou des insatisfactions de ce qui existe à ce qui est exigé comme critères permettront de mettre en valeur, d'une part, l'innovation et d'autre part, l'intérêt qu'apporte le système tactile proposé. Sa base technologique ainsi que son principe de fonctionnement seront présentés brièvement dans une dernière partie de ce chapitre.

1.1. Technologie résistive

1.1.1. Surface tactile

Un écran tactile résistif [1.1] est composé de deux surfaces conductrices parallèles. Ce sont deux films plastiques dont chacun est revêtu d'une couche métallique qui est généralement de l'oxyde d'indium dopé à l'étain (ITO : Indium Tin Oxide) caractérisé par sa combinaison de conductivité électrique et de transparence optique. Dans l'état de repos, ces deux surfaces sont tenues séparées par une couche isolante microscopique très fine (fig.1.1.a). Lorsque l'utilisateur touche l'écran avec la

pointe d'un stylet ou d'un doigt, la pression exercée sur ce point précis de la surface engendre un contact entre les deux couches conductrices (fig1.1.b), ce qui entraîne une variation dans les champs électriques de ces deux faces.

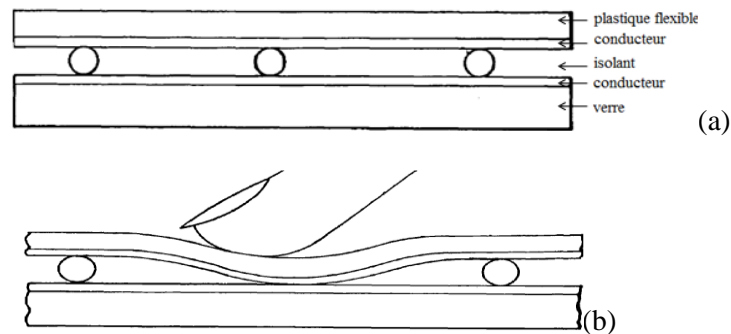


Figure1.1. (a) Structure d'un écran tactile résistif, (b) Contact des couches conductrices au toucher [1.1]

Le changement dû au contact des deux surfaces conductrices permet de déterminer les coordonnées du toucher, c'est-à-dire le localiser dans la surface tactile. Le principe de cette localisation sera le contenu de la partie suivante. Il dépend du type de l'écran résistif choisi.

1.1.2. Principe d'acquisition

1.1.2.1. Technologie résistive analogique à quatre fils

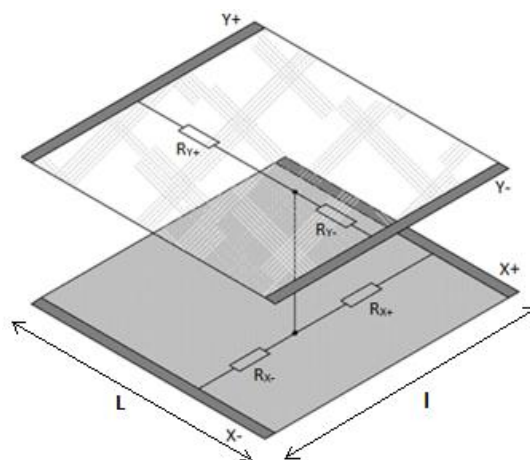


Figure.1.2. Schéma illustratif d'un écran résistif à quatre fils

Pour ce type de capteur [1.2, 1.3], quatre électrodes sont placées : Deux sur la largeur de la couche supérieure (Y+, Y-), et deux sur la longueur de la couche inférieure (X+, X-) (fig1.2). Le toucher met en contact ces deux couches. Pour l'acquisition de sa position deux mesures de tensions sont nécessaires (fig.1.3) :

Pour l'abscisse, l'électrode X+ est alimentée (V_{cc}) et X- est mise à la masse, la mesure de la différence de potentielle entre Y+ et Y- permet de calculer X (eq.1).

Pour l'ordonnée, l'électrode Y+ est alimentée (V_{cc}) et Y- est mise à la masse, la mesure de la différence de potentielle entre X+ et X- permet de calculer Y (eq.2).

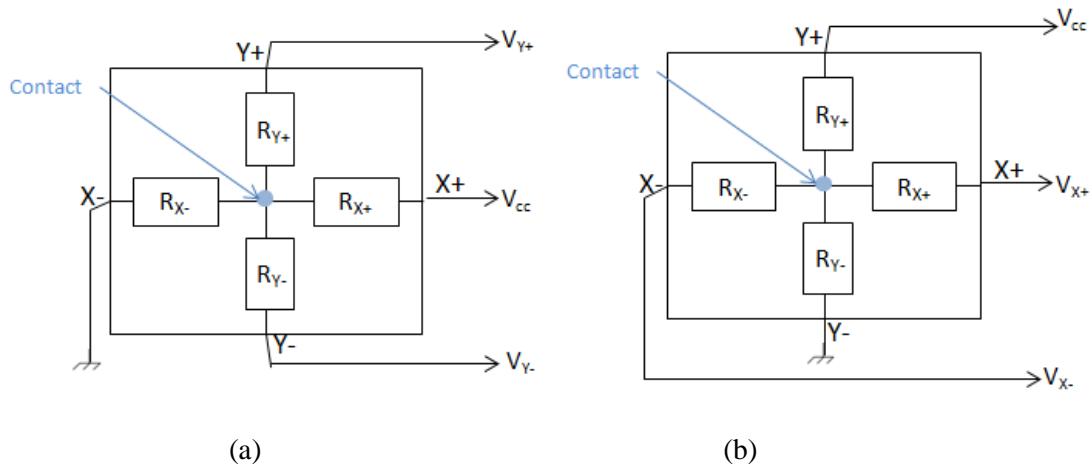


Figure.1.3. Acquisition des coordonnées du contact (écran résistif à 4 fils):
 (a) Abscisse X, (b) Ordonnée Y

Les mesures requises pour l'acquisition des coordonnées du point de contact (toucher) sont représentées par la figure.1.3. La longueur et la largeur de l'écran tactile sont, respectivement, notées L et l (fig.1.3).

$$X = \frac{V_Y}{V_{cc}} \times L \quad (1.1)$$

$$Y = \frac{V_X}{V_{cc}} \times l \quad (1.2)$$

L'abscisse du point de contact X est proportionnelle à la différence de potentiel V_Y (eq.1.1). Par exemple, si la tension appliquée à l'électrode X+ (V_{cc}) est de 5V, et si le point central est touché, 2.5V est mesurée par la couche supérieure. Si le point est à 1/5 de la longueur totale de l'électrode X1, 1V de tension est mesurée.

La connexion de l'écran tactile à un contrôleur permet d'effectuer ces calculs (eq.1.1 et eq.1.2). Cette connexion est assurée par quatre fils, chacun lié à une électrode (X+, X-, Y+, Y-).

Un exemple de circuit complet d'acquisition [1.4] est présenté par le schéma de la figure.1.4. Quatre fils connectent l'écran tactile au système d'acquisition. Le calcul des gradients de tensions entre les couples d'électrodes (X+, X-) et (Y+, Y-) est la première étape dans la chaîne d'acquisition. Ensuite, le contrôleur d'écran tactile AD7879 traite les signaux mesurés pour extraire les coordonnées de la position de toucher.

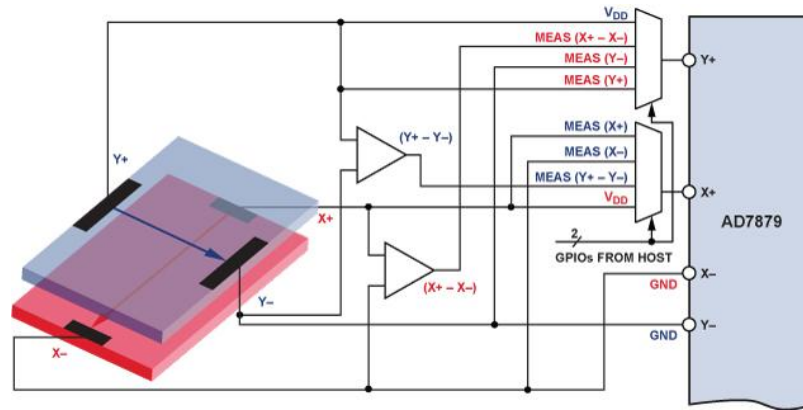


Figure.1.4. Synoptique complet d'un écran tactile résistif à quatre fils [1.4]

Le boîtier AD7879 d'Analog Devices [1.5], utilisé dans ce cas (fig.1.4), est un contrôleur spécifique aux écrans tactiles résistifs à quatre fils. Sa gamme de tension d'alimentation va de 1,6 V jusqu'à 3,6V. Il a une petite taille (1,6 mm x 2mm (WLCSP) ou 4 mm x 4 mm (LFCSP)) et une dissipation d'énergie très faible (480 μ A pour la conversion et 0,5 μ A pour le mode d'arrêt). Sa petite taille et sa consommation modérée en énergie lui donnent la possibilité d'être utilisé dans une large gamme de produits tactiles souples.

L'AD7879 n'est pas l'unique contrôleur d'écrans tactiles qui existe sur le marché. D'autres peuvent être cités tels que AD7873 d'Analog Devices [1.6], BU21029MUV de ROHM Semiconductor's [1.7], et TSC2005 de Texas instrument [1.8].

La fiche technique de ce contrôleur [1.4] détaille la localisation du toucher. Le principe d'acquisition établi dans la figure.1.3 est confirmé. Par ailleurs, elle met en évidence son aptitude à calculer les coordonnées du point de contact ainsi que la pression avec laquelle ce contact est appliqué.

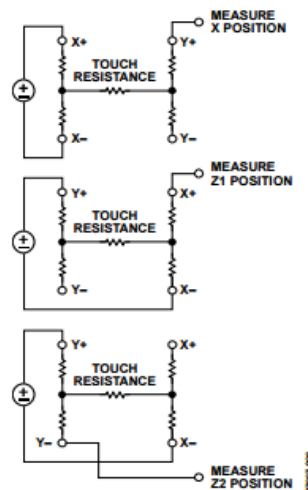


Figure.1.5. Mesures requises pour la pression du toucher [1.4]

Pour le calcul de la pression du toucher exercé sur la surface tactile. Deux mesures, autres que les coordonnées du point de contact, sont requises (fig.1.5) :

- $Z_{1\text{position}}$: la mesure de l'entrée X+ lorsque la tension d'excitation (V_{cc}) est appliquée à Y+ et X-.

- $Z_{2position}$: la mesure de l'entrée Y- lorsque la tension d'excitation (V_{cc}) est appliquée à Y+ et X-.

Ainsi, suite à ces deux mesures, la résistance du toucher (pression) peut être calculée avec deux méthodes différentes. La première méthode nécessite la résistance totale de la plaque inférieure notée R_{X_plate} pour pouvoir exprimer la résistance du toucher de la manière suivante (eq.1.3):

$$R_{Touché} = R_{X_plate} \cdot \frac{X_{position}}{4096} \cdot \left(\left(\frac{Z_{2position}}{Z_{1position}} \right) - 1 \right) \quad (1.3)$$

Et, la deuxième méthode nécessite la connaissance des résistances des deux plaques notées respectivement R_{X_plate} et R_{Y_plate} . Trois mesures sont requises dans ce cas: $X_{position}$, $Y_{position}$ et $Z_{1position}$.

L'équation.1.4 permet de calculer la valeur de la résistance du toucher $R_{Touché}$ comme suit :

$$R_{Touché} = R_{X_plate} \cdot \frac{X_{position}}{4096} \cdot \left(\frac{4096}{Z_{1position}} - 1 \right) - R_{Y_plate} \cdot \left(1 - \frac{Y_{position}}{4096} \right) \quad (1.4)$$

C'est ainsi que ce système d'acquisition permet de localiser le toucher.

La technologie des écrans résistifs à quatre fils donne alors la possibilité de déterminer la pression du toucher par la mesure de la résistance du contact ($R_{Touché}$) entre les deux couches ITOs. $R_{Touché}$ décroît avec l'augmentation de la pression (et donc la taille de la surface touchée). Cette caractéristique peut être utile dans des applications qui nécessitent une information sur le type de la pression, sa surface et la force avec laquelle elle est exercée.

Les avantages clefs de l'écran résistif à quatre fils sont sa simplicité et son coût faible de fabrication. Mais, il présente, un inconvénient majeur qui est le manque de précision pour des pressions insuffisantes de toucher. Il nécessite l'application d'une pression minimale pour assurer la détection et la bonne localisation du toucher. Mais, cette sollicitation mécanique engendre une dégradation rapide de l'écran. En effet, une des coordonnées (X) est déterminée à partir de la couche supérieure de l'écran résistif. La résistance de cette feuille protectrice change progressivement avec l'utilisation en dégradant, ainsi, la linéarité et la précision de localisation.

Par conséquent, une autre structure résistive a été étudiée et proposée afin de remédier à ce problème.

1.1.2.2. Technologie résistive analogique à cinq fils

Dans cette partie, la structure d'écrans résistifs à cinq fils est présentée [1.9].

Dans cette structure, les électrodes (en barre) X+, X-, Y+, Y- placées, précédemment, deux à deux respectivement en longueur et en largeur de la surface tactile sont remplacées par des électrodes circulaires placées dans les quatre coins de la couche inférieure de la surface sensible au toucher (fig.1.6). Cette dernière présente une distribution équipotentielle dans les deux directions X et Y et la couche supérieure protectrice sert de sonde de mesure de tensions.

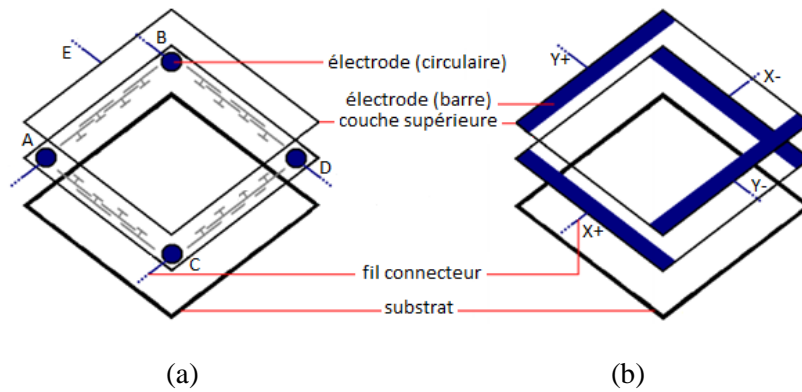


Figure.1.6. Comparaison entre deux écrans résistifs : (a) à cinq fils, (b) à quatre fils

Du point de vue connectique, pour les écrans résistifs à cinq fils, quatre fils sont connectés aux quatre coins de la couche inférieure et le cinquième relie la couche supérieure au système d'acquisition (Fig.1.6).

La localisation du point de contact se fait en deux étapes (fig.1.7):

- Une tension continue est appliquée aux points B et D. A et C étant les deux points de masse. Un courant circule de la droite vers la gauche dans la couche inférieure et, au toucher, une tension V_x est mesurée par la couche supérieure pour la détermination de l'abscisse X.
- Une tension continue est appliquée aux points A et B. C et D étant dans ce cas, les deux points de masse. Un courant circule du haut vers le bas dans la couche inférieure et, au toucher, une tension V_y est mesurée par la couche supérieure pour la détermination de l'abscisse Y.

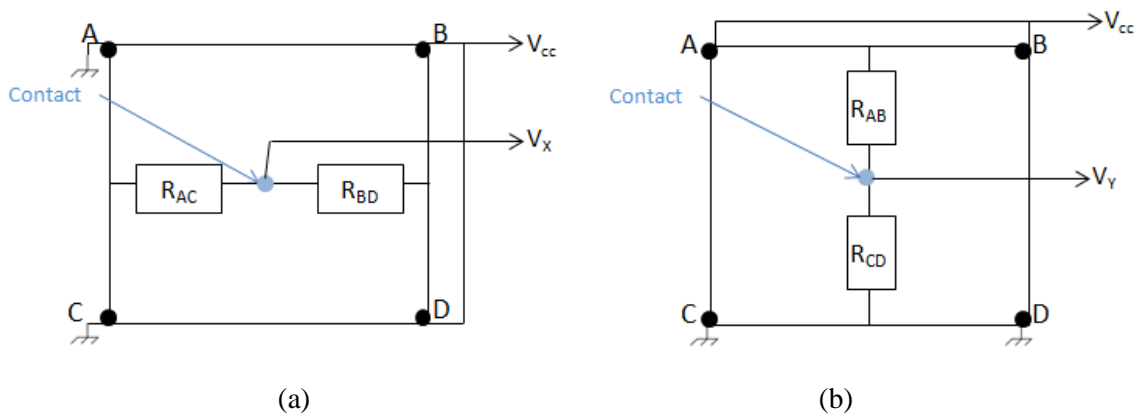


Figure.1.7. Acquisition des coordonnées du contact (écran résistif à 5 fils): (a) Abscisse X, (b)Ordonnée Y

L'exploitation des mesures de tensions (fig.1.7) permet de calculer les coordonnées : abscisse (eq.1.5) et ordonnée (eq.1.6) du point de contact (toucher).

$$X = \frac{V_x}{V_{cc}} \times L \quad (1.5)$$

$$Y = \frac{V_y}{V_{cc}} \times l \quad (1.6)$$

D'autres contrôleurs d'écrans résistifs, tels que l'AVR341 [1.10] ou l'AN10675 [1.11] sont disponibles pour cette configuration d'écrans à cinq fils. Un synoptique de la structure complète du capteur (écran tactile avec son système d'acquisition) est proposé par la fig.1.8.

La résolution des ces dalles tactiles est déterminée par le convertisseur analogique numérique qu'intègre le contrôleur de l'écran tactile utilisé. Par exemple, un ADC 10 bits comme celui de l'AN10675 [1.11] permet de distinguer 1024 points sur chacun des axes X et Y.

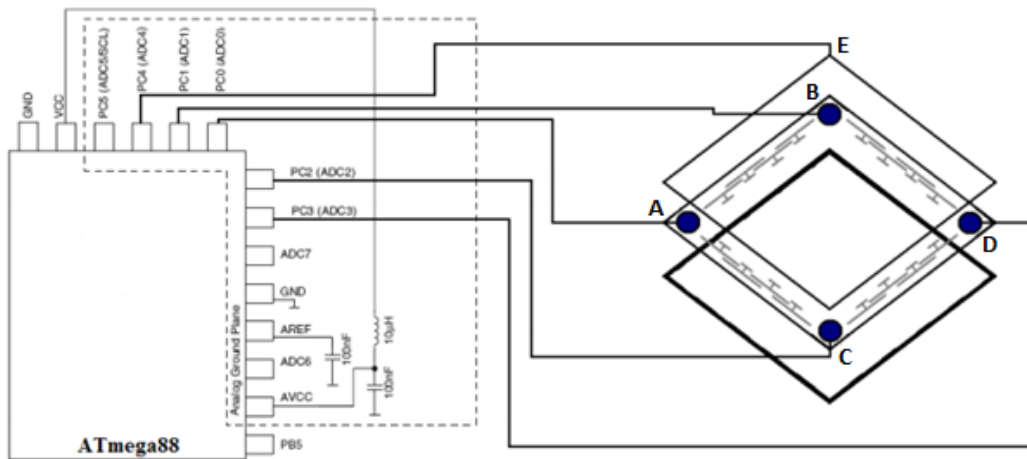


Figure.1.8. Suggestion de synoptique du circuit complet d'un écran résistif à cinq fils (contrôleur AVR341) [1.10]

Dans cette configuration, la couche protectrice agit en tant que sonde qui sert à mesurer la tension électrique. Par la suite, cette technique est moins sensible à l'usure de la couche supérieure. Le résultat est un écran tactile plus précis, plus durable et plus fiable que celui à quatre fils.

1.1.2.3. Ecran résistif « multitouche » : Technologie matricielle

Cette technologie a été développée pour permettre la détection simultanée de plusieurs points de touché. Elle consiste à coupler plusieurs dalles 4 fils en une seule dalle matricielle. Elle est formée par la juxtaposition de plusieurs couches conductrices disposées en lignes et colonnes. Chaque cellule de cette matrice a la même structure et le même principe d'acquisition que les écrans résistifs analogiques. Lorsque l'utilisateur applique un toucher, la ligne correspondante entre en contact avec une colonne bien précise.

Dans le cas « multitouche », c'est un adressage matriciel qui est appliqué pour la localisation des différents points de contact.

Le contrôleur connecté à l'écran tactile, doit dans ce cas, pouvoir gérer ce type d'adressage. C'est le cas du contrôleur commercialisé par le fabricant d'écrans tactiles DMC : Le MTR1000 (Multi-Touch Resistive Controller) [1.12].

Le problème de cette technologie c'est qu'elle conserve tous les inconvénients que présente l'écran résistif analogique à 4 fils.

1.1.3. Avantages et inconvénients

La technologie résistive est la première technologie qui a été utilisée pour les écrans tactiles des téléphones et des tablettes. Ses nombreux avantages lui ont donné la possibilité de bien se répandre dans le marché et être majoritaire pour quatre années (de 2007 jusqu'à 2010) [1.49]. Le plus grand avantage est le fait que c'est un écran économique ayant des coûts de fabrication nettement moins élevés que toutes les autres technologies tactiles. En plus, il peut être utilisé avec n'importe quel objet permettant de mettre en contact les deux surfaces (doigt, stylet, main gantée, etc.) et puisque, dans ce travail de recherche, c'est le marché des écrans tactiles conformables qui est visé, il est important de mentionner que cette technologie a été largement utilisée dans des écrans souples [1.1, 1.13] avec des substrats spéciaux sur lesquels sont imprimés les films conducteurs en ITO.

Mais, récemment, la technologie résistive a laissé la place pour d'autres technologies tactiles à cause des inconvénients qu'elle présente. La mauvaise conductivité d'une zone sur-utilisée est répartie sur toute la surface de l'écran. L'usure réduit ainsi la sensibilité.

Une relation réversible existe entre l'usure et la sensibilité de ce type d'écran. En effet, la réactivité du système résistif est limitée. Parfois, il faut appliquer une grande pression ou répéter la même opération. La sensibilité est alors liée à la pression avec laquelle le toucher est appliqué. Une application d'une pression minimale est obligatoire en déplaçant le doigt sur la surface. Cela endommage la couche supérieure, sensible aux rayures ou griffures des objets pointus.

Par ailleurs, la transparence et la luminosité de l'écran ne sont pas parfaites. L'accumulation des couches peut créer des reflets et nuire aux angles de vision. 20% de la lumière émise est absorbée.

Toutes ces limites ont engendré la régression de cette technologie tactile. Elle est entrain de disparaître progressivement du marché des systèmes tactiles alors qu'elle occupait la première place les quatre premières années. D'autres technologies tactiles apparaissent au même temps. Elles seront présentées dans les parties qui suivent.

1.2. Technologie capacitive

1.2.1. Principe général

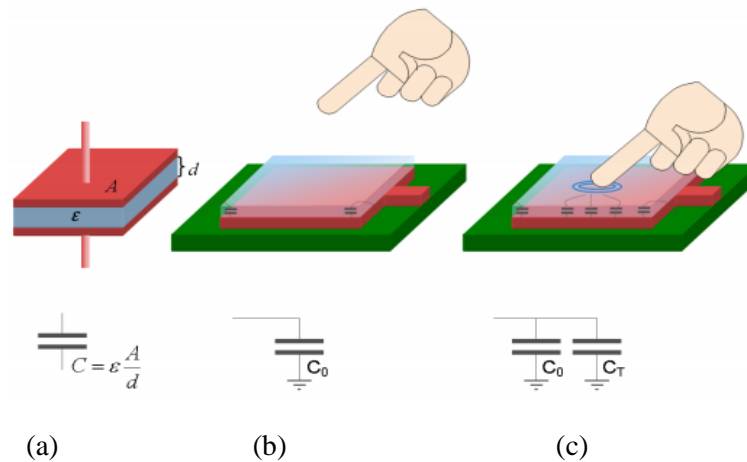


Figure.1.9. Ecran à capacité projetée [1.14]:

(a) une électrode capacitive, (b) écran sans toucher, (c) écran avec le toucher

Pour expliquer le fonctionnement d'une électrode capacitive à capacité projetée, le point de départ est la structure simple d'une capacité (fig.1.9.a.). Elle consiste en deux conducteurs ou deux couches métalliques séparées par un isolant. La formule suivante (eq.1.7) met en évidence les paramètres qui influencent la valeur de la capacité :

$$C = \varepsilon \cdot \frac{A}{d} \quad (1.7)$$

$$\text{Où } \varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \quad (1.8)$$

- C est la capacité
- ε_0 est la permittivité de l'espace (constante = $8.854 \cdot 10^{-12}$ F/m)
- ε_r est la permittivité relative, appelée aussi constante diélectrique du substrat séparant les deux conducteurs.
- A est la surface des couches métalliques
- d est la distance séparant les deux couches métalliques.

Suivant l'équation (eq.1.7), la valeur de la capacité augmente lorsque la surface des couches métalliques augmente, ou lorsque la distance entre elles diminue. Le choix du substrat détermine la valeur de la permittivité ε_r .

L'écran capacitif est formé par une matrice d'électrodes. Chacune a sa valeur propre de capacité C_0 (fig.1.9.b).

Lorsqu'un objet conducteur approche de l'électrode, la capacité mesurée croit. La capacité du doigt C_T (conducteur) se rajoute. La capacité totale du système devient équivalente à une capacité parallèle

($C_0 // C_T$). Par conséquent, la proximité ou le contact du doigt de l'électrode peut être détectée par le changement de la capacité parallèle équivalente (fig.1.9.c).

1.2.2. Technologie capacitive de surface

1.2.2.1. Surface tactile

Dans le cas de cette technologie, la dalle tactile est constituée d'un substrat en verre sur lequel un film d'électrodes transparent (ITOs) est placé. Une faible tension électrique est appliquée aux quatre électrodes mises en place dans les quatre coins de l'écran tactile, générant ainsi un champ électrique uniforme à travers tout l'écran (fig.1.10).

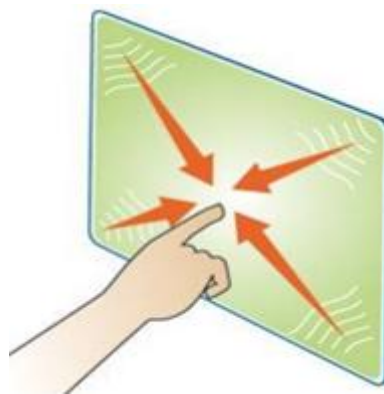


Figure.1.10. Ecran tactile capacitif surfacique [1.15]

1.2.2.2. Principe d'acquisition

Quand un humain touche l'écran, des charges électriques lui sont transférées ce qui crée une chute de tension. Pour chacune des quatre électrodes, placées aux coins de l'écran, l'amplitude du courant qui la traverse est inversement proportionnelle à la distance qui la sépare du point du toucher. Le contrôleur, connecté à la surface tactile, exploite la mesure de ces amplitudes pour en extraire les coordonnées du point de contact [1.16].

Cette technique capacitive est la plus ancienne. Elle date des années 90 [1.17]. Mais, elle a été utilisée récemment (en 2014) pour la réalisation d'un système portable qui se branche facilement pour convertir l'écran de n'importe quel ordinateur en une surface tactile [1.18].

1.2.3. Technologie capacitive matricielle projetée

Pour les technologies matricielles, deux techniques de mesures sont utilisables : la capacité intrinsèque et la capacité mutuelle. La différence entre les deux réside dans la structure de l'écran matriciel ainsi que la manière de mesurer la capacité.

1.2.3.1. Capacité intrinsèque (Self capacitance)

1.2.3.1.1. Surface tactile

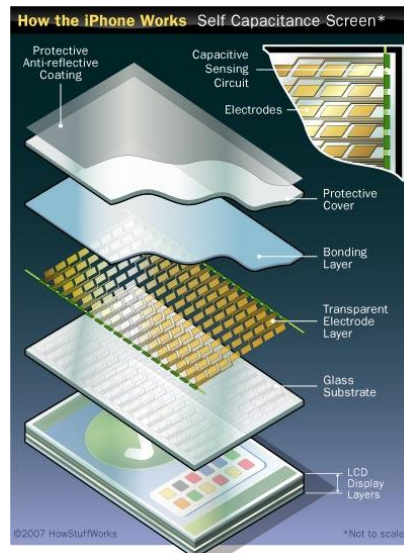


Figure.1.11. Structure d'un écran tactile à capacité intrinsèque [1.19]

Un écran tactile à capacité intrinsèque (fig.1.11) est composé par la superposition de plusieurs couches transparentes. La matrice d'électrodes transparentes (« Transparent Electrode Layer ») est l'élément de base de cette structure. Toutes les électrodes de cette matrice sont reliées au système d'acquisition pour être alimentées en courant. Cette couche est protégée par un verre : rigide (dans le cas des téléphones portables) ou souple.

Cette technologie se basant sur la mesure de la capacité intrinsèque, a été utilisée pour des systèmes flexibles et portables fabriqués avec des fibres polyester élastique et de haute conductivité qui permettent de détecter la proximité ou le contact du doigt (ou de n'importe quel objet conducteur) [1.20].

1.2.3.1.2. Principe d'acquisition

Dans cette configuration, le capteur a une certaine valeur de capacité mesurée par rapport à son plan de masse [1.21]. Les lignes du champ électrique peuvent être présentes dans la partie au-dessus du capteur. Quand un objet conducteur tel que le doigt entre en contact avec la zone où sont réparties les lignes de champ, il les perturbe en rajoutant sa capacité, ce qui engendre l'augmentation de la capacité du capteur (« Electrostatic field caused by touch », fig.1.12).

Le contrôleur, connecté à l'écran tactile, mesure régulièrement la capacité de chaque électrode de cette matrice (« Continuous rescanning of capacitive signals », fig.1.12). Un changement brusque dans sa valeur est détecté. Il permet de localiser le point de toucher. C'est une méthode d'adressage matriciel qui est utilisée pour la détermination du couple de coordonnées (x,y) qui correspond à la position du toucher. Elle sera présentée dans une partie suivante (1.2.3.3).

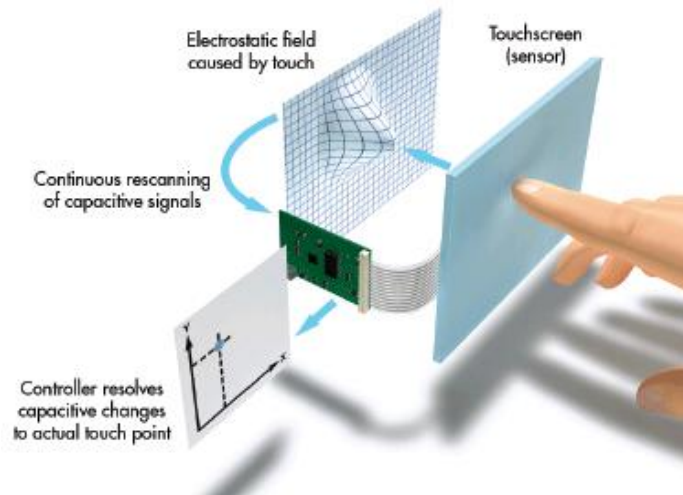


Figure.1.12. Synoptique explicatif du principe de localisation

1.2.3.2. Capacité mutuelle (Mutual capacitance)

1.2.3.2.1. Surface tactile

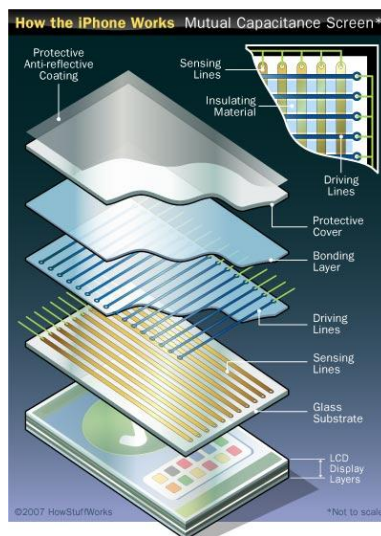


Figure.1.13. Structure d'un écran tactile à capacité mutuelle [1.19]

C'est la technologie capacitive la plus récente. Dans ce système tactile, la même structure globale d'un écran capacitif est maintenue (fig.1.11). Mais la matrice d'électrodes est remplacée plutôt par la superposition de deux couches conductrices avec un isolant d'épaisseur très fine qui les sépare (fig.1.13). La première couche est formée par les électrodes de l'axe des abscisses TX (« Driving Lines », fig.1.13). L'autre est formée par les électrodes des ordonnées TY (« Sensing Lines », Fig.1.13). Les électrodes TX et TY se croisent pour former une matrice.

1.2.3.2.2. Principe d'acquisition

Lorsque l'objet conducteur (doigt) touche la surface, la capacité mutuelle C_M (fig.1.14.b) entre l'électrode représentant l'abscisse et celle qui correspond à l'ordonnée change. Le système

d'acquisition détecte les points de contact ainsi que leurs coordonnées quand il vérifie pour quelles électrodes la capacité mutuelle change.

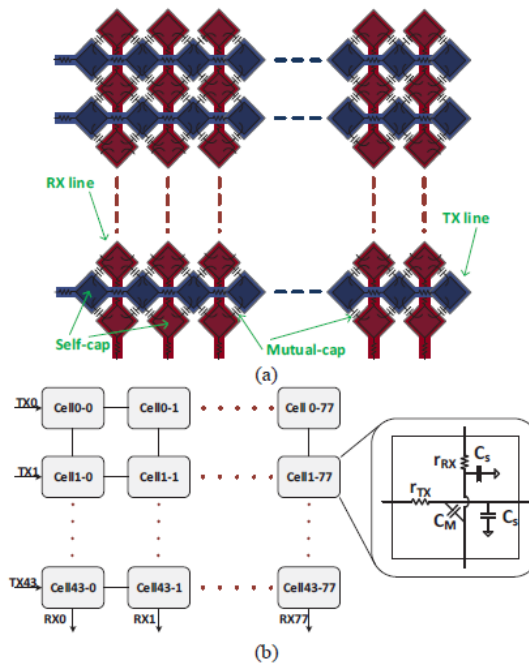


Figure.1.14. Modèle de l'écran capacitif à capacités mutuelles : (a) Structure, (b) Circuit électrique modélisant les capacités mutuelles entre électrodes [1.22]

1.2.3.3. Adressage matriciel et localisation

La circuit d'acquisition qui assure la localisation du toucher dans les écrans matriciels est basée généralement sur le multiplexage pour l'adressage d'un élément de la matrice et la détermination de ses coordonnées (x,y).

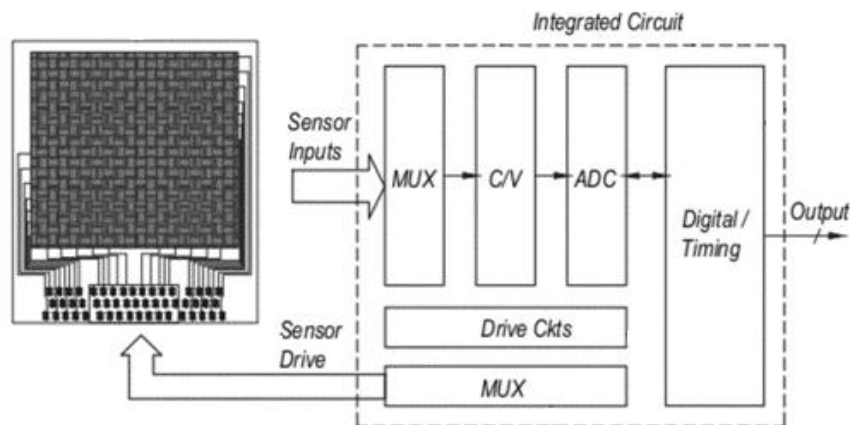


Figure.1.15. Synoptique complet d'adressage pour un système tactile matriciel [1.23]

La fig.1.15 montre un exemple de synoptique complet de système de localisation matriciel. Il inclut un multiplexeur qui connecte séquentiellement les différentes électrodes sensibles à un convertisseur capacité / tension (C/V : Capacitance/ Voltage). Ce composant est suivi un convertisseur analogique

numérique (ADC : Analog Digital Converter) et une unité de contrôle numérique (Digital/ Timing) qui permet de calculer la position en coordonnées (x,y).

Le multiplexeur a le rôle de base dans ce circuit d'adressage (fig.1.15). C'est lui qui permet de choisir un seul couple de coordonnées (x,y) parmi toutes ses entrées.

Son fonctionnement, simple pour un petit nombre d'entrées, est expliqué dans ce qui suit.

En effet, le multiplexeur permet de faire passer tous les signaux analogiques venant de différentes entrées dans une seule voie (S) en sélectionnant une entrée parmi N. Si le multiplexeur possède N entrées analogiques (N=4, fig.1.16), $\log_2(N)$ est le nombre d'entrées de sélection (a et b, fig.1.16) qui sont mis en place pour assurer le passage d'un seul signal. Le schéma d'un multiplexeur à quatre entrées est modélisé par la fig.1.16.

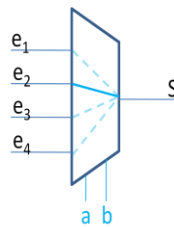


Figure.1.16. Schéma d'un multiplexeur 4x1

Il est important de noter que chaque augmentation du nombre d'entrées du multiplexeur complique son schéma ainsi que l'équation régissant sa sortie.

1.2.4. Innovations

1.2.4.1. Technologies et surfaces tactiles

Plusieurs propositions innovantes sont basées sur la technologie capacitive. Une structure de capacité projetée a été par exemple choisie pour la réalisation d'un écran transparent et souple qui a été breveté par des chercheurs de Samsung Mobile Display [1.24]. C'est un capteur qui est basé sur un substrat très fin ayant une épaisseur allant de 0.005mm à 0.05mm et qui contient une des trois substances, polyméthyl méthacrylate (PMMA), acryl et polyster (PET). La même structure a été utilisée avec un autre processus de fabrication [1.25] en superposant les différentes couches qui forment le capteur avec la photolithographie. Les deux couches de l'électrode sont des couches IZO (Indium-doped Zinc Oxide) et la couche qui les sépare est un isolant très fin SU-8 2007 (fabriqué et commercialisé par Microchem. Co).

La technologie capacitive n'a pas servi à concevoir, uniquement, des écrans tactiles. Mais, elle a été aussi utilisée dans des capteurs portables souples et extensibles fabriqués à partir d'un mélange de fibres polyster et d'autres d'acier inoxydable ayant une conductivité très importante [1.21].

Et du point de vue écrans tactiles, cette technologie est très répandue dans la fabrication des écrans des téléphones portables tactiles [1.26]. Elle est même utilisée pour des écrans souples transparents [1.22, 1.24, 1.25, 1.27].

1.2.4.2. Système d'acquisition

Pour les réalisations sur des surfaces larges, le temps de réponse de ce type d'écran reste lent et le niveau de bruit élevé à cause du nombre élevé d'électrodes. Par conséquent, des travaux de recherche ont été menés afin de remédier à ces deux problèmes. Par exemple, la méthode de détection différentielle [1.28, 1.29] est une méthode qui effectue une mesure différentielle amplifiée des deux électrodes adjacentes au lieu du prélèvement de la valeur absolue de la capacité intrinsèque et de la capacité mutuelle dans les systèmes basiques [1.26]. Plus récemment, en 2015, la méthode de la commande simultanée, a été implémentée pour l'obtention d'une bonne vitesse de balayage [1.30, 1.31]. C'est une technique de balayage de surface qui consiste en deux étapes. La première est la commande simultanée et la deuxième est la détection différentielle (appelée en anglais CDDS Concurrent Driving Differential Sensing). Toutes les lignes émettrices Tx (qui correspondent aux lignes) sont commandées simultanément par des impulsions de polarités opposées. Ensuite, les lignes réceptrices Rx (qui correspondent aux colonnes) qui ont été touchées sont déterminées par une détection différentielle. L'avantage de cette méthode est qu'elle annule le signal de mode commun et elle ne laisse que le signal différentiel en appliquant des excitations d'impulsions opposées. Ainsi, la partie majeure du signal de bruit est éliminée en supprimant le signal de mode commun et par la suite le rapport signal sur bruit (SNR Signal Noise Ratio) s'améliore.

En 2016, une autre méthode innovante a été utilisée pour être appliquée à un écran large à capacité mutuelle projetée. Elle est basée sur les signaux OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing avec une réception TDM (Time Division Multiplexer) qui lit tous les canaux de l'écran tactile [1.22].

1.2.5. Avantages et inconvénients

La technologie capacitive présente quelques inconvénients. Par exemple, un écran capacitif ne détecte pas le contact ou la présence d'un objet non conducteur tel que le stylet.

Mais, cette technologie offre beaucoup d'avantages qui lui permettent de se démarquer. Il sera exposé plus tard, dans l'étude comparative entre les différentes technologies tactiles, que la technologie capacitive a pu occuper autour de 70% du marché des écrans tactiles ces dernières années.

Cela est expliqué par son coût faible et son intégration facile par rapport à d'autres technologies (qui seront présentées dans ce qui suit). La surface tactile capacitive est, également, caractérisée par sa durabilité, sa sensibilité et sa bonne résolution.

Par ailleurs, c'est une technologie qui a été utilisée dans des systèmes tactiles souples et plusieurs méthodes d'acquisition ont été proposées afin de résoudre le problème de réactivité dans le cas d'écrans de grande surface.

1.3. Technologie acoustique

1.3.1. Surface tactile

Un écran tactile à onde acoustique [1.32] appelé aussi SAW (Surface Acoustic Wave) est composé d'une couche de verre avec des transducteurs piézo-électriques émetteurs, récepteurs et réflecteurs. Ils sont non visibles par l'utilisateur et placés sur les bords de la surface tactile. Les transducteurs émetteurs convertissent un signal électrique en ondes acoustiques qui sont générées pour parcourir toute la surface tactile, elles sont ensuite réfléchies par changement de direction d'un angle de 90° et enfin capturées par les transducteurs récepteurs (fig.1.17). Ces derniers reconvertissent l'onde en signal électrique pour créer une carte numérique de l'écran tactile.

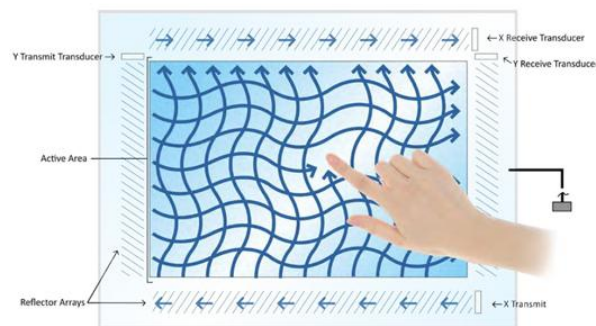


Figure.1.17. Structure d'un écran acoustique [1.33]

1.3.2. Principe d'acquisition

Quand l'utilisateur touche l'écran, une partie de l'onde acoustique est absorbée. Un contact est identifié quand, au niveau des deux axes, un pic apparaît dans le signal reçu ayant une amplitude en dessous d'un certain seuil prédéfini par le contrôleur (fig.1.18). Le contact d'un objet mou (bout du doigt, doigt ganté, caoutchouc, etc.) avec la surface de verre est plus adapté avec ce type d'écran. Il permet d'assurer l'absorption de la quantité suffisante de l'énergie de l'onde acoustique pour descendre en dessous du seuil. Le pic observé dans le signal reçu (fig.1.18) est localisé dans l'axe temporel. Un temps de propagation lui est associé. Il est transmis au contrôleur pour extraire la position du toucher.

Un signal est traité pour chacune de ses coordonnées X et Y. Un adressage matriciel (1.2.3.3.) est ensuite appliqué pour l'extraction du couple correspondant à la position du toucher.

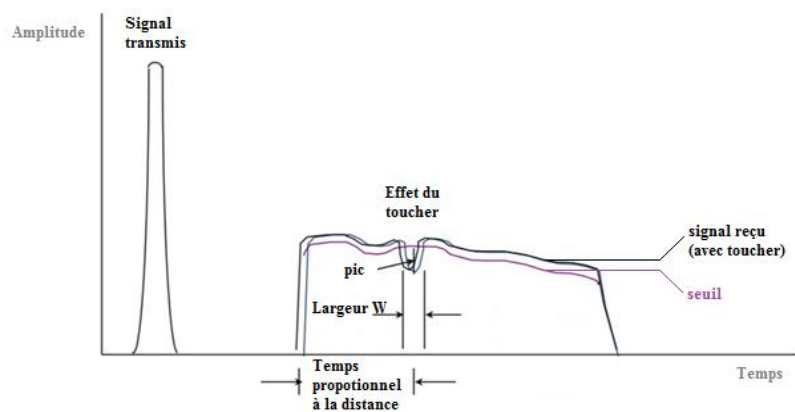


Figure.1.18. Schéma descriptif de l'effet du doigt sur le signal acoustique reçu [1.34]

1.3.3. Innovations

Dans ce qui précède, c'est la détection acoustique de base qui est présentée. Les premiers travaux de recherche sur cette version datent des années 80 [1.32], et ils ont été améliorés, par exemple, en diminuant les pertes acoustiques avec des substrats transparents spéciaux [1.35] et en augmentant la résolution tout en rajoutant l'option du toucher multiple [1.36].

Actuellement, de nouveaux concepts sont développés comme la technique de la reconnaissance d'impulsion acoustique (APR : Acoustic Pulse Recognition) [1.37]. Elle est basée sur un écran en verre avec quatre transducteurs piézo-électriques connectés chacun sur un côté. Ces derniers permettent de détecter l'onde acoustique générée quand un touché se produit (fig.1.19). Cette onde est ensuite convertie en signal électrique qui est comparé à un profil acoustique pré-codé pour chaque position sur le verre.

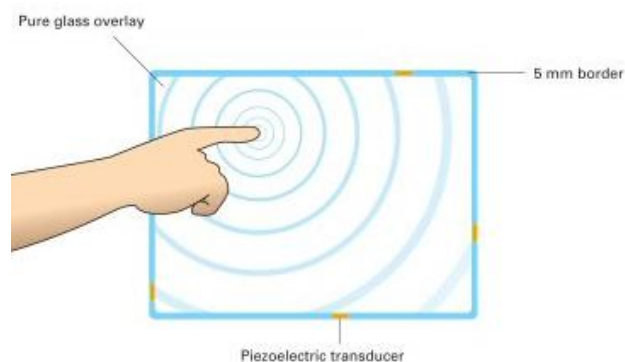


Figure.1.19. Ecran acoustique se basant sur l'APR [1.37]

La forme, non matricielle, de ce type d'écran représente un avantage par rapport à celle de l'écran acoustique conventionnel. Avoir que quatre transducteurs piézo-électriques simplifie énormément l'intégration et le traitement des données de localisation.

Cet écran a été commercialisé récemment (en 2014) par « ELO touch solutions » [1.37].

Par ailleurs, il est intéressant de mentionner que, récemment, une technologie bio-acoustique a été exploitée pour assurer la détection du contact peau-à-peau [1.38]. Le système proposé consiste en deux

unités : une de vibration et une autre de détection. Elles sont conçues sous la forme de bracelets pour être portées autour du poignet. La première personne porte l'unité « vibreur ». Elle est basée sur un moteur (FM34F, Tokyo Parts Industrial, co., ltd) qui génère un signal élastique (acoustique) lorsqu'il est alimenté avec un courant continu de 3V. Ce signal se propage dans le corps de l'utilisateur. Les ondes ne se transmettent à la seconde personne que lors d'un contact des deux peaux. L'amplitude des ondes reçues (par l'unité receptrice) dépend de la surface de contact.

1.3.4. Avantages et inconvénients

La technologie acoustique est basée sur un écran tactile composé d'une unique couche de verre. Un tel écran offre une bonne clarté et luminosité de l'image, en plus, ce verre résiste bien aux rayures, il est durable et il fonctionne bien même avec de profondes éraflures. La résolution de ce système tactile est grande et sa réaction est rapide. Mais, ses deux gros problèmes sont le coût très élevé et la difficulté de son intégration.

Par ailleurs, un critère de base visé par ce travail ne peut pas être assuré par l'écran acoustique. En effet, les ondes acoustiques sont bien étudiées pour balayer une surface plane, il est alors compliqué d'utiliser une version souple de cet écran tactile. Cela pose un problème quant au déplacement des ondes.

1.4. Technologie infrarouge

1.4.1. La technologie infrarouge (IR) basique

1.4.1.1. Surface tactile

Le principe d'un écran tactile infrarouge ressemble à celui de l'écran acoustique sauf que les transducteurs piézo-électriques sont remplacés, dans ce cas, par un dispositif de LED-IR et de photo-détecteurs qui jouent respectivement les rôles d'émetteurs/récepteurs (fig.1.20).

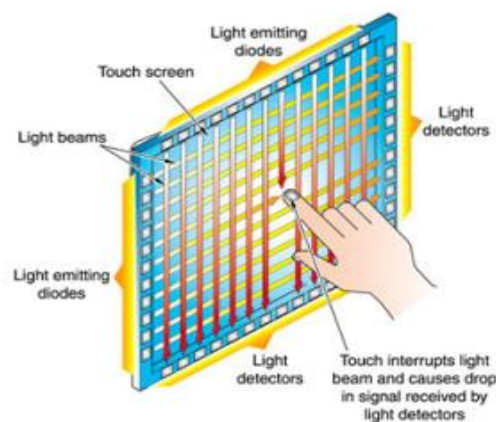


Figure.1.20. Ecran tactile infrarouge [1.39]

La version basique de la technologie infrarouge n'est pas récente, elle a été brevetée en 1989 [1.40]. La structure de l'écran tactile est détaillée dans ce qui suit.

Sur deux des quatre bords de l'écran sont disposés des émetteurs infrarouges, et sur les deux autres sont disposés les récepteurs. Leur nombre varie en fonction de la précision de localisation désirée. Ils doivent être très bien placés pour que le faisceau IR qui part de l'émetteur arrive exactement là où est situé le récepteur.

1.4.1.2. Principe d'acquisition

Lorsque l'écran est au repos, les rayons infrarouges arrivent normalement sur leurs récepteurs. Ce système (émetteurs/ récepteurs) est placé au-dessus de la surface tactile. Au toucher, le rayon infrarouge est interrompu juste avant le contact avec l'écran. Le récepteur infrarouge est, dans ce cas, obstrué. Par conséquent, un pic dans l'intensité du signal reçu apparaît (fig.1.21). Si l'amplitude de ce pic est inférieure au seuil fixé par le contrôleur, le récepteur envoie une notification à ce dernier pour qu'il détermine les coordonnées du point de contact.

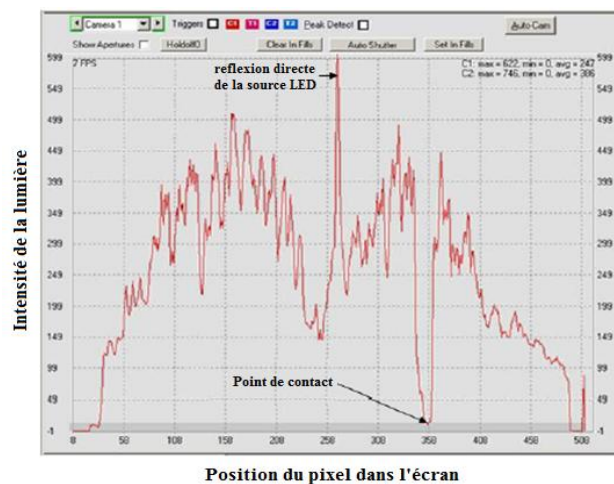


Figure.1.21. Effet du doigt sur le signal infrarouge reçu

Le système de localisation est alors un système matriciel ayant comme critère de choix le dépassement d'un seuil prédéfini au niveau du récepteur (photo détecteur). Un seul couple de coordonnées (x,y) satisfait ce critère. Il correspond à la position du toucher. La méthode d'adressage matricielle (1.2.3.3) est alors appliquée pour la localisation de ce toucher.

C'est la version basique de la technologie infrarouge. Elle est basée sur une structure matricielle d'émetteurs/ récepteurs. D'autres structures et méthodes de localisation seront présentées dans les parties suivantes.

1.4.2. La technologie optique d'imagerie infrarouge

1.4.2.1. Surface tactile

Un autre système tactile se basant plutôt sur l'imagerie infrarouge a été présenté plus tard dans les travaux de recherche. La structure change. Ce système est basé sur, uniquement, deux capteurs d'imagerie infrarouge placés aux deux coins supérieurs de l'écran tactile [1.41]. Ils jouent le rôle d'émetteur de rayons infrarouges ainsi que de capteur d'images. Des rubans rétro-réfléchissants sont placés sur les trois autres cotés de l'écran. (fig.1.22)

1.4.2.2. Principe d'acquisition

Des rayons infrarouges sont émis par les capteurs. Ces rayons sont réfléchis par les rubans retro-réfléchissants et reviennent à leur source. Lorsque l'utilisateur touche l'écran tactile, les rayons infrarouges vont être bloqués et ne reviennent pas aux capteurs. Une ombre va alors apparaître au niveau du point de contact et l'angle, entre ce dernier et les deux capteurs, est mesuré comme le montre la figure.1.22. Ensuite, les coordonnées du point de toucher sont extraites par triangulation.

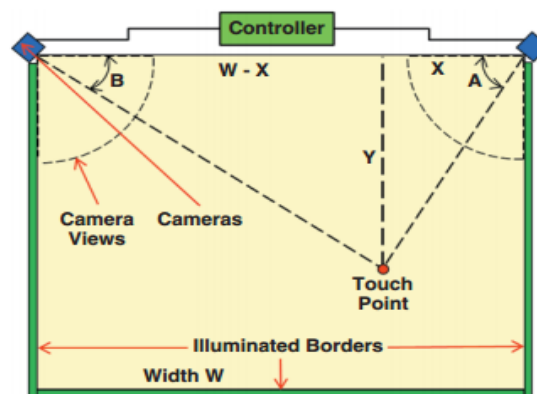


Figure.1.22. Ecran tactile d'imagerie infrarouge

Ce qui est intéressant, c'est que cette technologie a été exploitée pour la conception d'un écran LCD tactile de grande taille (52") [1.42] et à toucher multiple.

1.4.3. La technologie du guide d'onde

Cette technologie est aussi appelée, détection de dispersion plane (PSD : Planar Scatter Detection).

Le faisceau lumineux est injecté à l'intérieur du guide d'ondes pour le parcourir en mode de réflexion totalement interne (TIR : Total Internal Reflection). (fig.1.23)

Au toucher, le faisceau lumineux est perturbé par l'objet en contact avec la surface supérieure du guide et il est alors dispersé au niveau de ce point (fig.1.23). Ce qui reste est détecté après au bord du guide d'onde. Des algorithmes de détection très avancés sur la lumière détectée sont utilisés pour la détermination de la position du contact [1.43].

C'est une technique qui a été utilisée non seulement dans la localisation du toucher en contact avec la surface mais aussi dans la détection de sa présence aux voisinages [1.44, 1.45]. Elle ne nécessite même pas le contact du doigt avec la surface pour le détecter.

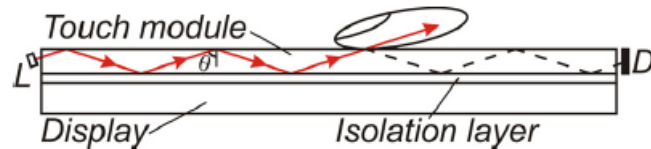


Figure.1.23. Ecran optique PSD

Le même principe (TIR) a été utilisé par les ingénieurs de recherche de « Perceptive Pixel » qui fait la conception des écrans tactiles à touches multiples. Lorsqu'un utilisateur touche un écran TIR, son doigt réfléchit la lumière et des caméras placées à l'arrière de l'écran détectent ce faisceau lumineux réfléchi [1.46].

1.4.4. Avantages et inconvénients

Comme pour l'écran acoustique, la présence d'une seule couche de verre engendre une excellente luminosité et une bonne clarté de l'écran tactile IR. En plus, il permet même, de détecter très facilement la proximité d'un toucher ou de n'importe quel objet comme le stylet. En outre, les faisceaux infrarouges sont situés au-dessus de la surface. Ainsi, le système tactile ne nécessite pas une grande pression pour la détection du toucher. Il assure à la fois la bonne sensibilité et la durabilité de l'écran.

Mais, ces écrans infrarouges présentent un grand inconvénient. Ils ne peuvent pas être déformables car c'est une technologie qui est basée sur des faisceaux lumineux qui sont émis par des LED pour atteindre des photo-détecteurs. La distorsion du substrat bloque son fonctionnement.

Par ailleurs, le système d'acquisition est basé sur le dispositif LED-IR/photo détecteurs placé en dessus de la surface en verre. Cela a un effet de dégradation sur la précision de localisation ainsi que la résolution dans certains cas comme l'exposition à une lumière forte comme le soleil et la détection de n'importe quel objet qui bloque les rayons lumineux, tels que les insectes et la poussière.

En outre, ce dispositif présente lui-même quelques inconvénients qu'il faut prendre en considération. D'une part, pour assurer une bonne résolution, même dans une surface de taille moyenne, un grand nombre de LED et de photo détecteurs doit être envisagé. Le prix de ces derniers étant pas abordable, le système coûte souvent cher. Par conséquent, le coût augmente exponentiellement pour une surface très grande. D'autre part, la mise de ce système d'émetteurs/récepteurs n'est pas simple. Ils doivent être parfaitement linéaires sinon leur bon fonctionnement n'est pas assuré.

Tous ces problèmes sont reliés à la structure matricielle de l'écran IR basique. Ils n'apparaissent pas dans le cas des deux technologies « d'imagerie IR » et « du guide d'onde » qui ont été déjà exploités pour la réalisation de grandes surfaces [1.42, 1.46].

1.5. Technologies basées sur le traitement d'image

1.5.1. Principe de détection et localisation

Pour cette catégorie de technologies tactiles, une caméra est placée soit en face soit derrière l'écran tactile. Elle récupère des images pour les traiter ensuite et en extraire la position du contact du doigt avec la surface tactile. Différents algorithmes de traitement d'image ont été développés.

Un premier procédé de localisation [1.47] consiste à utiliser un système de détection de lumière embarqué qui permet de transformer une surface ordinaire éclairée par projection en une surface d'affichage sensible au toucher (fig.1.24).

La première étape est la détection de la présence de la main. L'approximation de sa position est assurée à travers les pixels ayant des amplitudes dépassant un seuil prédéfini. La main apparaît plus brillante que son ombre ainsi que l'arrière plan.

La deuxième étape est la détection des bouts des doigts. L'extraction du contour de la main et la détection des bouts du doigt à partir de la courbure de ce contour.

La dernière étape consiste à la détection du toucher, ou le contact du doigt avec la surface. L'algorithme de traitement d'image appliqué est l'homographie. C'est un calcul de la différence de Hamming entre deux pixels avec et sans présence du bout du doigt. Si cette valeur est inférieure à un certain seuil, c'est qu'il y a un contact entre le doigt et la surface.

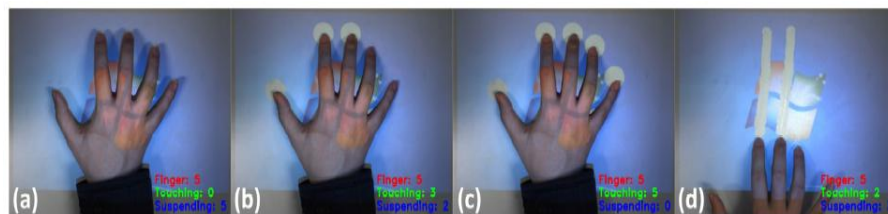


Figure.1.24. Transformer un écran de projection en écran tactile [1.47]

Une autre technique de traitement d'image est basée sur le changement de la couleur de l'ongle [1.48]. Un système de détection d'ongle utilise un algorithme de segmentation et une opération de détection de contour puis un traitement de l'image du bout du doigt est appliqué. Il quantifie la répartition de la couleur dans l'ongle et informe sur la pression exercée par le doigt. (fig.1.25)



Figure.1.25. Détermination de la pression exercée à partir de la couleur de l'ongle [1.48]

Un dernier système de détection [1.48] utilise les images données par une caméra placée derrière une feuille de verre non-réfléchissant qui représente l'écran tactile (fig.1.26). L'algorithme de localisation vise à faire la distinction entre trois cas différents :

- l'environnement sans la présence de la main,
- l'environnement avec la présence de la main de l'utilisateur avec une peau normale sans contact avec le verre
- la chair comprimée contre la surface du verre qui apparaît lorsque l'utilisateur touche la surface.

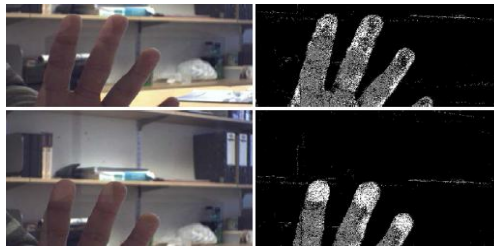


Figure.1.26. Images de la camera placée derrière le verre non réfléchissant [1.48]

1.5.2. Avantages et inconvénients

Ces méthodes sont toutes basées sur des algorithmes de traitement d'image permettant de détecter le toucher sur des écrans très larges. Elles nécessitent l'installation d'une caméra ou plus pour la récupération d'images. L'algorithme correspondant localise le toucher à partir du traitement de ces images. L'avantage de ces méthodes c'est qu'elles peuvent être appliquées à n'importe quel écran plan quelle que soit la taille de sa surface. Elles sont alors une bonne solution pour des écrans tactiles très larges et elles assurent une bonne sensibilité. La réactivité du système tactile ainsi que sa durabilité sont reliés aux caméras utilisées et leurs performances.

L'intégration du système d'acquisition n'est pas compliquée puisqu'elle consiste à bien placer les caméras et les relier aux contrôleurs qui intègrent l'algorithme de localisation.

L'inconvénient de cette technologie est qu'elle n'assure pas la localisation du toucher sur des surfaces souples.

1.6. Comparaison entre les technologies tactiles existantes

A partir de ce qui a été présenté précédemment dans la partie « Avantages et inconvénients » de chaque technologie tactile, des tableaux récapitulatifs sont établis dans cette partie. Ils représentent une comparaison de toutes les technologies tactiles présentées en se basant sur les critères fixés dès le début du chapitre:

- Ecran tactile (tab.1.2):
 - Sensibilité

- Durabilité
- Luminosité
- Résolution
- Souplesse
- Système d'acquisition (tab.1.3) :
 - Facilité d'intégration
 - Simplicité de contrôle
 - Réactivité et temps de réponse.

Lettre	Signification
E	Elevé
M	Moyen
F	Faible
I	Inexistant

Tableau.1.1. Symboles utilisés

Technologie \ Critère	Sensibilité	Durabilité	Luminosité	Résolution	Souplesse
Résistif	F	F	F	E	E
Capacitif surfacique	M	M	E	M	E
Capacitif projeté	E	E	M	M	E
Acoustique	E	E	E	E	I
Infrarouge	E	E	E	E	I

Tableau.1.2. Technologies tactiles Vs. critères de la surface sensitive

Technologie \ Critère	Facilité d'intégration	Simplicité de contrôle	Réactivité (temps de réponse)
Résistif	E	E	F
Capacitif surfacique	M	E	M
Capacitif projeté	E	M	E
Acoustique	F	M	E
Infrarouge basique	F	M	E
Optique PSD	M	M	E
Traitement d'images	M	F	M

Tableau.1.3. Technologies tactiles Vs. critères du système d'acquisition

En ce qui concerne la surface sensitive, la meilleure luminosité est assurée par les structures qui ne nécessitent pas la superposition de plusieurs couches. Les écrans acoustiques et infrarouges viennent alors en tête de classement (tab.1.2). Mais le problème de ces deux derniers, c'est qu'ils n'offrent pas la possibilité de créer une surface souple et conformable. En effet, l'onde envoyée par les émetteurs (acoustiques ou infrarouges) ne peut pas atteindre les récepteurs si la surface est déformée. Cela

représente, dans ce cas, un grand inconvénient éliminatoire puisque la souplesse est un critère de base dans ce travail.

Bien que la technologie résistive soit la plus simple du point de vue intégration et contrôle (tab.1.3), sa surface tactile vient en dernier lieu. Sa sensibilité est faible et, en plus, elle peut être endommagée facilement (tab.1.2). C'est pour ces limites que cette technologie, qui a connu un grand essor entre 2007 et 2010, est en train de subir une régression énorme dans le marché des écrans tactiles devant la technologie capacitive (fig.1.27). C'est logique puisque cette dernière assure une meilleure qualité de la surface tactile avec une bonne sensibilité et durabilité. En outre, son intégration est beaucoup plus simple que d'autres technologies telles que la technologie acoustique et infrarouge.

La technologie très répandue ces dernière années est capacitive projetée « P-cap » (fig.1.27). Par rapport à la technologie capacitive surfacique, P-cap offre une meilleure qualité de surface tactile ainsi que de meilleures performances. Cela est très clair dans les deux tableaux (tab.1.2 et tab.1.3).

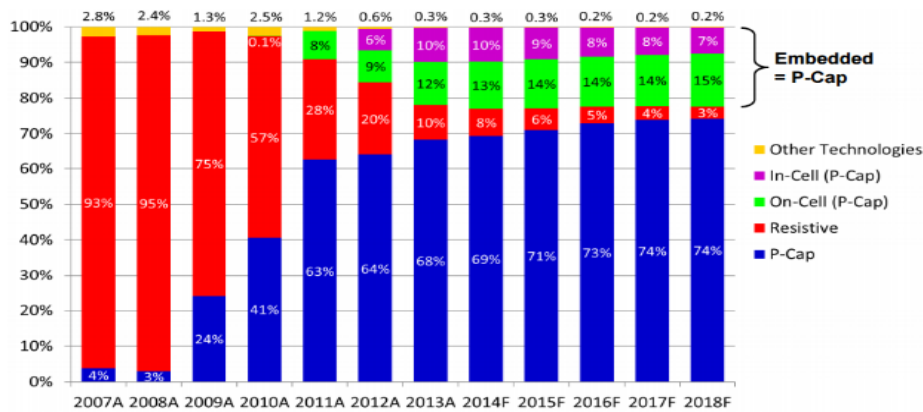


Figure.1.27. Pourcentage du marché occupé par chaque technologie tactile [1.49]

Par ailleurs, dans ce travail de thèse, un autre critère de base doit être étudié. C'est la taille de la surface tactile. Une étude du marché a permis d'établir un classement des différentes technologies disponibles par rapport à la taille de l'écran.

Technologie \ Taille	Petit (2'' – 10'')	Moyen (10'' – 30'')	Grand (30'' – 150'')
Résistif	E	M	I
Capacitif surfacique	F	E	I
Capacitif projeté	E	M	F
Acoustique	I	E	F
Infrarouge basique	I	E	M
Optique PSD	I	I	E
Traitement d'images	I	I	E

Tableau.1.4. Technologies tactiles Vs. taille de l'écran sensible

Le tableau tab.1.4 montre que deux technologies sont utilisées actuellement pour les grandes surfaces. La technologie « optique PSD » qui est basée sur les faisceaux infrarouges et la technologie

« traitement d'images » qui récupère les images des caméras placées devant ou derrière l'écran pour les traiter et localiser le toucher. Le problème de ces deux technologies c'est que toutes les deux ne peuvent pas être utilisées avec des surfaces conformables et souples. Donc, elles ne satisfont pas tous les critères voulus.

Les résultats des comparaisons précédentes ont permis de sélectionner la technologie capacitive projetée comme étant la meilleure technologie qui correspond à tous les critères de base qui ont été fixés. Mais, la surface à concevoir doit avoir une autre spécificité : Elle est très large.

C'est là où apparaît le problème de la technologie capacitive projetée. C'est un système matriciel. C'est-à-dire, la complexité de connexion et d'acquisition des données suite au multiplexage augmente avec le nombre d'électrodes et donc la surface de l'écran tactile. Ainsi, pour une grande surface, le système tactile devient compliqué et coûteux.

C'est pour cette raison que de nouvelles solutions d'extraction de la position du toucher ont été proposées. Elles permettent d'accélérer le temps de balayage et de réduire le facteur de bruit. Mais, le nombre d'écrans capacitifs de grande taille reste toujours limité (tab.1.4). Ces algorithmes de localisation ne résolvent pas la complexité et le coût élevé de la connectique de la surface sensitive au système d'acquisition. Un nombre énorme de fils doit être envisagé.

Une surface tactile à port unique est alors forcément la meilleure solution pour un écran de surface très large. Le concept fondamental du système tactile proposé sera présenté dans la partie suivante.

1.7. Concept de capteur tactile distribué

L'objectif de ce travail de thèse est de concevoir un capteur tactile distribué sur une grande surface et conformable sur des objets 3D. Il est basé sur une dalle tactile monoport basée sur un guide d'onde et un circuit d'acquisition compact (fig.1.34).

1.7.1. Dalle tactile

La spécificité de la surface sensitive proposée est qu'elle peut être connectée au système d'acquisition via un seul et unique port. Cela présente un grand avantage par rapport à ce qui existe sur le marché. La plupart des technologies présentées sont basées sur des écrans matriciels. Ils sont connectés à l'aide de nombreux fils aux systèmes d'acquisition. La résolution de ces écrans dépend du nombre d'électrodes et donc du nombre des lignes et colonnes. Pour une résolution donnée, le nombre d'électrodes par unité de longueur doit être maintenu. C'est-à-dire que dans le cas où la taille de l'écran augmente, le nombre d'électrodes est multiplié. Pour une surface tactile de très grande taille, augmenter considérablement le nombre d'électrodes revient à augmenter le coût ainsi que la complexité de localisation à cause du nombre d'interconnexion et du multiplexage. Et, c'est là où apparaît l'avantage d'avoir un unique port de connexion.

La base technologique de cette surface sensible est un guide d'onde (ligne de transmission) sur substrat souple sur lequel circule un signal Radio-Fréquence (fig.1.34). La détection d'un toucher sur une ligne de transmission sera détaillée dans le chapitre 2 (partie: 2.1.).

La localisation du toucher revient à la détermination de la position à laquelle un évènement se produit sur une ligne de transmission. Une méthode traditionnelle de localisation d'évènements sur un guide d'onde imprimé est la TDR (Time Domain Reflectometry). Elle est présentée dans la partie suivante.

1.7.2. Méthode de localisation traditionnelle (TDR: Time Domain Reflectometry)

Le principe de la reflectométrie temporelle (TDR) est présenté dans l'«annexe A».

Cette méthode de localisation d'évènement sur un guide d'onde permet de mesurer et représenter le profil d'impédance tout au long d'une ligne de transmission. Toutes les discontinuités électriques, comme celle de l'impédance caractéristique, peuvent être détectées.

En se basant sur ce principe, les chercheurs [1.50, 1.51] ont conçu des systèmes tactiles. Le support tactile est basé sur un guide d'onde. Quand un toucher est appliqué à ce dernier, il perturbe la continuité de l'impédance. Cela est dû à la perturbation locale du champ électromagnétique.

Le système tactile complet a été testé (fig.1.28). Le banc expérimental est constitué d'une ligne de transmission reliée à un réflectomètre qui joue le rôle de système d'acquisition. Ce dernier permet de détecter la discontinuité de l'impédance permettant de localiser le toucher. La figure 1.28 montre la présence de deux pics dans la réponse mesurée par le réflectomètre. Ils correspondent à deux désadaptations locales de la ligne de transmission dues aux deux touchers effectués. Une relation entre le temps de retard de chaque pic et la distance permet d'extraire la position du toucher.

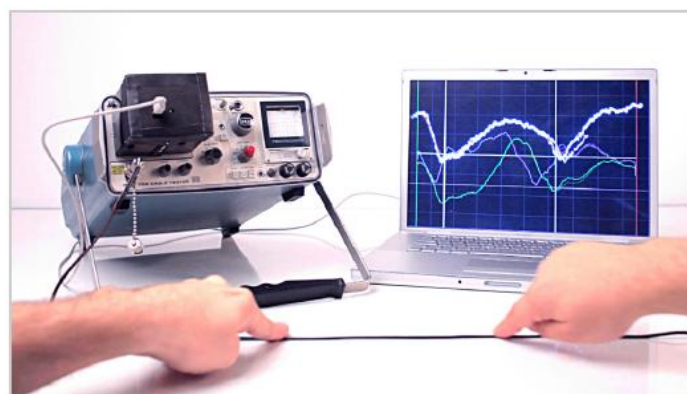


Figure.1.28. Ligne de transmission avec deux touchers connectée au réflectomètre Tektronix1502 [1.51]

Cette technique a été utilisée pour la réalisation d'une grande variété d'applications tactiles [1.51, 1.52] telles que rendre sensibles au toucher les cordes d'une guitare, utiliser une bande de revêtement

adhésive pour rendre des objets sensibles au toucher, rendre sensible aux pas le carrelage du sol, porter un bracelet extensible tactile... etc.

Mais, cette méthode présente un inconvénient majeur: Dans le cas d'une localisation centimétrique, il s'agit de traiter des impulsions très fines (sur des nano secondes). Gérer de tels signaux hauts en fréquence nécessite des composants qui assurent le fonctionnement dans des intervalles de fréquence dans les GHz et une électronique à haute résolution.

1.7.3. Méthode proposée (HDL : Harmonic Detection and Location)

Pour localiser le doigt sur la dalle tactile, nous avons développé une méthode de localisation alternative à la méthode TDR. C'est une méthode de réflectométrie fréquentielle « Annexe A » que nous avons baptisée HDL (Harmonic Detection and Location). Elle utilise un signal sinusoïdal autour de 100 MHz, sur bande étroite et elle permet l'exploitation d'une électronique d'acquisition compact, de faible complexité et à cout modéré.

Un synoptique simplifié du principe du système tactile global proposé est représenté par la fig.1.29. Le système d'acquisition compact commande le circuit en fréquence en générant des signaux sinusoïdaux. Au niveau de la dalle, une partie de chaque signal incident est réfléchi à cause de la présence du doigt sur la ligne. Une analyse harmonique du signal réfléchi reçu au port d'entrée permet de localiser le toucher.

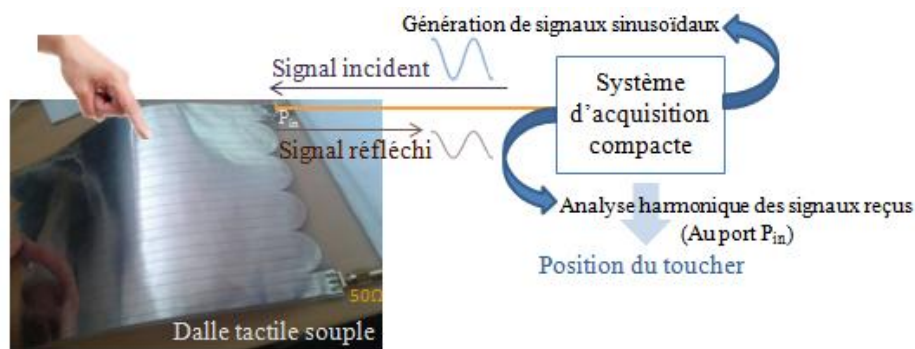


Figure.1.29. Synoptique complet du système tactile proposé

Cette méthode de localisation de toucher s'apparente à la méthode FDR (Frequency Domain Reflectometry). Détecter une discontinuité au niveau du profil d'impédance de la ligne revient à la détection d'un évènement perturbateur : le toucher.

La présentation du principe de base de la méthode HDL ainsi que la validation du concept proposé sur la base de simulations et de mesures ont été les points de départ de la thèse [1.53].

L'intérêt de cette partie est d'expliquer la différence entre les deux méthodes de localisation TDR et HDL dans le cas d'une détection centimétrique.

En effet, la différence principale entre les deux méthodes réside dans les signaux générés et traités. La TDR est basée sur des impulsions très fines qui se propagent sur des nanosecondes (qui correspondent à des GHz en fréquence) alors que la méthode HDL exploite des signaux sinusoïdaux (fig.1.29) plus faciles à manipuler et à traiter. Cela permet de travailler dans une bande de fréquence réduite. Ce qui représente un grand avantage du point de vue coût et simplicité du système d'acquisition.

En outre, la méthode d'analyse du signal au port d'entrée de la ligne n'est pas la même. HDL est basée sur une étude harmonique de la phase du signal réfléchi assurée par un circuit d'acquisition intégré et compact (fig.1.29) détaillé dans le chapitre 3.

Un tableau comparatif entre les deux méthodes TDR et HDL est représenté par tab.1.5 pour récapituler tous ces points de différence.

Méthode	TDR	HDL
Définition	Time Domain Reflectometry Méthode traditionnelle pour la localisation d'un évènement sur un guide d'ondes	Harmonic Detection and Location Méthode harmonique proposée
Principe	Mesure du temps de propagation entre les deux impulsions incidente et réfléchie.	Mesure du déphasage entre les deux signaux sinusoïdaux incident et réfléchi.
Bande de fréquence	De l'ordre du GHz	[10,300] MHz
Système d'acquisition	Encombrant Complexe	Intégré Simple

Tableau.1.5. Tableau comparatif entre les deux méthodes de localisation TDR et HDL

1.8. Synthèse

Ce chapitre était dédié à la présentation des différentes technologies tactiles qui sont disponibles actuellement. Leurs structures, principes de détection ainsi que les systèmes d'acquisition permettant de localiser le toucher ont été présentés. La structure de chaque surface sensitive a permis d'évaluer chaque technologie par rapport à une liste de critères préalablement choisis : sensibilité, durabilité, luminosité, résolution et souplesse. Ensuite, en partant des synoptiques complets des systèmes tactiles ainsi que des algorithmes de localisation qui leurs sont associés, une comparaison de performances a été établie. Elle a soulignée la réactivité, la simplicité d'intégration et la facilité de contrôle pour chaque type de système.

Cette analyse de ce qui existe comme technologies tactiles a permis de démontrer que les technologies qui assurent les meilleures performances sont celles qui sont basées sur des structures matricielles d'électrodes sensibles. La souplesse étant un critère de base, certaines technologies (acoustiques et infrarouges) ont été éliminées à cause de la difficulté de leur fonctionnement avec des écrans conformables.

Mais, un autre problème de ces technologies matricielles a été noté. C'est le nombre énorme d'électrodes et donc de connexions que nécessiterait une interface de grande surface. Une augmentation de surface entraîne l'augmentation, non seulement des coûts de production mais aussi de la complexité d'acquisition.

Une solution très pratique était alors de proposer une technologie à unique port d'accès. La surface tactile est un guide d'onde sur substrat souple et la méthode de localisation est une analyse harmonique basée sur l'étude du signal au port d'entrée de la dalle souple. Nous l'avons appelée HDL (Harmonic Detection and Location). Elle représente une alternative à la méthode TDR (Time Domain Reflectometry) et elle nécessite des valeurs de fréquences faibles (autour de 100MHz) et une bande étroite. Son système d'acquisition est compact, simple et à bas coût.

Une étude approfondie de la surface tactile sera l'objet du deuxième chapitre. Sa modélisation, sa conception ainsi que sa réalisation seront détaillés. Le troisième chapitre présentera ensuite les fondamentaux de la méthode de localisation ainsi le système et l'algorithme d'acquisition.

CHAPITRE 2 : ETUDE ET CONCEPTION D'UNE DALLE TACTILE BASEE SUR UNE LIGNE DE TRANSMISSION

Le système tactile proposé dans ce travail est composé de deux parties principales : La surface tactile et le circuit de détection et de localisation. Dans ce chapitre, c'est la première partie qui est traitée : la dalle tactile. Elle est basée sur une ligne de transmission sensible à un toucher. La connexion de la dalle est réalisée à travers le port unique d'entrée de la ligne.

Comment une ligne de transmission peut elle être rendu sensible au toucher ? Et comment elle devrait être conçue ? La réponse à la première question va être établie à partir de l'étude théorique du modèle électrique des lignes de transmission qui sera la première partie de ce chapitre. Ensuite, la conception de la ligne est basée sur des critères de base qui sont l'adaptation et la sensibilité de la ligne. La notion d'adaptation de ligne est introduite. Elle est liée au principe de détection du toucher.

Après, différents types de lignes de transmission sont exposés. Le choix d'un seul type est élaboré en fonction de deux critères de base qui sont la sensibilité de la ligne aux évènements du voisinage (tel que le toucher), et la bonne transmission du signal avec les moindres pertes (pour une longue ligne qui couvre une grande surface).

Pour le type de ligne choisi, sa partie conception est présentée. Elle inclut le bon choix de la forme que prendra la ligne pour couvrir la surface sensible au toucher ainsi que ses dimensions. Ces dernières sont très importants dans cette étude parce qu'ils sont en relation directe avec l'adaptation, la bonne transmission, ainsi que la précision de localisation.

Enfin, c'est l'implémentation technologique qui est présentée. Après la description des différents procédés de réalisation, différentes lignes de différentes formes et sur différents types de substrats (rigides et souples) vont être présentées. Elles sont également caractérisées pour la représentation de leurs paramètres caractéristiques.

2.1. Modélisation d'une ligne de transmission

Une ligne de transmission est l'ensemble de deux conducteurs qui acheminent un signal électrique d'une source vers une charge connectée à l'extrémité et qui joue le rôle de récepteur.

Toute ligne de transmission est caractérisée, d'abord, par une impédance caractéristique. C'est la valeur de l'impédance qui permet le transfert maximal de puissance sur la charge placée à son extrémité sans occasionner de réflexion.

D'autres paramètres caractérisent une ligne de transmission. Sa constante d'affaiblissement conditionne les pertes dans la ligne et sa vitesse de phase (V_ϕ) est la vitesse avec laquelle se propagent

les signaux. Cette dernière dépend du diélectrique utilisé pour la fabrication de la ligne et donc la permittivité diélectrique du milieu ϵ_{eff} (2.1).

$$V_{\varphi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.1)$$

Une ligne de transmission est considérée comme étant la juxtaposition d'une infinité de tronçons de ligne de longueur dx (fig.2.1).

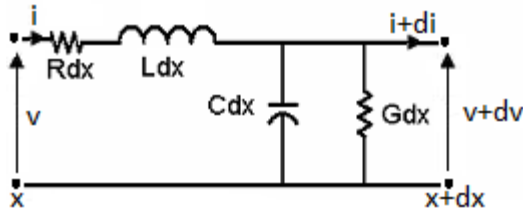


Figure.2. 1. Schéma modélisant une ligne de transmission

Quatre paramètres vont être détaillés, ils sont tous définis dans le livre de B.C. Waddel [2.1] :

R est la perte résistive du conducteur. Elle est exprimée en Ohm/m (Ω/m). Elle dépend des propriétés de la conductivité du métal (ρ). En plus, plus la largeur du conducteur est importante, plus R est faible, mais R augmente avec l'augmentation de la longueur. Cela est vérifié par la formule électrique de R (eq.2.2).

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad (2.2)$$

Où :

- ρ est la résistivité du métal ($\Omega.m$),
- L est la longueur du métal (m),
- S est la section du métal (m^2)

La valeur de cette résistance R est aussi reliée à la radiation, c'est-à-dire que les lignes de champs électromagnétiques présents au voisinage de la ligne représentent des pertes liées à la dispersion. Il est à noter que ces pertes sont plus importantes quand les champs sont perturbés par un évènement à proximité (tel que le contact d'un conducteur comme le toucher appliqué par le doigt humain).

L est la partie inductive de la ligne. Elle est exprimée en H/m. La valeur de L dépend des propriétés du métal et du voisinage de la ligne. Sa valeur dépend aussi de la géométrie de la ligne de transmission et sa formule électrique change en fonction du type de la ligne.

C est la partie capacitive de la ligne. Elle est exprimée en F/m. La capacité entre deux conducteurs, a une valeur qui peut être déterminée à partir de la surface du conducteur, l'épaisseur du substrat et sa permittivité. En effet, la valeur de C est plus importante pour une surface conductrice plus large, deux conducteurs plus proches et pour une permittivité relative ϵ_r plus grande (2.3).

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (2.3)$$

Où :

- ϵ_0 est la permittivité de l'espace ($\epsilon_0=8,854.10^{-12}$ F/m),
- ϵ_r est la permittivité relative. Elle est aussi appelée constante diélectrique du substrat qui sépare les deux conducteurs,
- A est la surface des couches métalliques,
- d est la distance qui sépare les couches métalliques.

Pour les lignes de transmission planaires, les lignes de champs se développent lorsque les conducteurs sont décalés (fig.2.2). Dans ce cas (fig.2.2.b), la permittivité considérée est une permittivité effective (ϵ_{eff}) qui ne dépend pas uniquement de la permittivité relative du substrat (ϵ_r), mais aussi du milieu extérieur de la ligne. Une perturbation des lignes de champs change la valeur de ϵ_{eff} et par la suite la valeur de C.

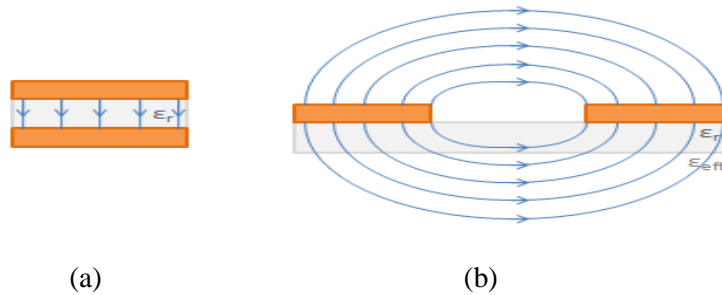


Figure.2. 2. Lignes de champs entre deux conducteurs

G est la conductance du diélectrique qui sépare les deux conducteurs de la ligne. Elle est exprimée en S (Siemens). Elle est exprimée comme suit :

$$G = \sigma \frac{S}{l} \quad (2.4)$$

- σ est la conductivité du diélectrique (S/m).
- l est l'épaisseur du diélectrique (m)
- S est la surface de contact des plaques conductrices (m²)

Ecrivons les lois régissant les tensions et les courants au sein de la ligne représentées par la fig.2.1.

L'équation régissant la tension s'écrit comme suit :

$$V(x, t) = R. dx. I(x, t) + L. dx. \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} + V(x + dx, t) \quad (2.5)$$

Donc,

$$-\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = R. I(x, t) + L. \frac{\partial I(x, t)}{\partial t} \quad (2.6)$$

Et celle du courant est écrite comme suit :

$$I(x, t) = C. dx. \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + G. dx. V(x, t) + I(x + dx, t) \quad (2.7)$$

Donc,

$$-\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = C. \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + G. V(x, t) \quad (2.8)$$

En régime sinusoïdal, les deux équations (2.2) et (2.4) deviennent :

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} = -(R + j\omega L)I(x) \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial I(x)}{\partial x} = -(G + j\omega C)V(x) \quad (2.10)$$

En dérivant les deux équations (2.5) et (2.6) par rapport à x et en remplaçant respectivement les dérivées d'ordre 1, $\frac{\partial I(x)}{\partial x}$ et $\frac{\partial V(x)}{\partial x}$ par leurs expressions, on obtient les équations des télégraphistes:

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} - \gamma^2 V(x) = 0 \quad (2.11)$$

$$\frac{d^2I(x)}{dx^2} - \gamma^2 I(x) = 0 \quad (2.12)$$

$$\text{où } \gamma^2 = (R + j\omega L)(G + j\omega C) \quad (2.13)$$

Ces équations admettent comme solutions respectives :

$$V(x) = V_i e^{-\gamma x} + V_r e^{\gamma x} \quad (2.14)$$

$$I(x) = I_i e^{-\gamma x} + I_r e^{\gamma x} \quad (2.15)$$

Où V_i , V_r , I_i et I_r sont des constantes d'intégration et γ est appelée constante de propagation qui peut se mettre sous la forme :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.16)$$

Sa partie réelle α est un paramètre d'affaiblissement appelé constante d'atténuation exprimé en Neper par mètre (Np/m) et sa partie imaginaire est appelée constante de phase et exprimée en radians par mètre (rad/m).

Lorsque la ligne est sans pertes, les deux paramètres R et G sont négligeables. Dans ce cas, le modèle ne dépend que des paramètres L et C (fig.2.3). Les équations sont beaucoup plus simples. La constante de propagation d'une ligne idéale s'écrit simplement :

$$\gamma = \omega\sqrt{LC} \quad (2.17)$$

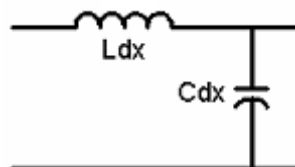


Figure.2. 3. Schéma modélisant une ligne de transmission idéale sans pertes

2.2. Impédance caractéristique d'une ligne de transmission

2.2.1. Définition et calcul à partir du modèle électrique

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission uniforme est le rapport des amplitudes de la tension et du courant se propageant tout au long de la ligne dans le cas où l'onde parcourt la ligne dans une seule direction et atteint sa fin dans l'absence de réflexion dans l'autre direction. Elle est déterminée à partir de la géométrie et du matériau de la ligne et elle ne dépend pas de la longueur de cette dernière. Elle est exprimée en Ohm (Ω).

Z_c peut s'exprimer en fonction des paramètres électriques d'une ligne de transmission comme suit :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad (2.18)$$

Dans le cas d'une ligne sans pertes, l'impédance caractéristique est purement réelle :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.19)$$

2.2.2. Caractérisation et calcul à partir des paramètres S

Caractériser une ligne de transmission en paramètres S revient à la mesure des paramètres de réflexion et de transmission de cette dernière afin de décrire son comportement électrique. En effet, plusieurs propriétés peuvent être exprimées en utilisant les paramètres S comme le gain, les pertes en réflexion, le coefficient de réflexion ou de transmission, le rapport d'ondes stationnaires (ROS), etc.

Les paramètres S dépendent de la fréquence. Ils peuvent être mesurés à l'aide des analyseurs de réseaux vectoriels (VNA). Et, ils sont représentés sous une forme matricielle. Une modélisation d'une matrice S d'un quadripôle est représentée dans la figure 2.4.

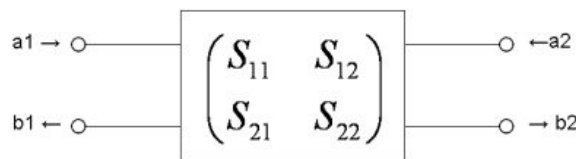


Figure.2. 4. Schéma modélisant un quadripôle

a_i et b_i sont des tensions complexes normalisées appelées aussi ondes de puissances incidentes (a_1 et a_2) et réfléchies (b_1 et b_2). Elles sont exprimées comme suit :

$$a_i = \frac{V_i + Z_c I_i}{2\sqrt{\text{Re}(Z_c)}} \quad (2.20)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_c^* I_i}{2\sqrt{\text{Re}(Z_c)}} \quad (2.21)$$

L'exposant * (dans l'équation 2.21) représente la valeur complexe conjuguée. Si l'impédance caractéristique de la ligne est réelle les équations deviennent :

$$a_i = \frac{V_i + Z_c I_i}{2\sqrt{Z_c}} \quad (2.22)$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_c I_i}{2\sqrt{Z_c}} \quad (2.23)$$

Les quatre paramètres S sont définis comme suit :

- S_{11} la réflexion à l'entrée du dispositif,
- S_{21} la transmission de l'entrée vers la sortie,
- S_{22} la réflexion à la sortie du dispositif
- S_{12} la transmission inverse.

L'impédance caractéristique Z_c peut être mesurée à partir des paramètres S d'après [2.2] :

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (2.24)$$

Où Z_0 est l'impédance de l'instrument de mesure, elle est généralement égale à 50Ω (valeur standard).

2.2.3. Choix de la valeur standard 50Ω

En 1929, deux chercheurs travaillant pour Bell Labs, Lloyd Espenscheid et Herman Affel, ont expliqué le choix de deux valeurs standards d'impédance caractéristiques. 50Ω et 75Ω chacune pour une gamme d'applications bien définies. Ils se sont basés sur le graphe de la figure 2.5 qu'ils ont établi.

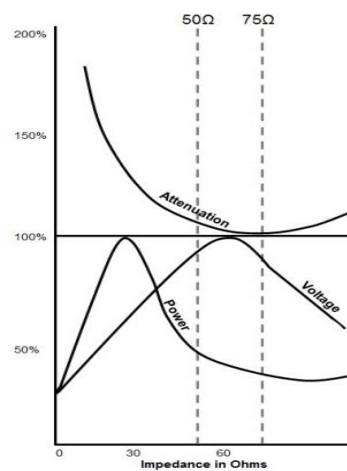


Figure.2. 5. Puissance, tension et atténuation d'un câble coaxial en fonction de l'impédance caractéristique [2.3]

L'objectif de ces chercheurs était d'envoyer des signaux RF transportant des milliers d'appels téléphoniques (à une fréquence de 4MHz) pour des centaines de miles. Ils avaient alors besoin d'un câble capable de porter un signal ayant une tension et une puissance importantes.

Pour un câble coaxial, le maximum de tension est atteint pour une impédance égale à 60Ω et, pour la puissance, le maximum est à 30Ω (fig.2.5). Cela veut dire qu'il n'existe pas une impédance unique

pour laquelle les deux paramètres sont maximaux. C'est pour cette raison qu'une valeur intermédiaire a été choisie. C'est la valeur 50Ω .

Dans le cas où le signal ne nécessite pas une grande puissance, comme dans des vidéos ou des antennes réceptrices, le graphe montre que le minimum d'atténuation est atteint à une valeur d'impédance égale à 75Ω , c'est alors la seconde valeur standard choisie pour ce type d'applications.

Dans ce travail, 50Ω sera l'impédance caractéristique à laquelle la ligne de transmission à réaliser sera adaptée. C'est la valeur parfaite pour qu'elle soit connectée via les câbles coaxiaux (50Ω), aux autres circuits imprimés ou à l'instrument de mesure (VNA) sans aucun problème d'adaptation.

2.2.4. Notion d'adaptation

Une ligne de transmission est utilisée pour la propagation d'une puissance d'énergie électrique qui véhicule un signal. Une bonne transmission de cette information nécessite un transfert de puissance qui est fortement lié à l'adaptation des impédances à l'entrée et à la sortie de ligne. En d'autres termes, l'impédance des terminaisons de la ligne doit être égale à son impédance caractéristique (Z_c). En plus, Z_c doit être constante sur toute la longueur de la ligne. C'est ce qui est appelée adaptation d'impédance en puissance. Si cette adaptation n'est pas vérifiée, le transfert de puissance ne sera pas total et une partie sera réfléchi.

Le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne est défini comme étant le rapport de l'onde réfléchi V_r par l'onde incidente V_i (2.14) :

$$\Gamma_{in} = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.25)$$

2.2.5. Effet électromagnétique du doigt

Dans le modèle électrique de la ligne, les valeurs des paramètres R, L et C dépendent des champs de proximité. Par exemple, la valeur de la capacité dépend de la permittivité effective (ϵ_{eff}) qui, elle, dépend du milieu qui entoure la ligne.

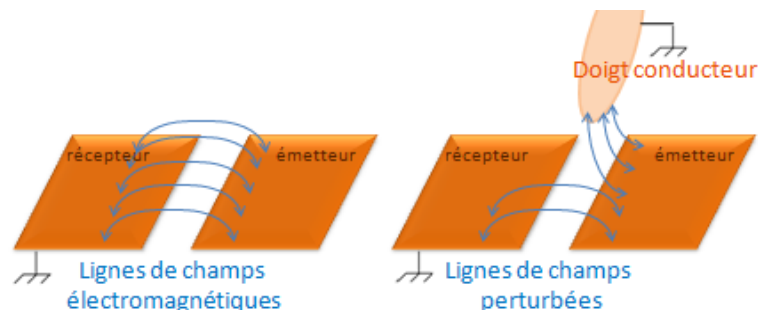


Figure.2. 6. Lignes de champs électromagnétiques sans et avec toucher

La perturbation des lignes de champs par un conducteur tel que le doigt (fig.2.6) entraîne alors un changement dans les valeurs de ces paramètres. L'impédance caractéristique de la ligne Z_c , ayant une valeur qui dépend des paramètres électriques de la ligne (2.17) change alors localement.

Cette désadaptation locale de la ligne due au changement local de la valeur d'impédance caractéristique à cause de la présence du doigt engendre la création d'une onde réfléchie à la position exacte du toucher comme le montre la figure 2.7. C'est la base du principe de détection et de localisation associé à la dalle tactile proposé.

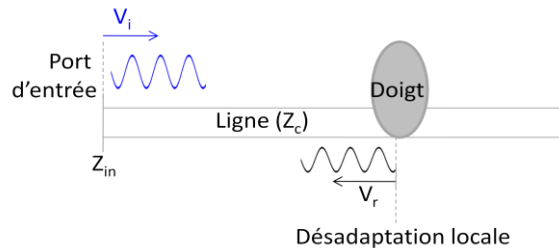


Figure.2. 7.Désadaptation locale de la ligne par le toucher

Dans le cas d'une désadaptation, une onde réfléchie parcourt la ligne dans le sens inverse du signal injecté. L'impédance à l'entrée de la ligne et notée Z_{in} . C'est une impédance liée au coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne Γ_{in} (eq2.25) et exprimée comme suit :

$$Z_{in} = Z_c \frac{1+\Gamma_{in}}{1-\Gamma_{in}} = Z_c \frac{V_i+V_r}{V_i-V_r} \quad (2.26)$$

L'impédance mesurée à l'entrée de la ligne (Z_{in}) est égale à son impédance caractéristique Z_c si la ligne ne présente pas de réflexion ($V_r = 0$).

2.3. Choix du type de ligne

2.3.1. Critères de choix

Dans cette partie, différents types de lignes de transmission sont présentés. Leurs structures et leurs paramètres physiques sont exposés. L'objectif est de choisir le type de la ligne de transmission à réaliser. Cette ligne constitue la dalle tactile qui doit satisfaire trois critères de base :

- la sensibilité :

Les modèles électromagnétiques des lignes sont exploités pour l'évaluation de la sensibilité. La détection du toucher se traduit par la perturbation des lignes de champs (fig.2.6).

- la grande surface :

Une bonne transmission avec les moindres pertes est obligatoire.

- la simplicité de conception, réalisation et intégration.

Une étude comparative est élaborée en fonction de ces trois critères de choix.

2.3.2. Types de lignes de transmission

2.3.2.1. Câble coaxial

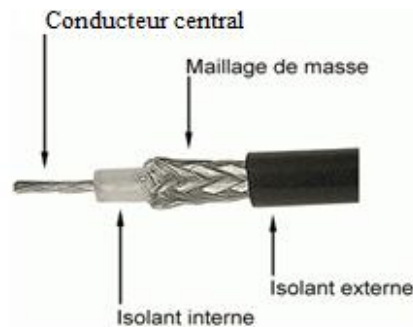


Figure.2. 8.Structure d'un câble coaxial

L'élément central d'un câble coaxial est un conducteur en cuivre qui assure la transmission des données. Il est composé d'un seul brin en cuivre à faible flexion ou de plusieurs brins torsadés pour les applications de câbles souples. Ce dernier est entouré d'un isolant, qui lui-même est entouré d'un matériau conducteur maillé qui sert de masse (fig.2.8). L'isolant a pour rôle la séparation de la tresse du câble central pour éviter le contact entre les deux et donc les interactions électriques provoquant un court-circuit. Le signal utile est égal à la différence de tension entre ces deux conducteurs. Cet ensemble est recouvert d'une gaine isolante qui protège le câble de l'environnement (tensions extérieures, interférences, poussière) et elle est habituellement en caoutchouc.

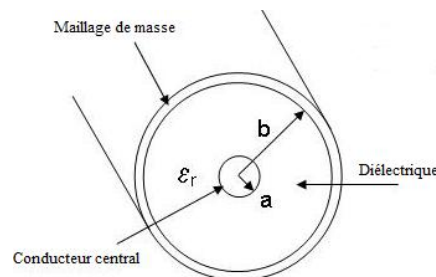


Figure.2. 9. Coupe transverse d'un câble coaxial

Au niveau du câble coaxial (fig.2.9), deux diamètres peuvent être définis. Un diamètre intérieur du conducteur central a et un autre b qui correspond au diamètre du diélectrique.

L'impédance caractéristique d'un câble coaxial ne dépend que de ses dimensions et de sa vitesse de phase V_ϕ .

$$Z_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot V_\phi \cdot \log\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2.27)$$

Pour évaluer la sensibilité du câble coaxial à l'environnement extérieur, les lignes de champ électromagnétiques peuvent être considérées. Elles sont représentées dans la Figure 2.10.

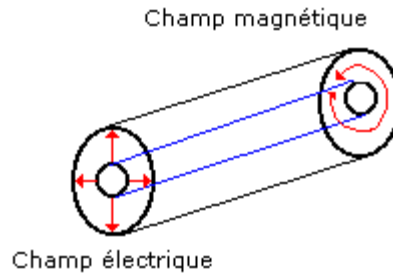


Figure.2. 10.Champs électromagnétiques au sein d'un câble coaxial [2.4]

Les lignes du champ électrique (ou bien même celles du champ magnétique) sont confinées dans le diélectrique (fig.2.10), entre le conducteur principal et le maillage de masse. Elles ne dépassent pas la gaine protectrice extérieure.

Un critère principal n'est pas satisfait par le câble coaxial. C'est la sensibilité qui est basée sur la perturbation des lignes de champ.

2.3.2.2. Circuits planaires imprimés

Pour les lignes planaires le substrat n'entoure pas forcément le conducteur principal qui transporte l'information utile. Ce dernier est aussi en contact avec l'air et donc l'environnement extérieur. C'est pour cette raison que les deux milieux, diélectrique (de permittivité relative ϵ_r) et air, sont remplacés par un seul milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique appelée la permittivité effective ϵ_{eff} (fig.2.2).

L'impédance caractéristique dépend de cette constante du milieu effectif. Par conséquent, la sensibilité de la ligne est reliée à sa désadaptation locale due à une variation dans la valeur de ϵ_{eff} suite à la perturbation des lignes de champ.

Les lignes planaires présentent alors une sensibilité vis-à-vis du milieu extérieur. Quelques types sont étudiés ci-après.

2.3.2.2.1. Ligne micro-ruban (Microstrip)

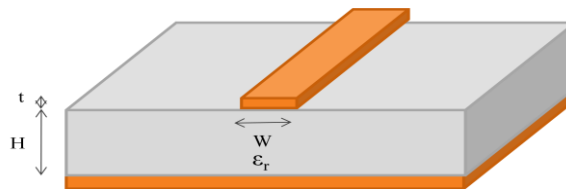


Figure.2. 11.Coupe transverse d'une ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban (en anglais « microstrip ») est beaucoup utilisée grâce à sa simplicité et sa facilité de réalisation et d'intégration dans les systèmes micro-ondes.

Cette ligne (fig.2.11) est constituée de l'ensemble de deux conducteurs, un ruban conducteur de largeur W et d'épaisseur t , disposé sur la face supérieure d'un substrat de permittivité relative ϵ_r et une

face inférieure totalement métallisée qui représente le plan de masse. Son impédance caractéristique dépend de ces propriétés qui caractérisent le matériau conducteur utilisé ainsi que le substrat [2.1].

Du point de vue électromagnétique, la ligne micro-ruban est le siège d'une onde qui se propage en mode quasi-TEM (Transverse ElectroMagnétique). Les champs électriques et magnétiques sont perpendiculaires à l'axe de la ligne suivant lequel s'effectue la propagation, autrement dit, les composantes E_z et H_z sont nulles. Les lignes des deux champs électrique et magnétique sont représentées par la Figure 2.12.

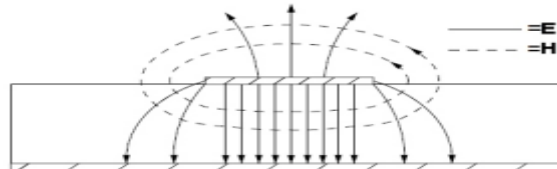


Figure.2. 12. Champs Electromagnétiques pour une ligne micro-ruban [2.5]

En considérant la sensibilité de la ligne le premier critère de choix, les lignes de champ qui comptent sont celles qui sont présentes dans l'air.

Au sein de la ligne micro-ruban (fig.2.12), la plupart des lignes de champs électriques sont confinées dans le substrat, mais quelques unes sont mal confinées, elles se propagent aussi dans l'air, celles-ci peuvent provoquer des interactions externes. Mais, ces interactions ne sont pas importantes, vu le pourcentage faible de ces lignes par rapport à celles confinées dans le substrat.

Donc, du point de vu sensibilité, la ligne micro-ruban n'est pas le meilleur choix.

2.3.2.2.2. Ligne coplanaire (Coplanar Waveguide CPW)

La ligne de transmission coplanaire, dite aussi guide coplanaire et notée CPW (Coplanar Waveguide) est un élément très utilisé de nos jours dans la conception des circuits intégrés. Ce type de ligne a été proposé par Cheng P.Wen en 1969 comme une alternative aux lignes micro-ruban [2.6].

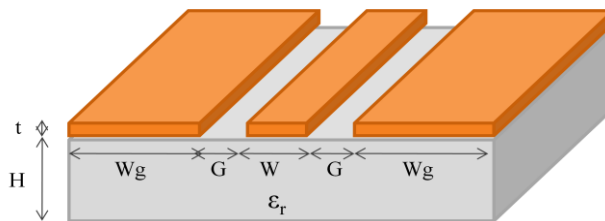


Figure.2. 13. Coupe transverse d'une ligne coplanaire (CPW)

La ligne coplanaire (fig.2.13) est composée de trois rubans métalliques imprimés sur le même plan. Le conducteur central de largeur W véhicule le signal et les deux rubans latéraux de largeur W_g servent de plans de masse. Les trois conducteurs sont séparés par des fentes coplanaires de largeur G appelées aussi « Gap ». Ces conducteurs ont la même épaisseur t et ils sont disposés sur un substrat d'épaisseur H .

La première étape dans le calcul de l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire consiste à la détermination de sa permittivité effective (2.28) [2.1].

$$\epsilon_{eff} = 1 + (\epsilon_r - 1) \cdot \frac{\frac{K(k_2)}{K'(k_2)}}{\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + \frac{K(k_2)}{K'(k_2)}} \quad (2.28)$$

Où k_1 et k_2 sont des constantes exprimées respectivement par les équations (2.29) et (2.30) :

$$k_1 = \frac{w}{w+2G} \quad (2.29)$$

$$k_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w}{4h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(w+2G)}{4h}\right)} \quad (2.30)$$

Et les deux fonctions $K(k)$ et $K'(k)$ représentent respectivement l'intégrale elliptique complète du premier degré et son complémentaire. Le rapport des deux est exprimé dans l'équation (2.31).

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \frac{\pi}{\ln\left(2 \cdot \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}\right)} & \text{si } 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{\ln\left(2 \cdot \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}}\right)}{\pi} & \text{si } \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.31)$$

avec $k' = \sqrt{1 - k^2}$

Enfin, l'impédance caractéristique s'écrit :

$$Z_c = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + \frac{K(k_2)}{K'(k_2)}} \quad (2.32)$$

Les lignes de champ électriques se dirigent du conducteur principal vers le plan de masse comme dans les deux cas présentés précédemment. Mais, puisque dans la configuration de la ligne CPW, ces derniers sont imprimés sur la même surface, une grande partie des lignes de champ électrique est présente dans l'air (fig.2.14).

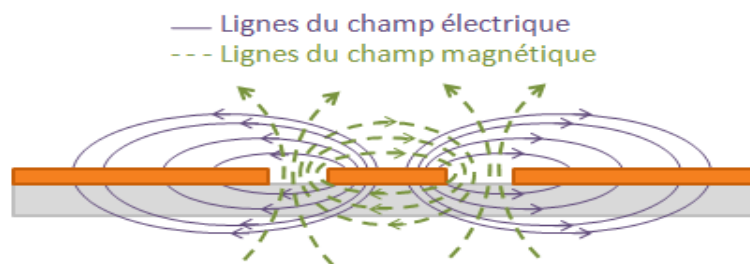


Figure.2. 14. Champs électromagnétiques pour une ligne coplanaire

Pour la configuration d'une ligne coplanaire, un événement extérieur, dans le voisinage de la ligne imprimée peut perturber facilement les lignes de champ électromagnétique.

2.3.2.2.3. Ligne à fente (slot-line)

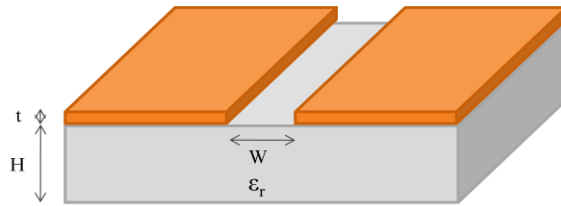


Figure.2. 15. Coupe transverse d'une ligne à fente (« Slotline »)

La ligne à fente consiste en un substrat ayant une face supérieure conductrice présentant une fente de largeur W dans sa métallisation (Figure 2.15).

Son plus grand inconvénient c'est sa nature dispersive comparée aux autres types de lignes planaires à cause de la largeur importante du conducteur qui conduit l'information.

Dans une ligne à fente, la largeur W détermine l'impédance caractéristique. Z_c augmente avec l'augmentation de W et elle est très peu sensible à l'épaisseur du substrat (équation de Z_c , [2.1])

Le mode de propagation est principalement transverse électrique (TE) et les lignes de champ peuvent être représentées comme le montre la Figure 2.16.

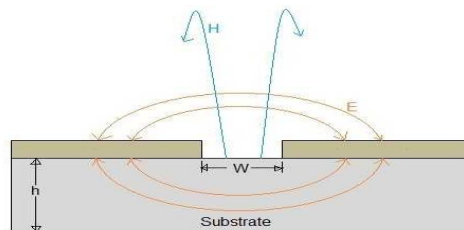


Figure.2. 16. Lignes de champs électromagnétiques au niveau d'une ligne à fente [2.7]

Comme une ligne CPW, les lignes de champ d'une « slotline » peuvent être facilement perturbées par un événement à la proximité du conducteur. Mais son caractère très dispersif empêche de choisir ce type de ligne, car, dans ce cas, le critère d'avoir une grande surface avec une longue ligne imprimée ne peut pas être satisfait.

2.3.2.2.4. Guide à ruban ou « stripline »

La « stripline » nécessite la présence de trois couches de conducteurs où le conducteur interne est appelé « conducteur chaud », c'est lui qui transfère le signal. Il est placé entre deux plans métallisés qui représentent les plans de masse (fig.2.17).

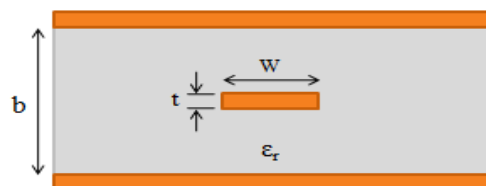


Figure.2. 17. Coupe transverse d'une « stripline »

Le conducteur principal de largeur W est plongé dans un diélectrique homogène et isotrope de permittivité relative ϵ_r . Ce diélectrique ne peut pas être appelé substrat car il entoure le « conducteur chaud » de la ligne.

La ligne stripline est surtout utilisée dans les circuits multicouches parce qu'elle peut transmettre le signal entre les différentes couches.

L'impédance caractéristique d'une « stripline » dépend de la structure transversale de la ligne ainsi que de la constance diélectrique [2.1].

Les champs électromagnétiques au sein d'un guide à ruban sont présentés dans la Figure 2.18. Son mode de propagation est TEM.

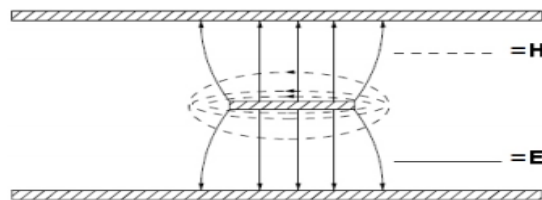


Figure.2. 18. Champ électromagnétiques pour une « stripline » [2.5]

Toutes les lignes de champ sont confinées dans le diélectrique, entre le conducteur principal et les deux plans de masse. Aucune ligne de champ ne dépasse les plans métallisés de masse. Ces lignes ne peuvent pas être perturbées par la présence du toucher sur l'une de ses surfaces métallisées.

Mais, cette ligne peut être sensible à la pression du toucher si le diélectrique s'écrase. C'est-à-dire, si la nature de ce dernier est élastique, une déformation mécanique peut être créée par le toucher. Et dans ce cas il est détecté.

2.3.3. Comparaison entre les différents types et choix

Trois critères sont fixés pour le choix d'un seul type de ligne de transmission : la sensibilité, les faibles pertes et la simplicité. Les différentes lignes présentées sont classées dans un tableau comparatif (tab.2.1) en fonction de ces critères pour l'élaboration d'un meilleur choix.

Critère Type de ligne	Sensibilité	Pertes	Simplicité de conception
Câble coaxial	Sensibilité nulle : Toutes les lignes de champ sont confinées dans le substrat.	Faibles	-
Ligne micro-ruban	Sensibilité moyenne : Quelques lignes de champ peuvent être perturbées mais la plupart des lignes est confinée dans le substrat.	Faibles	Excellente
Ligne CPW	Excellente sensibilité : Lignes de champ très sensibles aux perturbations voisines.	Faibles	Excellente
Ligne à fente	Excellente sensibilité : Lignes de champ très sensibles aux perturbations voisines.	Elevées : Grande dispersion due à la largeur importante du conducteur principal.	Excellente
Guide à ruban « stripline »	Sensibilité mécanique (à la pression) : Lignes de champ non sensibles. Elles sont confinées dans le substrat. Mais dans le cas d'un diélectrique élastique, la ligne est sensible à la pression.	Faibles	Moyenne : Conducteur enterré dans le diélectrique entre deux plans de masse.

Tableau.2. 1. Tableau comparatif des lignes de transmission en fonction des critères de choix

La sensibilité de la ligne de transmission est le premier critère à satisfaire. Les deux types de lignes de transmission ayant les lignes de champ les plus sensibles aux événements de voisinage sont la ligne CPW et la ligne à fente. Mais la deuxième ne satisfait pas le second critère fixé (faibles pertes). Elle ne peut pas être utilisée dans le cas d'une grande surface, par conséquent, elle est écartée.

Concernant le guide à ruban, toutes ses lignes de champ sont confinées dans le substrat. Par conséquent, elles ne sont pas sensibles au toucher. Mais ce qui est intéressant, c'est que cette ligne peut être sensible à une pression dans le cas où le diélectrique est mou. Dans ce cas, c'est une sensibilité mécanique qui est assurée par la surface tactile. Avec un conducteur enterré, la réalisation

de cette ligne n'est pas simple, mais elle présente l'avantage d'être protégée. Le doigt n'est pas en contact direct avec le conducteur.

Pour des raisons de simplicité de conception et aussi pour assurer la meilleure sensibilité, nous avons opté pour la ligne CPW.

2.4. Conception de la dalle tactile

2.4.1. Conception d'un premier prototype

2.4.1.1. Outils de conception

Pour la conception de la ligne de transmission, le logiciel ADS (Advanced Design System) de Keysight est utilisé. Il fournit les outils nécessaires qui permettent de bien dimensionner n'importe quel type de ligne de transmission afin d'assurer son adaptation à une impédance caractéristique donnée.

2.4.1.1.1. Calculateur « LineCalc »

L'outil « Linecalc » du logiciel ADS implémente les équations théoriques de Wadell [2.1] qui permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne à partir de ses dimensions ainsi que des paramètres du substrat et du conducteur.

Il peut être utilisé dans les deux sens. C'est-à-dire, soit déterminer Z_c pour des dimensions données, soit déterminer les dimensions permettant d'avoir un Z_c donné.

L'interface de l'outil « LineCalc » (fig.2.19), permet de choisir le type de la ligne et ensuite d'introduire les paramètres du substrat et du conducteur dont dépend le calcul de Z_c .

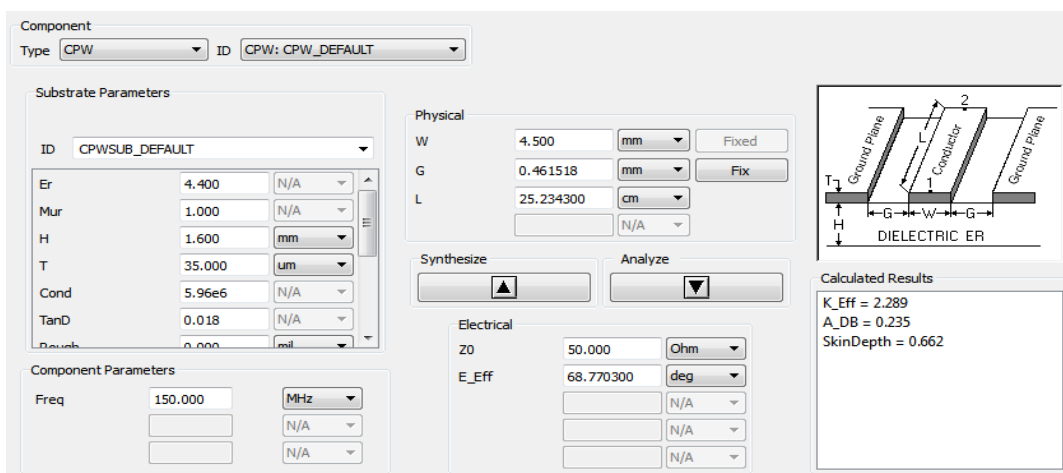


Figure.2. 19. Interface « LineCalc » d'ADS

Mais, ce calculateur, ainsi que les équations de Wadell restent théoriques. Ils sont uniquement basés sur les paramètres du conducteur et du diélectrique. Ils ne tiennent pas compte ni de la forme de la ligne ni de l'effet des radiations électromagnétiques sur son adaptation.

2.4.1.1.2. Simulateur électromagnétique « Momentum »

Un autre outil du même logiciel (ADS) appelé « Momentum » est utilisé pour les simulations électromagnétiques (EM).

C'est un simulateur qui est basé sur la méthode des moments. Il permet de calculer les paramètres S, les courants de surface, les champs EM pour différents circuits planaires comme les lignes micro-ruban, CPW, stripline,... tous présents dans la bibliothèque associée au simulateur. Les trous métallisés (vias) et les ponts connectant différentes couches sont aussi réalisables afin de simuler les circuits multicouches.

« Momentum » fournit, également, une interface qui modélise la ligne en 3D qui permet de définir le substrat ainsi que le conducteur en introduisant leurs paramètres.

Pour une ligne CPW, les simulations avec cet outil permettent de choisir la largeur des plans de masse W_g qui n'est pas définie dans le modèle théorique (fig.2.19) où la ligne coplanaire est considérée à plans de masse de largeur infinie.

2.4.1.2. Processus de conception

2.4.1.2.1. Choix des dimensions

La première étape de conception consiste à introduire les paramètres de la ligne ainsi que son substrat (tab.2.2) à l'outil de calcul « LineCalc » pour une ligne de type « CPW ».

Le paramètre « TanD » est la tangente de pertes qui correspond à la dissipation diélectrique dans le substrat.

Conducteur : Cuivre (Cu)		
Paramètre	Valeur	Définition
T	35 μm	Epaisseur
C	$59,6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$	Conductivité
Substrat : FR4		
Paramètre	Valeur	Définition
ϵ_r	4,4	Permittivité relative
H	1,6 mm	Epaisseur
TanD	0,018	Facteur de pertes

Tableau.2. 2. Paramètres de la plaque Cu/FR4

Une ligne coplanaire est caractérisée par deux dimensions transversales : W et G. L'une des deux doit être fixée et « LineCalc » calcule l'autre de façon à obtenir Z_c égale à 50Ω .

2.4.1.2.2. Design de la ligne

La ligne à réaliser est une ligne coplanaire de longueur 25 cm à plans de masse de largeur finie. Pour la dessiner, le type de ligne «Maclin3» est choisi. Il est composé de trois conducteurs parallèles. Le ruban central correspond au conducteur central de la CPW et les deux autres sont les plans de masse.

Les dimensions W et G sont choisies en fonction des résultats eus avec le calculateur « LineCalc ».

Une nouvelle variable qui correspond à la largeur des deux plans de masse W_g se rajoute. Elle va être fixée à partir de son influence sur la valeur de Z_c . La ligne dessinée est représentée dans la Figure 2.20.



Figure.2. 20. Dessin de la ligne coplanaire droite

Les ports (de 1 à 6 sur la Figure 2.20) sont définis de façon à avoir une transmission du signal du port 1 vers le port 2. Les ports 3, 4, 5, 6 sont connectés à la masse.

Un substrat est associé à ce design. Il est basé sur les paramètres électriques d'une feuille Cu/FR4 (tab.2.2).

2.4.1.2.3. Evaluation des résultats

Pour caractériser une ligne de transmission, il s'agit de déterminer ses quatre paramètres S pour ensuite calculer son impédance caractéristique. Les paramètres S peuvent être simulés avec « Momentum ». Pour leur évaluation deux règles sont suivies.

Pour une meilleure adaptation de la ligne :

- Les paramètres de réflexion S_{11} et S_{22} diminuent. (Théoriquement la réflexion est nulle pour une ligne parfaitement adaptée)
- Les paramètres de transmission S_{21} et S_{12} augmentent pour s'approcher de la valeur 0dB. (Une meilleure transmission du signal est assurée quand la ligne est mieux adaptée)

La courbe de Z_c est également représentée en se basant sur l'équation (2.24). Ce paramètre informe clairement sur l'adaptation de la ligne.

En faisant la conception de la ligne, l'influence de deux paramètres est étudiée: G et W_g .

2.4.1.3. Simulations et résultats

2.4.1.3.1. Variation du gap G

Les dimensions obtenues par « LineCalc » pour une ligne CPW d'impédance caractéristique 50Ω sont représentées par le tableau (tab.2.3)

Paramètre	Valeur (mm)
W	4.5
G	0.46

Tableau.2. 3. Dimensions d'une ligne CPW ($Z_c=50\Omega$), outil « Linecalc »

Le premier paramètre affiné par les simulations EM est le Gap (G). Les résultats de simulations EM montrent que la valeur déterminée avec le calculateur « LineCalc » n'est pas suffisamment précise pour donner une impédance caractéristique de 50Ω dans le cas d'une ligne CPW à plans de masse finis $W_g=5\text{mm}$ (fig.2.3). La valeur de G est modifiée finement jusqu'à obtenir une meilleure adaptation.

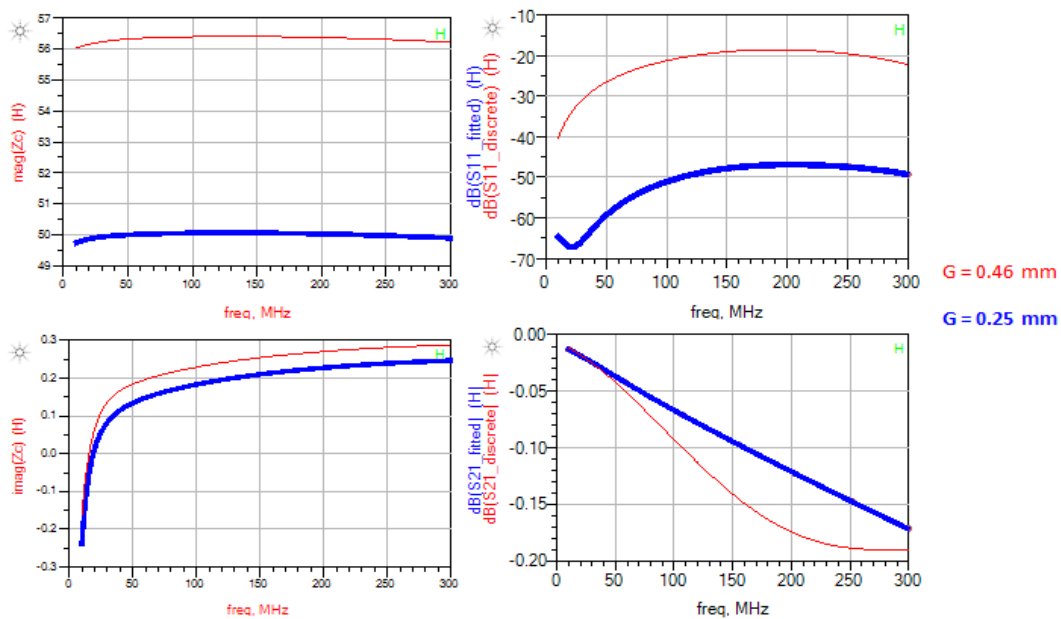


Figure.2. 21. Z_c et paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence pour deux valeurs de G.

La Figure 2.21 montre qu'une petite variation, de 0.21 mm, de la valeur de G améliore considérablement les résultats. Le paramètre S_{11} diminue considérablement et une légère augmentation du S_{21} est perçue. L'amélioration au niveau des deux paramètres S engendre une meilleure adaptation de la ligne. La valeur de l'impédance caractéristique passe, effectivement, d'une valeur de 56Ω (dans le cas où $G=0.46\text{mm}$) à 50Ω (dans le cas où $G=0.25\text{mm}$).

Suite à ces simulations, la valeur $G=0.25\text{mm}$ est retenue. Pour cette valeur de G, la partie suivante traite l'effet du changement de la largeur de masse sur l'adaptation de la ligne.

2.4.1.3.2. Effet de variation de la largeur des plans de masse (W_g)

Une première gamme (valeurs faibles) de W_g est testée (tab.2.4), les valeurs de W et G étant fixes. L'effet de la variation de W_g est étudié par la représentation des paramètres S_{11} et S_{21} ainsi que Z_c (en partie réelle et imaginaire) suite à son calcul.

	Dimension	Valeur (mm)			
Valeurs fixes	W	4.5			
	G	0.25			
Valeur variable	W_g	0.2	0.3	0.4	1

Tableau.2. 4. Paramètres de simulation (Valeurs faibles de W_g)

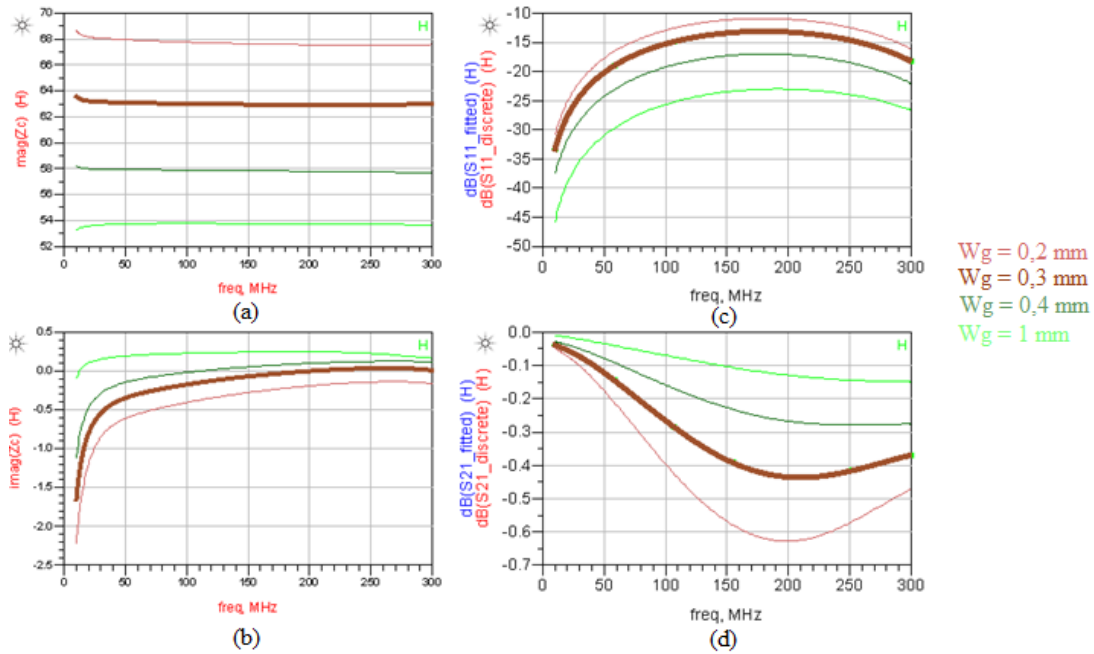


Figure.2. 22. Z_c et paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence, W_g de 0,2 mm à 1mm.

La Figure 2.22 montre que, pour cette gamme de valeurs, plus la valeur de W_g augmente, plus la courbe de Z_c s'approche de la valeur 50 Ω . C'est un résultat direct du fait que les paramètres S s'améliorent avec l'augmentation de W_g .

Pour avoir une idée plus claire sur le comportement de Z_c en fonction de W_g , une autre gamme de valeurs plus large est testée (tab.2.7). Les résultats de simulation sont représentés par la fig.2.23.

	Dimension	Valeur (mm)						
Valeurs fixes	W	4.5						
	G	0.25						
Valeur variable	W_g	1.5	2	2.5	3	4	5	7

Tableau.2. 5. Paramètres de simulation (Valeurs de W_g de 1,5mm à 7mm)

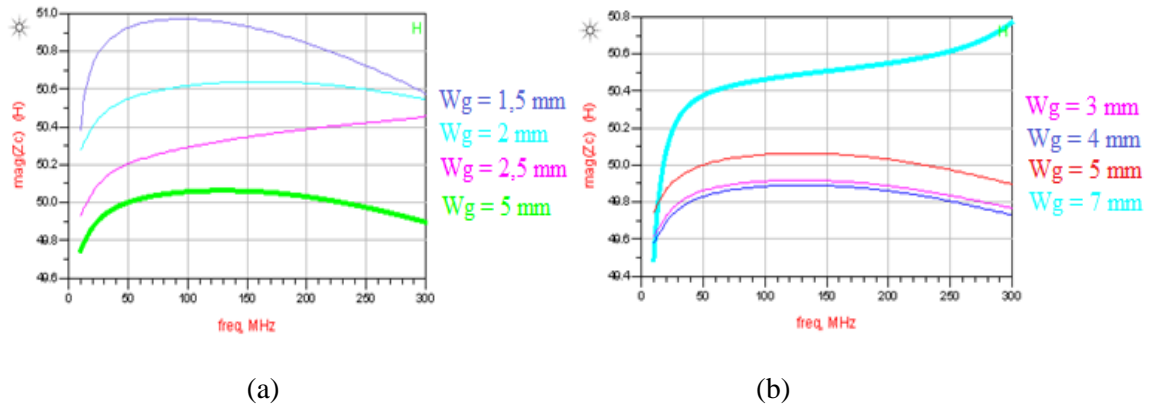


Figure.2. 23. Z_c et paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence pour W_g de 1,5mm à 7mm.

Dans la Figure 2.23.a, la valeur de Z_c s'approche de 50Ω lorsque W_g augmente.

Pour des valeurs de W_g égales à 3mm et 4mm, la valeur de Z_c descend légèrement en dessous de 50Ω (Figure 2.23.b) mais elle augmente ensuite pour atteindre une valeur moyenne de $50,5\Omega$ pour une largeur de masse W_g égale à 7mm.

Z_c est égale à 50Ω pour uniquement deux valeur de W_g . La première est 5mm et la deuxième est comprise entre 2,5 et 3mm.

A partir de ces différentes simulations (fig.2.22 et fig2.23), un graphe du comportement de Z_c en fonction de W_g est tracé dans la Figure 2.24.

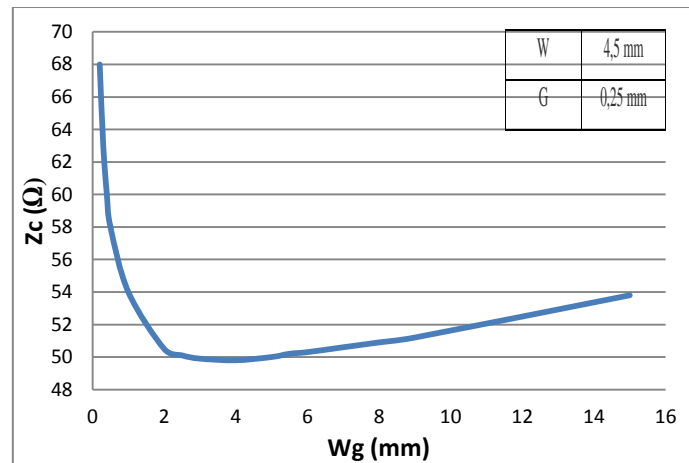


Figure.2. 24. Courbe de Z_c en fonction de W_g

Ce graphe montre que la largeur des plans de masse influence la valeur de Z_c . La Figure 2.24 correspond aux dimensions $W=4.5$ mm et $G=0.25$ mm pour lesquelles Z_c est égale à 50Ω pour les deux valeurs de W_g : 2,8 mm et 5mm.

Il est préférable que la valeur de W_g soit supérieure à la largeur du conducteur principal pour avoir un champ électrique plus étendu dans l'espace et donc une ligne plus sensible au toucher. Et, puisque le conducteur principal a une largeur W égale à 4,5mm, la largeur des plans de masse 5mm est retenue.

Pour conclure, les dimensions de la ligne coplanaire à réaliser sont présentées par le tableau 2.6, et la courbe simulée de son impédance caractéristique en fonction de la fréquence sur l'intervalle de travail [10,300] MHz est représentée par la Figure 2.25.

Paramètre	Valeur (mm)
W	4.5
G	0.25
W_g	5

Tableau.2. 6. Dimensions retenues pour la CPW suite aux simulations EM

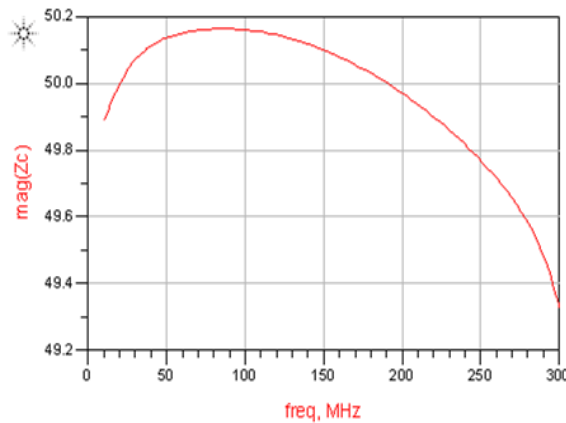


Figure.2. 25. Courbe de Zc en fonction de la fréquence pour la ligne coplanaire choisie.

2.4.2. Structure complète de la dalle

Pour rendre toute une surface sensible au toucher, elle doit être toute couverte par la ligne de transmission. Il faut alors trouver le dessin le mieux adapté qui assure, d'une part, une bonne propagation du signal RF sans réflexion parasite, et d'autre part, un maximum de couverture de la surface tactile. Le dessin de la ligne conditionne également la résolution de la localisation sur la dalle.

2.4.2.1. Structure serpentín

La forme choisie est un serpentín qui peut facilement s'adapter pour couvrir le maximum d'une surface rectangulaire (fig.2.29).

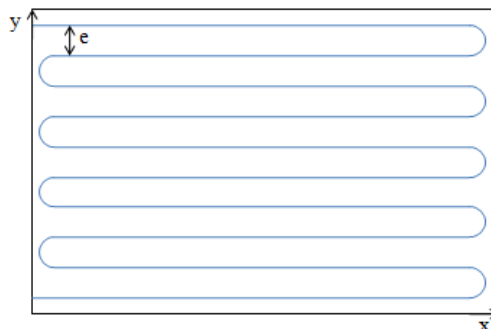


Figure.2. 26. Modèle de ligne serpentín

La forme en serpentín de la ligne de transmission est clairement inhomogène. Pour limiter les problèmes de dispersion, la bande de fréquence de travail est choisie inférieure à 300MHz.

2.4.2.2. Coudes

L'uniformité de la propagation conditionne la précision de la localisation du toucher. Une attention spéciale est portée aux coudes. Plusieurs configurations d'angles sont utilisables pour remplacer un simple angle droit de 90° (fig.2.27.a) qui peut être vu comme une discontinuité géométrique par le signal qui parcourt la ligne.

Les angles mitrés (fig.2.27.b) sont conçus, par exemple, pour résoudre ce problème de discontinuité.

Mais la meilleure option, efficace et facile à concevoir, reste toujours l'angle courbé représenté dans la figure 2.27.c.

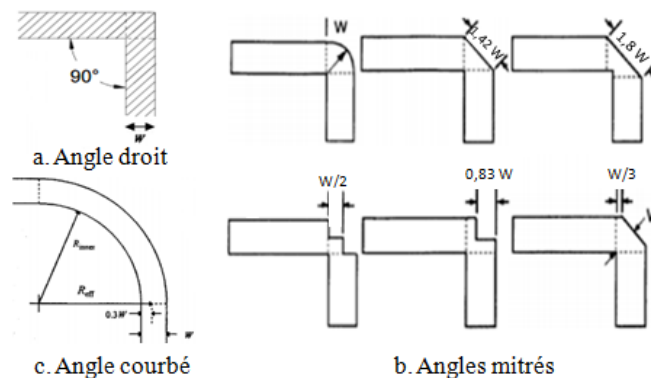


Figure.2. 27. Configurations de conception d'angles [2.5]

2.4.2.3. Espacement entre bouts de ligne

Un autre paramètre très important à considérer est l'espacement e (fig.2.26) qui sépare deux bouts de ligne simultanément. Cet espacement doit être assez grand pour qu'un doigt ne couvre pas deux lignes, car dans ce cas sa localisation sera impossible, et assez petit pour assurer une bonne précision de localisation suivant l'axe des y (fig.2.26). Par ailleurs, du point de vue radiofréquence, cet espacement doit être bien étudié pour ne pas avoir un couplage entre les différentes portions de la ligne, c'est un critère à vérifier lors de la simulation.

2.5. Substrats souples

La dalle doit à terme être réalisée sur un substrat souple.

Deux substrats disponibles satisfont à cette condition : Le polyimide (Kapton) et le polyester (PET : Polyéthylène Terephthalate). Ils seront détaillés dans cette partie.

2.5.1. PET (Polyéthylène Terephthalate)

Le PET est issu du pétrole partiellement transformé avec l'oxygène. Il est composé de longues chaînes de molécules chimiques. Refroidi brutalement, le PET est amorphe et transparent. C'est un polyester qui doit son nom à la composition « poly » plusieurs et « ester » le type de liaison.

Le PET est utilisé dans diverses applications. Quelques exemples intéressants peuvent être mentionnés.

En effet, le PET permet de créer des terminaux à écran OLED (Organic Light Emitting Diode) flexibles, voire pliables, des peintures électroniques ou encore des panneaux photovoltaïques pouvant prendre toutes sortes de formes. Ces projets ont en commun l'utilisation d'électrodes qui doivent être à la fois transparentes et flexibles. Les OLEDs réguliers sont d'habitude fabriqués sur un substrat en verre. Remplacer le verre par le polyester PET, l'OLED devient compatible pour les applications souples. Un exemple d'OLED souple est représenté par la figure 2.31.

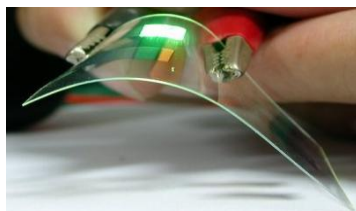


Figure.2. 28. OLED souple (Merck group)

Par ailleurs, l'utilisation de l'oxyde d'indium d'étain (ITO) est une solution technique très répandue pour la réalisation d'écrans tactiles souples. Pour conserver ses propriétés de transparence optique ainsi que sa flexibilité, le substrat sur lequel l'ITO est placé est le PET, dans plusieurs écrans tactiles résistifs et capacitifs [1.24, 1.26].

Une solution qui est basée sur un substrat PET est proposée pour la réalisation d'une ligne de transmission souple. C'est une feuille Aluminium/PET, dont toutes les caractéristiques sont récapitulées dans le tableau 2.7.

Conducteur : Aluminium (Alu)		
Paramètre	Valeur	Définition
T	9 μm	Epaisseur
C	$3,37 \cdot 10^6 \text{ S/m}$	Conductivité
Substrat : PET		
Paramètre	Valeur	Définition
ϵ_r	2,25	Permittivité relative
H	50 μm	Epaisseur

Tableau.2. 7. Paramètres de la feuille Alu/PET

2.5.2. Inconvénients de l'impression sur Alu/PET

Le premier substrat souple métallisé choisi est l'Alu/PET en raison de son faible coût, sa bonne souplesse et la très bonne maîtrise de son procédé d'ablation laser.

Mais, ce type de substrat métallisé présente un problème au niveau de la connectique. La soudure avec l'étain n'est pas possible sur l'Aluminium. Par la suite, une autre alternative pour la mise en place des connecteurs SMA est proposée. C'est l'utilisation des films ACF (en anglais « Anisotropic Conductive Film»). Ce sont des films qui, théoriquement, assurent un bon contact électrique et mécanique. Mais, pour qu'ils soient fonctionnels, ils nécessitent, au moment de l'usinage, à la fois, une température entre 170° et 190° et une pression entre 1 et 4 MPa pour une durée qui peut atteindre une dizaine de secondes.

La feuille utilisée Alu/PET présente une couche très fine d'Aluminium (50µm) (tab.2.7) qui est facilement endommagée par ce procédé. Plusieurs lignes réalisées sont abimées avec l'utilisation de l'ACF pour la mise en place des connecteurs. En outre, le contact mécanique n'est pas robuste et quelques connecteurs se sont enlevés après leur mise en place.

C'est essentiellement pour cette raison que nous avons décidé d'opter plutôt pour une deuxième solution basée sur le kapton.

2.5.3. Kapton

Le film kapton désigne un film de polyimide (polymère coloré) qui a été développé par l'entreprise américaine DuPont.

Il a des propriétés physiques, chimiques, électriques et mécaniques exceptionnelles. Il se caractérise par sa souplesse et surtout par sa grande stabilité face à des températures extrêmes, très hautes (400°) ou très basses (-269°).

Le kapton est utilisé dans une grande variété d'applications souples. Il fait partie des polyimides utilisés pour la réalisation des capteurs souples, comme les capteurs de pression [2.8, 2.9]. Il est considéré comme étant un bon exemple de substrat souple, non couteux, durable et facile à usiner.

Pour réaliser la ligne de transmission souple, une feuille de cuivre/ Kapton est disponible. Toutes ses propriétés électriques sont présentées dans le tableau (tab2.8).

Conducteur : Cuivre (Cu)		
Paramètre	Valeur	Définition
T	18 μm	Epaisseur
C	$59,6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$	Conductivité
Substrat : Kapton		
Paramètre	Valeur	Définition
ϵ_r	3,6	Permittivité relative
H	50 μm	Epaisseur

Tableau.2. 8. Paramètres d'une feuille Cu/Kapton

2.6. Procédés de réalisation

2.6.1. Lignes rigides

Des prototypes de lignes rigides (Cuivre/FR4) sont réalisés.

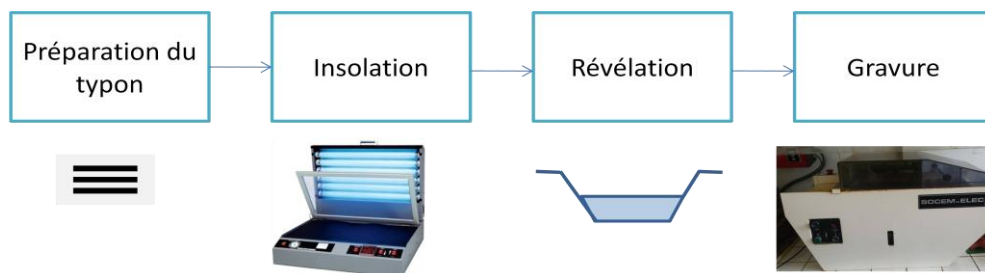


Figure.2. 29. Gravure chimique, « Process flow »

Pour ce type de lignes, c'est la gravure chimique qui est choisie comme procédé de réalisation.

Une méthode d'impression qui consiste à suivre en ordre les étapes de la figure 2.26 détaillées ci-après:

- Préparation du typon : Une feuille transparente sur laquelle le dessin du circuit imprimé (la ligne dans ce cas) est dessiné en noir. Elle peut être simplement un papier calque de qualité mais l'important c'est d'avoir un très bon contraste entre le circuit dessiné et la partie où rien n'est dessiné.

- Insolation : Une insoleuse est un appareil simple constitué de très peu de composants. Elle possède un ou plusieurs tubes UV permettant d'insoler des plaques de circuit imprimé sensibilisées (sensibles aux UV). L'insoleuse est aussi dotée de minuterie. Le temps d'insolation dépend de la puissance de rayonnement UV et de l'opacité du typon. Dans notre cas, nous choisissons 2min30, un temps d'insolation qui a été déterminé comme étant le temps idéal pour nos plaques CU/FR4 à partir de plusieurs tests précédents.

- Révélation/ Développement : Une fois que le circuit imprimé est pré sensibilisé et exposé aux UV, le produit nécessaire pour cette étape est un produit chimique très corrosif et dangereux. Il est soit sous forme liquide ou de poudre à diluer dans l'eau. Il est mis dans une bassine pour plonger le circuit dedans. Le temps de révélation est très rapide dans le cas où l'insolation est bien faite.

- Gravure : Cette étape consiste à dissoudre une partie de la plaque de cuivre du circuit imprimé. En fin de gravure, il ne doit rester que le cuivre correspondant au dessin du circuit imprimé. C'est le cuivre qui a été protégé contre les rayons UV de l'insoleuse par le dessin noir. La machine à graver que nous utilisons est un récipient contenant le produit chimique attaquant le cuivre (persulfate d'ammonium ou perchlorure de fer).

2.6.2. Lignes souples

La machine LPKF (fig.2.32) est utilisée pour la réalisation des lignes souples par ablation laser du métal sur les substrats souples métallisés.



Figure.2. 30. Photo de la machine LPKF protolaser S


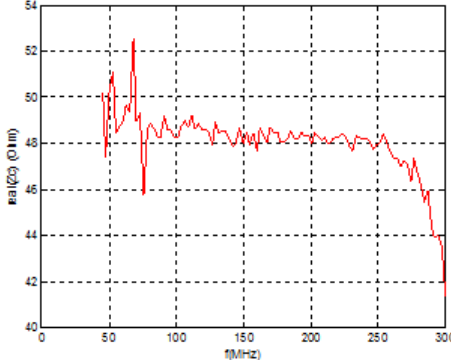
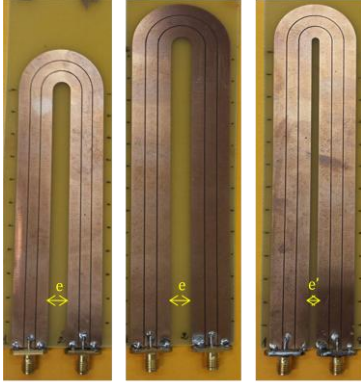
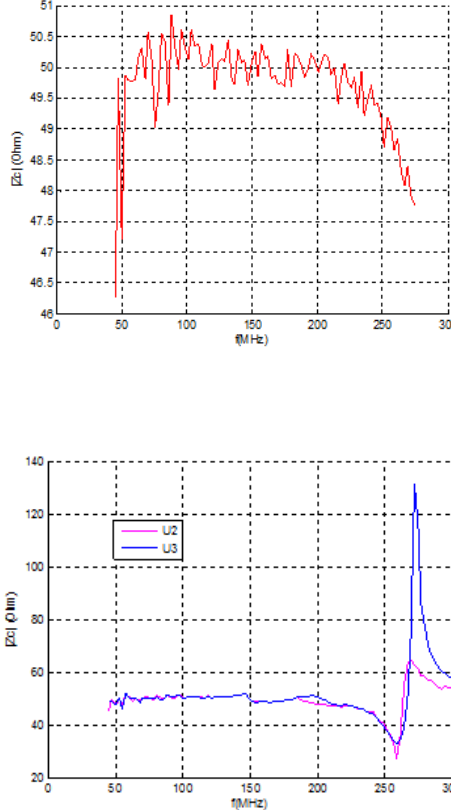
Pour la réalisation d'un circuit imprimé, deux logiciels sont fournis avec la machine LPKF :

- LPKF circuit Cam: Il permet de préparer les données pour la machine et convertir le fichier Gerber en un fichier d'extension .LMD, une extension lisible par le prochain logiciel à utiliser « LPKF circuit maker ».
- LPKF circuit Master: C'est le logiciel communiquant avec la machine de gravure. Les étapes à suivre sont les suivantes :
 - Déterminer les limites de la feuille PET/Alu.
 - Importer le fichier (.LMD) contenant le dessin de la ligne.
 - Choisir la recette, qui correspond à la caractérisation du faisceau laser en fonction du substrat choisi, sa nature et son épaisseur.
 - Sélectionner l'objet à graver.
 - Lancer la gravure.

2.7. Réalisations et résultats expérimentaux

2.7.1. Lignes rigides

Les dimensions transversales de ces lignes sont choisies suite aux simulations (tab.2.9).

Ligne	Courbe de Z_c en fonction de f	Interprétation
<p>Ligne droite ($L = 25$ cm)</p>  <p>Objectif de la réalisation :</p> <ul style="list-style-type: none"> - Vérification de l'adaptation avec les dimensions transversales choisies suite aux simulations. 		<p>La valeur obtenue fluctue autour de 48Ω, et reste quasiment constante jusqu'à la fréquence 250 MHz. Cette ligne satisfait alors au critère d'adaptation.</p> <p>→ Ses dimensions sont retenues pour la conception du serpent.</p>
<p>Lignes en U</p>  <p>(a) U_1 (b) U_2 (c) U_3</p> <p>$L_1 = 25$cm, $L_2 = L_3 = 32$cm</p> <p>Objectifs des réalisations :</p> <p>Etudier :</p> <ul style="list-style-type: none"> - L'effet de la forme du coude, - L'effet de la longueur de la ligne, - L'effet de l'espacement entre les deux branches. 		<p>U_1</p> <p>Z_c varie légèrement autour de 50Ω jusqu'à la fréquence 250MHz.</p> <p>→ Le coude n'influence pas l'adaptation de la ligne. (pour cette longueur de 25cm)</p> <p>U_2</p> <p>Pour $f < 250$ MHz, Z_c a une valeur qui fluctue autour de 50Ω. Mais, un pic perturbe l'adaptation à $f = 270$ MHz. Ce pic est une conséquence du couplage entre les deux branches qui n'apparaît qu'à partir d'une certaine longueur de ligne.</p> <p>U_3</p> <p>Le pic est présent dans la courbe de Z_c pour la même valeur de f (270 MHz). Mais,</p>

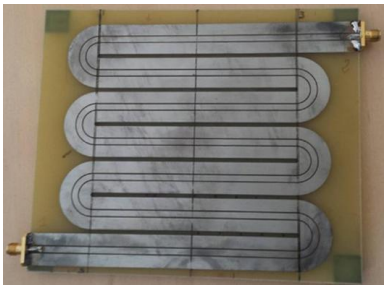
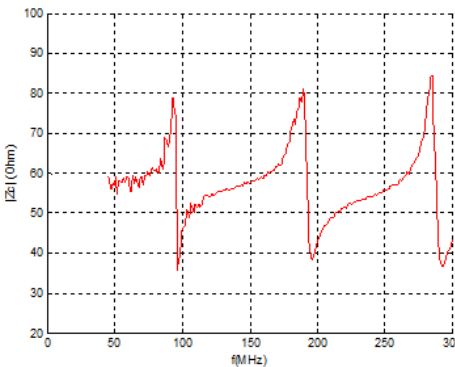
		il est accentué. C'est le résultat du rapprochement des deux branches ($\epsilon' < \epsilon$).
<p>Serpentin rigide (L=93,5 cm)</p>  <p>Objectif de la réalisation :</p> <ul style="list-style-type: none"> -Avoir une ligne longue pour les tests de toucher et pour la validation de la méthode de localisation. 		<p>La valeur moyenne de Z_c est 55Ω. Mais, les pics dus à la juxtaposition des branches se reproduisent pour une longueur plus importante de ligne.</p> <p>L'effet de cette désadaptation sur les résultats de localisation est mis en évidence dans la partie expérimentale (Chapitre 4).</p>

Tableau.2. 9. Tableau de résultats pour les lignes rigides réalisées

2.7.2. Lignes souples

Deux types de substrat sont utilisés pour la réalisation de lignes souples : Alu/PET et Cu/Kapton.

Les dimensions d'une ligne de $Z_c = 50\Omega$ sont déterminées par simulations pour chaque type de substrat (tab.2.10 et tab.2.11).

Paramètre	Valeur
W	5.36 mm
G	100 μm
W_g	3.5 mm

Tableau.2. 10. Dimensions d'une ligne 50 Ω Alu/PET

Paramètre	Valeur
W	2.56 mm
G	115 μm
W_g	1 cm

Tableau.2. 11. Dimensions d'une ligne 50 Ω Cu/Kapton

Les réalisations sur substrats souples ainsi que les résultats de caractérisation sont tous présentés dans le tableau suivant.

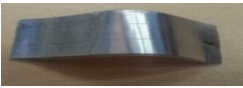
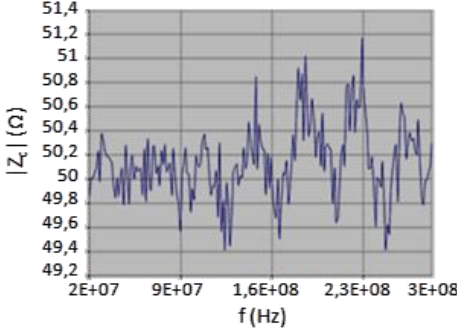

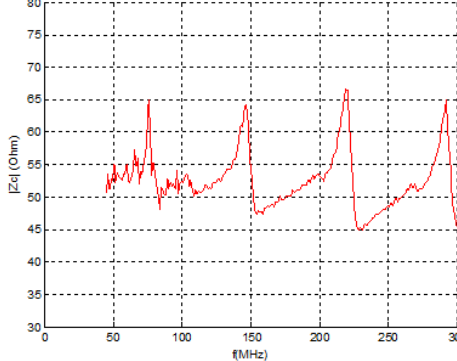

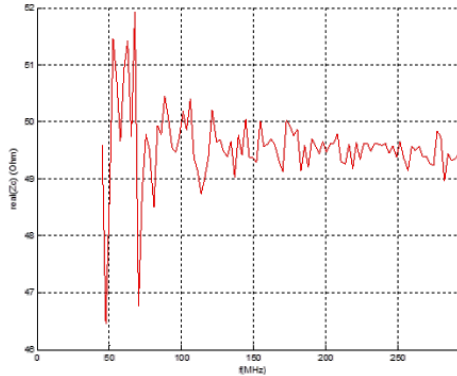
Ligne	Courbe de Z_c en fonction de f	Interprétation
<p>Ligne droite (Alu/PET, L=5cm)</p>  <p>Objectif de la réalisation :</p> <ul style="list-style-type: none"> - Vérification de l'adaptation avec les dimensions transversales choisies suite aux simulations. 		<p>La valeur de Z_c fluctue autour de 50Ω avec une variation de $0,8\Omega$.</p> <p>L'adaptation de la ligne est bonne.</p> <p>→ Dimensions à retenir pour la réalisation de la ligne en serpentin.</p>
<p>Ligne en serpentin (Alu/PET, L=171 cm)</p>  <p>- Avoir une ligne longue pour les tests de toucher et pour la validation de la méthode de localisation.</p>		<p>Valeurs de Z_c proches de 50Ω avec des pics qui apparaissent à cause de la juxtaposition de lignes.</p> <p>L'effet de la désadaptation de la ligne sur l'erreur de localisation est mis en évidence dans la partie expérimentale (chapitre 4).</p>
<p>Ligne droite (Cu/Kapton, L=20cm)</p> 		<p>Une valeur qui fluctue autour de $49,5\Omega$ confirme la bonne adaptation de la ligne.</p> <p>→ En perspectives, une ligne en serpentin qui assure le maximum d'adaptation sera réalisée en se basant sur les dimensions de cette ligne.</p>

Tableau.2. 12. Tableau de résultats pour les lignes souples réalisées

2.8. Synthèse

La base de la surface tactile est une ligne de transmission imprimée sur substrat souple. C'est une proposition qui satisfait les spécificités du système qui sont la souplesse, le port unique de connexion et la grande taille.

Dans ce chapitre, la première partie était dédiée à une introduction détaillée sur les lignes de transmission avec le modèle électrique ainsi que leurs paramètres caractéristiques.

A partir de ce modèle électrique, l'impact du toucher sur la ligne a été mis en œuvre. La perturbation des lignes de champ est détectée par une désadaptation locale de la ligne.

Ensuite, différents types de lignes de transmission ont été présentés. En fonction des critères de conception choisis, une comparaison a été menée entre eux. Faute de sensibilité, le câble coaxial a été éliminé dès le début pour laisser la place aux circuits planaires. La ligne coplanaire (CPW) et le guide à fente (slotline) étaient les mieux classés du point de vue sensibilité. Mais, la deuxième, présentant des énormes pertes à cause de la grande largeur de son conducteur, n'a pas été choisie. La comparaison s'est alors restreinte à deux types de lignes qui ne présentent pas le même type de sensibilité : La CPW et le guide à ruban (stripline). La stripline, avec un substrat élastique, peut assurer une sensibilité mécanique à la pression du doigt. Mais la sensibilité d'une ligne coplanaire reste meilleure. En outre, pour des raisons de simplicité c'est la CPW qui a été choisie pour être réalisée.

Après, c'était la partie conception de ligne qui était présentée. L'objectif était, d'une part, de déterminer les meilleures dimensions permettant d'assurer une adaptation à 50Ω . Et, d'autre part, de bien modéliser la forme en serpentín de la dalle tactile.

Enfin, les différentes réalisations ont été exposées pour trois types de substrat. D'abord, le substrat rigide (Cu/FR4) qui était un point de départ, ensuite, les deux substrats souples (Alu/PET) et (Cu/kapton). Les procédés de réalisation ont été présentés pour chaque type de substrat. Et, les lignes réalisées ont été caractérisées avec des mesures de VNA pour tracer leurs courbes d'impédance caractéristique.

Dans ce chapitre, le comportement tactile d'une ligne de transmission est expliqué. Le principe de détection de toucher est basée sur la désadaptation locale créée par le contact d'un conducteur avec la ligne. Le chapitre suivant part de la notion de réflectométrie qu'engendre cette désadaptation pour élaborer le principe de localisation. Un algorithme ainsi qu'un circuit de localisation sont proposés.

CHAPITRE 3: METHODE DE LOCALISATION ET SYNOPTIQUE D'ACQUISITION

Un système tactile est souvent composé de deux grandes parties : La surface sensitive et le système de localisation. La première partie du système proposé est présentée dans le chapitre précédent (chapitre 2). C'est une ligne de transmission qui détecte le toucher et qui peut être connectée via un unique port. C'est au circuit d'acquisition qu'elle doit être connectée, le second bloc du système tactile.

Comment localiser le toucher suite à sa détection ? Quel algorithme permet de calculer sa position sur la ligne ? Et quel circuit électronique compact est déployé ?

Ce chapitre a pour objectif de donner des réponses à ces trois questions en suivant cette démarche.

Il est démontré (dans le chapitre 2) que le toucher engendre une désadaptation locale de la ligne qui crée une onde réfléchie. L'objectif est alors d'établir une méthode de localisation à partir d'une mesure de réflectométrie en entrée de ligne. A partir de la théorie des lignes, le système (ligne désadaptée par le toucher) est modélisé sous la forme quadripolaire qui permet d'établir les expressions théoriques nécessaires. Un algorithme de localisation est déduit.

Ensuite, une méthode de localisation nécessitant une fréquence faible et une bande étroite est proposée. C'est la méthode nommée HDL (Harmonic Detection and Location). Elle satisfait à ces deux critères de base qui représentent ses points forts par rapport à la méthode traditionnelle de localisation TDR (Tab.1.5).

Un système d'acquisition intégrable et compact est associé à cette méthode de localisation. Les critères qu'il doit satisfaire sont la simplicité, la réactivité et le faible coût qui sont tous reliés à la fréquence d'utilisation ainsi qu'à la bande passante.

Pour la conception de ce circuit d'acquisition, des solutions matérielles sont évaluées pour l'implémentation de chaque fonction définie par l'algorithme de localisation. Le développement de méthodes de correction des défauts et des imperfections de l'électronique d'acquisition est aussi détaillé.

3.1. Principe d'acquisition

3.1.1. Coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne

La dalle tactile est une ligne de transmission d'impédance caractéristique 50Ω . Elle est terminée par une charge ayant la même valeur de résistance (50Ω). Au repos (sans toucher), aucun signal n'est réfléchi puisque la condition d'adaptation est satisfaite. Mais, le toucher de la ligne engendre une

désadaptation locale qui est la cause de création d'une onde réfléchi. (2.2.3. Notion d'adaptation et effet du toucher). Le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne est alors le paramètre qui contient des informations concernant le toucher. L'objectif de cette partie est d'établir l'expression de ce coefficient pour une ligne désadaptée par un toucher. Cette dernière est modélisée par la fig.3.1.

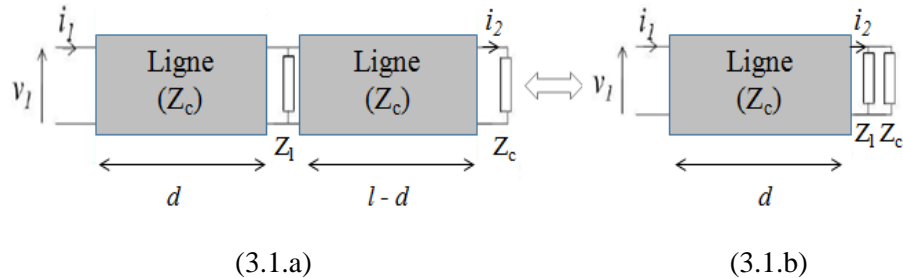


Figure.3. 1. Modèle de ligne avec un évènement de toucher survenant à une distance d

Quand le doigt touche la ligne, son impédance en parallèle avec Z_c est traduite par une charge Z_1 placée à une distance égale à d comme représenté dans la figure 3.1.a. C'est la distance qui sépare le doigt de l'entrée de la ligne de transmission. La seconde partie de la ligne, de longueur $(l-d)$ reste bien adaptée à Z_c . Elle peut, alors, simplement, être remplacée par une charge d'impédance Z_c . La figure 3.1.b. montre la version simplifiée d'une ligne avec toucher. Elle présente deux charges Z_1 et Z_c en parallèle à une distance d de l'entrée de la ligne. Ces charges peuvent être remplacées par une charge parallèle équivalente Z_p qui satisfait la relation (3.1):

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{Z_l} + \frac{1}{Z_c} \quad (3.1)$$

Il s'agit, alors, d'étudier une cascade formée de deux composants (fig.3.1.b) :

- Une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c .
- Et une charge parallèle Z_p .

C'est là où apparaît l'intérêt d'utiliser la matrice « chaine » appelée aussi matrice ABCD. C'est une méthode de calcul spécialement dédiée aux problèmes où plusieurs (N) quadripôles sont mis en cascade (fig.3.2). La matrice chaine de l'ensemble des N quadripôles est simplement le produit des N matrices chaines.

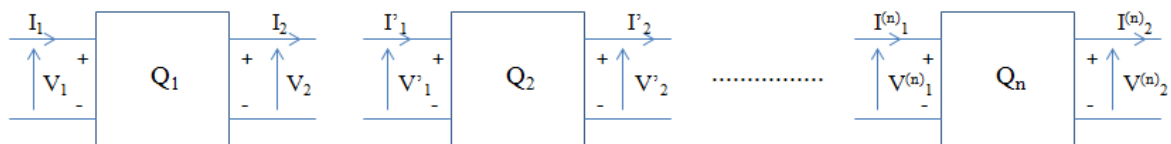


Figure.3. 2. Présentation de N quadripôles en cascade

La matrice chaine du système global (fig.3.2) est déterminée à partir de l'égalité de l'équation.3.2 :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \dots \dots \begin{pmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Le calcul de chacune des matrices est basé sur la définition de la matrice ABCD. Par exemple, pour le dipôle Q_1 , la matrice chaîne est calculée de cette manière :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Dans le cas de la ligne désadaptée par un toucher, elle représente la succession de deux quadripôles. La matrice chaîne de chacun des deux est calculée en se basant sur la définition de la matrice ABCD (3.3). Ensuite, le produit des deux permet d'obtenir la matrice qui correspond au système global.

Le premier quadripôle est la ligne de transmission. Elle est modélisée par la fig.3.3. Le calcul de sa matrice ABCD est présenté ci-après.

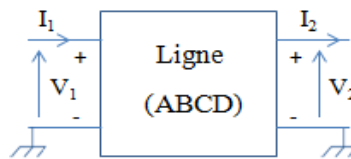


Figure.3. 3. Ligne de transmission

Les équations différentielles d'une ligne de transmission sont établies dans le chapitre 2 de ce rapport (2.1 Modélisation d'une ligne de transmission). Ce sont les équations (2.9) et (2.10). Elles sont le point de départ pour obtenir la matrice ABCD qui correspond à une ligne de transmission.

Si deux variables y et z sont définis comme suit :

$$z = R + j\omega L \quad (3.4)$$

$$y = G + j\omega C \quad (3.5)$$

Les deux équations différentielles peuvent être écrites :

$$\frac{dV(x)}{dx} = -zI(x) \quad (3.6)$$

$$\frac{dI(x)}{dx} = -yV(x) \quad (3.7)$$

Une matrice M est définie comme suit :

$$M = \begin{pmatrix} 0 & -z \\ -y & 0 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Les deux équations différentielles (3.6) et (3.7) peuvent être exprimées autrement par l'égalité matricielle suivante :

$$\frac{d}{dx} \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

A l'entrée de la ligne de transmission $x = 0$ et au toucher $x = d$ (fig.3.1.b). Les deux couples (V_1, I_1) et (V_2, I_2) de la fig.3.3 sont définis comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix}_{x=0} \quad (3.10)$$

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V \\ I \end{pmatrix}_{x=d} \quad (3.11)$$

La solution de l'équation différentielle (3.9) pour $x = d$ est donnée par :

$$\begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \mathbf{exp}(Md) \begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Et, en tenant compte de l'équation définissant la matrice ABCD (eq.3.3), l'égalité suivante est obtenue:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} = \mathbf{exp}(-Md) \quad (3.13)$$

Le développement de la fonction exponentielle, sous la forme $\exp(x) = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{x^n}{n!}$ pour $x = -Md$, permet de calculer la matrice ABCD [3.1]. Elle est exprimée par l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma d) & Z_c \sin(\gamma d) \\ \frac{\sin(\gamma d)}{Z_c} & \cos(\gamma d) \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

γ est la constante de propagation (définie dans le chapitre 2). Et, elle s'exprime comme suit :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (3.15)$$

Où α est la constante d'affaiblissement et β est la constante de phase.

Pour une ligne à faibles pertes, le paramètre d'affaiblissement α est négligeable et la constante de phase peut être simplifiée: $\gamma = j\beta$ avec :

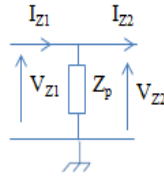
$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{v_\varphi} \quad (3.16)$$

λ et f sont respectivement la longueur d'onde et la fréquence de l'onde incidente. v_φ est la vitesse de phase de la ligne de transmission.

La matrice ABCD d'une ligne de transmission devient :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} = \begin{pmatrix} \cos(\beta d) & jZ_c \sin(\beta d) \\ \frac{j\sin(\beta d)}{Z_c} & \cos(\beta d) \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

L'étape suivante est de déterminer la matrice ABCD d'une charge (disposée en parallèle) Z_p . Elle est représentée par le schéma de la fig.3.4.


Figure.3. 4. Charge résistive

En appliquant les lois de Kirchhoff au circuit de la fig.3.4, deux relations peuvent être établies :

$$V_{Z1} = V_{Z2} \quad (3.18)$$

$$I_{Z1} = \frac{V_{Z2}}{Z_p} + I_{Z2} \quad (3.19)$$

Ces deux équations permettent d'écrire la relation matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_{Z1} \\ I_{Z1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{Z2} \\ I_{Z2} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Par conséquent, la matrice ABCD d'une charge Z_p parallèle est écrite :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{Z_p} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_p} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

Pour calculer l'impédance à l'entrée de la ligne désadaptée, il faut déterminer la matrice en cascade de l'ensemble « ligne et charge parallèle ». Ce qui correspond à multiplier les deux équations (3.17) et (3.21) pour obtenir :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{\text{ligne}} \cdot \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{Z_p} = \begin{pmatrix} \cos(\beta d) + j \frac{Z_c}{Z_l} \sin(\beta d) & j Z_c \sin(\beta d) \\ \frac{\cos(\beta d)}{Z_p} + j \frac{\sin(\beta d)}{Z_c} & \cos(\beta d) \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

Avec une charge Z_p connectée au bout de la ligne, aucun courant ne sort du quadripôle. Le courant i_2 est nul, et, l'impédance à l'entrée se calcule de la façon suivante :

$$Z_{in} = \left. \frac{V_1}{i_1} \right|_{i_2=0} = \frac{A}{C} = \frac{\cos(\beta d) + j \frac{Z_c}{Z_p} \sin(\beta d)}{\frac{\cos(\beta d)}{Z_p} + j \frac{\sin(\beta d)}{Z_c}} = Z_c \frac{Z_p + j Z_c \tan(\beta d)}{Z_c + j Z_p \tan(\beta d)} \quad (3.23)$$

L'équation (3.23) vérifie bien le principe de la réflectométrie. Si la charge Z_p est égale à l'impédance caractéristique de la ligne Z_c , il n'y a pas de réflexion et la charge à l'entrée de la ligne est aussi égale à Z_c .

Le coefficient de réflexion en entrée s'écrit :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} = \frac{Z_p - Z_c}{Z_p + Z_c} \times \frac{1 - j \tan(\beta d)}{1 + j \tan(\beta d)} = \frac{Z_p - Z_c}{Z_p + Z_c} \times \frac{\cos(\beta d) - j \sin(\beta d)}{\cos(\beta d) + j \sin(\beta d)} = \Gamma_p e^{-2j\beta d} \quad (3.24)$$

D'après l'équation (3.24), la valeur de la phase du coefficient de réflexion est indépendante de la valeur de la charge qui crée la réflexion tant que celle-ci est réelle. Cette phase subit un retard pur correspondant à deux longueurs de ligne par rapport à celle de la charge.

En remplaçant β par son expression (3.16), le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne s'écrit sous la forme :

$$\Gamma_{in} = \Gamma_p e^{j\varphi} \quad (3.25)$$

Avec un module qui dépend de la valeur de la charge Z_p qui crée la réflexion :

$$\Gamma_p = \frac{Z_p - Z_c}{Z_p + Z_c} \quad (3.26)$$

Et une phase qui dépend de sa position (d) où se crée la réflexion :

$$\varphi = -2\pi \frac{2d}{v_\varphi} f \quad (3.27)$$

La phase retranscrit simplement le retard de l'onde réfléchi par rapport à l'onde incidente. Si le coefficient de réflexion à la charge est purement réel (charge réelle), alors une mesure de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la ligne donne directement la position de la perturbation (toucher).

3.1.2. Principe de la méthode HDL (Harmonic Detection and Location)

La phase du coefficient de réflexion est proportionnelle à la valeur de la fréquence f . Une représentation de la courbe de phase φ en fonction de f permet alors d'extraire d (la position du toucher) à partir de la pente de cette courbe (3.27). Un balayage en fréquence est alors proposé.

La méthode (HDL) proposée est une méthode de réflectométrie fréquentielle « Annexe A » qui consiste à exploiter des signaux harmoniques dont les valeurs de fréquences couvrent la bande de fréquence de travail choisie [1,300] MHz. Un générateur de signaux sinusoïdaux est alors utilisé pour la commande du système de localisation. Ce dernier fonctionne dans une bande de fréquence étroite. Il ne nécessite ni une électronique à très haute vitesse ni extrêmement coûteuse pour assurer la localisation du toucher.

C'est ce qui permet d'établir l'analyse comparative entre la méthode HDL et TDR (tab.1.5). Et extraire les avantages de la méthode proposée. Cela est souligné par la simplicité de l'algorithme de localisation associé qui est présenté dans la partie suivante.

3.1.3. Algorithme de localisation

A la différence de la méthode PDFDR « Annexe A » dont la localisation est basée sur le calcul de FFT, notre méthode HDL s'appuie sur la représentation de la courbe de phase en fonction de la fréquence (fig.3.5).

Cette courbe montre, d'une part, une pente négative (3.27). D'autre part, une périodicité en fonction d'une certaine valeur f_0 est notée. C'est la valeur de φ modulo 2π qui est représentée.

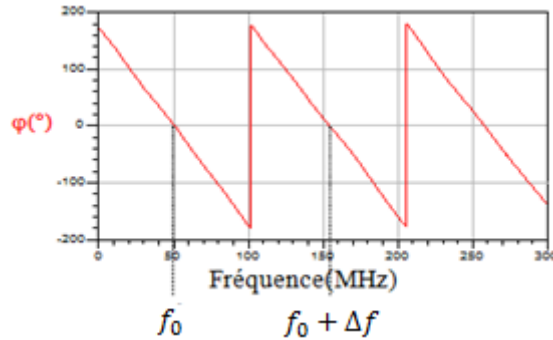


Figure.3. 5. Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

f_0 est définie comme étant la fréquence fondamentale pour laquelle la phase s'annule (fig.3.5). En revenant à l'équation (3.25), pour $f = f_0$, $\varphi_0 = -2\pi[2\pi] = 0$.

Remplacer φ_0 par sa valeur dans l'équation (3.27) permet de définir f_0 par l'expression suivante :

$$f_0 = \frac{v_\varphi}{2d} \quad (3.28)$$

Pour chaque valeur de fréquence multiple de f_0 , f_n ($f_n = n f_0$), la phase s'annule.

$$\text{si } f = f_n = n f_0, \varphi_n = ((n + 1) \times (-2\pi))[2\pi] = 0 \quad (3.29)$$

La différence entre deux fréquences successives f_n et f_{n+1} est notée Δf . Une égalité entre deux équations (3.30) et (3.31) permet d'établir son expression (3.32).

D'une part,

$$\Delta\varphi = \varphi_{n+1} - \varphi_n = -2\pi \frac{2d}{v_\varphi} (f_{n+1} - f_n) = -2\pi \frac{2d}{v_\varphi} \Delta f \quad (3.30)$$

D'autre part,

$$\varphi_{n+1} - \varphi_n = (-2\pi)((n + 2) - (n + 1)) = -2\pi \quad (3.31)$$

Ce qui implique :

$$\Delta f = \frac{v_\varphi}{2d} \quad (3.32)$$

Δf est la différence entre deux fréquences conduisant au même déphasage de l'onde incidente par rapport à l'onde réfléchie.

En outre, il existe une corrélation entre Δf et la pente de la courbe de phase $\left(\frac{\delta\varphi}{\delta f}\right)$. Elle est traduite par l'équation (3.33).

$$\frac{\delta\varphi}{\delta f} = \frac{\Delta\varphi}{\Delta f} = \frac{2\pi}{\Delta f} = \frac{2\pi \cdot 2d}{V_\varphi} \quad (3.33)$$

Par conséquent,

$$d = \frac{\delta\varphi V_\varphi}{\delta f 4\pi} \quad (3.34)$$

Ainsi, connaissant la vitesse de phase V_φ , une constante qui ne dépend pas de la fréquence mais uniquement des paramètres du guide d'onde (eq.2.1), la distance peut être déterminée simplement par l'extraction de la pente de la courbe de phase et l'application de l'équation (3.34). C'est l'algorithme de localisation proposé. Théoriquement, uniquement deux mesures de φ à deux valeurs différentes de fréquence sont nécessaires à la localisation du toucher.

La validation de la méthode HDL ainsi que de l'algorithme de localisation est assuré par la simulation du modèle électrique de la ligne avec toucher.

3.2. Validation du principe avec les simulations

Pour former le banc de simulation, une ligne de transmission adaptée à 50Ω et terminée par une charge de la même valeur est utilisée. C'est une ligne de type micro-ruban. Dans la bibliothèque du simulateur, elle est appelée « MLIN ». Pour ce type de ligne, une valeur d'impédance caractéristique de 50Ω est assurée en fixant la largeur du conducteur W à 3mm pour le cas d'un substrat FR4.

Pour chaque ligne de transmission correspond un type prédéfini de substrat. Pour les lignes micro-ruban, c'est le substrat MSUB. Tous ses paramètres peuvent être introduits. L'épaisseur du substrat (H), sa permittivité relative (ϵ_r), sa constante de perte (TanD) ainsi que l'épaisseur du conducteur (t) et sa conductivité (cond) (tous présents dans la fig.3.6).

Pour la simulation des paramètres S , un boîtier spécifique existe sous ADS. C'est le boîtier « S-parameters » dans lequel la bande de fréquence (dans cas $[10,300]$ MHz) est définie.

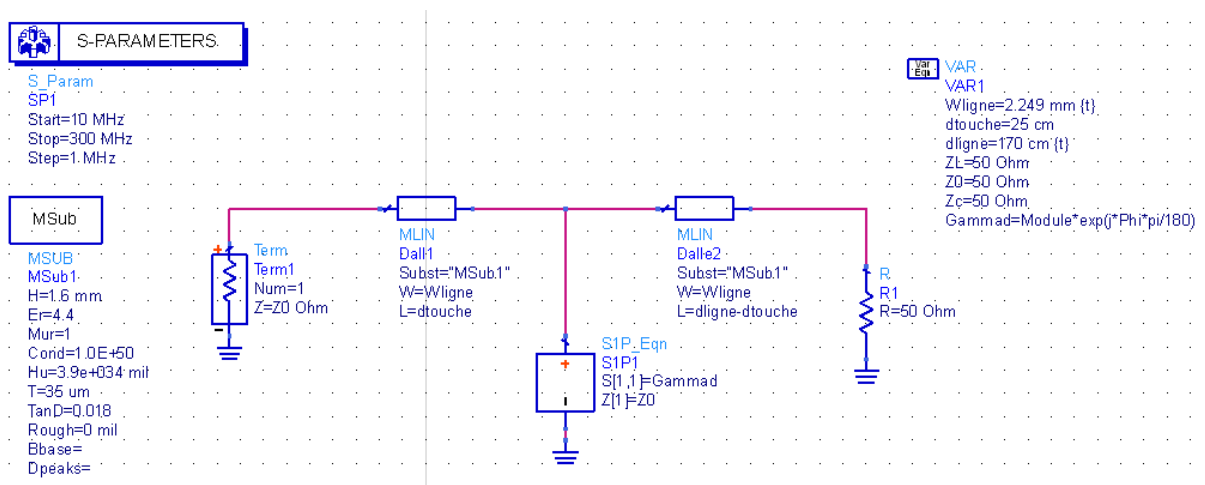
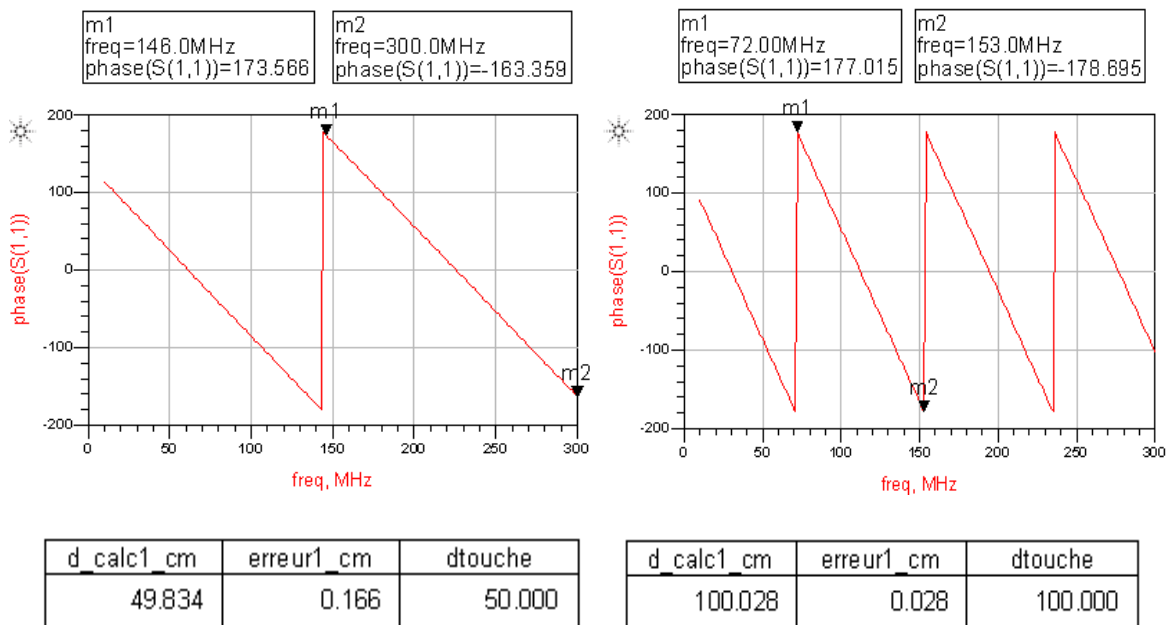


Figure.3. 6. Banc de simulation d'une ligne perturbée

La ligne de transmission est de longueur totale « dligne » fixée à 170 cm. Elle est divisée en deux morceaux (fig.3.6). A la position « dtouche », une perturbation locale de l'adaptation est émulée par la connexion d'un boîtier « S1P_Eqn » qui remplace l'effet du toucher sur la ligne en présentant une impédance dont son coefficient de réflexion « Gammad » peut être imposé dans la simulation.

Pour la localisation du toucher, la phase du paramètre S_{11} (coefficient de réflexion) est simulée, ensuite, l'équation (3.34) est appliquée.

Deux exemples de simulation sont présentés (fig.3.7) avec des touchers survenant respectivement aux positions 50cm (fig.3.7.a) et 100cm (fig.3.7.b). Ici, $\text{Gammad} = 0.2e^{j\left(\frac{120\pi}{180}\right)}$



(3.7.a)

(3.7.b)

**Figure.3.7. Courbes de phase pour deux positions de toucher :
(a) dtouché= 50cm, (b) dtouché=100cm.**

Les courbes simulées sont des courbes linéaires, périodiques, et de pentes négatives (3.34). La pente est proportionnelle à la distance : Elle augmente lorsque le toucher s'éloigne de l'entrée de la ligne. La pente de la courbe qui correspond à dtouché=100cm est plus raide que celle de dtouché = 50cm.

Des curseurs sont mis en place sur les courbes de phase pour la détermination de leurs pentes. Le calcul de la distance est ensuite effectué en appliquant la formule (3.34) pour obtenir les valeurs « d_calc1_cm ». Des tableaux (fig.3.7) affichent cette distance calculée (suite aux simulations), la distance théorique choisie (dtouché), ainsi que l'erreur de calcul qui correspond à la différence entre les deux.

L'erreur de calcul très faible, due à l'exploitation de la courbe, reste inférieure à 0,2cm et permet ainsi de valider l'algorithme de localisation proposé.

Le circuit d'acquisition permettant d'appliquer cet algorithme est présenté ci-après.

3.3. Synoptique et algorithme de localisation

3.3.1. Synoptique complet

3.3.1.1. Système de référence

Pour assurer la localisation, un système d'acquisition est connecté à la dalle. Il permet de mesurer la phase du coefficient de réflexion à son port d'entrée. Un instrument de référence existe déjà pour assurer cette fonction. C'est l'analyseur de réseau vectoriel (VNA : Vectoriel Network Analyzer) [3.2]. Ce dernier donne la possibilité d'effectuer la mesure en réflexion de tout dispositif (DUT) qui lui est connecté (fig.3.8).

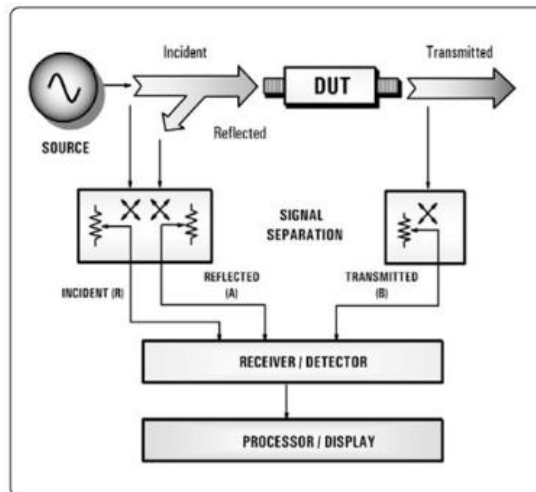


Figure.3. 8. Schéma du synoptique complet d'un VNA [3.2]

Un quadripôle est intégré dans l'instrument de mesure (VNA). Il effectue la séparation entre onde incidente (« incident(A) », fig.3.9) et onde réfléchie (« reflected(A) », fig.3.9). C'est un coupleur bidirectionnel dont la structure est représentée par la fig.3.9.

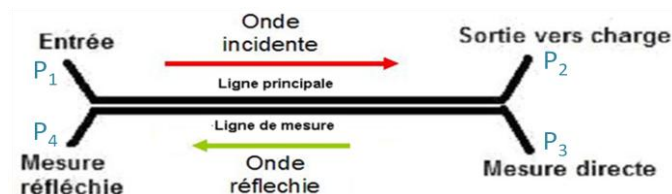


Figure.3. 9. Schéma d'un coupleur bidirectionnel

Pour effectuer la mesure de réflexion par le coupleur, le DUT est connecté à son port d'entrée et une charge ayant la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne est connectée au port de sortie. Les deux sorties de mesure de ce quadripôle correspondent, une au courant direct, c'est-à-dire, l'onde incidente et l'autre à l'onde réfléchie (fig.3.9).

Le schéma interne d'un coupleur (fig.3.9) présente une ligne imprimée adaptée. Parallèlement à cette ligne est placée une autre ligne appelée ligne de mesure. L'espace entre les deux est étudié de façon que le courant qui circule de P_1 vers P_2 dans la ligne principale induit un courant dans la seconde et provoque l'apparition d'une tension entre les deux ports P_3 et P_4 . Dans le cas où le DUT présente une réflexion, le signal incident est récupéré au port de la mesure directe (P_3) et le signal réfléchi au port de la mesure réfléchi (P_4).

C'est ainsi que le coupleur bidirectionnel sépare ces deux ondes.

3.3.1.2. Système proposé

Notre objectif est la conception et la réalisation d'un système intégré et compact qui joue le même rôle qu'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Il permet d'extraire le coefficient de réflexion au port d'entrée et de déterminer sa phase. Cette dernière sera exploitée pour la localisation du toucher en appliquant l'algorithme HDL.

Le système d'acquisition proposé effectue trois tâches de base qui sont :

- La séparation des ondes incidente et réfléchi,
- l'extraction du déphasage entre eux
- le calcul de la position du toucher (algorithme de localisation)

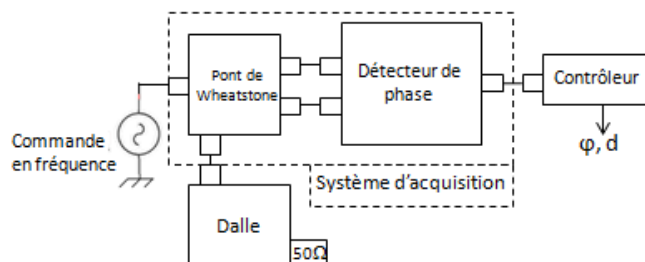


Figure.3. 10. Synoptique complet du système tactile

Le système proposé est entièrement représenté par la figure.3.10. Il est composé de :

- La Dalle : Le support tactile
- Un VCO (Voltage Controlled Oscillator): Commande du système en fréquence. Il génère un signal sinusoïdal dans la bande de fréquence choisie.
 - Un pont de Wheatstone : Séparation des ondes incidente et réfléchi
 - Détecteur de phase : Détermination du déphasage (φ) entre les deux ondes.
 - Contrôleur : Implémentation de l'algorithme de localisation qui consiste à :
 - Effectuer un balayage en fréquence,
 - Associer une valeur de phase à chaque valeur de fréquence,
 - Tracer la courbe de φ en fonction de f ,
 - Extraire la pente et calculer la position du toucher d .

Dans ce système, la première fonction de base consiste à la séparation des deux ondes incidente et réfléchiée. Le circuit proposé pour cette fonction est le pont séparateur.

3.3.2. Pont séparateur

3.3.2.1. Principe de base

Le circuit proposé pour la séparation des ondes incidente et réfléchiée et le calcul du coefficient de réflexion est un pont de Wheatstone.

Conventionnellement, ce pont de résistance (fig.3.11) est utilisé comme instrument de mesure d'une valeur d'impédance inconnue par équilibrage de ses deux branches. Il a été décrit, initialement, par le mathématicien et le scientifique britannique Samuel Hunter Christie en 1833 mais c'est Charles Wheatstone, le physicien anglais, qui l'a popularisé en 1840 en l'utilisant dans plusieurs applications.

Un pont de Wheatstone basique est formé de quatre résistances. Son principe est basé sur le fait que lorsque ses résistances ont des valeurs égales (ou les sommes des deux branches sont égales), la tension différentielle entre les deux branches du pont est nulle.

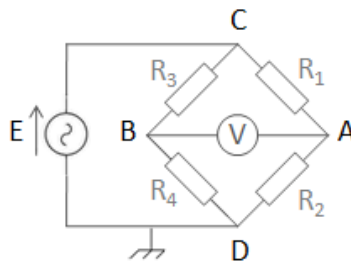


Figure.3. 11. Schéma du pont de Wheatstone : Mesure d'une impédance inconnue

Dans cette partie, la fonction de détermination d'impédance inconnue est présentée.

La structure d'un pont de Wheatstone est représentée dans la fig.3.11. Ses quatre résistances sont choisies de la manière suivante :

- R_1 et R_3 deux valeurs de résistances fixes,
- R_2 est une valeur ajustable qui assure la précision de la mesure,
- R_4 est la résistance inconnue (à mesurer).

Les deux tensions aux nœuds A et B connectés au voltmètre (V) sont exprimées par les deux équations (3.35) et (3.36).

$$V_A = \frac{E.R_2}{R_1+R_2} \quad (3.35)$$

$$V_B = \frac{E.R_4}{R_3+R_4} \quad (3.36)$$

Pour effectuer la mesure, la valeur de la résistance R_2 est modifiée finement jusqu'à obtenir une tension nulle entre les deux points A et B. Dans ce cas, une égalité entre les deux tensions V_A et V_B (3.35 et 3.36) permet d'extraire la valeur inconnue R_4 à partir de l'équation suivante :

$$R_4 = \frac{R_3 \cdot R_2}{R_1} \quad (3.37)$$

C'est ainsi que le pont de Wheatstone permet de mesurer n'importe quelle valeur inconnue d'impédance. Il représente l'une des méthodes les plus sensibles et précises de mesure d'impédances. Une fonctionnalité qui a été développée pour lui permettre d'être utilisé dans plusieurs autres applications dans l'échelle micro et macro [3.3, 3.4].

Mais l'application qui nous intéresse est « le pont réflecteur ». Une technique qui a été initiée depuis l'année 1997 [3.5].

3.3.2.2. Pont en tant que séparateur d'ondes

Dans ce cas, pour effectuer la mesure, la différence de potentiel V_{AB} créée au déséquilibre du pont va être exploitée pour la détermination d'un coefficient de réflexion.

Pour le montage du pont réflecteur, le choix des résistances (fig.3.11) est le suivant :

- R_1, R_2 et R_3 sont des résistances égales à Z_C (l'impédance caractéristique de la dalle)
- R_4 est la dalle terminée par une charge 50Ω . Elle est notée Z_D (impédance de la dalle au toucher).

Pour déterminer le coefficient de réflexion à l'entrée de la dalle Γ_{in} , les deux tensions V_A et V_B sont prélevées pour être exploitées.

En effet, dans la configuration où il n'y a pas d'évènement de toucher, la dalle est bien adaptée à 50Ω , son impédance d'entrée est alors égale à l'impédance caractéristique. Dans ce cas, le pont de Wheatstone est bien équilibré puisque ses quatre résistances sont égales à Z_C . Par conséquent, la différence de potentiel V_{AB} est nulle.

Au toucher, un changement d'impédance crée une tension différentielle entre les deux points A et B du pont qui permet de détecter l'évènement du toucher. Pour sa localisation, la première étape consiste à l'extraction du coefficient de réflexion à l'entrée de la dalle Γ_{in} . C'est la fonction du pont.

D'abord, les tensions d'entrée et de sortie du pont sont notées comme suit :

$$V_{in} = E = V_C - V_D \quad (3.38)$$

$$V_{out} = V_{AB} = V_A - V_B \quad (3.39)$$

Et, d'après le théorème de Millman:

$$V_A = \frac{\frac{V_D + V_C}{Z_D + Z_C}}{\frac{1}{Z_D} + \frac{1}{Z_C}} = \frac{V_D Z_C + V_C Z_D}{Z_C + Z_D} \quad (3.40)$$

Et,

$$V_B = \frac{\frac{V_D + V_C}{Z_C + Z_D}}{\frac{1}{Z_C} + \frac{1}{Z_D}} = \frac{V_D + V_C}{2} \quad (3.41)$$

En remplaçant chaque tension V_A (3.40) et V_B (3.41) par son expression dans l'équation (3.39), une nouvelle équation (3.42) est établie :

$$V_{out} = \frac{(Z_D - Z_C)(V_C - V_D)}{2(Z_D + Z_C)} \quad (3.42)$$

Or, le coefficient de réflexion est exprimé comme suit:

$$\Gamma_D = \frac{Z_D - Z_C}{Z_D + Z_C} \quad (3.43)$$

Et dans le circuit proposé (fig.3.11), le nœud D est connecté à la masse, donc :

$$V_B = \frac{V_{in}}{2} \quad (3.44)$$

Par conséquent,

$$V_{out} = \frac{1}{2} \Gamma_D (V_C - V_D) = \frac{V_{in}}{2} \Gamma_D = V_B \Gamma_D \quad (3.45)$$

Pour obtenir à la fin l'expression du coefficient de réflexion qui s'exprime comme suit:

$$\Gamma_D = \frac{V_{AB}}{V_B} = \frac{V_A - V_B}{V_B} \quad (3.46)$$

Où V_B est l'onde incidente et V_{AB} est l'onde réfléchie.

L'exploitation de cette équation (3.46) permet alors de déterminer le coefficient de réflexion à partir d'une mesure faite avec le pont.

3.3.2.3. Méthode de correction des défauts du pont

Tout circuit électronique présente des défauts et des imperfections. Une méthode de correction est alors obligatoire pour la correction des erreurs induites.

Dans le cas du VNA, l'instrument de référence, des erreurs « systématiques » sont définies [3.1] : Ce sont les erreurs répétables et qui ne dépendent pas du temps. Elles sont caractérisées lors de la procédure de la calibration pour être supprimées mathématiquement durant les mesures.

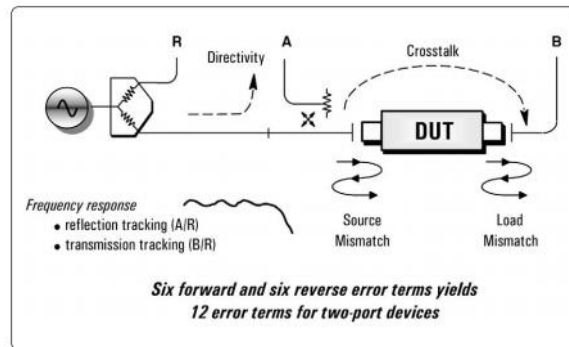


Figure.3. 12. Les six erreurs systématiques au niveau du VNA [3.1]

Parmi ces erreurs systématiques, une erreur liée à la mesure en réflexion est due à l'imperfection de l'adaptation de la source (« source mismatch », fig.3.12) et de la charge (« load mismatch », fig.3.12). D'autres erreurs sont dues aux pertes au niveau du signal liées à la directivité (directivity) du coupleur directionnel qu'intègre le VNA.

Pour cette raison, le VNA impose une étape de calibration avant la mesure afin de calculer les paramètres permettant de corriger ces erreurs.

Le pont de Wheatstone présente, également, ce type d'erreurs systématiques. L'adaptation de ses lignes de transmission ainsi que ses connecteurs n'est pas parfaite. En outre, il y a une certaine marge d'erreur pour les valeurs des résistances qu'il intègre. Elles ne peuvent pas avoir une valeur exacte de 50Ω. L'effet de ces erreurs sur les résultats de mesures est mis en évidence dans la partie expérimentale de ce rapport (Chapitre 4).

Nous décidons alors d'implémenter une méthode de correction qui permet de corriger ces erreurs.

La calibration choisie pour être implémentée avec le pont réflecteur est de type SOLT (Short Open Load Thru) [3.6]. Une calibration qui consiste à faire la mesure du coefficient de réflexion pour trois charges connues (court-circuit, circuit ouvert et charge 50Ω) et les exploiter ensuite pour une mesure exacte de la charge connectée. C'est une méthode basée sur une correction matricielle des défauts du pont.

Cela revient à modifier l'équation idéale du coefficient de réflexion (3.46) pour pouvoir injecter les paramètres de calibration. Dans la partie suivante, nous expliquons la manière d'élaborer cette nouvelle équation.

Le pont de Wheatstone est connecté au reste du circuit d'acquisition via quatre nœuds (fig.3.10) :

- 1) port connecté au générateur
- 2) port auquel la tension A est prélevée,
- 3) port auquel la tension B est prélevée,
- 4) port connecté à la dalle

Il peut alors être représenté sous la forme d'un octopôle comme le montre la fig.3.13.

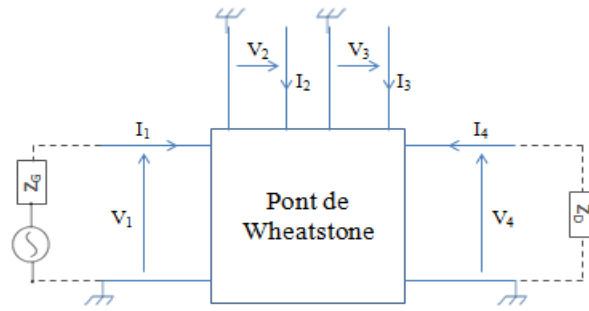


Figure.3. 13. L'octopôle pont de Wheatstone

La matrice impédance (Z) de cet octopôle est définie de façon à satisfaire la relation de l'équation (3.47) :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Aux nœuds 2 et 3, c'est l'instrument de mesure qui est branché pour récupérer les signaux V_A et V_B . L'oscilloscope (utilisé dans le procédé expérimental 4.3.3) a des sondes de mesure de $1 \text{ M}\Omega$. Par conséquent, les impédances au niveau de ces deux nœuds sont infinies et les courants qui les traversent sont nuls :

$$I_2 = I_3 = 0 \quad (3.48)$$

En tenant compte de cette condition (3.48), les équations obtenues par le développement du produit matriciel de l'équation (3.47) sont alors simplifiées et s'expriment comme suit :

$$V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{14} \cdot I_4 \quad (3.49)$$

$$V_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{24} \cdot I_4 \quad (3.50)$$

$$V_3 = Z_{31} \cdot I_1 + Z_{34} \cdot I_4 \quad (3.51)$$

$$V_4 = Z_{41} \cdot I_1 + Z_{44} \cdot I_4 \quad (3.52)$$

L'équation (3.50) permet d'exprimer I_1 comme suit :

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_{21}} - \frac{Z_{24}}{Z_{21}} I_4 \quad (3.53)$$

Remplacer I_1 par son expression (3.53) dans l'équation (3.52) permet alors d'exprimer I_4 uniquement en fonction des impédances et des deux tensions V_2 et V_3 .

De cette manière, nous obtenons l'expression suivante d' I_4 :

$$I_4 = \left(V_3 - \frac{Z_{31}}{Z_{21}} V_2 \right) \frac{1}{Z_{34} - \frac{Z_{31}}{Z_{21}} Z_{24}} = aV_3 + bV_2 \quad (3.54)$$

Deux constantes sont définies :

$$a = \frac{1}{Z_{34} - \frac{Z_{31}}{Z_{21}} Z_{24}} \quad (3.55)$$

Et

$$b = -\frac{Z_{31}}{Z_{21}} a \quad (3.56)$$

En remplaçant I_4 par son expression (3.54), l'équation d' I_1 (3.53) devient :

$$I_1 = \frac{V_2}{Z_{21}} - a \left(\frac{Z_{24}}{Z_{23}} V_3 + \frac{Z_{24}}{Z_{23}} \frac{Z_{31}}{Z_{21}} V_2 \right) = cV_2 + dV_3 \quad (3.57)$$

Où

$$c = \frac{1}{Z_{21}} - a \frac{Z_{24}}{Z_{23}} \frac{Z_{31}}{Z_{21}} \quad (3.58)$$

Et

$$d = -a \frac{Z_{24}}{Z_{23}} \quad (3.59)$$

I_1 et I_4 (définis respectivement par les deux équations (3.54) et (3.57)) s'expriment alors en fonction des deux tensions V_2 et V_3 . Et, c'est pareil pour l'impédance de la dalle Z_D .

$$Z_D = \frac{V_4}{I_4} + Z_{44} \quad (3.60)$$

Le coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne Γ_D s'exprime en fonction de Z_D et Z_C . Nous avons pu établir une équation qui s'exprime en fonction de deux tensions V_A et V_B qui sont respectivement égales à V_2 et V_3 . Cette équation est écrite comme suit :

$$\Gamma_D = A \frac{V_B + BV_A}{V_B + CV_A} \quad (3.61)$$

Les trois constantes A, B et C sont appelées paramètres de calibration et elles sont obtenues à partir de la calibration SOLT du pont de Wheatstone. Leur détermination est détaillée dans la partie expérimentale (Chapitre 4).

3.3.3. Détecteur de phase

3.3.3.1. Le multiplicateur analogique simple

3.3.3.1.1. Schéma électrique

D'après l'équation du coefficient de réflexion (3.46), $(V_A - V_B)$ est le signal réfléchi et V_B est le signal incident. Le détecteur de phase a alors comme rôle la détermination du déphasage entre ces deux signaux.

Pour construire le signal réfléchi, une solution est proposée. C'est l'utilisation d'un soustracteur dont les deux entrées sont V_A et V_B . Ensuite, un multiplicateur est mis en place pour la détection de phase (fig.5). Dans la partie suivante, une hypothèse est démontrée : Un multiplicateur analogique peut fonctionner en tant que détecteur de phase.

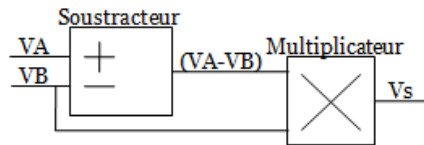


Figure.3. 14. Multiplicateur en tant que détecteur de phase

3.3.3.1.2. Le multiplicateur en tant que détecteur de phase

Pour expliquer le fonctionnement d'un multiplicateur en tant que détecteur de phase, établissons l'expression d'un produit de deux sinusoides (3.62) et (3.63).

$$V_1 = A_1 \cdot \cos(\omega t + \varphi_1) \quad (3.62)$$

$$V_2 = A_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_2) \quad (3.63)$$

Le produit des deux signaux (3.62) et (3.63) donne:

$$V_s = V_1 \times V_2 = A_1 \cdot A_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_1) \cdot \cos(\omega t + \varphi_2) = \frac{A_1 A_2}{2} (\cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)) \quad (3.64)$$

Le second terme de l'équation (3.64) est continu et constitue la valeur moyenne du produit des deux signaux :

$$\text{moyenne}(V_1 \times V_2) = \frac{A_1 A_2}{2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \quad (3.65)$$

Dans l'expression (3.65) apparaît le déphasage entre les deux signaux V_1 et V_2 , $\Delta\varphi = (\varphi_1 - \varphi_2)$, qui peut être déduit et exprimé comme suit:

$$\Delta\varphi = \cos^{-1}\left(\frac{\text{average}(V_s)}{\text{module}(V_s)}\right) \quad (3.66)$$

Ainsi, en appliquant le calcul de l'équation (3.66) sur le signal de sortie du multiplicateur, le déphasage entre ses deux signaux d'entrée est obtenu.

La structure interne du multiplicateur analogique est présentée ci-après.

3.3.3.1.3. Structure du multiplicateur : Cellule de Gilbert

La plupart des multiplicateurs analogiques sont basés sur la cellule de Gilbert.

C'est un circuit électronique en cascade qui peut servir en tant que multiplicateur analogique ainsi que mélangeur de fréquence. La cellule de Gilbert a été inventée en 1963 par Howard Jones qui l'a breveté en 1966 [3.7] pour être attribuée ensuite à Barrie Gilbert en 1968.

Dans la partie qui suit, le fonctionnement d'une structure de Gilbert en tant que multiplicateur analogique est démontré par des équations analytiques.

Cette structure utilise des transistors bipolaires (fig.3.15) dont les équations fondamentales sont rappelées ci-après.

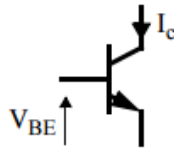


Figure.3. 15. Transistor NPN

Pour un transistor NPN (fig.3.15), le courant qui traverse le collecteur est exprimé comme suit :

$$I_C = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \text{ où } V_T = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ mV @ } 300^\circ\text{K} \quad (3.67)$$

Par conséquent, la tension entre la base et l'émetteur s'exprime :

$$V_{BE} = V_T \ln \left(\frac{I_C}{I_S} \right) \quad (3.68)$$

Il s'agit, d'abord, de considérer la structure d'un multiplicateur à deux quadrants représenté par la figure.3.16.

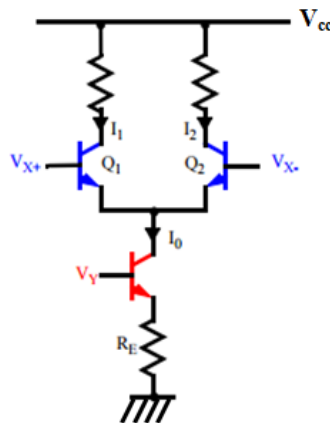


Figure.3. 16. Multiplicateur à deux quadrants [3.8]

Dans ce circuit, l'objectif est d'exprimer la différence de courants ($I_1 - I_2$) en fonction de la tension appliquée V_x .

En appliquant l'équation (3.68) sur les deux transistors Q_1 et Q_2 , l'expression du rapport des deux courant I_1 et I_2 (3.69) peut être extraite.

$$\frac{I_1}{I_2} = e^{\frac{V_{X+} - V_{X-}}{V_T}} = e^{\frac{V_X}{V_T}} \quad (3.69)$$

D'après le circuit, le courant I_0 est égal à la somme des courants I_1 et I_2 :

$$I_0 = I_1 + I_2 \quad (3.70)$$

Ces deux équations (3.69) et (3.70) permettent d'exprimer I_1 et I_2 en fonction de I_0 et des deux tensions d'entrée V_X et V_Y comme le montrent les deux équations (3.71) et (3.72).

$$I_1 = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{V_X}{V_T}}} \quad (3.71)$$

$$I_2 = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{V_X}{V_T}}} \quad (3.72)$$

Et la différence entre ces deux courants s'exprime alors de cette manière :

$$I_1 - I_2 = I_0 \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.73)$$

Puisque la fonction \tanh d'une variable x peut s'écrire de la façon suivante :

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (3.74)$$

Par ailleurs, le courant I_0 s'exprime en fonction de la tension V_Y comme suit :

$$I_0 = \frac{V_Y - V_{BE}}{R_E} \quad (3.75)$$

La tension V_X étant beaucoup plus faible que V_T [3.8], le rapport $\left(\frac{V_X}{2V_T}\right)$ est très proche de 0 et l'approximation $\tan(x) = x$ peut être appliquée (dans ce cas, $x = \left(\frac{V_X}{2V_T}\right)$)

En plus, en remplaçant I_0 par son expression (3.75), l'équation (3.73) devient :

$$I_1 - I_2 = \left(\frac{V_Y - V_{BE}}{R_E}\right) \cdot \left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.76)$$

Ainsi, l'équation (3.76) montre que la différence entre les deux courants de sortie d'un circuit multiplicateur à deux quadrants est une fonction du produit de ses deux tensions d'entrée.

Le principe de fonctionnement d'un multiplicateur à deux quadrants ainsi que les équations présentées vont être exploités dans le cas de la cellule de Gilbert représentée dans le schéma de la fig.3.17.

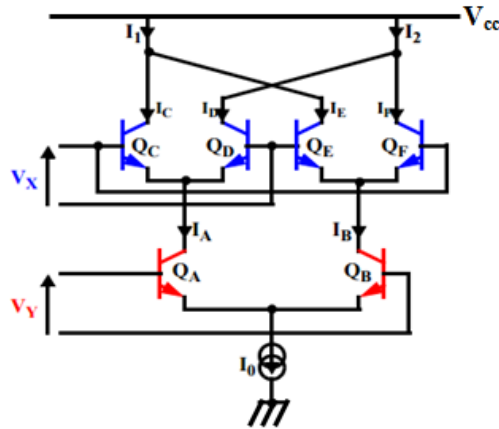


Figure.3. 17. Multiplicateur à quatre quadrants, Cellule de Gilbert [3.8]

D'après l'équation (3.76) d'un multiplicateur à deux quadrants :

$$I_C - I_D = I_A \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.77)$$

$$I_F - I_E = I_B \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.78)$$

Ce qui permet d'élaborer l'expression de la différence de courant à la sortie du circuit entier :

$$I_1 - I_2 = (I_A - I_B) \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) = I_0 \cdot \tanh\left(\frac{V_Y}{2V_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{V_X}{2V_T}\right) \quad (3.79)$$

Et, ayant $V_X, V_Y \ll V_T$, l'équation devient :

$$I_1 - I_2 = I_0 \cdot \frac{V_Y}{2V_T} \cdot \frac{V_X}{2V_T} \quad (3.80)$$

Ainsi, la différence entre les deux courants injectés à la cellule de Gilbert est proportionnelle au produit analogique des deux tensions appliquées sur ses deux étages.

Et, c'est ainsi que la cellule de Gilbert fonctionne en tant que multiplicateur analogique de tension.

3.3.3.1.4. Conception et simulation du circuit

3.3.3.1.4.1. Circuits électriques modélisant des opérations mathématiques

Un amplificateur opérationnel est un composant qui permet de modéliser les opérations mathématiques de base comme l'addition, la soustraction, la dérivation et l'intégration. Il a été même intégré dans les calculateurs analogiques pour assurer cette tâche.

Pour assurer la soustraction entre les deux signaux analogiques V_A et V_B , la structure d'un amplificateur différentiel est choisie. Son schéma est représenté par la figure.3.18.

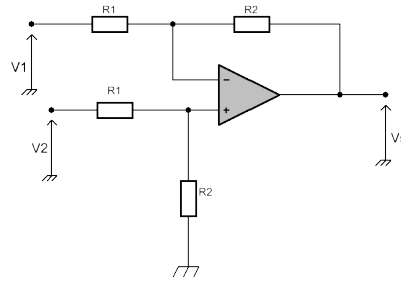


Figure.3. 18. Amplificateur différentiel [3.13]

Le fonctionnement d'un amplificateur différentiel est détaillé dans ce qui suit.

La tension V_+ est obtenue via un pont diviseur de tensions :

$$V_+ = V_2 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (3.81)$$

Et la tension V_- est calculée à partir du théorème de Millman :

$$V_- = \frac{\frac{V_1 + V_s}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{V_1 R_2 + V_s R_1}{\frac{R_2 + R_1}{R_1 R_2}} = \frac{V_1 R_2 + V_s R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.82)$$

L'AOP est supposé idéal et en régime linéaire, par la suite $V_+ = V_-$.

L'égalité entre les deux équations (3.81) et (3.82) donne après simplification:

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (3.83)$$

Le montage de la figure.3.18 permet alors d'amplifier la différence des tensions d'entrée par un gain R_2/R_1 . Si les deux valeurs R_1 et R_2 sont égales, la sortie est, simplement, la différence $(V_2 - V_1)$. C'est la configuration proposée pour le circuit différentiel.

Le circuit d'acquisition permettant d'extraire la phase du coefficient de réflexion en se basant sur l'équation.3.46 est alors formé d'un amplificateur différentiel succédé d'un multiplicateur analogique.

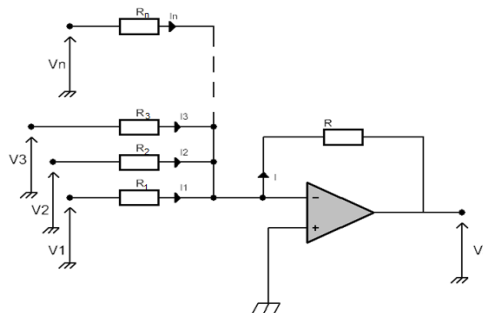


Figure.3. 19. Amplificateur additionneur inverseur [3.13]

L'entrée inverseuse (V_-) (fig.3.22) est considérée comme une masse virtuelle. Donc, l'impédance d'entrée $Z_i=R_i$ pour chaque entrée et les tensions s'expriment comme suit :

$$V_1 = R_1 i_1 \quad (3.84)$$

$$V_2 = R_2 i_2 \quad (3.85)$$

$$V_n = R_n i_n \quad (3.86)$$

La loi des nœuds en V_- donne :

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n \quad (3.87)$$

Et, en sortie, la tension s'exprime :

$$V_s = -Ri \quad (3.88)$$

En remplaçant i par son expression (3.87) dans (3.88), l'équation globale de la tension de sortie devient :

$$V_s = -R \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right) \quad (3.89)$$

Le gain global peut alors être ajusté en jouant sur la valeur de R (fig.3.19) et le gain de chaque entrée en jouant sur les résistances R_i . Ce montage offre donc beaucoup de souplesse dans la conception d'un additionneur inverseur.

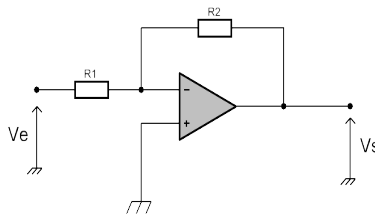


Figure.3. 20. Amplificateur inverseur

L'AOP est supposé idéal, en régime linéaire, donc $V_+ = V_-$.

Puisque $i_+ = 0$, le courant circulant dans R_1 est le même que celui dans R_2 . La loi d'Ohm appliquée à ces deux résistances donne :

$$\frac{V_e}{R_1} = -\frac{V_s}{R_2} \quad (3.90)$$

Qui peut, aussi, être écrite sous la forme :

$$V_s = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_e \quad (3.91)$$

Si les deux résistances R_1 et R_2 ont deux valeurs égales, V_s est simplement l'inverse de V_e sans aucun gain.

3.3.3.1.4.2. Simulations

Le circuit électrique du bloc détecteur de phase (fig.3.14) est simulé (fig.3.21). Il permet de déterminer la phase du coefficient de réflexion en se basant sur son équation (3.46).

Deux signaux d'entrée V_{in1} et V_{in2} , déphasés par un câble d'un mètre, sont injectés à l'entrée du circuit. Pour la validation du bon fonctionnement du circuit d'acquisition le signal à la sortie du premier bloc, l'amplificateur différentiel V_r doit coïncider avec le signal théorique ($V_{rth} = V_{in1} - V_{in2}$). Et, le signal prélevé à la sortie du second bloc V_s , le multiplicateur, doit coïncider avec $V_{sth} (V_{in2} * (V_{in1} - V_{in2}))$.

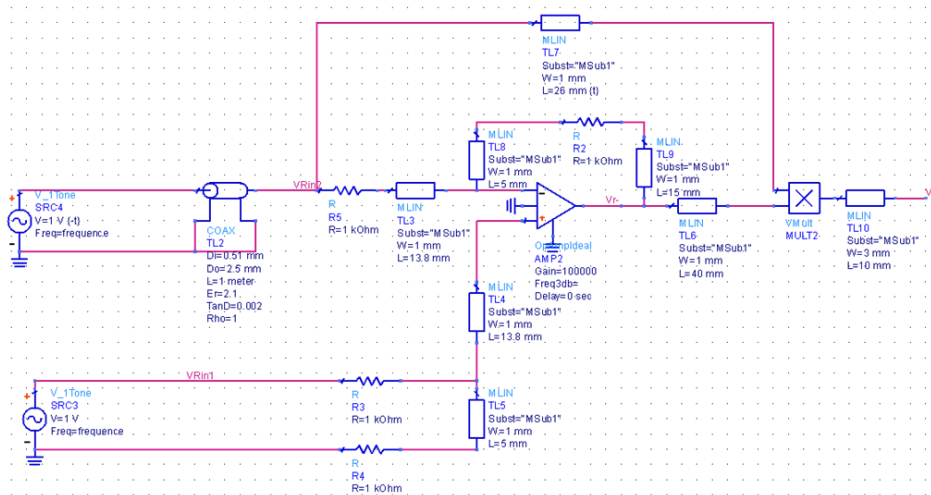


Figure.3. 21. Banc de simulation du circuit d'acquisition

Pour la première simulation, l'AOP est supposé idéal et les longueurs des lignes de transmission sont forcées à zéro pour ne pas tenir compte de leur effet sur le résultat.

Dans ce cas idéal, les sorties analogiques du circuit simulé correspondent bien aux équations analytiques. Une superposition entre V_r (simulé) et V_{rth} (théoriquement calculé) (fig.3.20.a), d'une part, et entre V_s (simulé) et V_{sth} (théoriquement calculé) (fig.3.20.b), d'autre part, montre que le circuit assure bien la tâche pour laquelle il est conçu.

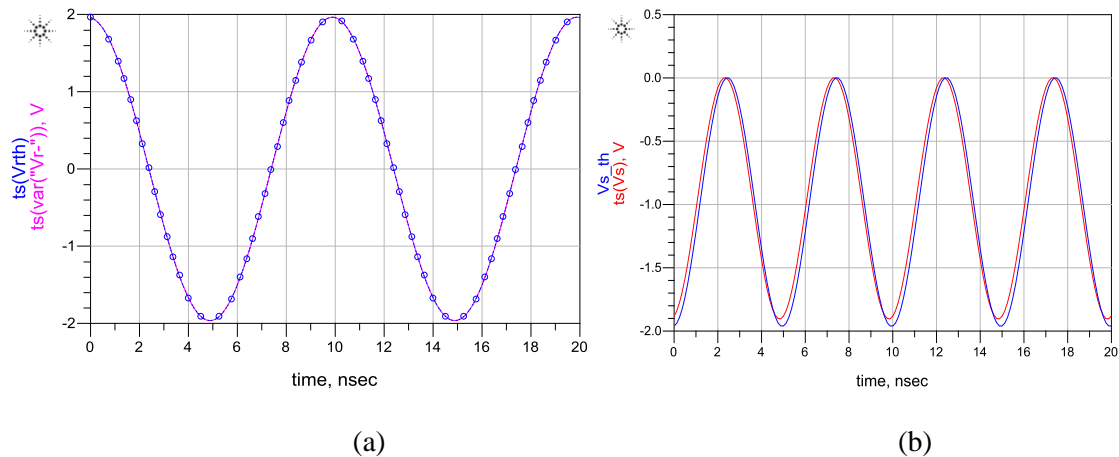


Figure.3. 22. Signaux simulés comparés aux signaux théoriques dans le cas d'un circuit idéal : (a) signal à la sortie du soustracteur, (b) signal à la sortie de tout le circuit

Suite à la validation du circuit dans son état idéal, il est simulé dans le cas réel. Cela permet de mettre en évidence ses limites.

3.3.3.1.4.3. Effet des composants réels

En réalité, le circuit n'est pas parfait. D'une part, les lignes de transmission qui relient les différents composants doivent être modélisées, il faut tenir compte de leur présence qui rajoute des décalages au niveau de la phase. D'autre part, dans le cas réel, l'AOP ne correspond pas au modèle idéal. Un modèle réel doit être intégré dans la simulation.

L'AOP de Analog Devices AD8011 [3.11] est choisi. Sa bande de fréquence de fonctionnement (jusqu'à 300 MHz) correspond à la bande de travail. Il est aussi caractérisé par la puissance très faible et la faible distorsion. Ce composant existe sous la forme de modèle SPICE (destiné principalement pour le logiciel : Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), un standard incontesté en matière de simulation de circuit électronique. Ce modèle électronique est disponible sur la page web d'Analog Devices [3.12] et il peut être utilisé dans n'importe quelle simulation intégrant le composant.

De nouvelles courbes de V_r - et V_s sont représentées dans cette nouvelle configuration. Elles sont toujours superposées aux courbes théoriques. (fig.3.21).

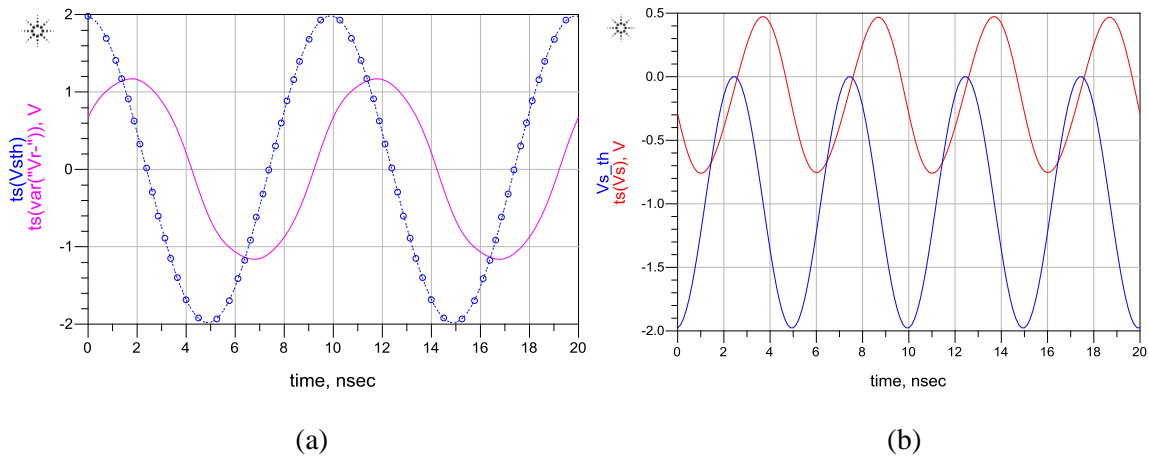


Figure.3. 23. Signaux simulés comparés aux signaux théoriques dans le cas d'un circuit réel : (a) signal à la sortie du soustracteur, (b) signal à la sortie de tout le circuit

La substitution de l'AOP idéal par un AOP réel et la mise en place des lignes de transmission dans le circuit simulé change énormément les résultats. D'énormes erreurs surviennent et causent un décalage entre les courbes simulées et les courbes théoriques.

Par conséquent, une méthode de correction doit être proposée afin de tenir compte de l'effet des défauts du circuit réel.

D'autre part, pour la calibration du premier bloc du circuit d'acquisition : le pont de Wheatstone, l'équation (3.61) doit être considérée au lieu de (3.46). Dans la partie suivante, une adaptation du circuit d'acquisition est proposée afin de tenir compte de cette calibration.

3.3.3.1.4.4. Tenir compte de la calibration du pont

La calibration du pont revient à déterminer les paramètres de calibration à partir d'éléments à charge connue pour les injecter ensuite dans une équation calibrée du coefficient de réflexion (3.61).

Mais, le circuit proposé (fig.3.14) est inspiré de l'équation théorique (3.46) nécessitant une simple soustraction pour l'obtention du signal réfléchi. Il ne tient pas compte de la calibration du pont. Pour satisfaire à l'équation calibrée, il doit être modifié de façon que la phase entre les deux signaux (3.92) et (3.93) soit déterminée en sortie finale du circuit.

$$V_1 = A. (V_B + BV_A) \quad (3.92)$$

$$V_2 = V_B + CV_A \quad (3.93)$$

La détermination des variables de calibration A, B et C est effectuée expérimentalement (chapitre 4). Ce sont des nombres complexes qui peuvent être synthétisés à l'aide de résistances, inductances et capacités comme le montre les équations (3.94) et (3.95) qui expriment respectivement V_1 et V_2 .

$$V_1 = AV_B + ABV_A = \frac{1}{50} (-(R_A + L_A \omega j)V_B + (R_{AB} + L_{AB} \omega j)V_A) \quad (3.94)$$

$$V_2 = V_B + CV_A = V_B - \frac{1}{50} \left(R_C - \frac{j}{C\omega} \right) V_A \quad (3.95)$$

L'objectif c'est de concevoir les circuits électroniques qui permettent de former ces deux signaux V_1 et V_2 .

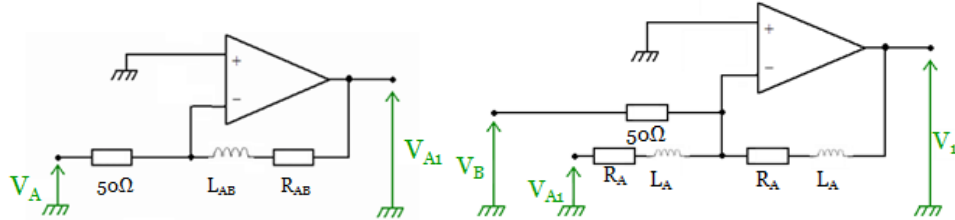


Figure.3. 24. Circuits permettant d'obtenir V1

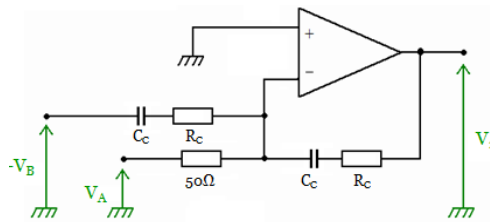


Figure.3. 25. Circuit permettant d'obtenir V2

Revenir aux équations théoriques des différents circuits AOP (inverseur (fig.3.23) et additionneur inverseur (fig.3.22)) permet d'élaborer les équations de V_1 (à partir du circuit de la fig.3.24) et V_2 (fig.3.25) de la manière suivante :

$$V_1 = -(R_A + L_A \omega j) \left(\frac{V_B}{50} + \frac{V_{A1}}{R_A + L_A \omega j} \right) \quad (3.96)$$

$$\text{Où } V_{A1} = -\frac{R_{AB} + L_{AB} \omega j}{50} V_A \quad (3.97)$$

La simplification de cette équation de V_1 permet de revenir à l'équation (3.94) voulue.

Et, V_2 s'écrit :

$$V_2 = -\left(R_C - \frac{j}{C\omega} \right) \left(\frac{V_A}{R_C - \frac{j}{C\omega}} + \frac{V_B}{50} \right) \quad (3.98)$$

Pour tenir compte de la calibration du pont, il s'agit alors d'utiliser les deux circuits (fig.3.24) et (fig.3.25) à la place de l'amplificateur différentiel dans le banc de simulation complet.

Dans cette configuration, les paramètres de calibration sont considérés comme étant des constantes alors que ces derniers varient légèrement en fonction de la fréquence. En plus, ces valeurs doivent être flexibles à tout changement parce que les paramètres de calibration ne sont pas fixes, elles peuvent changer d'un montage à l'autre.

3.3.3.1.4.5. Complexité de la correction

Implémenter la calibration du pont complique le circuit d'acquisition. Ce dernier contient, maintenant, des résistances, des capacités et des inductances rajoutées et qui n'ont pas forcément des valeurs fixes en fonction de la fréquence et de l'instant de la mesure.

En plus, une méthode de correction doit être implémentée pour corriger l'effet de décalage de phase due à la présence des lignes de transmission ainsi que l'effet de l'AOP réel.

La mise en place de toutes ces corrections est compliquée. Pour des raisons de temps, nous avons abandonné cette solution. Et, nous avons choisi d'utiliser un détecteur de phase prêt à l'emploi développé par Analog Devices.

3.3.3.2. Détecteur de phase intégré

3.3.3.2.1. Présentation du circuit

Le détecteur de phase AD8302 [3.9] est développé par la société Analog Devices. Nous avons mis en œuvre le kit d'évaluation (fig.3.26) dont les caractéristiques principales sont présentées ci-après.

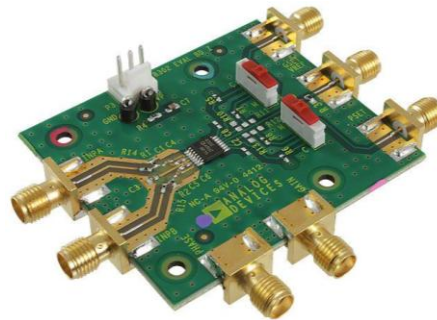


Figure.3. 26. Photo du détecteur de phase AD8302

Le diagramme du bloc fonctionnel du détecteur de phase (fig.3.27) montre que ce dernier est basé sur la structure d'un multiplicateur pour assurer la fonction de détection de phase.

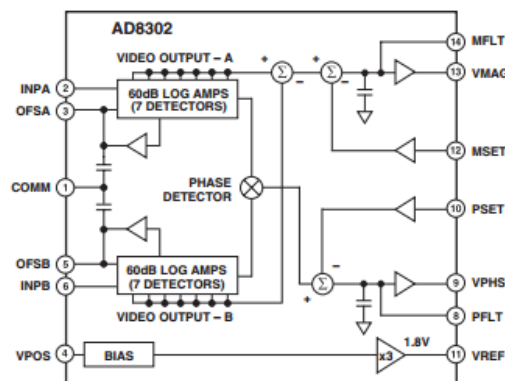


Figure.3. 27. Diagramme du bloc fonctionnel

La structure de multiplicateur (mélangeur) intégrée dans la plupart des détecteurs de phase du marché est représentée ci-après.

3.3.3.2.2. Structure du multiplicateur : DBM (Double Balanced Mixer)

La structure d'un DBM est formée d'un anneau de quatre diodes et deux transformateurs (Balun : Balanced Unbalanced). Elle est représentée par la fig.3.28 et son principe est décrit juste après.

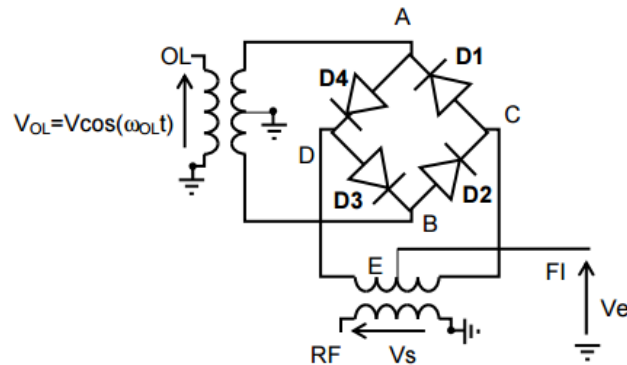


Figure.3. 28. Mélangeur doublement équilibré à diodes en anneau [3.10]

Une diode fonctionne ou pas en fonction du signe du signal qui la parcourt. En considérant le schéma du circuit (fig.3.28), deux cas se présentent.

Le cas où V_{OL} est positive ($V_A > V_B$), pour lequel les diodes D1 et D2 sont passantes alors que D3 et D4 sont bloquées. Dans ce cas, le nœud C est la masse virtuelle et le nœud D est en circuit ouvert et par la suite l'égalité de l'équation (3.99) est satisfaite :

$$V_s(t) = V_e(t), \text{ si } V_{OL} > 0 \quad (3.99)$$

Et, dans le cas inverse, si la tension V_{OL} est négative, ce sont les diodes D3 et D4 qui conduisent le courant alors que D1 et D2 sont bloquées. Donc, D est la masse virtuelle et C est en circuit ouvert. Et dans ce cas de figure, une deuxième équation (3.100) est satisfaite :

$$V_s(t) = - V_e(t), \text{ si } V_{OL} < 0 \quad (3.100)$$

Sur ses deux équations repose le principe de fonctionnement d'un DBM à partir duquel il a été démontré [3.10] qu'il assure la fonction de multiplication analogique en exprimant V_s comme étant le produit des deux signaux d'entrée V_e et V_{OL} . En se basant sur sa fonction de multiplicateur, le fonctionnement d'un DBM en tant que détecteur de phase a été aussi mis en évidence [3.10].

3.3.3.2.3. Principe de fonctionnement

A partir des signaux d'entrée, le détecteur de phase fournit deux tensions continues VMAG et VPHS qui sont proportionnelles respectivement au rapport ρ de ces deux tensions et au déphasage φ .

Les expressions de φ et ρ en fonction de ces deux tensions de sorties peuvent être déterminées à partir de la fiche technique du composant [3.9]. Les courbes deux courbes : $VMAG = f(\rho)$ (fig.3.29) et $VPHS = f(\varphi)$ (fig.3.30) sont représentées.

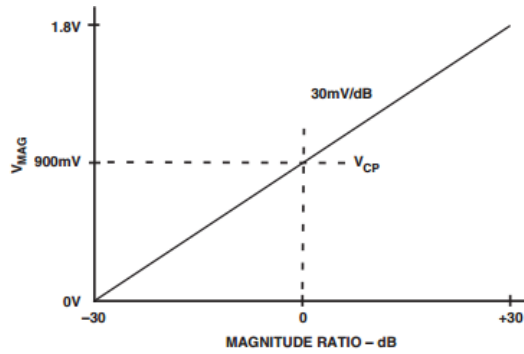


Figure.3. 29. VMAG en fonction du module du coefficient de réflexion ρ [3.9]

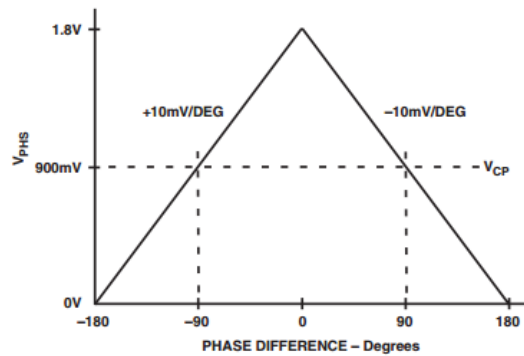


Figure.3. 30. VPHS en fonction de la phase du coefficient de réflexion φ [3.9]

La courbe de la figure.3.29 permet d'exprimer ρ en fonction de la tension VMAG par l'équation (3.101) suivante :

$$\rho = 10^{\frac{1}{20} \left(\frac{30}{0.9} VMAG - 30 \right)} \quad (3.101)$$

Et d'après la courbe de la figure.3.30, l'extraction de φ dépend de son signe.

$$\begin{cases} \varphi = 100 \cdot VPHS - 180 \text{ si } \varphi < 0 \\ \varphi = -100 \cdot VPHS + 180 \text{ si } \varphi > 0 \end{cases} \quad (3.102)$$

Les constantes présentes dans les équations (3.101) et (3.102) qui relient ρ à VMAG et φ à VPHS sont déterminées à partir des courbes théoriques (fig.3.29 et fig.3.30) représentées dans la fiche technique.

Nous montrerons, dans la partie expérimentale (chapitre 4), que le circuit détecteur de phase présente des imperfections qui nécessitent le développement d'une méthode de correction.

3.3.4. Autres composants de la chaîne d'acquisition

Dans ce chapitre, deux blocs du système d'acquisition sont détaillés : le pont de Wheatstone et le détecteur de phase, ce sont les circuits qui réalisent les deux fonctions de base qui sont la séparation

des ondes, incidente et réfléchi, et l'extraction du déphasage entre eux. Mais pour avoir un système de localisation complet (fig.3.10), d'autres composants sont indispensables.

D'abord, un générateur de signaux sinusoïdaux doit être présent dans la chaîne d'acquisition. Il assure la commande du système en fréquence. Dans la version finale, totalement intégrée, du système d'acquisition un VCO (Voltage Controlled Oscillator) joue le rôle du générateur.

Ensuite, à la sortie du détecteur de phase, un contrôleur est obligatoire pour sauvegarder toutes les valeurs de phase pour chaque fréquence générée, représenter la courbe de phase en fonction de la fréquence, déterminer la pente de cette courbe et calculer la distance d qui sépare le doigt de l'entrée de la ligne en appliquant la formule (3.34). Ce calculateur peut être implémenté sur le PC (le logiciel Matlab par exemple) et dans la version intégrée ou portable, il peut être remplacé par un microcontrôleur tel que celui de la carte Arduino.

3.4. Synthèse

Dans ce chapitre, la seconde partie du système tactile proposé est présentée. C'est la partie acquisition et localisation. Le concept global du système tactile est une dalle avec guide d'ondes et connexion monoport. Le toucher désadaptant la ligne imprimée sur la dalle crée une réflexion et une mesure à son entrée permet de localiser cette perturbation.

La modélisation quadripolaire du système montre que l'exploitation du coefficient de réflexion à l'entrée de la ligne, et précisément sa phase permet d'obtenir les équations théoriques nécessaires à la localisation du doigt. C'est ainsi que l'algorithme de localisation est établi.

La mesure de la phase du coefficient de réflexion est alors la clef de la localisation. Cette mesure peut être réalisée par un instrument de référence qui est le VNA. Ce dernier sépare les ondes incidente et réfléchi pour déterminer ensuite le déphasage entre elles. C'est la mission principale du circuit compact proposé.

Le pont de Wheatstone est proposé pour la première fonction de base. C'est un pont séparateur d'ondes. Il est démontré que le coefficient de réflexion à l'entrée d'un dispositif qui lui est connecté peut être calculé à partir de deux tensions prélevées au niveau du pont.

Comme tout autre circuit électronique, le pont séparateur présente des défauts dus principalement à l'imperfection de l'adaptation de ses lignes et ses connecteurs et aux erreurs minimales sur les valeurs de ses résistances. Une méthode matricielle de correction de défauts est alors implémentée.

La deuxième fonction dans la chaîne acquisition est la détection de phase. Au début, c'est un circuit qui est basé sur un multiplicateur analogique qui est proposé. Il est démontré que ce dernier assure la fonction d'extraction de phase. Le circuit global de détecteur de phase est inspiré de l'équation du

coefficient de réflexion. Avec les simulations, des limites de ce circuit ont été mises en évidence. La correction de tous ses défauts étant compliquée, il a été abandonné pour des raisons de temps.

C'est alors un détecteur de phase fabriqué par Analog Devices qui est implémenté pour son évaluation. Le principe de son fonctionnement est présenté.

Dans ce qui suit, la validation expérimentale de tout ce qui est présenté dans ce chapitre est présentée. D'abord, ce sont des mesures pour la validation de la méthode HDL qui sont présentées. Ensuite, des réalisations, des mesures et des tests des solutions matérielles proposées sont mises en évidence. Le critère principal d'évaluation du système global est la précision de localisation.

CHAPITRE 4 : IMPLEMENTATION MATERIELLE ET ANALYSE DE LA PRECISION DE LOCALISATION

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

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

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

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

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

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

4.1. Principe expérimental

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

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

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

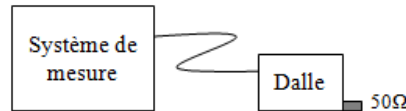


Figure.4. 1. Montage expérimental

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

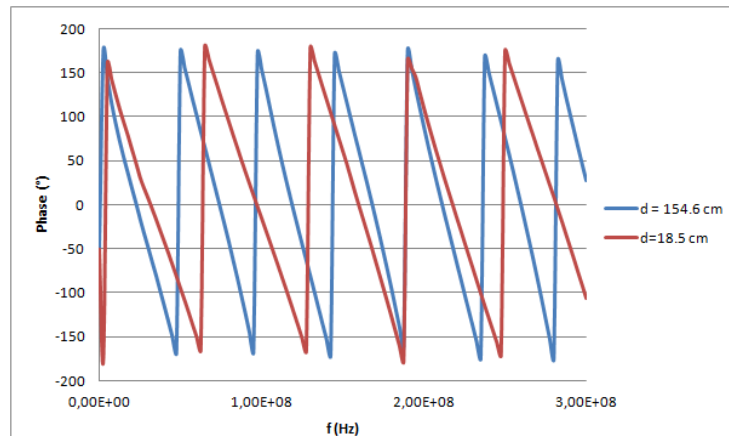


Figure.4. 2. Courbes de phase mesurées avec le VNA pour deux positions de touchers différentes

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

Cette constante est déterminée expérimentalement pour les différentes lignes réalisées.

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

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

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

Tableau.4. 1. Valeurs des vitesses de phase

4.2. Problématique de localisation pour les courtes distances

4.2.1. Mise en évidence

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

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

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

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

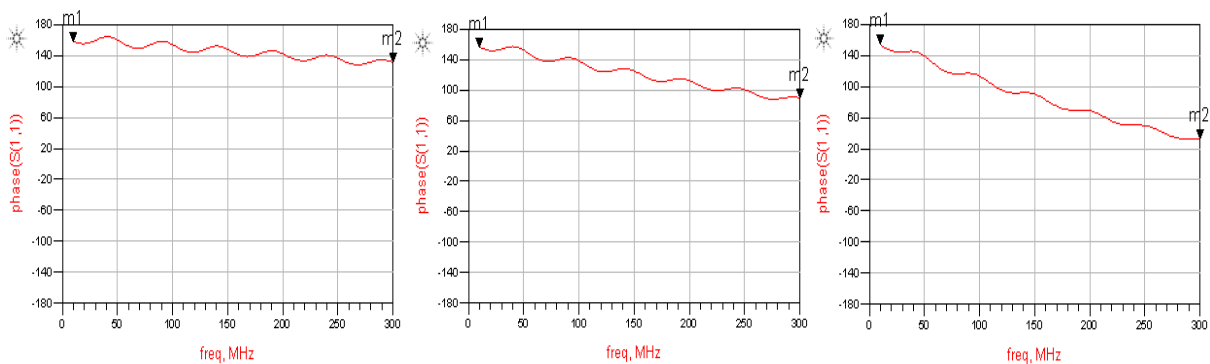


Figure.4. 3. Courbes de phase simulées pour des touchers au début de la ligne:
 (a) dtouché= 2 cm, (b) dtouché = 5cm, (c) dtouché=10 cm.

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

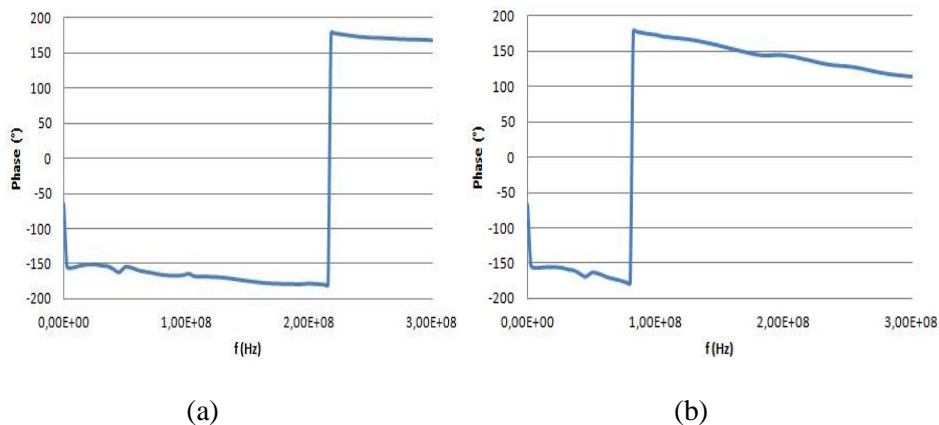


Figure.4. 4. Courbes de phase mesurées avec le VNA pour des touchers au début de la ligne:
 (a) dtouché= 5 cm, (b) dtouché=10 cm.

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

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

4.2.2. Solution proposée

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

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

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

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

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

4.3. Comportement électromagnétique du doigt

4.3.1. Etablissement d'un modèle électrique du doigt

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

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

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

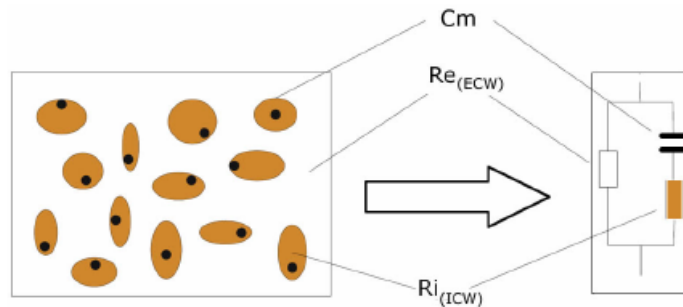


Figure.4. 5. Modèle électrique de Cole [4.1]

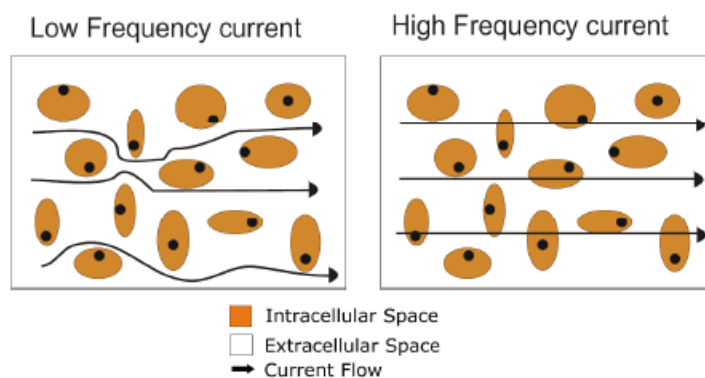


Figure.4. 6. Conduction du courant en fonction de sa fréquence dans les cellules de la peau humaine. [4.1]

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

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

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

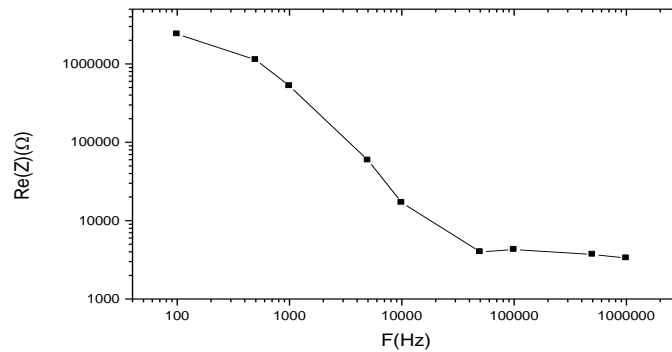


Figure.4. 7. Partie réelle de l'impédance du doigt mesurée à l'aide d'un RLC mètre

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

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

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

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

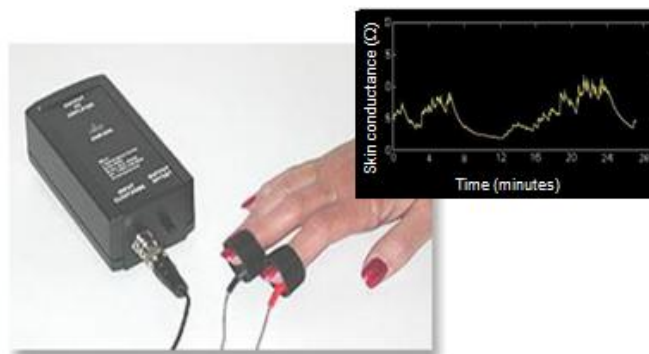


Figure.4. 8. L'impédance biologique dans le « détecteur de mensonge » [4.6]

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

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

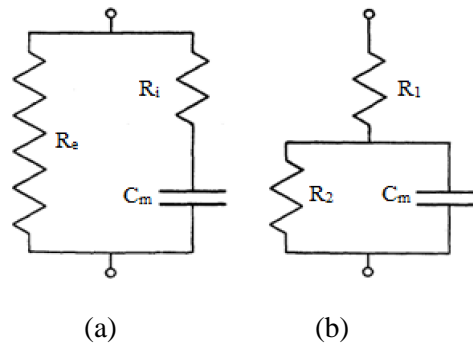


Figure.4. 9. Circuits électriques équivalent pour la modélisation de la peau humaine

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

4.3.2. Modélisation de l'ensemble doigt-dalle

4.3.2.1. Méthodologie

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

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

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

4.3.2.2. Résultats et détermination des paramètres électriques

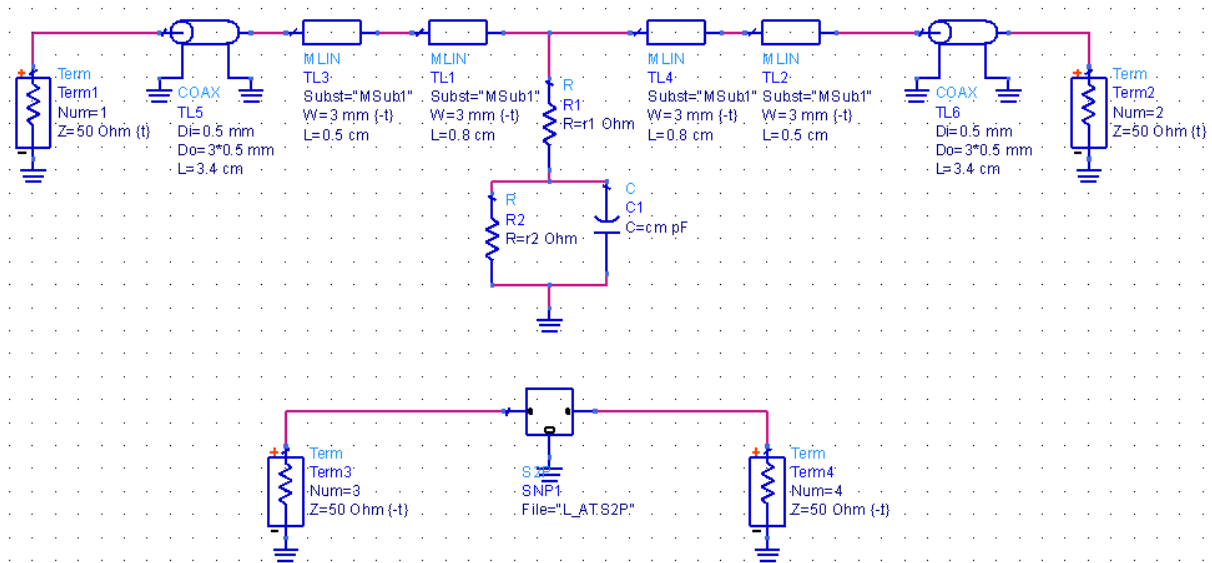


Figure.4. 10. Modélisation du doigt

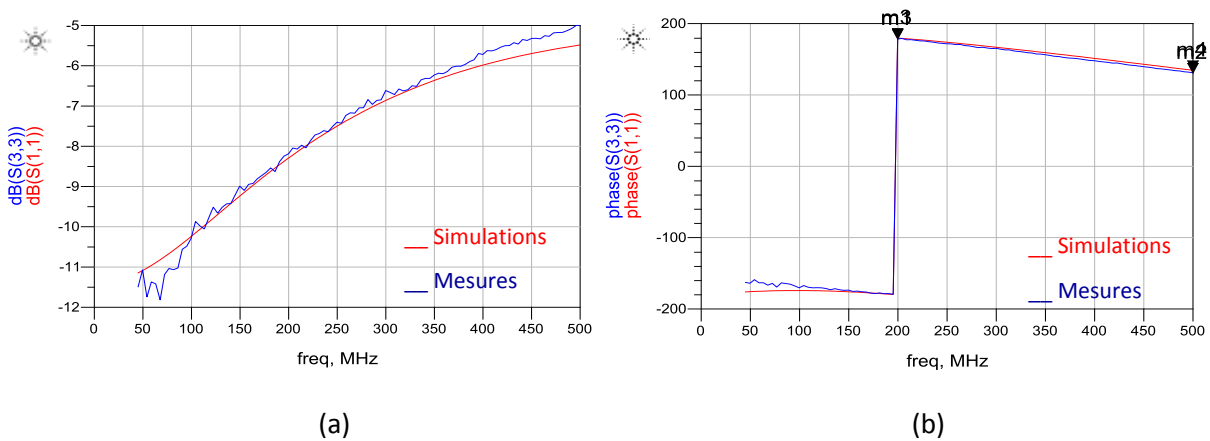


Figure.4. 11. Paramètres S11 simulé et mesuré: (a) Module, (b) Phase

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

Paramètre	Valeur
R1	11 Ω
R2	71 Ω
Cm	17 pF

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

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

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

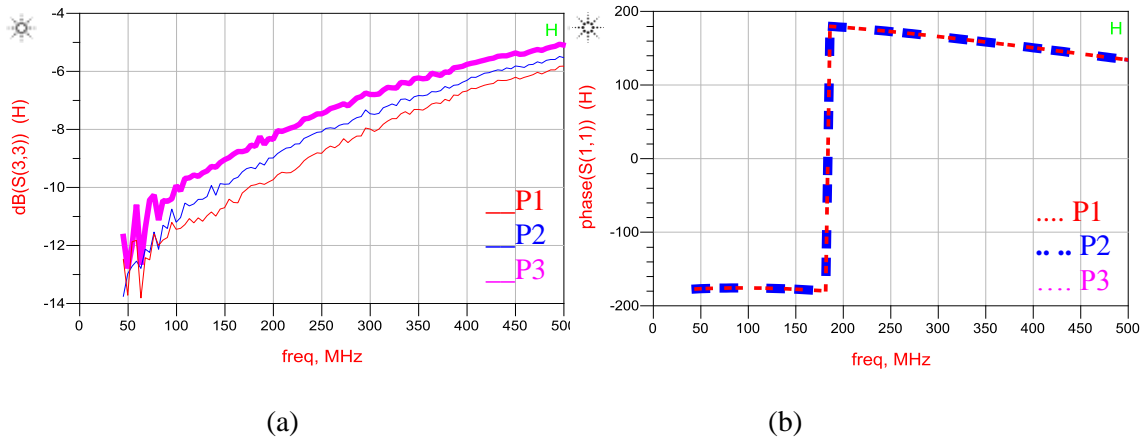


Figure.4. 12. Effet de la pression sur le coefficient de réflexion : (a) module, (b) phase

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

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

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

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

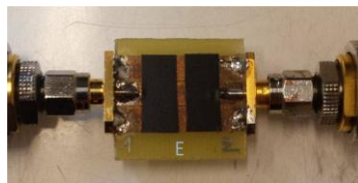


Figure.4. 13. Ligne avec une partie isolée du doigt

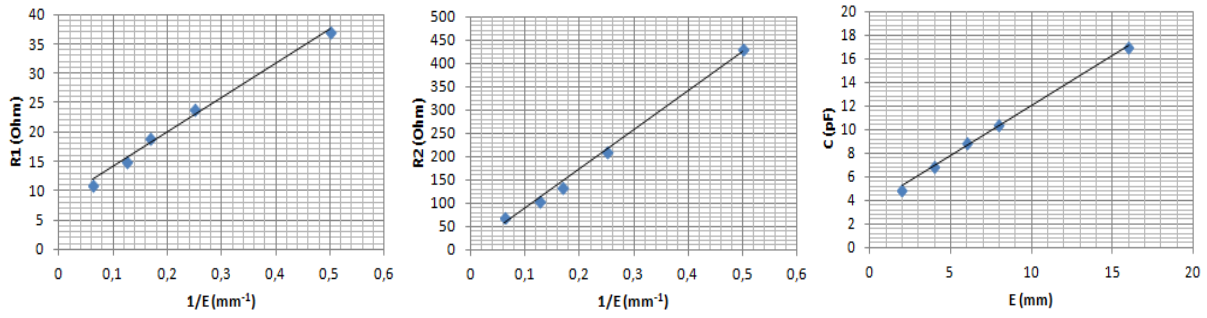


Figure.4. 14. Paramètres électriques du doigt en fonction de la surface de contact

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

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

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

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

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

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

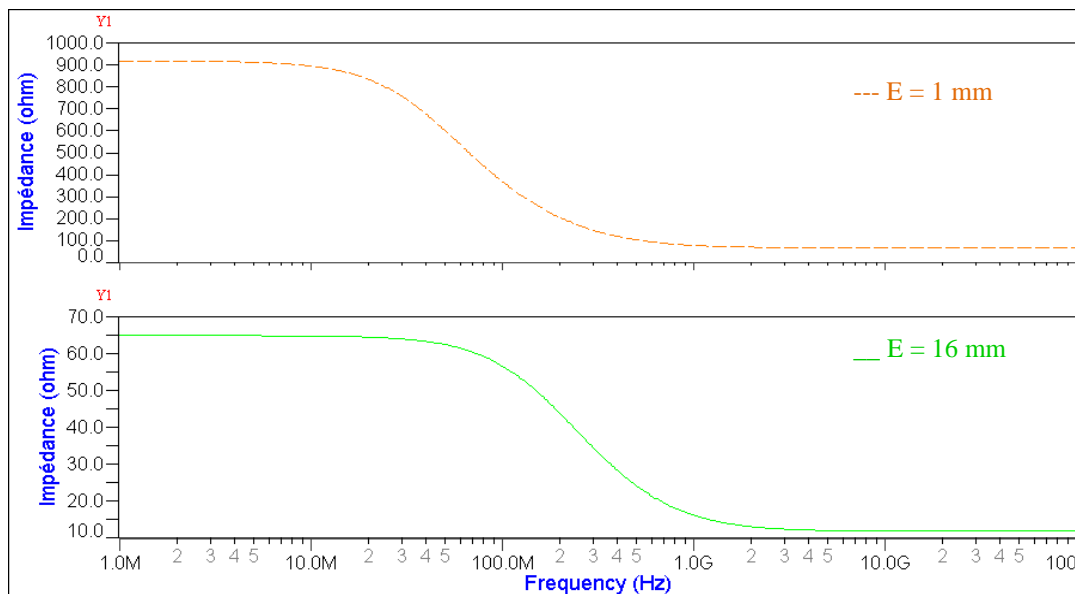


Figure.4. 15. Impédance du doigt en fonction de la fréquence

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

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

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

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

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

4.3.4. Impact du comportement capacitif sur la précision de localisation

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

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

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

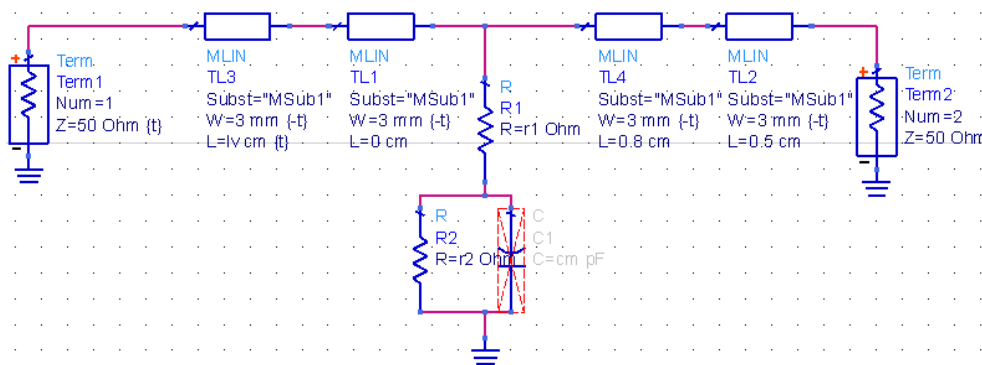


Figure.4. 16. Banc virtuel de l'ensemble doigt-dalle

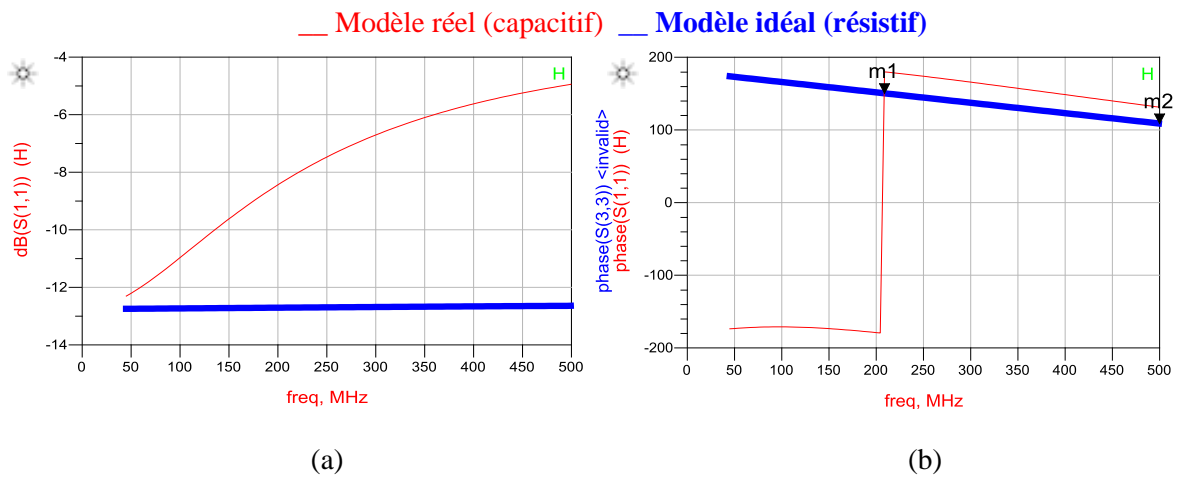


Figure.4. 17. Paramètres S_{11} dans les deux cas idéal (résistif) et réel (capacitif) : (a) module, (b) phase

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

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

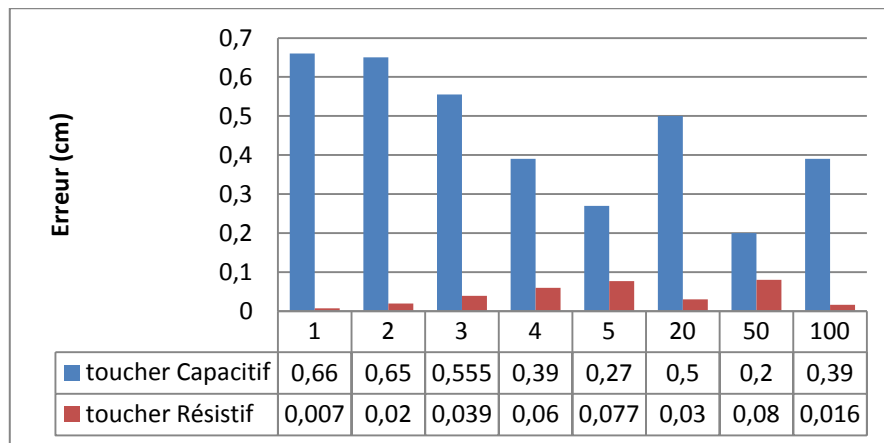


Figure.4. 18. Erreurs de localisation: Toucher capacitif et résistif (Simulations)

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

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

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

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

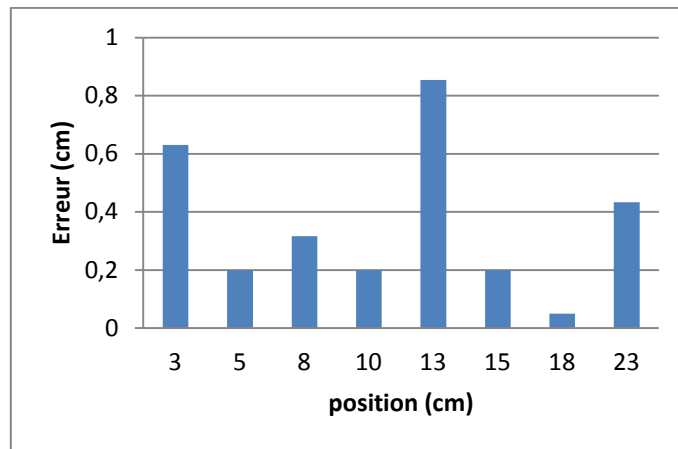


Figure.4. 19. Erreurs de localisation pour une ligne droite 50Ω

4.4. Impact de la désadaptation de la dalle

4.4.1. Mise en évidence

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

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

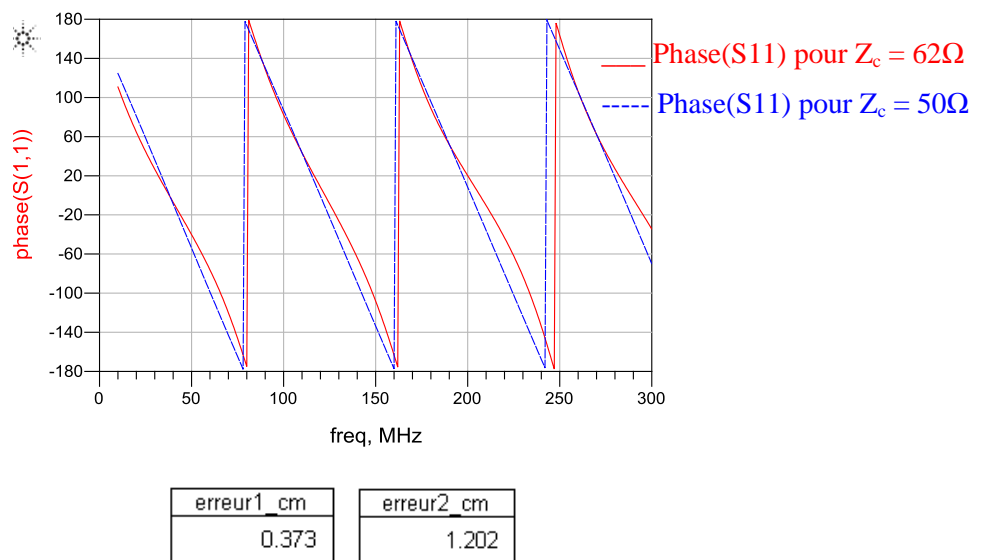


Figure.4. 20. Courbes de phase pour une position de toucher 100cm

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

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

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

4.4.2. Solutions proposées

4.4.2.1. Calibration de la dalle

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

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

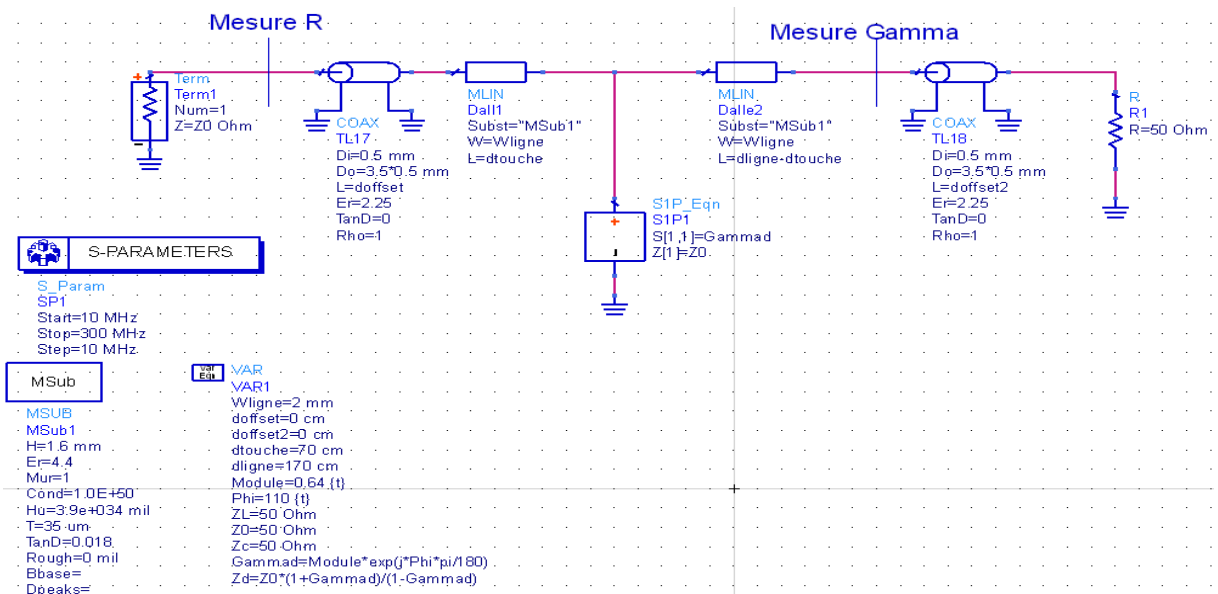


Figure.4. 21. Banc de simulation intégrant la dalle dans la calibration

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

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

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

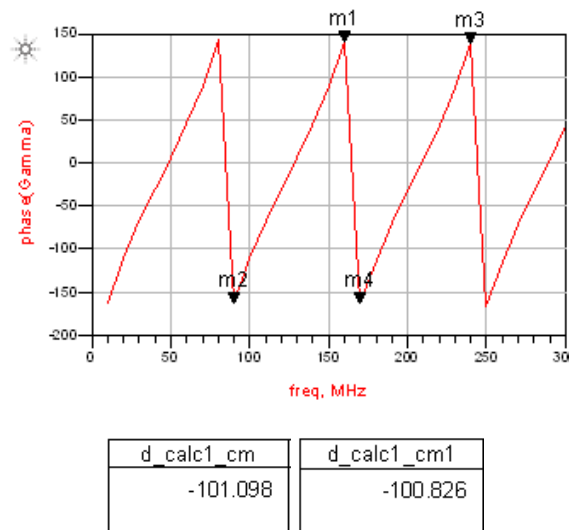


Figure.4. 22. Courbe de phase pour une ligne calibrée de $Z_c=62\Omega$, et une position de toucher 100cm

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

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

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

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

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

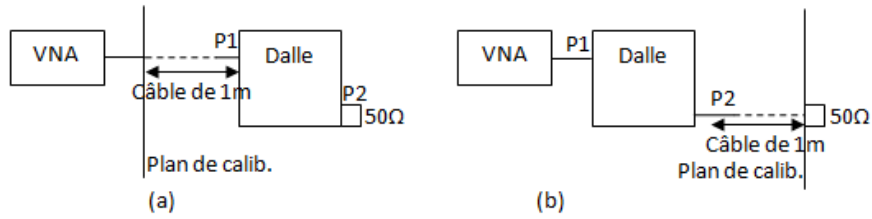


Figure.4. 23. (a) Dalle non intégrée dans la calibration, (b) Dalle intégrée dans la calibration

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

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

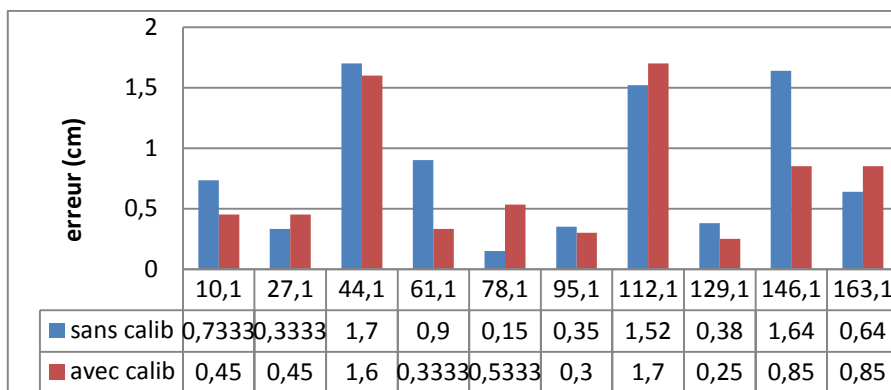


Figure.4. 24. Erreurs de localisation sur la dalle PET (Dalle calibrée Vs. Dalle non calibrée)

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

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

4.4.2.2. Calcul de la moyenne de pentes

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

4.5. Impact de la permittivité du support

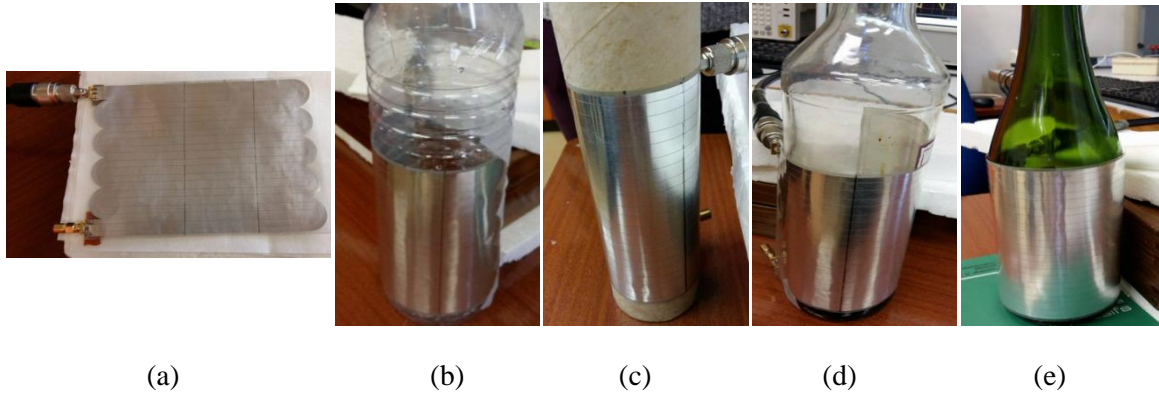


Figure.4. 25. Tests sur différents supports cylindriques

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

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

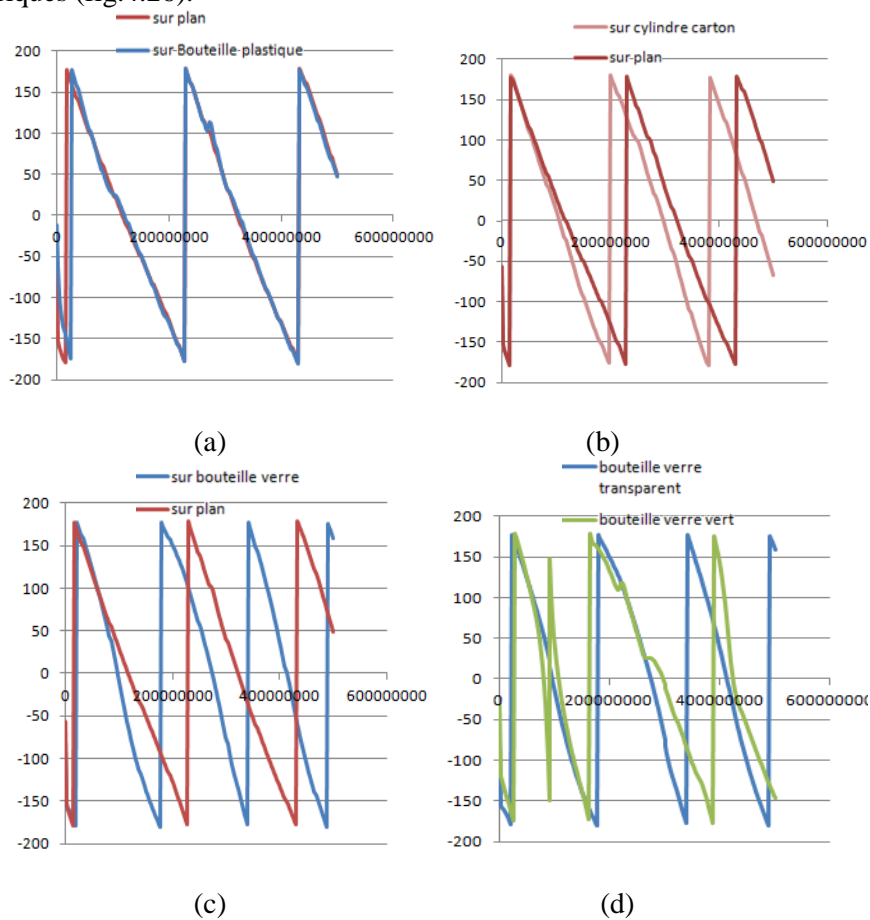


Figure.4. 26. Courbes de phase pour différents supports

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

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

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

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

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

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

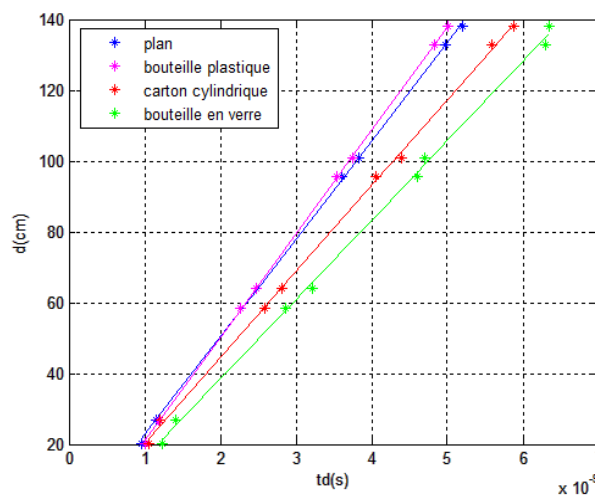


Figure.4. 27. d en fonction de t_d pour différents supports

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

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

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

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

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

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

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

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

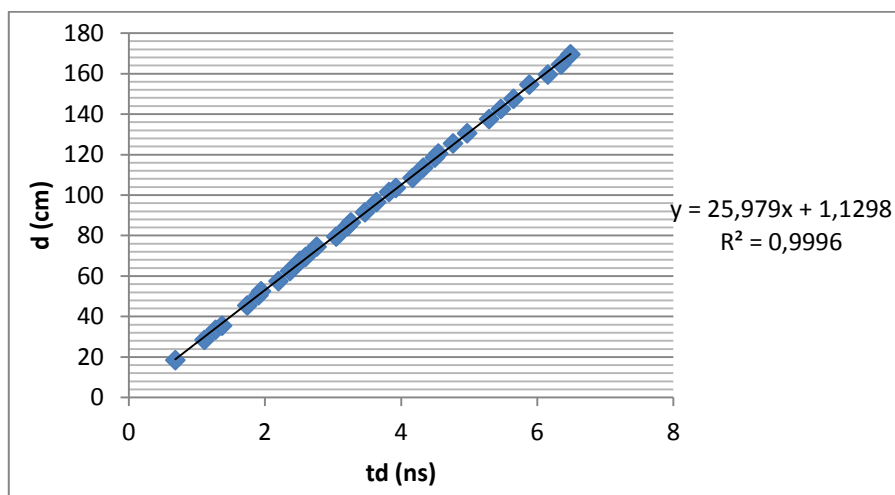


Figure.4. 28. d en fonction de t_d : Mesures du VNA sur la dalle souple

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

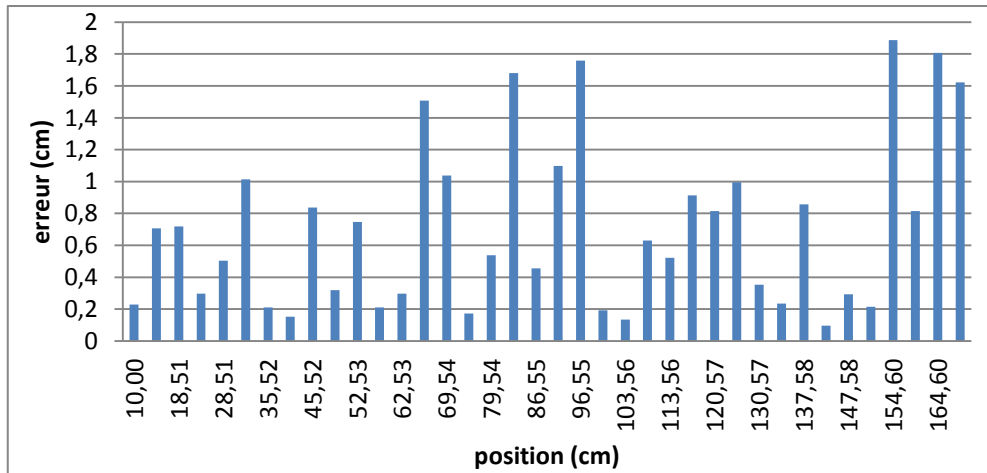


Figure.4. 29. Erreurs de localisation sur la dalle souple (mesures VNA)

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

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

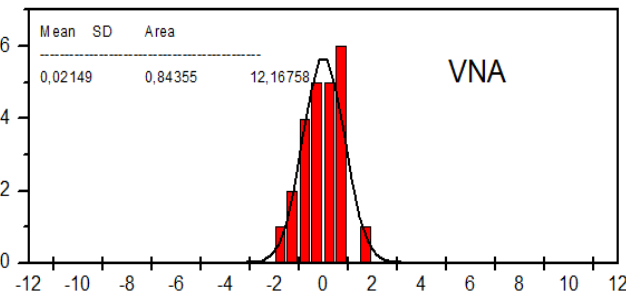


Figure.4. 30. Diagramme « frequency count » pour la dalle souple (Mesures du VNA)

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

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

4.7. Intégration du système d'acquisition

4.7.1. Pont séparateur

4.7.1.1. Conception et réalisation du pont

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

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

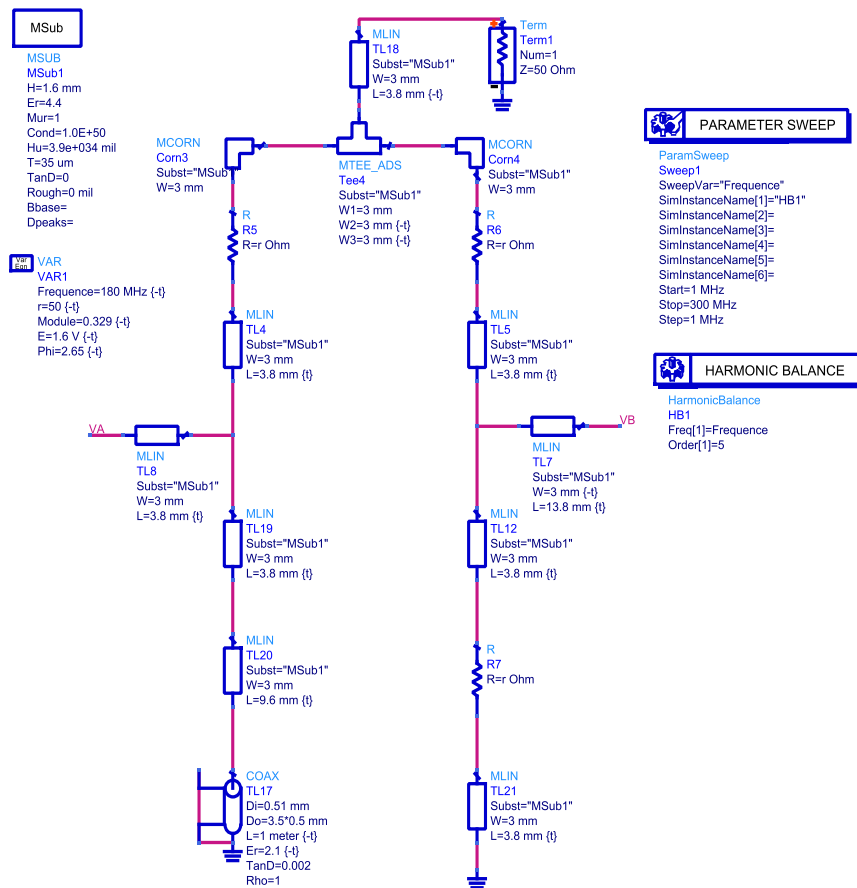


Figure.4. 31. Circuit simulé du pont de Wheatstone (avec un mètre de câble court-circuité en DUT)

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

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

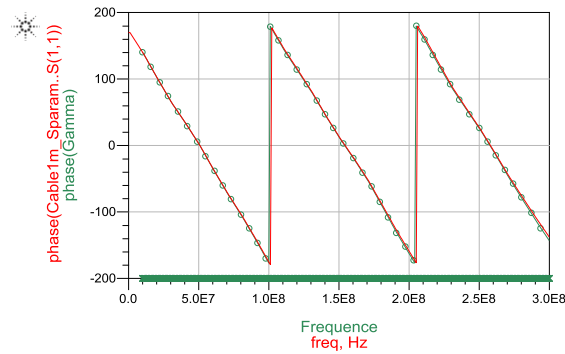


Figure.4. 32. Courbe de phase obtenue dans le cas d'un pont équilibré

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

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

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

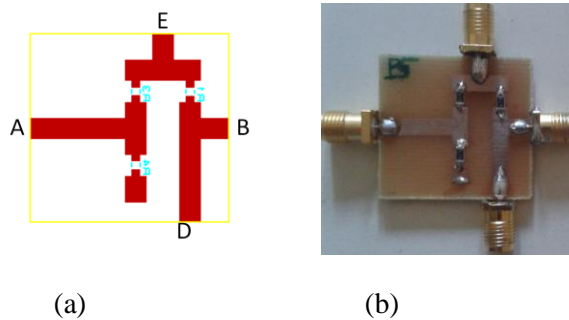


Figure.4. 33. Pont de Wheatstone : (a) Dessin du circuit sur ARES, (b) photo du circuit réalisé

4.7.1.2. Banc expérimental

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

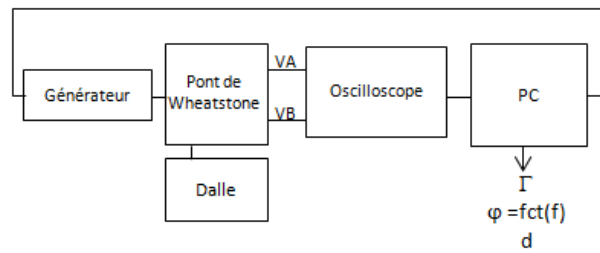


Figure.4. 34. Banc expérimental du pont de Wheatstone

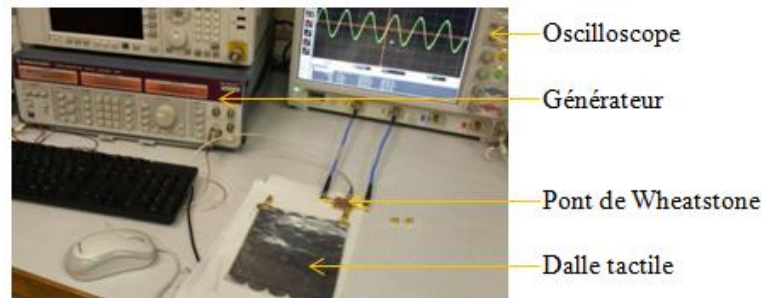


Figure.4. 35. Photo du banc expérimental du pont de Wheatstone

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

4.7.1.3. Correction matricielle des défauts

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

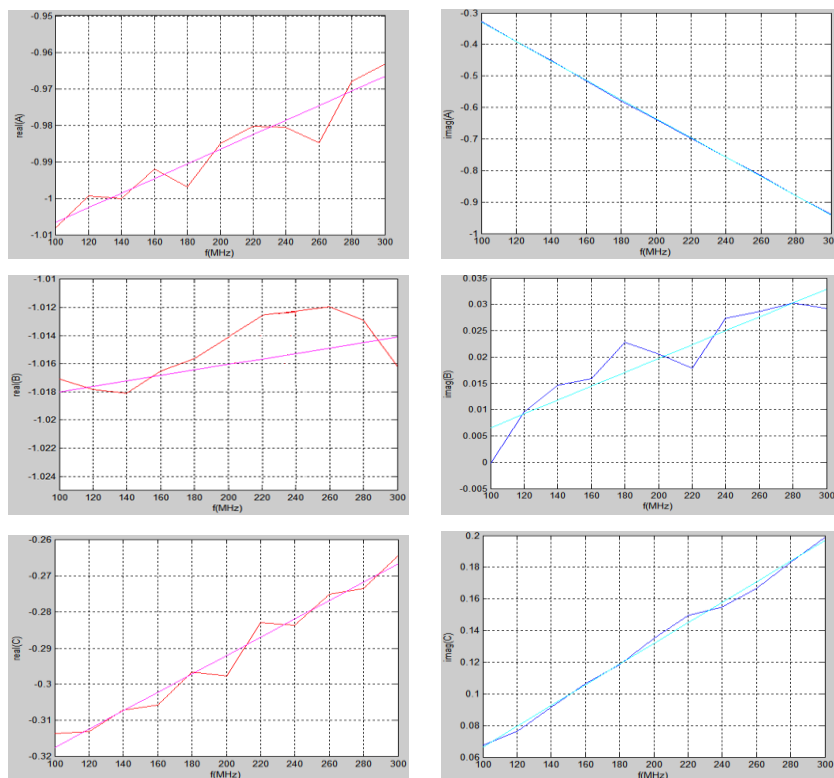


Figure.4. 36. Partie réelle et partie imaginaire des paramètres A, B et C mesurés

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

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

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

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

4.7.1.4. Mesures et résultats

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

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

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

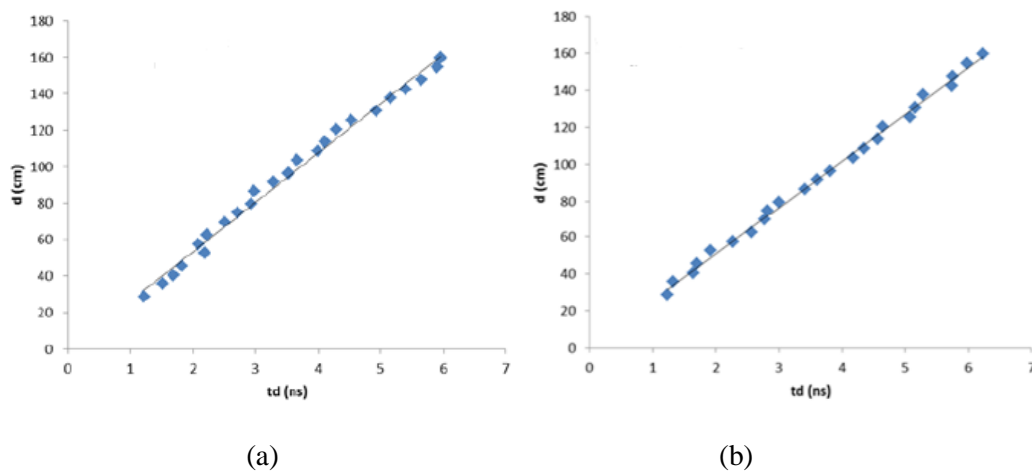


Figure.4. 37. D en fonction de t_d pour la dalle souple : (a) pont non calibré (b) pont calibré

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

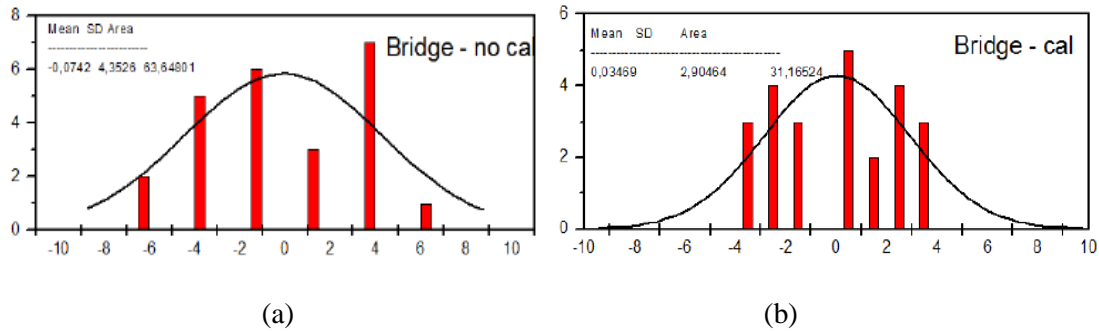


Figure.4.30. Diagramme « frequency count » pour la dalle souple (Mesures du pont non calibré)

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

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

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

4.7.2. Détecteur de phase

4.7.2.1. Intégration expérimentale

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

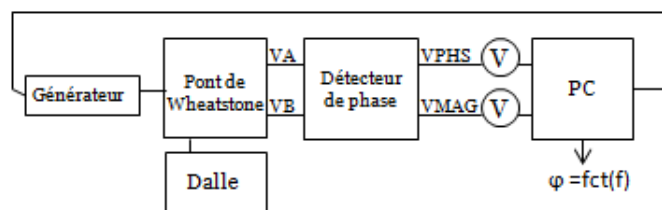


Figure.4. 38. Banc expérimental du circuit d'acquisition complet

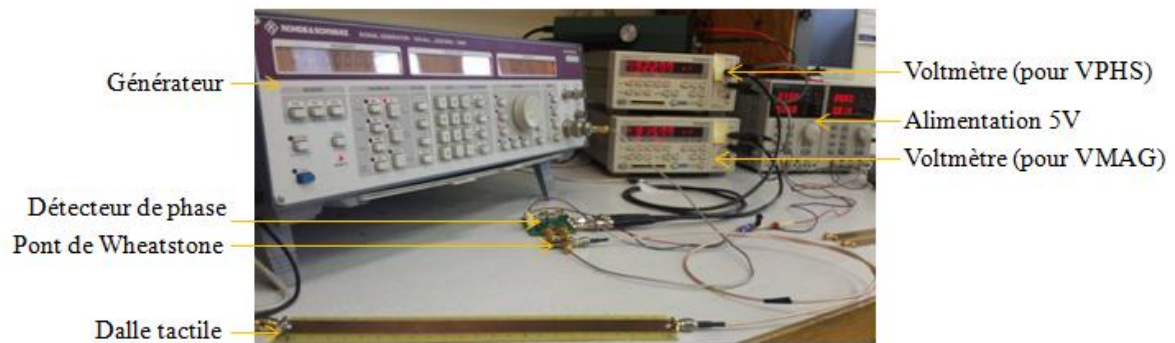


Figure.4. 39. Photo du banc expérimental du circuit d'acquisition complet

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

4.7.2.2. Diagnostic et correction du détecteur de phase

4.7.2.2.1. Diagnostic de la linéarité

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

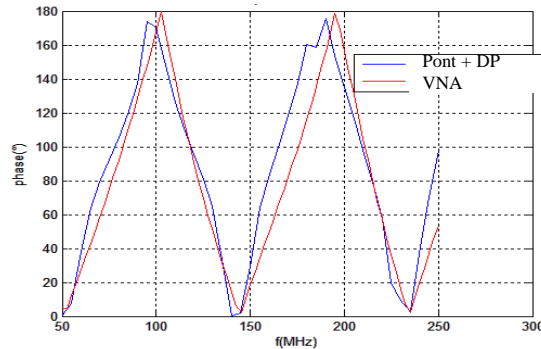


Figure.4. 40. Comparaison entre les courbes de phase du VNA et du système « Pont +DP »

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

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

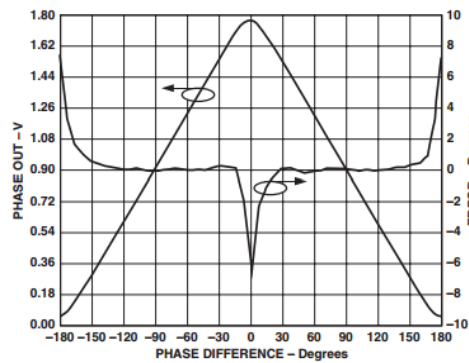


Figure.4. 41. VPMS et erreur de conformité en fonction de φ (f=100 MHz) [4.11]

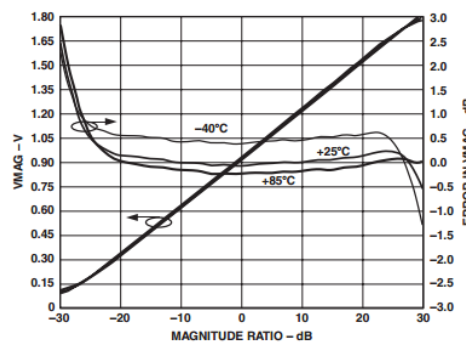


Figure.4. 42. VMAG et erreur de conformité en fonction de ρ (f=100 MHz) [4.11]

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

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

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

4.7.2.2.2. Correction de la linéarité

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

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

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

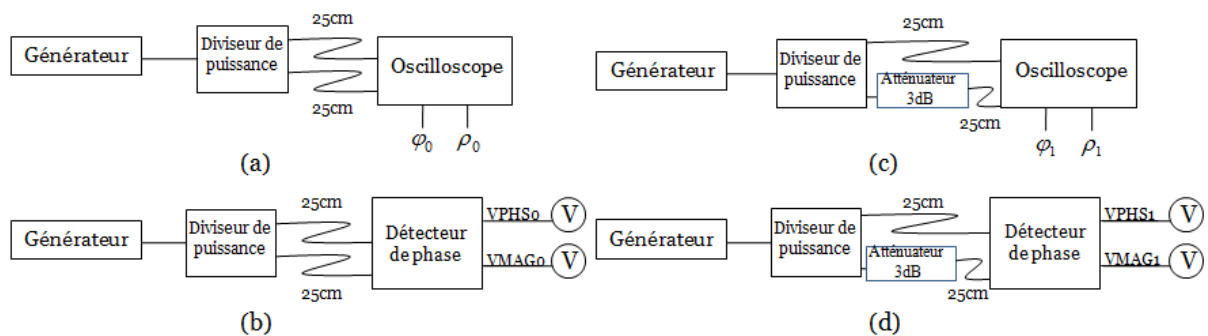


Figure.4. 43. Bancs expérimentaux pour la correction de linéarité

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

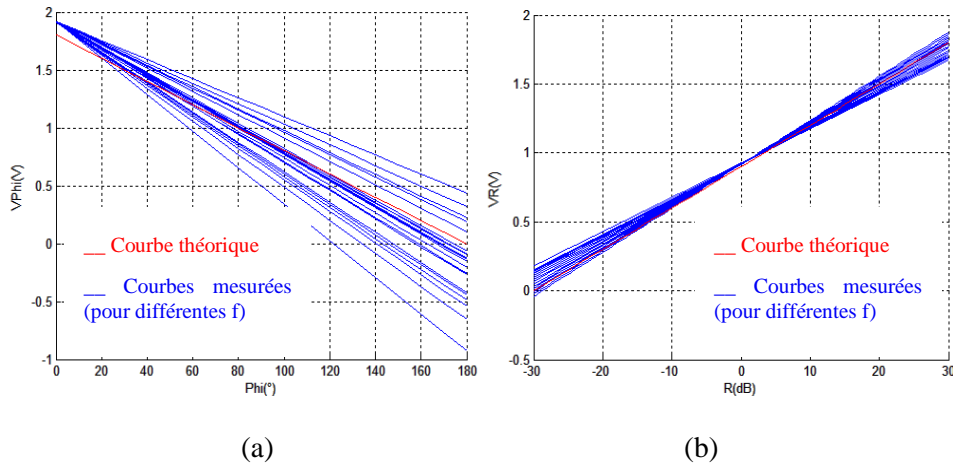


Figure.4. 44. Courbes expérimentales de VPHS en fonction de φ (a) et VMAG en fonction de ρ (b)

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

$$\varphi(f) = D(f).VPHS + E(f) \tag{4.18}$$

$$\rho(f) = G(f).VMAG + H(f) \tag{4.19}$$

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

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

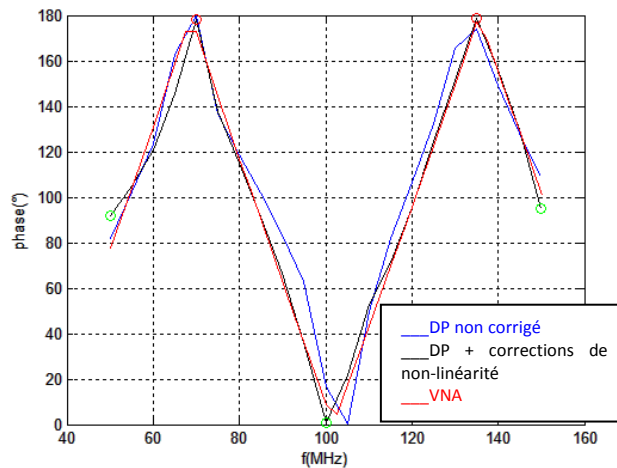


Figure.4. 45. Courbe de phase avant et après la correction du phénomène de non-linéarité

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

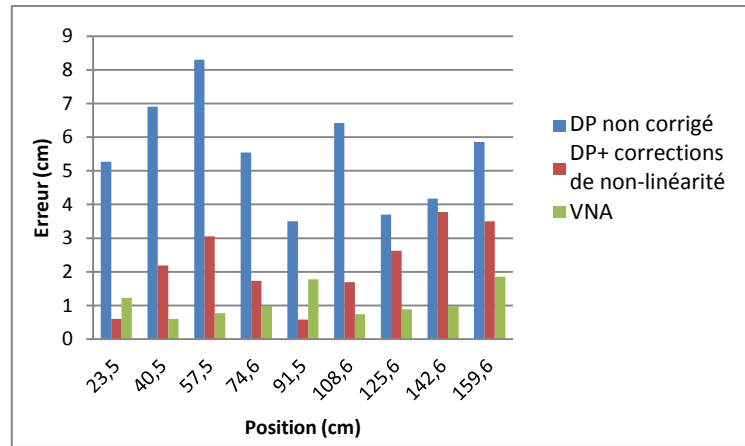


Figure.4. 46. Erreurs de localisation : détecteur de phase calibré et non calibré comparé au VNA

4.7.2.2.3. Identification de l'ambiguïté de phase

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

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

4.7.2.2.4. Correction de l'ambiguïté de phase

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

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

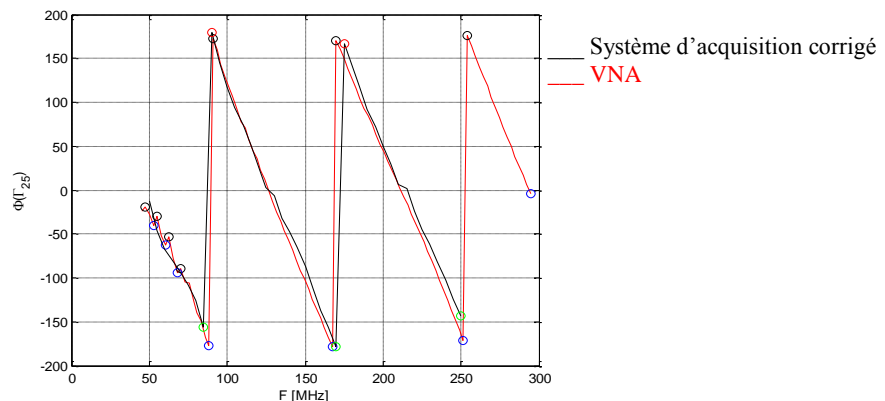


Figure.4. 47. Courbe de phase suite à l'implémentation des deux corrections au détecteur de phase comparée à celle du VNA

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

4.8. Evaluation de l’erreur globale du système

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

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

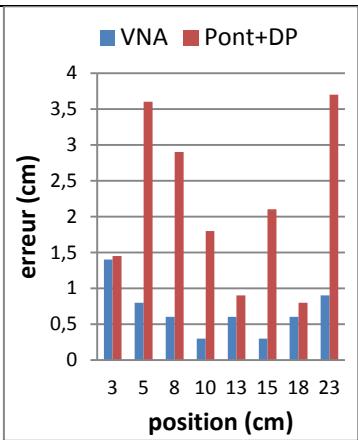
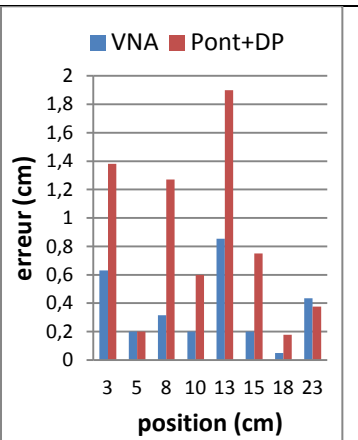
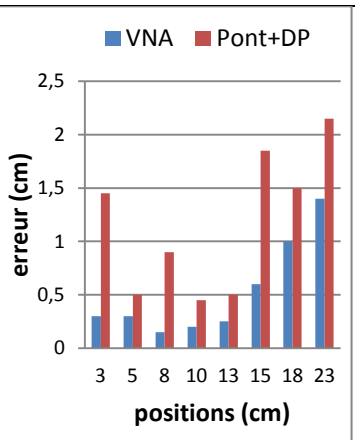
Lignes testées	Zc≠50Ω	Zc=50Ω	Zc≠50Ω Moyenne des pentes																																				
Ligne droite rigide	 <table border="1"> <thead> <tr> <th>E (cm)</th> <th>VNA</th> <th>P+DP</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>Moy</td> <td>0,69</td> <td>2,16</td> </tr> <tr> <td>Max</td> <td>1,4</td> <td>3,7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

Tableau.4. 5. Mesures sur lignes courtes rigides

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

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

Ces résultats sont aussi vrais pour les lignes en U.

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

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

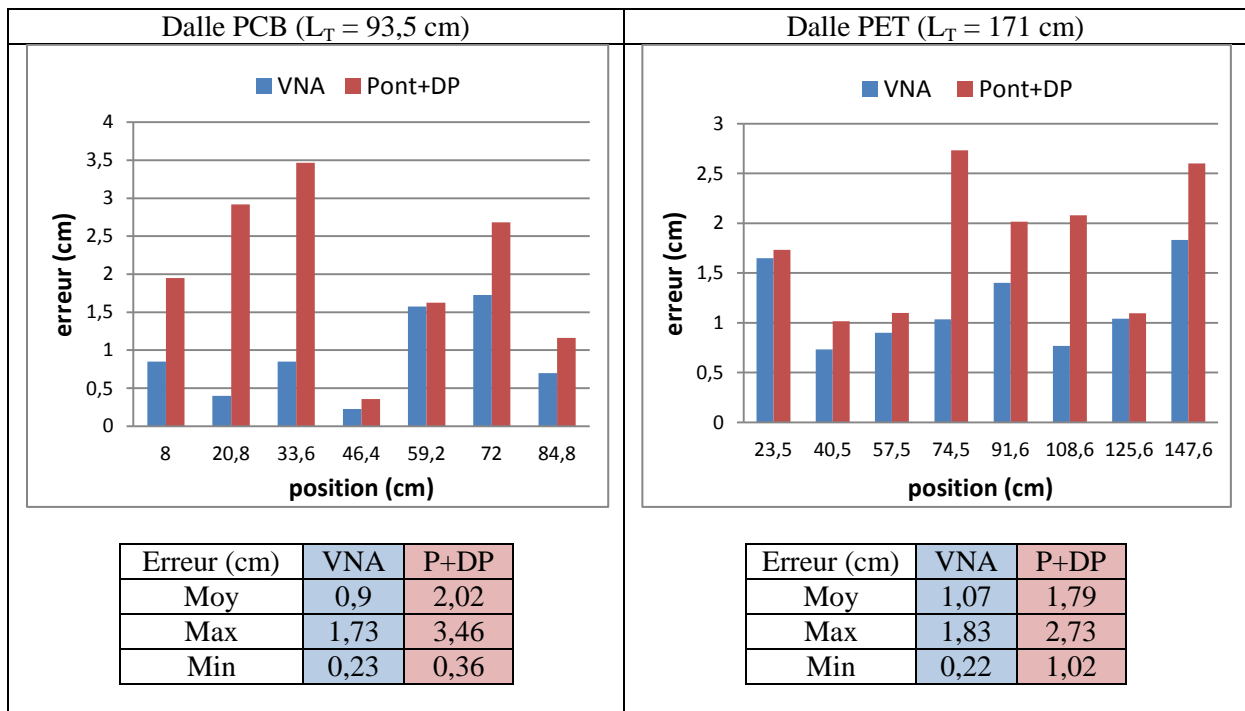


Tableau.4. 6. Mesures sur les dalles (lignes longues en serpent)

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

4.9. Synthèse

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

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

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

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

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Ce travail de thèse a été consacré à l'étude et au développement d'un nouveau concept de surface tactile dédié à de nouvelles applications dans le domaine des interfaces homme-machine. Cette conclusion est l'occasion de dresser un bilan synthétique des résultats techniques et, plus globalement, de ce que nous souhaitons retenir des différentes problématiques scientifiques qui se sont présentées à nous. Nous tenterons ensuite de tracer des perspectives techniques et scientifiques ouvertes par ce travail, à court et moyen terme.

La base technologique du nouveau système est une ligne de transmission imprimée sur un substrat souple sur laquelle circule un signal Radio-Fréquence. Elle constitue la surface sensitive qui est reliée à un système de localisation intégrable, compact et faible coût via son unique port d'accès. L'état de l'art réalisé sur les technologies tactiles existantes nous a permis d'en identifier les points clefs, avantages et limites en fonction de critères de sensibilité, de flexibilité, de durabilité, de compatibilité avec des applications sur grande surface et de simplicité d'intégration et de contrôle. Il existe une grande diversité technologique, mais la technologie capacitive se démarque nettement car elle combine une relative simplicité d'intégration, une grande robustesse et permet une aisance d'utilisation importante. Il est donc établi que l'interaction électromagnétique est un atout essentiel en ce qui concerne l'interaction entre le doigt et la surface. Par contre, cette technologie présente à la fois l'inconvénient de nécessiter la mesure de capacité de très faible valeur, et surtout l'utilisation d'une matrice de capteurs pour la localisation d'un événement. Cette connexion matricielle représente un obstacle lorsque l'on aborde les applications de grande surface.

Notre nouveau concept de surface tactile présente donc un potentiel important en ce qui concerne la capacité d'intégration sur une grande surface, mais le principal défi a consisté à montrer sa faisabilité et notre capacité à l'intégrer dans une application flexible hors laboratoire.

Nous avons d'abord étudié le guide d'ondes en focalisant d'une part sur sa sensibilité aux événements extérieurs. L'interaction entre le doigt et la surface se réalise dans un premier temps par la perturbation de l'environnement diélectrique du guide et dans un deuxième temps par l'établissement d'un « shunt » lorsque le contact est établi entre le doigt et les conducteurs. Une structure coplanaire du guide s'est avérée être le choix initial le plus pertinent en ce qui concerne le critère de sensibilité. D'autre part, l'étude a ensuite consisté à adapter les règles de conception du guide pour l'obtention d'une adaptation à 50Ω sur substrat souple. Plusieurs prototypes de type PET et polyimide (Kapton), avec conducteurs de cuivre ou aluminium ont été réalisés. Par rapport aux guides d'ondes sur substrats rigide de type FR4, ces structures présentent deux spécificités. D'une part, les substrats sont fins, de l'ordre de quelques dizaines de microns, et ne confinent donc pas complètement les lignes de champ, d'autres parts, les structures verticales intègrent parfois une colle entre le conducteur et le substrat, ce qui modifie le « sandwich » électromagnétique. Moyennant l'adaptation des règles de dessin des

lignes, nous avons pu obtenir des prototypes correctement adaptés à $50\ \Omega$ sur ces substrats flexibles. Une dalle flexible comportant une ligne en « serpentín » d'une longueur de 1,7m a également été réalisée, néanmoins, l'insertion de coudes induit des phénomènes de couplage entre les portions de lignes qui entraînent des pics de désadaptation à certaines fréquences. Ce point reste à traiter pour de futures réalisations.

Le deuxième volet de notre étude du concept a été consacré au développement d'une méthode d'acquisition et de localisation par une simple mesure électrique au port d'entrée. La réflectométrie temporelle est utilisée depuis longtemps pour localiser un événement par mesure du temps de retard entre une impulsion incidente et sa réflexion. Elle s'avère inadaptée lorsqu'il s'agit de travailler sur des distances relativement courtes, car elle impose une bande passante supérieure au GHz, compatible avec des détections de temps de retard inférieurs à la nanoseconde. Nous avons donc mis au point une méthode de localisation originale, basée sur l'utilisation d'un signal harmonique et l'extraction de distance à partir de la pente de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la ligne en fonction de la fréquence. Cette méthode, baptisée HDL, a permis de ramener la fréquence de travail dans la gamme 10-300 MHz d'une part, et a rendu possible l'extraction des distances sur une bande passante d'une vingtaine de MHz. Ces deux éléments permettent l'utilisation d'une électronique d'acquisition relativement simple, compatible avec des dispositifs de grande diffusion à bas coût. Le développement électronique a été concentré sur l'extraction du coefficient de réflexion en entrée de ligne. Nous avons montré la pertinence de l'utilisation d'un simple pont de Wheatstone équilibré à 50Ω et intégrant le guide d'ondes pour l'extraction du coefficient de réflexion en entrée de ligne. La mesure de phase a été réalisée à l'aide d'un détecteur de phase du commerce.

Le principal défi associé à la démonstration de faisabilité d'un système intégré s'est avéré être l'obtention de mesure fiables et reproductibles, présentant une précision compatible avec les applications visées. C'est à l'étude de cette problématique que le chapitre d'expérimentation a été consacré. L'étude systématique des différentes sources d'erreur nous a permis de développer des méthodes de correction permettant d'atteindre une précision de localisation de 1,8 cm, sur une longueur de ligne de 1,7 m.

Au-delà de ces aspects utilitaires, l'étude des sources d'erreur nous a permis d'acquérir une compréhension approfondie des phénomènes physiques en jeu au sein du système à la base de nouvelles connaissances et nouveaux savoir-faire que nous décrivons ci-après, et qui ouvrent de multiples perspectives, tant du point de vue scientifique que de celui des applications potentielles :

- L'interaction électromagnétique entre le doigt et le guide d'onde peut être modélisée par un schéma équivalent résistance-capacité. L'extraction des valeurs du schéma équivalent, clairement liées à la surface d'interaction, et leur report dans un modèle complet du système ligne-doigt montre l'impact de la composante capacitive du doigt sur la précision ultime de

localisation. Nous avons également montré une relation directe entre la surface d'interaction, liée à la largeur des conducteurs et à la pression du doigt sur la ligne, et les valeurs des paramètres du modèle. Cette modélisation précise ouvre des perspectives intéressantes pour l'amélioration de la précision de détection et la capacité à faire remonter au niveau système un indicateur de pression d'appui.

- Ce travail a été l'occasion d'évaluer l'impact de l'utilisation de technologies sur substrats souples sur les caractéristiques des guides d'ondes, en particulier en termes d'adaptation et de sensibilité à l'environnement diélectrique. Au-delà de nos premières démonstrations, il est maintenant possible d'envisager d'autres types de structures de guides d'ondes, en tirant parti de la flexibilité technologique. L'utilisation de diélectriques déformables, donc sensibles à la pression, ou l'ajout de matériaux dont l'impédance est couplée avec le milieu environnant permet d'envisager un enrichissement des fonctions sensibles de nos surfaces.

- Le développement de la méthode HDL, associé à une réduction des sources d'erreur par des conceptions adaptées nous permet d'envisager une réduction sensible de la largeur de bande nécessaire à la localisation. Cette largeur de bande réduite pourra permettre la conception d'un détecteur de phase dont la performance ultime, sur une largeur de bande limitée, pourra être nettement améliorée. La bande étroite, associée à un signal harmonique, est de plus l'assurance d'une faible dispersion des paramètres physiques, tels que la vitesse de phase, principal gage de précision.

La démonstration technique fondamentale étant réalisée, nous entrevoyons maintenant de multiples perspectives d'applications qu'il serait impossible de lister dans cette conclusion. Nous ne retiendrons qu'un élément des perspectives d'études ouvertes ; la capacité désormais établie à coupler la mesure de la bio-impédance au comportement électrique en entrée de guide d'onde. Cette possibilité ouvre un champ d'investigations dans le domaine biomédical et celui de la biométrie, et pourra faire naître une nouvelle thématique scientifique et applicative prometteuse.

PUBLICATIONS

Revue à comité de lecture

Titre	« Compact acquisition sytem for a large area monoport tactile surface »
Auteurs	Nissem Selmene, Sylvain Blayac, Muriel Muller, Ghalid Abib
Nom de la revue	Journal of Electrical Engineering, ISSN 2328-2223
Statut	En attente de retour

Conférences

Titre « Innovative Large Area Touch Sensor: Design and Tests of a Compact Acquisition System »

Auteurs Nissem Selmene, Sylvain Blayac, Muriel Muller, Ghalid Abib

Nom de la conférence IEEE, Sensors Applications Symposium (SAS), 2016

Date de publication 30-05-2016

Lieu Catane, Italie

Titre « Compact acquisition sytem for a large area monoport tactile surface »

Auteurs Nissem Selmene, Sylvain Blayac, Muriel Muller, Ghalid Abib

Nom de la conférence IEEE, Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), 2016

Date de publication 16-06-2016

Lieu Cracovie, Pologne

Titre « Système de détection compact pour dalle tactile monoport »

Auteurs Nissem Selmene, Sylvain Blayac, Muriel Muller, Ghalid Abib

Nom de la conférence Journée Nationales des micro-ondes, JNM 2015

Lieu Bordeaux, France

REFERENCES

- [1.1] R. S. Cok, R. P. Bourdelais, C. J. Kaminsky, « Flexible resistive touch screen », US patent 7.081.888 B2, 2006.
- [1.2] R.N Aguilar, G.C.M Meijer, « Fast Interface Electronics for a Resistives Touch-Screen », 2002 IEEE.
- [1.3] J. Calpe-Maravilla, I. Medina, M.J. Martinez, A. Carbajo, “Dual touch and gesture recognition in 4-wire Resistive Touchscreens”, 2014 IEEE.
- [1.4] J. Calpe, I. Medina, A. Carbajo, M. J. Martínez, “AD7879 Controller Enables Gesture Recognition on Resistive Touch Screens”, Analog Devices, Analog Dialogue, Volume 45 – June 2011.
- [1.5] fiche technique de l’AD7879 :
http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7879_7889.pdf
- [1.6] fiche technique de l’AD7873 :
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7873.pdf>
- [1.7] fiche technique du BU21029MUV :
<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/575506/ROHM/BU21029MUV.html>
- [1.8] fiche technique du TSC2005 : <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tsc2005.pdf>
- [1.9] élo touch solutions, “Compare all resistive touch technologies”, © 2014 Elo Touch Solutions.
- [1.10] fiche technique AVR341 : <https://cdn-shop.adafruit.com/datasheets/AVR341.pdf>
- [1.11] fiche technique AN10675 : http://www.nxp.com/documents/application_note/AN10675.pdf
- [1.12] http://www.dmccoltd.com/files/mtr/mtr1000_spec_e_v2.0.pdf
- [1.13] K. Miyata, S. Yang, S. Serikawa, “Proposal of Flexible Touch Panel Sensor”, ACIS 2013 IEEE.
- [1.14] D. Fischer, « Capacitive Touch sensors Applications fields, technology overview and implementation example », Fujitsu Microelectronics Europe, V4, 2012.
- [1.15] P. Madaan and P. Kaur, “CAPACITIVE SENSING MADE EASY, Part 1: An Introduction to Different Capacitive Sensing Technologies”, Cypress Semiconductor Corp, EE Times Name, Avril 2012.
- [1.16] The Working Principle of Capacitive Touchscreen (<http://onetouch.com.tw/en/technical.htm>)
- [1.17] P. W. Kalendra, W.J. Piazza, « Automatic calibration of a capacitive touch screen used with a fixed element flat screen display panel », US patent, 5.283.559, 1994.

- [1.18] P. Santosh, R. Berlia, “Project Touchport: A system consisting of a portable touchscreen to convert any computer screen to a touch sensitive screen and a wearable wireless device to remotely control your computer”, 2014 IEEE, GHTC-SAS.
- [1.19] “Capacitive Touchscreen!”, Stick Tech, Technology Xploration, Category: Tech Pad, 15 Sept 2011, (<https://sticktech.wordpress.com/2011/09/15/capacitive-touchscreen/>)
- [1.20] V.A. Ho, S. Imai and S. Hirai, “Multimodal Flexible Sensor for Healthcare Systems”, 2014 IEEE.
- [1.21] C. Luo, « A Low Self-capacitance Touch Sensing Analog Front End with Sparse Multi-touch Detection », 2014 IEEE ICASSP.
- [1.22] M.-G.-A. Mohamed, A.-N. Ragheb, H. Hassan and H.-W. Kim, “OFDM and TDM Based Sensing Method for Large Projected Mutual-Capacitance Touch Screens”, International Conference on Consumer Electronics (ICCE).
- [1.23] C. H. Mastrangelo, R. Surapaneni, « Microfabricated flexible ground reaction sensor cluster for navigation in GPS-denied environments », US8694249 B2 patent, 27 Jul. 2011.
- [1.24] S.-K. Kang, T.-H. Jung, S.-H. Cho, “Flexible touch screen panel”, US patent 2012/0306777 A1.
- [1.25] H.-K. Kim, S. Lee, K.-S. Yun, “Capacitive tactile sensor array for touch screen application”, Sensors and Actuators A: Physical, 2010 Elsevier B. V.
- [1.26] G. Barrett and R. Omote. “Projected-Capacitive Touch Technology”. Information Display pp.16-21, 2010.
- [1.27] S. Tsuji, T. Kohama, “A tactile and Proximity Method for 3D Touch Screen Based on Capacitance Measurements”, SICE Annual conference 2013.
- [1.28] I.-S. Yang and O.-K. Kwon, "A touch controller using differential sensing method for on-cell capacitive touch screen panel systems," IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 57, pp.1027-1032, 2011.
- [1.29] S. Zhan, T. Wei, B. Li, W. Liu and Q. Chen, “A Touch Sensor Controller IC Adopting Differential Measurement for Projected Capacitive Touch Panel Systems”, International conference on computer and information technology, 2012 IEEE.
- [1.30] M. G. A. Mohamed and H. Kim, "Concurrent Driving Method with Fast Scan Rate for Large Mutual Capacitance Touch Screens," Journal of Sensors, vol. 2015, pp. 1-10, 2015.
- [1.31] M. G. A. Mohamed, H. Kim, and T.-W. Cho, "A Fast Sensing Method using Concurrent Driving and Sequential Sensing for Large Capacitance Touch Screens," Journal of the Institute of Information and Electronics Engineers, vol. 52, pp. 674-682, 2015.

- [1.32] R. Adler, P. J. Desmares, “An economical Touch Panel SAW Absorption”, 1986 IEEE, AFCS.
- [1.33] <http://www.touchsystems.com/resources/surface-acoustic-wave-technology/>
- [1.34] C. Bartram, « Touchscreen overview including all touchscreen technologies », baanto, Crystal Display Systems Ltd, SlidesShare, Mar 24, 2015.
(<http://www.slideshare.net/ChrisBartram/cds-baanto-presentation-overview-of-touchscreen-technology>)
- [1.35] J. Kent, M. Tsumura, H.-M. Machi, « Acoustic Touch Position sensor using a low acoustic loss transparent substrate », US Patent, 22 Mai 2001.
- [1.36] Y. Liu, J.-P. Nikolovski, M. Hafez, N. Mechbal, M. Vergé, “Acoustic Wave Approach for Multi-Touch Tactile Sensing”, 2009 IEEE.
- [1.37] <http://www.elotouch.fr/Produits/EcransTactiles/AcousticPulseRecognition/APRworks.asp>
- [1.38] K. Nakatsuma, R. Takedomi, T. Eguchi, Y. Oshima, I. Torigoe, “Active Bioacoustic Measurement for Human-to-Human Skin Contact Area Detection”, 2015 IEEE.
- [1.39] Baanto™ the future of touch, “Infrared Touch Screen Technology”, © Baanto 2015.
- [1.40] R. W. Doering, « Infrared Touch Panel », US patent 4.868.912, 19 Sept.1989.
- [1.41] G. Wlaker, « Camera-based optical touch technology », SID2011.
- [1.42] S. H. Bae, B. C. Yu, S. Lee, H.U. Jang, J. Choi, M. Sohn, I. Ahn, I. Kang, I. Chung, “14.4: Integrating Multi-Touch Function with a Large-Sized LCD”, 2008 SID DIGEST.
- [1.43] H. Chresten, J. Michael Linde, H. Steen Grüner, M. Morten, I. Theis, K. Jorgen, “Optical touch screen based on waveguide sensing”, Applied Physics Letters 2011.
- [1.44] S. Suh, K. Yi, C. Choi, D. Park, C. Kim, “Mobile LCD Device with Transparent Infrared Image Sensor Panel for Touch and Hover Sensing”, 2012 IEEE, ICCE.
- [1.45] C.-T. Chuang, T. Chang, P.-H. Jau, F.-R. Chang, « Touchless Positioning System Using Infrared LED Sensors », 2014 IEEE ICSSE.
- [1.46] Y.-L. Chen, W.-L. Liang, C.-Y. Chiang, T.-J. Hsieh, D.-C. Lee, S.-M. Yuan, Y.-L. Chang, “Vision-Based finger Detection, Tracking, and Event Identification Techniques for Multi-Touch Sensing and Display Systems”, Sensors 2011.
- [1.47] J. Dai, C.-K. Ronald Chung, “Touchscreen Everywhere: On Transferring a Normal Planar Surface to a Touch-Sensitive Display”, IEEE 2013.
- [1.48] J. Marshall, T. Pridmore, M. Pound, S. Benford, and B. Koleva, “Pressing the Flesh: Sensing Multiple Touch and Finger Pressure on Arbitrary Surfaces”, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008.

- [1.49] Display Search Touch-Panel Market Analysis Reports 2007-2018.
- [1.50] C.-F. Huang, Y.C. Hung, "P-53: Precise Location of Touch Panel by Employing the Time-Domain Reflectometry", 2009 SID.
- [1.51] R. Wimmer, P. Baudisch, « Modular and Deformable Touch sensitive Surface Based on Time Domain Reflectometry », UIST' 11, 2011.
- [1.52] M.Q. Duong, Y. Kawahara, T. Asami, "Design of Touch-sensitive Surface with Arbitrary Shape Based on Time-domain Reflectometry Using Inkjet Printing", 2014 IEEE, RWS.
- [1.53] S. Blayac, A. Schreiner, M. Nouaille, B. Dubois, F. Depoutot, "Single Port, Large Area Touch and Force Sensing: Towards Low Cost Sensitive Printed Surfaces", Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP), IEEE Ninth International Conference, 2014.
- [2.1] B.C. Wadell, « Transmission Line Design Handbook », Artech House, Boston, cop. 1991.
- [2.2] "Analyzing Transmission Line (RLCG) Parameters":
http://na.support.keysight.com/plts/help/WebHelp/Analyzing/Analyzing_Transmission_Line_Parameters.html
- [2.3] S. Lampen, « 50 Ohms: The Forgotten Impedance », BELDEN, August 27, 2012
- [2.4] http://meteosat.pessac.free.fr/Cd_elect/perso.wanadoo.fr/f6crp/elec/lt/lt.html
- [2.5] I. Rosu, « Microstrip, Stripline and CPW design », YO3DAC/ VA3IUL,
<http://www.qsl.net/va3iul>
- [2.6] C. P. Wen, "Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for non reciprocal gyromagnetic device application". IEEE Trans. Microwave Theory Tech.17, pp 1087-1090, 1969.
- [2.7] "SlotLine basics", RF Wireless world 2012:
<http://www.rfwireless-world.com/Articles/Slotline-basics-and-slotline-types.html>
- [2.8] C. Li, F.E. Sauser, R. Azizkhan, Ch.H. Ahn, I. Papautsky, « Polymer flip-chip bonding of pressure sensors on flexible up-ton film for neonatal catheters », IEEE 2004.
- [2.9] A. Paşahan, « Sensor Applications of Polimides », © 2012 Paşahan, licensee InTech.
- [3.1] Pedro L. D. PERES, Ivanil S. BONATTI, AND Amauri LOPES, "Transmission Line Modeling: A Circuit Theory Approach", SIAM REV, Vol 40, No. 2, pp. 347-352, June 1998.
- [3.2] « Agilent Network Analyser Basics », Agilent Technologies, application note n° 5965-7917E, August 31, 2004.

[3.3] « Wheatstone Bridge Learning Module, Pressure Sensor Model Activity », © The Southwest Center for Microsystems Education and The Regents of the University of New Mexico, 2009-2011.

[3.4] <http://f4dxu.pagesperso-orange.fr/documents-radio/Anemometre-fil-chaud-temperature-constante.pdf>

[3.5] C. Bateman, « Looking into impedance, Test and measurements », Electronics world, 1997, pp 635-640.

[3.6] « Advanced Calibration Techniques for Vector Network Analyzers », Agilent technologies, Inc, 2006.

[3.7] J. Howard E, "Dual output synchronous detector utilizing transistorized differential amplifiers", patent US3241078A, 03/15/1966.

[3.8] "Multiplicateurs analogiques" :

http://lionel.goub.free.fr/==COURS==/N4/OPTIONS/Autres/UA%20Elec/multiplieurs/mult_sans_exos.pdf

[3.9] Fiche technique de l'AD8302 : <http://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/data-sheets/AD8302.pdf>

[3.10] P. Butterworth, « Méthode de conception des mélangeurs millimétriques. Application à la réalisation MMIC d'un mélangeur sous-harmonique à FET froid [42-43.5 GHz] », Thèse N° 63-2003.

[4.1] D. G. Abad, « Development of a Capacitive Bioimpedance Measurement System », RWTH AACHEN University, 2009.

[4.2] « The skin effect and bio-electrical impedance analysis »

[4.3] C. E. Burton, R. M. David, W. M. Portnoy, L. A. Akers, « The Application of Bode Analysis to Skin Impedance », Psychophysiology, Vol. 11. No. 4, USA 1974

[4.4] U. Birgersson, « Electrical impedance of human skin and tissue alterations : Mathematical modeling and measurements », Karolinska Institutet, Stockholm 2012.

[4.5] Captain James C. Lawler, MC, USA, Major Michael J. Davis, MC. USA, Everton C. Griffith, B.S., « Electrical characteristics of the skin, The impedance of the surface Sheath and deep tissues », Department of Dermatology, Walter Reed Army Institute of Research, Walter Reed Army Medical Center, Washington, July 1959.

[4.6] E. McAdams, « Electrical Properties of Skin: Potential and Pitfalls », Cosmetic measurements and testing, Juin 2015.

- [4.7] M. Reichmanis, A.A. Marino, R.O. Becker, « Laplace Plane Analysis of Skin Impedance : A preliminary Investigation », J. Electrochem, Soc. : Electrochemical Science and Technology, November 1978.
- [4.8] K.S. Cole, « Electric Impedance of Suspensions of Spheres », The Journal of General Physiology, April, 1928.
- [4.9] F. Clemente, P. Arpaia, C. Manna, « Characterization of human skin impedance after electrical treatment for transdermal drug delivery », Elsevier, Measurement, July 2013
- [4.10] W. Kruppa, “An explicit solution for the scattering parameters of a linear two-port measured with an imperfect test set,” IEEE Trans. On Micr. Theory and Tech., vol. 19, pp. 122-123, Jan. 1971.
- [4.11] fiche technique de l’AD8302 : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8302.pdf>
- [A.1] « TDR, S-parameters & Differential measurements », Agilent Technologies, March 2008.
- [A.2] « Time Domain Reflectometry Theory Application Note », Agilent Technologies, Agilent 86100 Ininiium DCA, May 31, 2013.
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-4855E.pdf>
- [A.3] « Agilent Signal Integrity Analysis Series, Part 1: Single-Port TDR, TDR/TDT, and 2-Port TDR, Application Note », Agilent Technologies, Feb 21, 2007.
- [A.4] Malicki. M.A., Plagge. R., Renger. M and Walczak. R. T., « Application of time-domain reflectometry (TDR) soil moisture miniprobe for the determination of unsaturated soil water characteristics from undisturbed soil cores », Irrigation Science, 13(2), 1992, pp.65-72.
- [A.5] C. P. Nemarich, “Time Domain Reflectometry Liquid Level Sensors”, IEEE Intrumentation & Measurement Magazine, Dec. 2011, pp40-44.
- [A.6] S. Sun, D. Pommerenke, J. Drewniak, G. Chen, L. Xue, M. Brower, and M. Koledintseva. “A novel TDR-based coaxial cable sensor for crack/strain sensing in reinforced concrete structures”. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(8), 2009, pp. 2714-2725.
- [A.7] D.H. Han, B.S. Xu, M.J. Choi, J. He, S. Gardiner, and C. Lee. “Realization of Ultra-Wideband, High-Resolution TDR for Chip-Carrier Packages. In *Proc ASME InterPACK ‘05*, pp. 1499-1503.
- [A.8] C. R. Charma, “Low Power CMO Sensor for Detecting Faults in Aircraft wiring”, May 2009.
- [A.9] V. Taylor, M. Faulkner, “Line monitoring and fault location using spread spectrum on power line carrier”, IEEE Proc.-Gener. Transm. Didtrib. Vol 143, No 5, September 1996.

- [A.10] Q. Shi, U. Troeltzsch, O. Kanoun, « Detection and Localization of Cable Faults by Time and Frequency Domain Measurements », International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, IEEE 2010.
- [A.11] Y.C. Chung, C. Furse, J. Pruitt, « Application of Phase Detection Frequency Domain Reflectometry for Locating Faults in an F-18 Flight Control Harness », IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility, Vol.,47, No 2, May 2005.
- [A.12] S.C. Mukhopadhyay (Ed.), « New Developments in Sensing Technology for Structural Health Monitoring », Lecture Notes in Electrical Engineering, 96.
- [A.13] P. J. Medelius and H. J. Simson, “Non-Intrusive Impedance-Based Cable Tester”, U.S. Patent 5 977 773, Nov. 1999.

ANNEXE A

Méthodes de réflectométrie

1. Time Domain Reflectometry (TDR)

La TDR est la réflectométrie de domaine temporel (Time Domain Reflectometry).

Comme son nom l'indique, la TDR est basée sur la réflectométrie pour la localisation d'évènements sur les lignes de transmission. Historiquement, l'utilisation la plus fréquente de cette technique était la caractérisation des propriétés électriques d'une ligne de transmission. Pour une ligne idéale, deux paramètres permettent de la caractériser entièrement : son impédance caractéristique et son temps de propagation. La TDR donne la possibilité de mesurer ces deux paramètres.

1. Mesure de l'impédance caractéristique

L'instrument utilisé est un réflectomètre temporel. Cet instrument transmet une impulsion à temps de montée très faible (dans les nano secondes) tout au long du dispositif sous test (DUT : Device Under Test) (fig.A.1). Un tel matériel a une résolution importante égale à la largeur de l'impulsion générée et il contient des composants qui peuvent gérer des signaux à des fréquences importantes (de l'ordre du GHz).

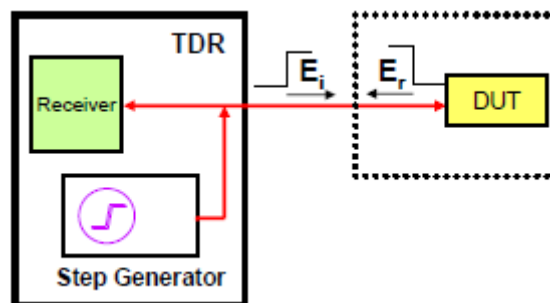


Figure.A. 1. Diagramme fonctionnel du TDR [A.1]

Le générateur produit une onde incidente. Elle est appliquée au DUT. Ce signal parcourt le DUT, qui est en général une ligne de transmission. Si l'impédance qui termine la ligne est égale à son impédance caractéristique (Z_c), aucun signal n'est réfléchi. Le signal incident généré passe sans déformation et il est absorbé au bout de la ligne (fig.A.2.a). Sinon, tout changement de la valeur de Z_c entraîne la réflexion d'une partie du signal et il peut être détecté par une chute dans l'amplitude du signal (fig.A.2.b).

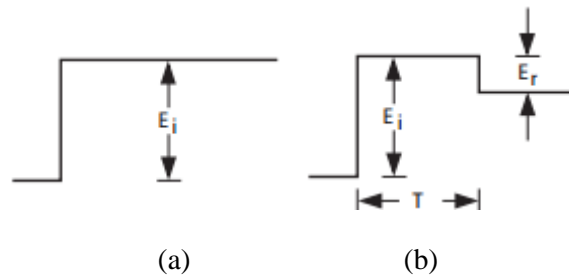


Figure.A. 2. Réponse du réflectomètre : (a) pour une réflexion nulle, (b) pour une réflexion non nulle [A.2]

Le temps de propagation T (fig.A.2.b) est proportionnel à la position D du changement d'impédance qui a créé la réflexion. Le prélèvement de T permet alors de localiser l'endroit de ce changement d'impédance sur la ligne de transmission.

Dans l'exemple qui suit, le réflectomètre envoie une impulsion d'amplitude 200 mV et mesure ensuite deux réponses: la première correspond à la réflexion au bout du câble en circuit ouvert, sans rien connecter en tant que DUT, et l'autre, c'est le signal réfléchi par le DUT. Ce dernier consiste en une ligne micro-ruban de longueur 6cm et ayant une impédance caractéristique Z_c qui varie en fonction de sa longueur (fig.A.3) : Pour les deux premiers centimètres de la ligne, l'impédance caractéristique est égale à 50Ω , tandis que, pour les quatre centimètres qui restent, Z_c est de 40Ω .

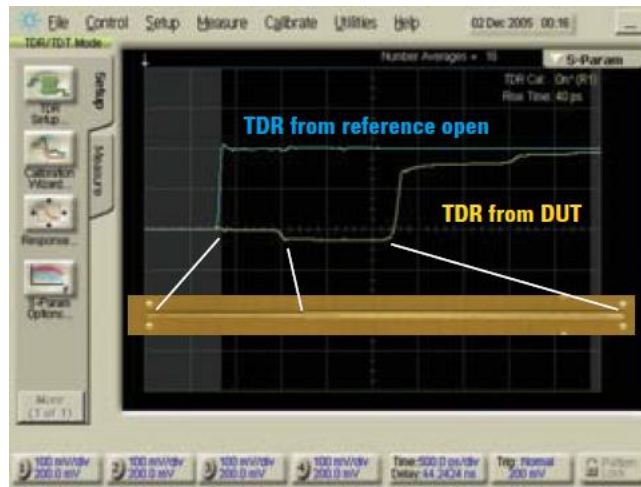


Figure.A. 3. La réponse du TDR mesurée pour une ligne micro-ruban [A.3]

L'échelle de l'axe vertical est de 100 mV/div, elle est indiquée en bas de l'écran (fig.A.3). La réponse obtenue pour un câble ouvert non connectée au DUT a clairement une amplitude égale à celle du signal incident et égale à 200 mV (fig.A.3). Tout le signal incident est réfléchi (circuit-ouvert). Quand la ligne est connectée à l'instrument, la réflexion est nulle pour le tronçon où l'impédance est bien adaptée à 50Ω mais une petite chute est aperçue (fig.A.3) quand l'impédance caractéristique diminue de 10Ω .

Le signal réfléchi visualisé par le TDR contient l'information exacte sur le profil d'impédance qui correspond au DUT. Dans ce cas (fig.A.3), deux régions uniformes d'impédances caractéristiques sont notées tout au long de la ligne de transmission.

Le TDR permet d'effectuer le calcul d'impédance automatiquement à partir des données mesurées. Placer deux marqueurs sur la réponse du TDR permet d'afficher directement les deux valeurs instantanées d'impédance.

2. Mesure du temps de propagation

Le deuxième paramètre caractéristique d'une ligne de transmission est son temps de propagation d'une extrémité à l'autre. C'est un paramètre qui peut être déterminé directement à partir de la réponse visualisée sur l'écran du réflectomètre. Mais, d'abord, il est très important de connaître le point d'entrée de la ligne pour une détermination exacte de son temps de propagation.

Il s'agit d'enlever, en premier lieu, le DUT et mesurer la réponse à partir de l'extrémité ouverte du câble (« TDR from reference open », fig.A.4). Ensuite la ligne est connectée en circuit ouvert en tant que DUT. La réponse mesurée est visualisée (« TDR from DUT », fig.A.4). Le décalage temporel entre les deux fronts montants des deux réponses mesurées correspond au temps de propagation de la ligne de transmission connectée en DUT.

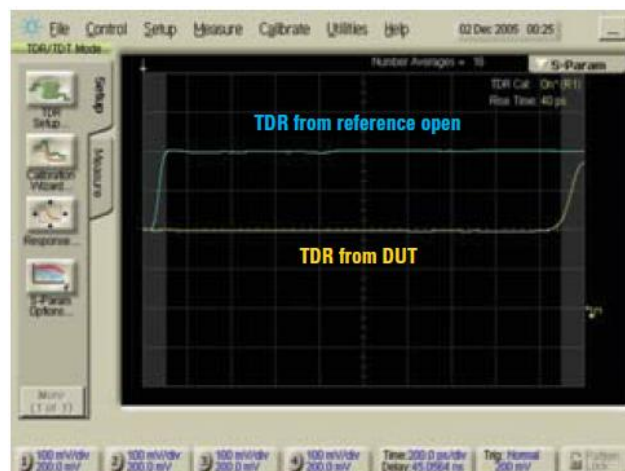


Figure.A. 4. Réponse TDR d'une ligne de longueur 6 cm mesurée en circuit ouvert [A.3]

3. Mesure de discontinuité d'impédance



Figure.A. 5. Réponse TDR d'une ligne avec deux plaquettes espacées de 4cm [A.3]

La fig.A.5 montre un exemple d'une ligne de transmission micro-ruban de longueur 6 cm avec deux plaquettes espacées chacune de 2 cm du centre de la ligne. Il a été démontré que la localisation de ces deux plaquettes peut être assurée avec la méthode TDR en connectant cette ligne au réflectomètre. En effet, la réponse (fig.A.5) présente deux chutes dans l'amplitude du signal qui correspondent aux variations brusques d'impédance dues à la modification de la largeur de la ligne au niveau des deux plaquettes.

Les temps de propagation qui correspondent aux deux pics peuvent être prélevés sur l'axe des abscisses. Ils sont proportionnels à des distances qui correspondent aux positions des deux plaquettes.

4. Applications diverses de la TDR

La méthode TDR peut être utilisée pour déterminer la longueur d'un câble, avec quel genre de charge il est terminé, si et où il existe un circuit ouvert et même la permittivité relative et la perméabilité d'un diélectrique.

C'est une méthode de localisation qui est, actuellement, surtout utilisée pour la localisation de défauts sur différents types de lignes de transmission.

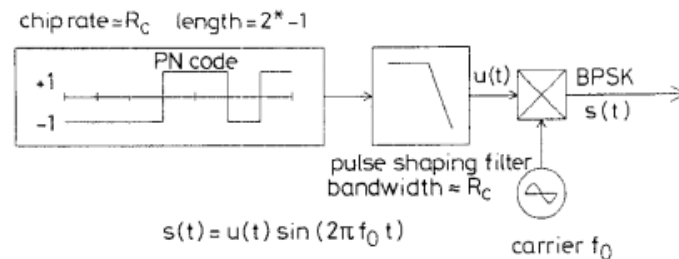
Par ailleurs, la TDR est utilisée dans plusieurs autres applications telles que l'aviation, le dépannage de la navale artisanale où il y a souvent des milliers de câbles. Avec la TDR, un technicien peut facilement préciser où existe un mauvais fonctionnement. Cette technique est également utilisée dans la mesure de l'humidité du sol [A.4]. Placer un câble dans le sol permet de mesurer sa permittivité relative (constante diélectrique). L'eau a une permittivité relative très importante alors que les sols secs ne l'ont pas, la permittivité détectée est corrélée à la quantité de moisissure présente. De cette même manière, la TDR est utilisée comme indicateur de niveau pour les liquides. Une sonde est plongée et détecte une chute de permittivité quand le niveau du liquide décroît [A.5]. Cette technique est aussi utilisée pour la détection de fractures au niveau des bâtiments ou des ponts [A.6] et pour la localisation de défauts microscopiques dans les circuits intégrés [A.7].

2. SSTDR (Spread Spectrum Time Domain Reflectometry), STDR (Sequences Time Domain Reflectometry)

STDR et SSTDR sont des méthodes de réflectométrie temporelle qui peuvent être utilisées dans les environnements qui présentent des niveaux de bruit élevés.

Avec la méthode TDR, n'importe quel signal arbitraire peut être réfléchi à cause d'une discontinuité d'impédance. Dans le cas d'un système STDR/SSTDR, un train d'impulsions est émis dans le câble et chaque impulsion se réfléchit sur une discontinuité d'impédance. Une information sur l'amplitude, le signe et le temps de retard de chaque impulsion qui constitue le signal émis est obtenue. C'est le principe de base d'un réflectomètre STDR/SSTDR [A.8].

La méthode SSTDR combine la méthode d'étalement de spectre avec la TDR. Dans sa version basique, son système associe un code pseudo aléatoire PN (Pseudo-Noise) au signal émis suivant le processus de génération schématisé par le diagramme en bloc de la figure A.6 ci-dessous.



FigA. 6. Génération d'un signal à étalement de spectre [A.9]

L'équipement destiné à la transmission du signal et à son acquisition assure les deux fonctions suivantes :

- La génération d'une onde arbitraire répétable émise dans la ligne de transmission
- La sauvegarde des signaux réfléchis

3. FDR (Frequency Domain Reflectometry)

Les systèmes FDR sont relativement bas coût comparativement aux systèmes TDR. Simplifier la partie matérielle et reporter toute la complexité dans la partie logicielle est une de leurs spécificités.

Les méthodes FDR sont plutôt le résultat d'une transformation mathématique qui est parfois compliquée. Ce n'est pas le résultat direct d'une mesure comme dans le cas de la TDR où aucune calibration préalable n'est nécessaire, et, le temps de propagation mesuré est proportionnel à la position du défaut.

Les instruments de la FDR permettent de produire des courbes de localisation de défauts. Le circuit qui assure cette fonction varie d'un constructeur à un autre.

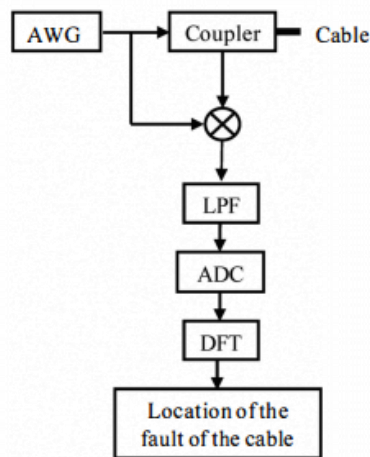
De manière similaire à un VNA, un réflectomètre fréquentiel génère un signal source à bande étroite dans le dispositif sous test (DUT : Device Under Test).

Cette méthode nécessite alors la présence d'un générateur de signaux sinusoïdaux (VCO : Voltage Controlled Oscillator) qui envoie un ensemble d'ondes incidentes dans une bande de fréquence bien définie (de f_1 jusqu'à f_2) avec un pas fréquentiel Δf .

Une partie du signal incident se réfléchit au niveau du défaut, qui représente une désadaptation locale, jusqu'au port d'entrée du câble. Le traitement du signal à l'entrée du câble permet de localiser ce défaut.

La méthode de réflectométrie fréquentielle la plus connue est la méthode basée sur la mesure de déphasage entre l'onde incidente et l'onde réfléchie.

Du point de vue matériel, un exemple de ce type de réflectomètre est représenté par la figure A.7.



FigA. 7. Réflectomètre fréquentiel, mesure de déphasage [A.10]

Le signal réfléchi est isolé du signal incident par le biais d'un coupleur bidirectionnel. Et, ces deux signaux sont envoyés au multiplicateur. Le signal de sortie est composé de la somme et la différence des fréquences des signaux d'entrée. Pour deux fréquences égales, le déphasage entre ces signaux est déterminé suite à une analyse de la partie continue du signal (DC) obtenue par l'utilisation d'un filtre passe bas placé à la sortie du multiplicateur.

Le signal analogique est ensuite échantillonné avec le bloc ADC (Analog Digital Converter) et une transformation FFT (Fast Fourier Transform) est appliquée. La position du pic (peak) dans la réponse FFT est proportionnelle à la position du défaut dans le câble (L) exprimée comme suit [A.11] :

$$L = 2L_{max} \left(\frac{peak - peak(0)}{N_{FFT} - 1} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{peak - peak(0)}{N_{FFT} - 1} \right) \left(\frac{N_F - 1}{f_2 - f_1} \right) V_p \quad (\text{A. 1})$$

Où :

Peak : position du pic de la fonction delta de Dirac dans la FFT (valeur entière)

V_p : Vitesse de phase du câble (m/s)

f_1 : fréquence de début de la FDR (Hz)

f_2 : fréquence d'arrêt de la FDR (Hz)

N_F : Nombre de fréquence de la FDR (entier = $(f_2-f_1)/\Delta f$)

Δf : Pas de fréquence pour la FDR (Hz)

L_{\max} : Longueur maximale

N_{FFT} : nombre de points dans la FFT (nombre entier d'échantillonnage, généralement 1024, 2048, 4096 ou 8192)

Les composants de ce circuit électronique peuvent être facilement intégrés sur une carte compacte.

Certains auteurs nomment PD-FDR (Phase Detection Frequency Domain Reflectometry) [A.11, A.12] cette méthode puisqu'elle est basée sur la détection de phase.

Deux autres méthodes de réflectométrie fréquentielle existent. Elles sont basées sur la mesure d'autres paramètres qui sont respectivement le décalage en fréquence et l'amplitude de l'onde stationnaire.

La première est nommée FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) [A.12]. Son système d'acquisition correspondant fait varier la fréquence des sinusoïdes incidentes très rapidement et mesure le déphasage en fréquence entre le signal incident et le signal réfléchi qui peut être converti en un temps de propagation connaissant la vitesse de phase. Cette méthode n'est pas utilisée pour le test de guides d'ondes à cause de la limitation de vitesse avec laquelle la fréquence est balayée.

La seconde est nommée SWR (Standing Wave Reflectometry) [A.12, A.13]. Le réflectomètre, dans ce cas, mesure l'amplitude de l'onde stationnaire obtenue par la superposition de l'onde incidente et l'onde réfléchie. La somme des deux ondes a une série de pics qui sont dus à l'interférence constructive et des zéros dus à l'interférence destructive. Dans ce cas, le réflectomètre ressemble à celui de la détection de phase mais sans les coupleurs bidirectionnels.

4. TFDR (Time-Frequency Domain Reflectometry)

La méthode TFDR fonctionne avec le même principe que la TDR. C'est uniquement la nature du signal généré qui est modifiée. Pour la méthode TFDR, le signal généré est un signal de type chirp qui fluctue à l'intérieur d'une enveloppe Gaussienne ajustée dans le domaine temporel-fréquentiel pour le câble sous test. Ce signal incident est généré arbitrairement à l'aide d'un générateur AWG (Arbitrary Waveform Generator) et transmis dans le câble. Un coupleur est utilisé pour séparer les deux ondes incidente et réfléchie. Une corrélation entre le signal incident et le signal réfléchi peut être utilisée pour détecter et localiser le défaut (fig. A.8).

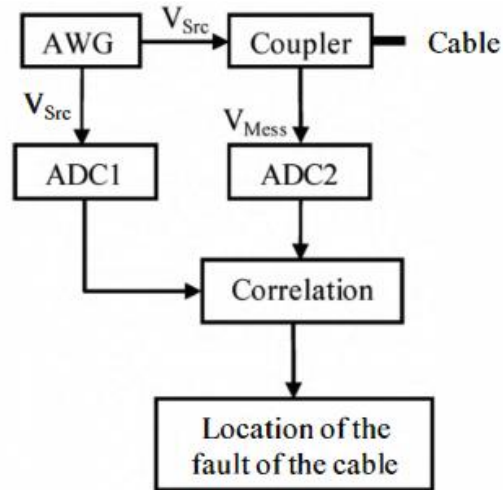


Fig.A. 8. Diagramme de bloc d'un système TFDR [A.10]

$h(t)$ est définie comme étant la fonction de transfert du câble. Il est modélisé comme un filtre linéaire :

$$\mathbf{h}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{a}_k \delta(t - \tau_k) \quad (\text{A. 2})$$

où N est le nombre d'échelons (\mathbf{a}_k), τ_k le temps de retard et δ est la fonction de Dirac.

Ce modèle large bande peut être utilisé afin d'obtenir la réponse du câble $V_{\text{Mess}}(t)$ par la convolution du signal incident $V_{\text{Src}}(t)$ avec $h(t)$ et rajouter le bruit $n(t)$:

$$\mathbf{V}_{\text{Mess}}(t) = \mathbf{V}_{\text{Src}}(t) \otimes \mathbf{h}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (\text{A. 3})$$

La corrélation croisée entre le signal incident et le signal réfléchi peut être déterminée comme suit :

$$\mathbf{r}_{xy}(l) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \mathbf{V}_{\text{Src}}(n) \cdot \mathbf{V}_{\text{Mess}}(n - l) \quad (\text{A. 4})$$

Et il est montré [A.10] que cette expression peut être simplifiée de cette façon :

$$\mathbf{r}_{xy}(l) = \mathbf{r}_{xx}(l) \otimes \mathbf{h}(l) \quad (\text{A. 5})$$

où l est le nombre du paramètre de variation, r_{xy} la corrélation croisée entre $V_{\text{Src}}(n)$ et $V_{\text{Mess}}(n)$, r_{xx} est l'auto-corrélation du signal incident discret $V_{\text{Src}}(n)$, r_{xn} est la corrélation croisée entre $V_{\text{Src}}(n)$ et le bruit du système $n(n)$ (fig.A.8). Il est prouvé que r_{xn} est de valeur nulle [A.10], par conséquent, la méthode TFDR n'est pas sensible au bruit comme la méthode TDR. En outre, elle permet de localiser les signaux réfléchis à faible amplitude mieux que la TDR.

NNT : 2016LYSEM028

Nissem SELMENE

STUDY AND DEVELOPMENT OF SENSITIVE FLEXIBLE SENSORS BASED ON HARMONIC DETECTION FORWARD THE SENSITIVE FUNCTIONALIZATION OF SURFACES

Speciality: Microelectronics

Keywords : Sensitive surface, large surface, flexible, waveguide, harmonic method, reflectometry, Wheatstone bridge, phase detection, vector network analyzer (VNA), flexible substrate, human-machine interaction.

Abstract:

The advent of sensitive interfaces is promising prospects to the human-machine interaction. We propose a new concept of sensitive flexible surface. Its aim is to study the interaction between electrical signal and resistive and dielectric environment of the support in order to realize an acquisition system providing machine readable information.

The technological base is a waveguide on flexible substrate on which the touch creates a reflection at the input port. We have developed a location method as an alternative to the time domain reflectometry (TDR). It is named Harmonic Detection and Location (HDL) and it allows using a narrow band, around 100 MHz, low complexity acquisition system.

The concept has been approved using measures on flexible and rigid sensitive surfaces connected to a vector network analyzer (VNA) used as reference. A compact acquisition system based on a Wheatstone bridge associated to a phase detector has been developed. For this purpose, errors characterization and identification work has been done. Electromagnetic interactions between the finger and the waveguide, waveguide imperfections, substrate nature and acquisition system errors' impact have been studied.

This knowledge has provided the possibility to co-develop the hardware and the detection algorithm to demonstrate a location accuracy of 2cm. Fundamental principles of this work provide the possibility of realizing large surface interfaces, with simple connection and conformable, for 3D sensitive objects.

NNT : 2016LYSEM028

Nissem SELMENE

ETUDE ET DEVELOPPEMENT DE CAPTEURS TACTILES FLEXIBLES A DETECTION HARMONIQUE VERS LA FONCTIONNALISATION SENSITIVE DES SURFACES

Spécialité: Microélectronique

Mots clefs: Surface tactile, grande surface, souple, guide d'ondes, méthode harmonique, réflectométrie, pont de Wheatstone, détection de phase, analyseur de réseau, substrats souples, interaction homme-machine.

Résumé:

L'avènement des interfaces tactiles ouvre des perspectives d'enrichissement de l'interaction entre l'homme et la machine. Nous proposons un nouveau concept de surfaces tactiles souples dont l'objectif est d'étudier l'interaction entre le signal électrique et l'environnement résistif et diélectrique du support, afin de réaliser le système d'acquisition fournissant une information exploitable par la machine.

La base technologique est un guide d'ondes sur substrat souple sur lequel le toucher crée une réflexion au port d'entrée. Nous avons développé une méthode de localisation alternative à la réflectométrie temporelle, nommée Harmonic Detection and Location (HDL), permettant l'utilisation d'une électronique d'acquisition de faible complexité, en bande étroite, autour de 100 MHz.

Le concept a été validé à partir de mesures sur des dalles tactiles souples et rigides connectées à un analyseur de réseau, utilisé comme référence. Un système d'acquisition compact basé sur un pont de Wheatstone associé à un détecteur de phase a été développé. Pour ce faire, un travail de caractérisation et d'identification des sources d'erreurs a été mené sur les interactions électromagnétiques entre le doigt et le guide d'onde, les imperfections du guide d'onde et la nature du substrat ainsi que l'impact des erreurs induites par l'électronique d'acquisition.

Cette connaissance a permis de co-développer la partie matérielle et l'algorithme de détection pour démontrer une précision de localisation de 2cm. Les fondamentaux posés dans ce travail ouvrent la possibilité de réalisation d'interfaces de grande surface, avec une connectique simple, conformables sur des objets sensitifs en trois dimensions.