



TREBALL DE FI DE GRAU

GRAU EN ENGINYERIA ELECTRÒNICA DE TELECOMUNICACIÓ

SENSOR DE MICROONES D'ALTA SENSIBILITAT BASAT EN ESTRUCTURES DE SALT D'IMPEDÀNCIA

Pau Casacuberta Orta

*****NO COMPLET*****

DIRECTORS: Ferran Martín Antolín i Paris Vélez Rasero

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

UNIVERSITAT AUTÒNOMA DE BARCELONA

Bellaterra, Juliol 6, 2020

Abstract

This bachelor thesis aims to design, manufacture, and implement a non-resonant radio frequency sensor implemented in microstrip to determine the dielectric constant of materials using impedance jump techniques to optimize its sensitivity. After a theoretical study of how the dielectric constant of the material on a transmission line affects the propagation, it is shown how to obtain the appropriate electrical lengths to maximize the sensitivity according to the variations of the characteristic impedance of the sections of the sense line. Finally, the theoretical results were validated with electrical and electromagnetic simulations and with experimental validation of the sensors designed and implemented in the laboratory by measuring a set of samples of different dielectric constants.

Resumen

Este trabajo final de grado pretende diseñar, fabricar, e implementar un sensor de radiofrecuencia no resonante implementado en microstrip para determinar la constante dieléctrica de materiales utilizando técnicas de salto de impedancia para optimizar la sensibilidad del mismo. Después de un estudio teórico de cómo afecta a la propagación la constante dieléctrica del material que se encuentra sobre una línea de transmisión, se demuestra cómo obtener las longitudes eléctricas adecuadas para maximizar la sensibilidad según las variaciones de la impedancia característica de las secciones de la línea de sensado. Finalmente se ha procedido a validar los resultados teóricos con simulaciones eléctricas y electromagnéticas y con validación experimental de los sensores diseñados e implementados en laboratorio midiendo un conjunto de muestras de diferentes constantes dieléctricas.

Resum

Aquest treball final de grau pretén dissenyar, fabricar, i implementar un sensor de radiofreqüència no ressonant implementat en microstrip per a determinar la constant dielèctrica de materials utilitzant tècniques de salt d'impedància per a optimitzar la sensibilitat d'aquest. Després d'un estudi teòric de com afecta a la propagació la constant dielèctrica del material que es troba sobre un línia de transmissió, es demostra com obtenir les longituds elèctriques adients per a maximitzar la sensibilitat segons les variacions de la impedància característica de les seccions de la línia de sensat. Finalment s'ha procedit a validar els resultats teòrics amb simulacions elèctriques i electromagnètiques i amb validació experimental dels sensors dissenyats i implementats en laboratori mesurant un conjunt de mostres de diferents constants dielèctriques.

Índex

Abstract	i
Resumen	iii
Resum	v
List of Figures	xii
List of Tables	xiii
1 Introducció	1
1.1 Motivació	2
1.2 Objectius	3
1.3 Organització dels document	3
2 Estat de l'Art	5
2.1 Sensors basats en elements ressonants	8
2.1.1 Variació freqüencial	8
2.1.2 Modulació d'acoblament	8
2.1.3 freq splittin	9
2.1.4 Mode diferencial	9
2.2 Sensors basats en línies de transmissió no ressonants	10
2.2.1 Basats en transmissió	10

2.2.2	Basats en reflexió	10
2.3	Comparativa	10
3	Principis Teòrics	11
4	Anàlisi del salt d'impedància	15
4.1	Principi de funcionament	16
4.2	Anàlisi d'un salt d'impedància amb dos impedàncies diferents	20
4.3	Sensibilitat del sensor respecte el MUT (Material Under Test)	25
5	Validació experimental	27
5.0.1	Elèctriques	27
5.0.2	EM	27
5.1	Simulacions de sensors només amb línia d'accés i línia de sensat	28
5.1.1	Sensor de 90 graus, 85 Ω sintonitzat per Aire	28
5.1.2	Sensor de 90 graus, 85 Ω sintonitzat per al substrat RO4003C	29
5.1.3	Sensor de 180 graus, 15 Ω sintonitzat per Aire	30
5.1.4	Sensor de 180 graus, 15 Ω sintonitzat per al substrat RO4003C	31
5.2	Simulacions de sensors amb línia d'accés, línia per a millorar sensibilitat i línia de sensat	32
5.2.1	Sensor de 90 graus, 85 Ω sintonitzat per Aire, amb línia de baixa impedància (15 Ω de 90 graus	32
5.2.2	Sensor de 90 graus, 85 Ω sintonitzat per al substrat RO4003C, amb línia de baixa impedància (15 Ω de 90 graus	33
5.2.3	Sensor de 180 graus, 15 Ω sintonitzat per Aire, amb línia d'alta impedància (85 Ω de 90 graus	34
5.2.4	Sensor de 180 graus, 15 Ω sintonitzat per al substrat RO4003C, amb línia d'alta impedància (85 Ω de 90 graus	35
6	Mesures	37

7 Conclusions

39

Bibliografia

i

Índex de figures

2.1	Exemple de tècnica de mesura en espai lliure. Configuració de transmissió d'espai lliure de paràmetres S (superior) i una configuració de reflectància d'arc NRL (inferior)	6
2.2	Exemple de tècnica de mesura en espai lliure. Configuració de transmissió d'espai lliure de paràmetres S (superior) i una configuració de reflectància d'arc NRL (inferior)	7
3.1	Propagació d'una ona electromagnètic en diferents medis.	11
3.2	Visualització d'ona incident i reflexa.	12
3.3	Línia de transmissió Microstrip.	13
3.4	Consideració de la constant dielèctrica efectiva en línies microstrip. [Ste13] . . .	13
4.1	Línia de sensat no adaptada acabada en circuit obert.	16
4.2	SIR ended in open circuit	20
5.1	Layout.	28
5.2	Simulació.	28
5.3	Layout.	29
5.4	Simulació.	29
5.5	Layout.	30
5.6	Simulació.	30
5.7	Layout.	31
5.8	Simulació.	31

5.9	Layout.	32
5.10	Simulació.	32
5.11	Layout.	33
5.12	Simulació.	33
5.13	Layout.	34
5.14	Simulació.	34
5.15	Layout.	35
5.16	Simulació.	35

Índex de taules

Capítol 1

Introducció

Els components dissenyats per a microones s'han utilitzat i es continuen utilitzant en àmbits molt diversos, des de dispositius simples de comunicació fins a serveis militars per satèl·lit, passant per l'estudi de propietats de materials en aquest rang freqüencial. Aquests han estat sempre entre les àrees més actives en la física d'estat sòlid, ciències de materials i enginyeria elèctrica i electrònica.

La caracterització de les propietats dels materials en freqüències de microones té una llarga història que data de principis dels anys cinquanta. Durant les últimes dècades, s'han realitzat avenços importants en aquest camp i s'han desenvolupat i aplicat una gran quantitat de nous mètodes i tècniques de mesura. [Che04]

La mesura de propietats dels materials ha guanyat molta importància en les últimes dècades. La possibilitat d'avaluar característiques concretes d'una mostra d'una manera no destructiva i sense la necessitat de modificar aquesta químicament o físicament ha oberta la porta a moltes aplicacions a la indústria, medicina i farmàcia. [Sae12]

La miniaturització i la reducció de costos cada cop són factors més importants a l'hora de dissenyar sistemes de sensat. Això és degut al creixement del IoT (Internet of Things) i la possibilitat de poder tenir nodes simples que tinguin unitats de sensat que generin dades per a ser tractades posteriorment de manera massiva.

El sensat de la constant dielèctrica

Microwaves are very sensitive to the properties of the materials to which they interact

Dins del paradigma d'internet de les coses (IoT), o més generalment d'internet de tot (IoE), i l'arribada de la quarta revolució industrial (també coneguda com a Indústria 4.0), l'ús de sensors ha experimentat un creixement exponencial. A més, aquesta tendència continuarà amb la progressiva implantació de la cinquena generació de xarxes mòbils, denominades 5G, que s'espera

que satisfan els requisits de connectivitat a gran escala que exigeixen la societat moderna actual (un exemple interessant és el vehicle autònom i connectat, necessàriament equipat amb centenars de sensors). Hi ha moltes tecnologies disponibles per a la implementació de sensors. Aspectes diversos com el cost, la mida i la complexitat del sensor, així com el tipus de mesurament, entre d'altres, dicten l'opció preferida. Tot i que probablement la tecnologia més estesa en els sensors moderns és l'òptica / la fotònica (els exemples inclouen sensors de fibra òptica, sensors basats en làser, sensors químics i biològics portables, biosensors nanofotònics, sensors d'imatge, etc.), els últims anys s'han dedicat esforços importants a la investigació i desenvolupament de sensors de microones, especialment per a aplicacions relacionades amb la caracterització i composició de materials. Els microones són molt sensibles a les propietats dels materials amb els quals interaccionen. Per tant, la tecnologia de microones és molt útil per detectar materials. A més, les microones presenten propietats interessants per a la detecció, com ara sistemes de detecció i generació de baix cost, interacció amb els materials a diferents escales (és a dir, a través del camp proper o del camp llunyà), compatibilitat amb la tecnologia plana, connectivitat sense fils, i robustesa contra ambients més durs, entre d'altres. Per tant, es poden implementar sensors de microones altament sensibles, robustos, de baix cost i de baix perfil i de microones i sense fils basats en les propietats esmentades anteriorment.

Disseny d'un sensor

En reflexió

Utilitzant SI per augmentar la sensibilitat

1.1 Motivació

Aquest treball final de grau es centra en el disseny d'un sensor capaç de determinar la permittivitat elèctrica de materials a través de la variació de fase del senyal al port d'entrada, amb la peculiaritat de que aprofitant propietats conegudes d'estructures de salt d'impedància es pot augmentar la sensibilitat d'aquest sensor.

L'element s'implementarà amb línies de transmissió amb tecnologia planar microstrip, aquesta és barata d'implementar i relativament compacta.

Actualment hi ha solucions comercials que permeten determinar constant dielèctriques de materials amb precisió però aquests normalment són de grans dimensions i tenen un cost elevat, aquest treball intenta proposar un disseny de sensor que sigui més petit que els que hi ha actualment al mercat mantenint una alta sensibilitat.

1.2 Objectius

Per arribar a desenvolupar aquest sensor es important tractar uns requisits previs corresponents a les estructures microstrip, així com una ona electromagnètica es propaga per una línia de transmissió microstrip.

El sensor en qüestió s'utilitzarà en mode reflexió per a poder utilitzar-se en una configuració que permeti ser utilitzat en un sensor diferencial.

1.3 Organització dels document

Aquest document està format de diferents capítols que tracten els següents temes:

- *Capítol 2 Estat del Art:* Introducció a les diferents tecnologies que s'utilitzen per a estudiar propietats de materials.
- *Capítol 3 Principis Teòrics:* Anàlisi a nivell matemàtic de les diferents propietats que s'utilitzen per a aconseguir dissenyar el sensor amb les propietats desitjades.
- *Capítol 5 Simulacions:* Recull de les diferents simulacions tant elèctriques com electromagnètiques dels circuits dissenyats seguint els principis teòrics del capítol 3.
- *Capítol 6 Proposta de disseny:* Un cop fetes les simulacions i acabant de sintonitzant els paràmetres del disseny es fa una proposta de circuit. Així com la optimització dels valors per a l'estructura física.
- *Capítol 7 Conclusions:* Capítol final on es comenten els resultats del projecte.

Capítol 2

Estat de l'Art

Podem trobar diferents mètodes de mesura, a continuació es farà un repàs de les diferents tècniques. El disseny proposat en aquest treball es vol determinar només la permitivitat elèctrica (ϵ_r) de la mostra, això és possible degut a que els substrats que s'utilitzen en tecnologia planar acostumen a ser de baixes pèrdues ($\tan \gamma < 0,01$) i la permeabilitat magnètica és molt propera a la del buit ($\mu_r = 1$).

Per a la mesura de la constant dielèctrica de materials es poden utilitzar diferents tècniques:

- Algunes de clàssiques com utilitzar un condensador de plaques paral·leles com a element de mesura: aquesta consisteix en preparar una mostra del material entre dues plaques o elèctrodes i aplicant una diferència de potencial entre aquestes mesurar la capacitat d'aquesta construcció. La capacitat observada entre els dos ports (mesura en transmissió) és directament proporcional a la permitivitat elèctrica i depèn de les dimensions físiques a raó de la equació 2.1 on A és l'àrea de cada una de les plaques i d la separació entre les plaques.

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot A}{d} \implies \epsilon_r = \frac{d \cdot C}{A} \quad (2.1)$$

Aquesta tècnica presenta el principal avantatge de la simplicitat en el disseny i potencial alta sensibilitat les dimensions són adients. El principal problema d'aquest disseny és que només funciona bé a freqüències baixes, degut a que a altes freqüències apareixen elements paràsits que redueixen la sensibilitat del sensor.

- El mètode de transmissió en espai lliure utilitza dos antenes que apunten a una mostra plana i s'analitza com ha variat la fase o com s'atenua el senyal. Aquest mètode és a distància i es pot aplicar a materials sotmesos a temperatures elevades i ambients hostils. La figura 2.1 mostra dues configuracions típiques: una configuració de transmissió d'espai

lliure de paràmetres S (superior) i una configuració de reflectància d'arc NRL (inferior). Es pot observar clarament que en els dos casos hi els elements tenen 2 ports i s'analitzen el senyal en transmissió d'un port a l'altre.

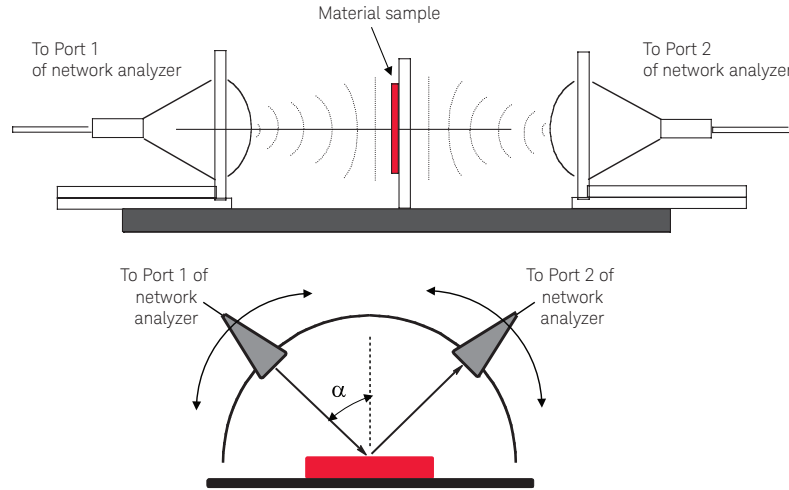


Figura 2.1: Exemple de tècnica de mesura en espai lliure. Configuració de transmissió d'espai lliure de paràmetres S (superior) i una configuració de reflectància d'arc NRL (inferior)

Aquesta tècnica presenta el principal avantatge del no contacte i la no destrucció de la mostra, la possibilitat de treballar a altes freqüències, reduint la mida del sistema, i la possibilitat de fer mesures en ambients d'alta temperatura com forns. El principal problema d'aquest disseny és que la mostra ha de ser gran, plana i homogènia.

- Les sondes basades en coaxials acabats en circuit obert són una altre tècnica per a mesurar la constant dielèctrica. El material es mesura mitjançant la immersió de la sonda en un líquid o tocant-la a la cara plana d'un material sòlid (o en pols). Les línies de camp de la sonda acaben entrant al material per efecte “fringe” i canvien a mesura que entren en contacte amb el MUT (Material Under Test) (figura 13). Aquest canvi de medi permet analitzar la ϵ_r del MUT.

Aquesta tècnica presenta el principal avantatge de la facilitat de mesura, degut a que només s'ha de fer contacte amb una sonda al material que es vol mesurar, tampoc destrueix la mesura i tant serveix per a líquids i sòlids i no depèn massa de la geometria del MUT. El principal problema d'aquest disseny és que la sonda i el material han d'estar en un contacte molt proper per a no tenir “Air gap” entre aquests i fer que la mesura sigui poc exacta, també és important que gruix del material sigui suficientment gran com per contenir les línies de camp de la sonda.

- Basats en cavitats ressonants (Split Cilinder Ressonator (molta pressió)): Es basa en una guia d'ona acabada en circuit tancat en els dos extrems. Això permet treballar en modes

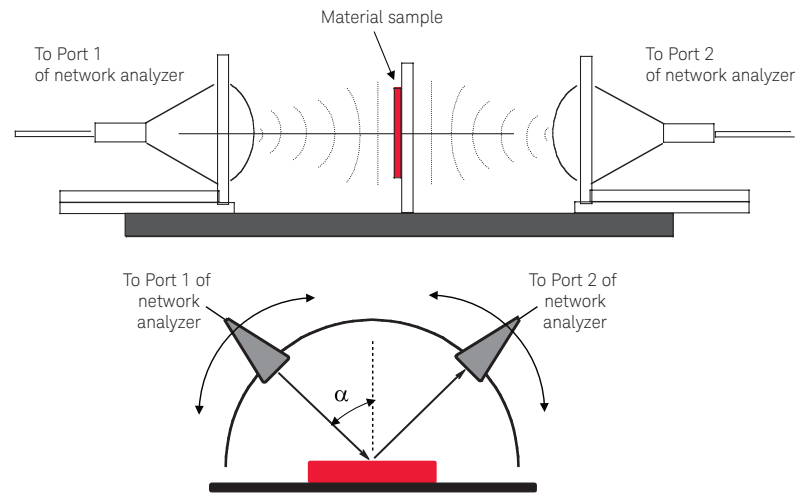


Figura 2.2: Exemple de tècnica de mesura en espai lliure. Configuració de transmissió d'espai lliure de paràmetres S (superior) i una configuració de reflectància d'arc NRL (inferior)

TEM purs i s'aconsegueix una precisió molt alta però a un cost elevat

...

Ara bé aquest treball es centrarà en tecnologies planars, degut a que al ser molt prims tenen una ampla gamma d'aplicacions en front a cavitats ressonants que necessiten més espai i una preparació de la mostra. Podem trobar exemples de sensors amb tecnologia planar en wearable sensors [4], submersible sensors [5], integrated sensors [6], lab-on-a-chip sensors [7], microfluidic sensors [8–11], etc.

Existeixen diferents tipus de sensors planars que permetin determinar propietats de materials, aquests es poden classificar en:

- Basats en Línies de Transmissió
 - En transmissió
 - En reflexió
- Basats en Ressonadors
 - Modulació/Acoblament
 - Variació Freqüencial ressonància freq variation
 - 2 ressonadors idèntics freq splitting

2.1 Sensors basats en elements ressonants

Els mètodes ressonants utilitzen la propietat de freqüència de ressonància en els elements distribuïts, degut a que la els elements ressonen a una freqüència concreta i aquesta depèn del medi que envolta a l'element es poden utilitzar diferents tècniques per a generar sensors que funcionen a partir d'un escombrat en freqüència. Habitualment tenen millor rendiment (sensibilitat) que els mètodes no-ressonants.

planar resonant sensors can be divided in four main types: (i) frequency variation sensors, (ii) coupling modulation sensors, (iii) frequency splitting sensors, and (iv) differential-mode sensors.

2.1.1 Variació freqüencial

Els sensors de variació de freqüència es basen en la variació de la freqüència de ressonància (i eventualment del factor de qualitat o magnitud pic / notch) d'un element ressonant, causada pel mesurament. La configuració típica, encara que no exclusiva, d'aquests sensors és una línia de transmissió carregada amb l'element ressonant (ja sigui en contacte o acoblada a ella), vegeu la figura 1a. Tot i que s'han reportat exemples de sensors de variació de freqüència dedicats a la mesura de variables espacials [15], normalment aquests sensors s'han aplicat a la caracterització dielèctrica de sòlids i líquids [31–46], en la mesura que la freqüència de ressonància i el factor de qualitat depenen. la complexa constant dielèctrica del material que l'envolta (l'anomenat material sota prova (MUT)). Aquests sensors són molt senzills, però poden estar sotmesos a sensibilitats creuades causades per variacions en factors ambientals, com la temperatura i la humitat, i per tant necessiten calibrat abans del seu ús.

2.1.2 Modulació d'acoblament

Els sensors de modulació d'acoblament pertanyen a aquesta categoria [16–27,48]. Aquests sensors s'implementen carregant simètricament una línia de transmissió mitjançant un ressonador simètric (figura 1b). Tanmateix, la combinació de línia i element de ressonància no ha de ser arbitrària. És a dir, és necessari que el pla de simetria del ressonador i el de la línia siguin de tipus electromagnètic diferent, és a dir, un ha de ser una paret elèctrica i l'altre ha de ser una paret magnètica. Per aquest mitjà, si es conserva la simetria, s'impedeix l'acoblament de línia a ressonador [47], el ressonador no s'emociona i la línia és transparent, és a dir, la resposta de freqüència no presenta cap tacada (falta de ressonància). Tot i així, truncant la simetria (per exemple, mitjançant una càrrega dielèctrica asimètrica o mitjançant un desplaçament lineal o angular relatiu entre la línia i l'element ressonant), es produeix un acoblament entre línia i ressonador i, en conseqüència, apareix la ressonància. La magnitud de la osca (la variable de sortida típica) està determinada pel grau d'acoblament, íntimament relacionat amb el nivell d'asimetria.

Per tant, la modulació de l'acoblament per interrupció de la simetria és útil per a propòsits de detecció.

2.1.3 freq splittin

Els sensors de divisió de freqüència combinen els avantatges de les mesures de freqüència (tolerants al soroll) i les propietats de simetria (robustesa davant les sensibilitats creuades) [24,51–59]. En aquests sensors, una estructura basada en línies de transmissió simètrica es carrega simètricament amb un parell de ressonadors (no necessàriament simètrics) (figura 1c). Si es conserva la simetria, es produeix una sola osca en el coeficient de transmissió. Tanmateix, si la simetria es trunca, per exemple, mitjançant una càrrega dielèctrica asimètrica, la osca original es divideix en dues osques separades una distància que depèn del nivell d'asimetria. Així, en els sensors de divisió de freqüència, la variable de sortida és aquesta separació de freqüència i, eventualment, la diferència en la magnitud de la ranura (es necessiten dues variables, per exemple, per a la mesura de la constant dielèctrica i la tangent de pèrdua de materials [56,58]). Una debilitat potencial d'aquests sensors és la resolució i sensibilitat limitades si s'acoblen els elements ressonants [51,52,55]. No obstant això, s'han explicat solucions a aquest problema, tal com s'ha comentat a [56,57], a costa de separar significativament els ressonadors de detecció (ja sigui mitjançant un esquema de divisió / combinador [57,58] o una topologia en cascada [56]). Tot i que aquests sensors no són vertaders sensors diferencials (en el sentit que no s'utilitzen dos sensors independents), la variable d'entrada i de sortida són normalment variables. La constant dielèctrica diferencial o tangent de pèrdua (entre una mostra de referència (REF), o material, i el material que s'està provant (MUT)) és la variable d'entrada habitual, mentre que la freqüència d'escriptura diferencial i / o magnitud és la variable de sortida natural / s. . A més, es poden utilitzar fàcilment com a comparadors els sensors de divisió de freqüència, ja que són capaços de detectar diferències entre les mostres de REF i MUT. Per a aquesta aplicació, la resolució del sensor és l'aspecte clau.

2.1.4 Mode diferencial

Els sensors de mode diferencial també pertanyen al grup de sensors basats en simetria. Aquests dispositius estan compostos per dos sensors independents, un sensible a la mostra REF (o mesurament en general) i l'altre, sensible a la mostra MUT (figura 1d). Aquests sensors poden funcionar com a sensors d'un sol ús, per exemple, basats en la variació de freqüència, on només s'utilitza un dels elements de detecció individual. Tanmateix, explotar la variable / es d'entrada i sortida diferencials proporciona robustesa davant les sensibilitats creuades. Quant als elements de detecció independents, es poden prevenir els efectes d'acoblament esmentats, que normalment limiten la resolució, en sensors diferencials. La variable de sortida d'aquests sensors és només

la diferència entre la variable de sortida de cada element sensor. S'ha demostrat que es poden implementar sensors diferencials altament sensibles per a mesures constants dielèctriques mitjançant un parell de línies de meandre. Aquests sensors es basen en la mesura de la diferència de fase entre el parell de línies, i la penalització per aconseguir una alta sensibilitat és la mida del sensor [14].

2.2 Sensors basats en línies de transmissió no ressonants

Els mètodes no ressonants analitzen com el senyal varia per a una sola freqüència, per exemple el desfasament, l'atenuació, la capacitat elèctrica, polarització, entre altres, tots ells són propietats que es poden obtenir sense la necessitat de fer un escombrat en freqüència.

2.2.1 Basats en transmissió

Els elements de sensat basats en línies de transmissió i basats en mesura de la transmissió necessita 2 ports per a poder

2.2.2 Basats en reflexió

Els elements basats en reflexió només tenen un sol port, normalment l'estructura és una línia acabada en circuit obert o en curtcircuit. L'ús d'aquest tipus de sensors permet reduir la complexitat del sistema de mesura.

Aquest tipus de sensors no ressonants poden ser utilitzats directament mesurant la variació de la fase del coeficient de transmissió, o el de reflexió per al cas de reflexió, però és habitual utilitzar circuits que permetin la transformació de la fase a magnitud i fins i tot poder implementar sensors en mode diferencial on es comparin els senyals sota el material REF i el senyal lleugerament desfasat sota el material MUT, si es resten aquestes senyals podem obtenir una mesura en amplitud tot i que els sensors individualment proporcionin la dada en forma de variació de fase.

2.3 Comparativa

En aquest treball s'ha decidit fer una implementació de sensor no ressonant implementat en tecnologia planar degut a que els costos de fabricació són baixos, tot i així es farà una proposta de disseny que modifica les propietats típiques dels sensors no-ressonants que permet augmentar la sensibilitat. Aquest es es discuteix de forma teòrica a la secció 4 i es complimenta amb simulacions i mesures en elements fabricats.

Capítol 3

Principis Teòrics

Per a poder entendre el principi bàsic de funcionament del sensor a desenvolupar es necessari fer un anàlisi de com es propaga una ona electromagnètica en el medi.

En el cas de tenir una ona periòdica variant en el temps que es propaga pel buit en podem conèixer les propietats de la seva propagació com la velocitat o longitud d'ona, ara bé si analitzem el seu comportament quan es troba amb un altre medi que no es el buit aquestes propietats canvien. Considerant una porció plana de material (MUT) a l'espai, amb una ona TEM (Ona transversal on les línies camp magnètic i elèctric són perpendiculars entre si i a la vegada també són perpendiculars a la direcció de propagació) que incideix a la seva superfície (figura 3.1).

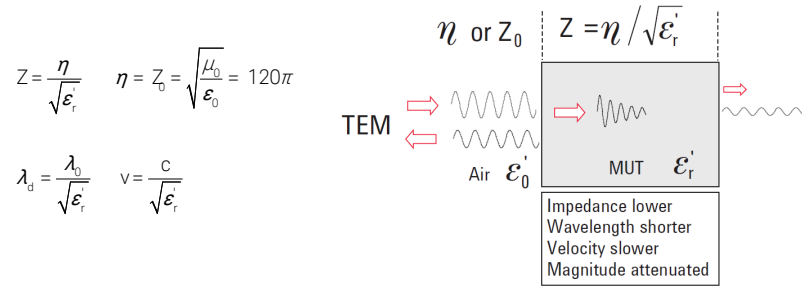


Figura 3.1: Propagació d'una ona electromagnètica en diferents medis.

Hi haurà ones incidents, reflectides i transmeses. Atès que la impedància del l'ona del material Z és diferent (en aquest cas inferior) de la impedància d'espai lliure η (o Z_0) que hi ha no existirà impediment i això crearà l'ona reflectida. Part de l'energia penetrarà a la mostra. Un cop a la llosa, la velocitat d'ona v , és més lenta que la velocitat de c llum. La longitud d'ona λ_d és més curta que la longitud d'ona λ_0 en l'espai lliure segons a les equacions següents. Ja que el material sempre tindrà alguna pèrdua, n'hi haurà atenuació o pèrdua d'inserció. Per senzillesa, el desajust a la segona frontera no ho és considerada.

Degut a que en aquest treball es vol implementar el sensor en tecnologia microstrip, no es pot aplicar directament el principi anteriorment presentat, però degut a que els senyals en línies microstrip es consideren en mode quasi TEM, es pot fer un anàlisi aproximat. En el nostre cas la Z_0 del exemple anterior pot suposar una secció de línia amb aire a sobre (sense cap material a sobre) i l'àrea Z faria referència a la zona on tindrem el nostre MUT que farà variar les propietats de la propagació.

Una línia microstrip és una línia de transmissió, aquesta permet conduir els corrents alterns d'un senyal entre dispositius. Físicament aquest tipus de línia es representa com un pla de massa amb un dielèctric o substrat al mig i a la part superior un conductor per on circula el viu.

Aquest tipus de línia és de les comunes en la tecnologia de línies de transmissió planar, principalment per a la possibilitat de poder ser fabricades aplicant tècniques tant de litografia com de fresat. En el cas de la litografia s'utilitza llum i mascarees per a activar certes zones d'una placa amb un substrat dielèctric, pla de massa i una altra de conductor amb resines fotosensibles pera a després atacar amb àcids el conductor que es vol eliminar i obtenir el disseny desitjat. En el cas del fresat s'utilitza una placa amb dielèctric i dos capes de conductor a les parts externes, en aquestes s'utilitza una broca que elimina mecànicament el conductor sobrant per a deixar el disseny de la línia de transmissió.

Al tenir una construcció tant simple és fàcil i barat de construir i per això àmpliament utilitzada per a la implementació de diferents components de microones com antenes, acobladors, filtres i divisors de potència. Ara bé aquest treball es centra en la utilització de microstrip per com la ona transmesa interactua amb el medi proper.

Per a aprofitar aquest fenomen de variació de fase a l'hora de dissenyar el sensor s'utilitza la fase del coeficient de reflexió per a determinar com el senyal incident i el reflectit varien.

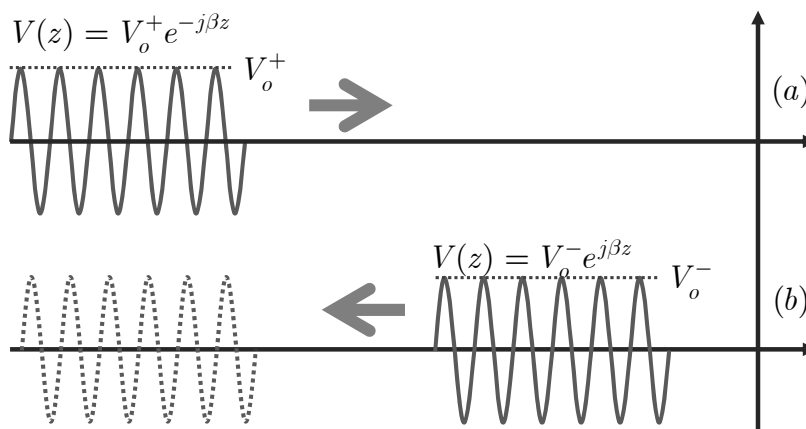


Figura 3.2: Visualització d'ona incident i reflexa.

$$\begin{aligned} V(z) &= V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{+j\beta z} \\ I(z) &= \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{+j\beta z} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Degut a que les línies microstrip tenen un sol pla de massa i, separat per un dielèctric, el viú es troba paral·lel al pla, les línies de camp es distribueixen com s'observa a la figura 3.3.

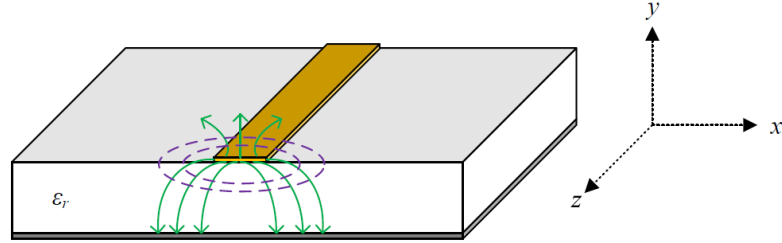


Figura 3.3: Línia de transmissió Microstrip.

Aquesta distribució fa que algunes de les línies de camp viatgin per el medi just a sobre de la línia i tindrà influència directa en com el senyal es propaga per la pròpia línia, sobretot farà que variï la velocitat de propagació. Degut a que la variació està directament relacionada amb la constant dielèctrica del material.

Tota ona es propaga a certa velocitat que ve determinada per la impedància intrínseca del medi, en el cas del buit seria de $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 377\Omega$. La velocitat està relacionada a raó de $v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} = c = 2.998 \times 10^8 m/sec$. Llavors es pot veure que la velocitat de propagació està relacionada amb la permitivitat elèctrica del medi pel qual es propaga ϵ . En el cas de les línies microstrip es pot aproximar la permitivitat elèctrica del medi per on viatja la ona per ϵ_r constant dielèctrica efectiva. Segons la figura 3.3 es pot veure que la constant dielèctrica efectiva vindrà determinada per la permitivitat elèctrica del substrat i per la del material sota test (a la part superior de la línia).

Per al cas de les línies microstrip es pot fer una aproximació com es veu la figura 3.4 on a l'esquerra tenim ϵ_0 representant el medi que hi ha a sobre de la línia, en el nostre cas serà el buit $\epsilon_0 = 1$ o $\epsilon_0 = \epsilon_{MUT}$ en el cas de que tinguem un MUT a sobre de la línia per a ser mesurat.

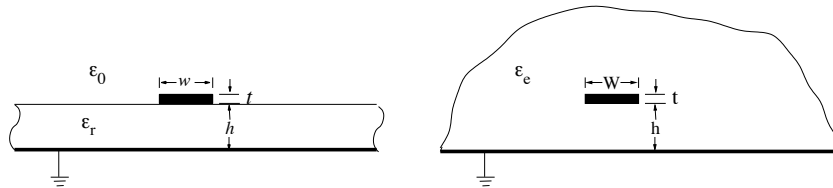


Figura 3.4: Consideració de la constant dielèctrica efectiva en línies microstrip. [Ste13]

Al Pozar [1] podem trobar les equacions que determinen la constant dielèctrica de la línia segons les seves magnitud físiques, aquestes equacions s'utilitzaran posteriorment al anàlisi.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + \varepsilon_{MUT}}{2} + \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{MUT}}{2} F \quad (3.2)$$

on F

$$F = \left(1 + 12 \frac{h}{W_s}\right)^{-1/2} \quad (3.3)$$

si $W_s > h$ i $t \ll h$ i si el dielèctric del MUT és suficientment alt

Aquesta variació en la permitivitat elèctrica efectiva, i per tant la impedància del medi, provoca un canvi en la velocitat de propagació i per tant com la longitud de la línia es fixa s'observa una variació en fase major que si la línia estigues completament en el buit.

Podem determinar la variació de fase que experimenta un senyal al viatjar per una secció de línia de transmissió a raó de l'equació 3.4, on ε_{eff} és la constant dielèctrica efectiva de la secció de línia, en aquest cas el material que volguéssim mesurar aportaria la ε_{MUT} i la ε_r vindria donada pel substrat de la línia, f fa referència a la freqüència a la qual es treballa en Hz (donat a que és un sensor no-ressonant es pot treballar només a una freqüència), c és la velocitat de propagació de la llum en el buit en m/s i l és la longitud física de la línia.

$$\phi = \sqrt{\varepsilon_{eff}} \cdot \frac{2\pi f}{c} \cdot l \quad [rad] \quad (3.4)$$

Per això aquest es el principi bàsic per a poder fer sensors de microones amb tecnologia planar com el cas d'aquest treball. Ja que podem relacionar directament la permitivitat elèctrica d'una mostra (ja que la permitivitat del substrat ε_r és coneguda i les dimensions físiques també) amb la variació de fase que experimenta el senyal en una secció de línia determinada.

Capítol 4

Anàlisi del salt d'impedància

En la secció anterior s'ha presentat com podem obtenir una variació de fase en una secció de línia depenent del material que és físicament a sobre de la línia microstrip, degut a que el volem fer un sensor en reflexió s'ha decidit acabar la línia en circuit obert per a facilitat de fabricació (sense la necessitat de fer vies que connectin el pla de massa amb el viu). Aquesta configuració fa que teòricament el senyal es retorni completament al arribar al final de la línia sense atenuació.

Sobre els conceptes teòrics anteriorment presentats es pot fer un anàlisi de com sintonitzar les característiques del sensor per a augmentar la relació de variació de fase respecte la longitud elèctrica del sensor. El principal element que s'utilitza és el salt d'impedància ja que el cas de tenir una línia de sensat completament adaptada a l'entrada té resultat conegut, el cas que Z_s és igual a Z_0 provoca que la fase del coeficient de reflexió variï linealment a raó de $-2\beta l$ on βl és la longitud elèctrica o desfasament que experimenta el senyal a la línia. Degut a que el coeficient de reflexió es mesura al inici de la línia el senyal viatge del port d'entrada al final de la línia, degut a que aquesta està carregada amb un circuit obert el senyal es reflexa completament i retorna al port, aquest anar i tornar del senyal és el que provoca el factor -2 el signe negatiu és degut a que al ser un circuit obert el senyal experimenta un canvi de signe.

Per intentar millorar aquest factor de relació

Anàlisis al detall de com es pot utilitzar un salt d'impedància per a augmentar la sensibilitat de la variació de fase observada a l'entrada del sensor respecte a la longitud elèctrica que experimenta l'àrea de sensat, aquest es veu afectada directament per la constant dielèctrica del medi que l'envolta.

4.1 Principi de funcionament

Amb la finalitat de produir un sensor que pugui arribar a determinar la permeabilitat elèctrica d'un MUT col·locat a sobre de la línia de sensat aplicant salt d'impedància, la impedància característica de la porció de la línia de sensat és diferent a la línia d'accés, és fa el següent anàlisi.

Primer és necessari determinar quina impedància s'observa des del port d'entrada de l'estructura, per això es pot utilitzar l'equació 4.1.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (4.1)$$

Per al cas d'una Línia de transmissió terminada en Circuit obert figura 4.1.

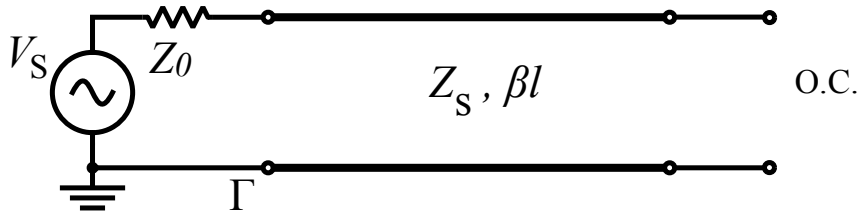


Figura 4.1: Línia de sensat no adaptada acabada en circuit obert.

Per trobar la impedància d'entrades es pot utilitzar l'equació 4.2 a partir de l'equació 4.1 que es pot simplificar ja que el circuit està acabat en circuit obert $Z_L = \infty$.

$$Z_{in} (Z_L = \infty) = -jZ_S \cot(\beta l) \quad (4.2)$$

Utilitzant la relació de l'equació 4.3 es pot obtenir el coeficient de reflexió.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (4.3)$$

Substituint 4.2 a 4.3 obtenim 4.4.

$$\Gamma = \frac{-Z_0 - jZ_S \cot(\beta l)}{Z_0 - jZ_S \cot(\beta l)} = \frac{Z_0 + jZ_S \cot(\beta l)}{-Z_0 + jZ_S \cot(\beta l)} \quad (4.4)$$

Degut a que només ens interessa l'argument del coeficient de reflexió per a l'aplicació de sensat, a partir del teorema *Argument of Quotient equals Difference of Arguments* s'obté la propietat de l'equació 4.5.

$$\arg\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right) = \arg(Z_1) - \arg(Z_2) + 2k\pi \quad (4.5)$$

on k pot prendre valors de 0, 1 i -1 . Segons els casos definits a 4.6 i aplicant: $\arg(Z_1) = \theta_1$, $\arg(Z_2) = \theta_2$ i $\arg\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right) = \theta_1 - \theta_2$.

$$\theta_1 - \theta_2 > \pi \quad [k = -1] \quad (4.6a)$$

$$\theta_1 - \theta_2 \leq -\pi \quad [k = 1] \quad (4.6b)$$

$$-\pi < \theta_1 + \theta_2 \leq \pi \quad [k = 0] \quad (4.6c)$$

Substituint a partir de l'expressió 4.4.

$$\arg(\Gamma) = \arg\left(\frac{Z_0 + jZ_S \cot(\beta l)}{-Z_0 + jZ_S \cot(\beta l)}\right) = \arg(Z_0 + jZ_S \cot(\beta l)) - \arg(-Z_0 + jZ_S \cot(\beta l)) + 2k\pi \quad (4.7)$$

Per al cas de que els arguments siguin estiguin en el primer i quart quadrant (entre $\pi/2$ i $-\pi/2$) $k = 0$ podem obtenir l'equació 4.8.

$$\arg(\Gamma) = \arctan\left(\frac{Z_S}{Z_0 \tan(\beta l)}\right) - \arctan\left(\frac{-Z_S}{Z_0 \tan(\beta l)}\right) = 2 \arctan\left(\frac{Z_S}{Z_0 \tan(\beta l)}\right) = \theta_\Gamma \quad (4.8)$$

Definit l'argument del coeficient de reflexió θ_Γ interessa saber com varia aquest respecte la longitud elèctrica de la línia. Degut a que dita longitud es veu alterada per la permitivitat elèctrica efectiva ja que la velocitat de propagació del senyal a la pròpia línia varia.

Per a determinar la relació entre la variació de longitud elèctrica de la línia i la variació de fase del coeficient de reflexió s'analitza la sensibilitat de l'argument del coeficient de reflexió respecte la longitud elèctrica de la línia. És a dir obtenir la sensibilitat de la variació de fase a l'entrada del sensor (a una impedància característica Z_0) respecte a la variació de fase de la línia de sensat (a una impedància característica Z_S). Per a obtenir dita sensibilitat s'aplica la derivada a θ_Γ respecte la longitud elèctrica de la línia de sensat βl o en el cas de 4.9 ϕ_S ja que són equivalents.

A continuació es desenvolupa pas a pas la derivada per a obtenir la sensibilitat S_{ϕ_S} :

$$\beta l = \phi_S$$

$$S_{\phi_S} = \frac{\partial \theta_\Gamma}{\partial \phi_S} = \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(2 \arctan\left(\frac{Z_S}{Z_0 \tan(\phi_S)}\right) \right) \quad (4.9)$$

Aplicant la regla de la cadena, per a eliminar l'arc-tangent, i la propietat de la derivada 4.10.

$$\frac{\partial}{\partial u} (\arctan(u)) = \frac{1}{1 + u^2} \quad (4.10)$$

Es pot obtenir l'equació 4.11.

$$S_{\phi_S} = 2 \frac{1}{1 + \frac{Z_S^2}{Z_0^2 \tan^2(\phi_S)}} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_S}{Z_0 \tan(\phi_S)} \right) \quad (4.11)$$

Traient factor comú s'obté 4.12.

$$S_{\phi_S} = \frac{2Z_S}{Z_0 \left(1 + \frac{Z_S^2}{Z_0^2 \tan^2(\phi_S)} \right)} \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{1}{\tan(\phi_S)} \right) \right) \quad (4.12)$$

Aplicant la regla de la cadena i la propietat de la la derivada 4.13 s'obté 4.14.

$$\frac{\partial}{\partial u} \left(\frac{1}{\tan u} \right) = -\frac{1}{\sin^2 u} \quad (4.13)$$

$$S_{\phi_S} = -\frac{2Z_S}{Z_0 \sin^2(\phi_S) \left(1 + \frac{Z_S^2}{Z_0^2 \tan^2(\phi_S)} \right)} \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \phi_S} (\phi_S) \right) \quad (4.14)$$

La derivada de ϕ_S respecte ella mateixa és 1.

Aplicant la propietat distributiva i l'equivalència $\tan^2 u = \frac{\sin^2 u}{\cos^2 u}$ s'obté l'expressió 4.15.

$$\mathbf{S}_{\phi_S} = -\frac{2}{\frac{Z_0}{Z_S} \sin^2 \phi_S + \frac{Z_S}{Z_0} \cos^2 \phi_S} \quad (4.15)$$

Un cop definida la sensibilitat, es pot buscar una relació d'impedàncies Z_0 i Z_S que proporcionar un màxim, és a dir aquells valors que facin que la derivada de la sensibilitat sigui zero respecte la longitud elèctrica. A continuació s'exposa el desenvolupament detallat de la derivada de la sensibilitat obtinguda a l'equació 4.15 per a determinar-ne els màxims o mínims, com queda definit a l'equació 4.16.

$$\frac{\partial S_{\phi_S}}{\partial \phi_S} = -2 \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{1}{\frac{Z_0}{Z_S} \sin^2 \phi_S + \frac{Z_S}{Z_0} \cos^2 \phi_S} \right) \quad (4.16)$$

Aplicant la regla de la cadena i la propietat de la derivada de $\frac{\partial}{\partial u} \left(\frac{1}{u} \right) = -\frac{1}{u^2}$ s'obté l'expressió 4.17.

$$\frac{\partial S_{\phi_S}}{\partial \phi_S} = -\frac{-2}{\left(\frac{Z_0}{Z_S} \sin^2 \phi_S + \frac{Z_S}{Z_0} \cos^2 \phi_S \right)^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_0}{Z_S} \sin^2 \phi_S + \frac{Z_S}{Z_0} \cos^2 \phi_S \right) \quad (4.17)$$

Aplicant les dues derivades suma de 4.17 per separat es dedueix 4.18.

$$\frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_0}{Z_S} \sin^2 \phi_S + \frac{Z_S}{Z_0} \cos^2 \phi_S \right) = \frac{Z_0}{Z_S} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} (\sin^2 \phi_S) + \frac{Z_S}{Z_0} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} (\cos^2 \phi_S) \quad (4.18)$$

Aplicant regla de la cadena i les propietats de la derivada de $\frac{\partial}{\partial u} (u^2) = 2u$ i les trigonomètriques $\frac{\partial}{\partial u} (\cos(u)) = -\sin(u)$ i $\frac{\partial}{\partial u} (\sin(u)) = \cos(u)$ a l'equació 4.18 obtenim 4.19a, 4.19b i 4.19c .

$$\frac{Z_S}{Z_0} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} (\cos^2 \phi_S) = \frac{2Z_S}{Z_0} \cos \phi_S \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} (\cos \phi_S) \quad (4.19a)$$

$$\frac{\partial}{\partial \phi_S} (\cos \phi_S) = -\sin \phi_S \frac{\partial \phi_S}{\partial \phi_S} = -\sin \phi_S \quad (4.19b)$$

$$\frac{Z_S}{Z_0} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} (\cos^2 \phi_S) = -\frac{2Z_S}{Z_0} \cos \phi_S \cdot \sin \phi_S \quad (4.19c)$$

Solucionant les dues parts de la derivada 4.18 a partir de 4.19 obtenim l'equació 4.20.

$$\frac{\partial S_{\phi_S}}{\partial \phi_S} = \frac{2 \left(\frac{2Z_0}{Z_S} \cos \phi_S \cdot \sin \phi_S - \frac{2Z_S}{Z_0} \cos \phi_S \cdot \sin \phi_S \right)}{\left(\frac{Z_S}{Z_0} \cos^2 (\phi_S) + \frac{Z_0}{Z_S} \sin^2 (\phi_S) \right)^2} \quad (4.20)$$

Degut a que ens interessa trobar el màxim de la derivada el numerador del quocient ha de ser zero.

$$\frac{\partial S_{\phi_S}}{\partial \phi_S} = 0 = 4 \cos \phi_S \cdot \sin \phi_S \left(\frac{Z_0}{Z_S} - \frac{Z_S}{Z_0} \right) \quad (4.21)$$

Aquesta igualtat només es pot complir quan $\sin(\pi) = 0$ o $\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = 0$.
Es a dir quan $\phi_S = \pi$ o $\phi_S = \frac{\pi}{2}$

Les conclusions extretes són que per a trobar un màxim o un mínim de la sensibilitat (eq 4.15) de l'estructura la longitud elèctrica nominal ha de ser de $\phi_S = \pi$ o $\phi_S = \frac{\pi}{2}$

i per tant hi ha 2 possibilitats

$$S_{\phi_S} = -2\frac{Z_0}{Z_S} = -\frac{2}{Z_S} \quad \text{per } \phi_S = n \cdot \pi \quad (4.22a)$$

$$S_{\phi_S} = -2\frac{Z_S}{Z_0} = -2\overline{Z_S} \quad \text{per } \phi_S = (2n+1) \cdot \frac{\pi}{2} \quad (4.22b)$$

on $\overline{Z_S} = \frac{Z_S}{Z_0}$ és la Impedància Normalitzada.

En el nostre cas interessa una longitud elèctrica el més petita possible per a evitar variacions en la zona de sensat. Per tant per al cas que $\phi_S = \frac{\pi}{2}$ la sensibilitat serà màxima quan Z_S sigui gran.

4.2 Anàlisi d'un salt d'impedància amb dos impedàncies diferents

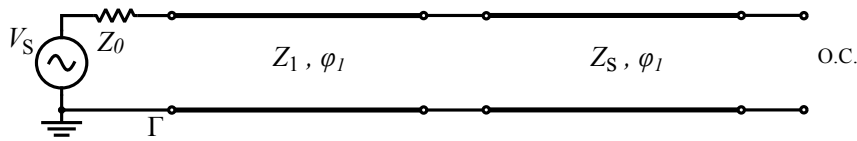


Figura 4.2: SIR ended in open circuit

L'anàlisi d'aquest circuit és semblant que l'anterior però en aquest s'ha d'afegir un pas a ja que hi ha una línia en cascada en l'altre i és necessari calcular la impedància total a l'entrada. Seguint l'equació ?? i l'anàlisi anterior podem deduir. Substituint $Z_L = Z_{in}$ (anàlisi anterior) i $Z_0 = Z_1$ (impedància de la línia en cascada entre l'accés i la de sensat)

$$Z_{in} = \frac{jZ_1 (Z_1 \tan \phi_1 - Z_S \cot \phi_S)}{Z_1 + Z_S \cot \phi_S \cdot \tan \phi_1} \quad (4.23)$$

i el coeficient de reflexió vist des de la línia d'accés seguint l'equació 4.3 és:

$$\Gamma = \frac{-Z_0 + \frac{jZ_1 (Z_1 \tan \phi_1 - Z_S \cot \phi_S)}{Z_1 + Z_S \cot \phi_S \cdot \tan \phi_1}}{+Z_0 + \frac{jZ_1 (Z_1 \tan \phi_1 - Z_S \cot \phi_S)}{Z_1 + Z_S \cot \phi_S \cdot \tan \phi_1}} \quad (4.24)$$

simplificant els quocients:

$$\Gamma = \frac{-Z_0 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cot \phi_S) + jZ_1 (Z_1 \tan \phi_1 - Z_S \cot \phi_S)}{+Z_0 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cot \phi_S) + jZ_1 (Z_1 \tan \phi_1 - Z_S \cot \phi_S)} \quad (4.25)$$

A partir del teorema esposat a la secció anterior, concretament a l'equació 4.5 podem trobar l'argument directament del coeficient de reflexió a l'entrada amb:

$$\phi_\Gamma = 2 \arctan \left(\frac{Z_1 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)}{Z_0 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)} \right) \quad (4.26)$$

A partir d'aquesta equació es pot fer el mateix anàlisi que en cas anterior per a trobar la sensibilitat respecte la longitud elèctrica de la línia de sensat.

Aplicant la regla de la cadena, per a eliminar l'arc-tangent, i la propietat de la derivada 4.10

$$S_{\phi_S} = 2 \frac{1}{1 + \frac{Z_1^2 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)^2}{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2}} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_1 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)}{Z_0 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)} \right) \quad (4.27)$$

i treure factor comú de la derivada

$$S_{\phi_S} = 2 \frac{Z_1}{Z_0 \left(1 + \frac{Z_1^2 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)^2}{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \right)} \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1}{Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S} \right) \quad (4.28)$$

Aplicar la regla de la derivada d'un quocient

$$\frac{\partial}{\partial c} \left(\frac{u}{v} \right) = \frac{v \frac{\partial u}{\partial c} - u \frac{\partial v}{\partial c}}{v^2} \quad (4.29)$$

Centrant-se només en la derivada

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1}{Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S} \right) = \\ & \frac{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S) \frac{\partial}{\partial \phi_S} (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1) - (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1) \frac{\partial}{\partial \phi_S} (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)}{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \end{aligned} \quad (4.30)$$

En aquesta equació es poden fer les derivades suma que no depenen de ϕ_S

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1}{Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S} \right) = \\ & \frac{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S) \frac{\partial}{\partial \phi_S} (Z_S \cot \phi_S - 0) - (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1) \frac{\partial}{\partial \phi_S} (0 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)}{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Es poden treure factors comuns de les derivades

$$\frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1}{Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S} \right) = \frac{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S) Z_S \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} (\cot \phi_S) - (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1) Z_S \tan \phi_1 \cdot \frac{\partial}{\partial \phi_S} (\cot \phi_S)}{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \quad (4.32)$$

Els únics termes per a derivar son les cotangents i es poden calcular aplicant la propietat de l'equació 4.13 sabent que $\cot(u) = \frac{1}{\tan(u)}$ i que $\csc(u) = \frac{1}{\sin(u)}$. I segons la regla de la cadena que farà que la derivada del element de la cotangent sigui trivial $\frac{\partial \phi_S}{\partial \phi_S} = 1$

$$\frac{\partial}{\partial \phi_S} \left(\frac{Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1}{Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S} \right) = \frac{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S) Z_S \cdot (-\csc^2 \phi_S) - (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1) Z_S \tan \phi_1 \cdot (-\csc^2 \phi_S)}{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \quad (4.33)$$

afegint la part de la derivada a l'expressió de la sensibilitat:

$$S_{\phi_S} = 2 \frac{Z_1}{Z_0 \left(1 + \frac{Z_1^2 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)^2}{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \right)} \cdot \frac{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S) Z_S \cdot (-\csc^2 \phi_S) - (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1) Z_S \tan \phi_1 \cdot (-\csc^2 \phi_S)}{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \quad (4.34)$$

$$S_{\phi_S} = \frac{2Z_1}{Z_0} \frac{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2}{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2 + Z_1^2 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)^2} \cdot \frac{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S) Z_S \cdot (-\csc^2 \phi_S) - (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1) Z_S \tan \phi_1 \cdot (-\csc^2 \phi_S)}{(Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2} \quad (4.35)$$

$$S_{\phi_S} = -2Z_1 Z_0 \csc^2 \phi_S \frac{Z_1 Z_S + Z_S^2 \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S - Z_S^2 \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S + Z_1 Z_S \tan^2 \phi_1}{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2 + Z_1^2 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)^2} \quad (4.36)$$

$$S_{\phi_S} = \frac{-2Z_1 Z_0}{\sin^2 \phi_S} \cdot \frac{Z_1 Z_S + Z_1 Z_S \tan^2 \phi_1}{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2 + Z_1^2 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)^2} \quad (4.37)$$

$$S_{\phi_S} = \frac{-2Z_1^2 Z_0 Z_S}{\sin^2 \phi_S} \cdot \frac{1 + \tan^2 \phi_1}{Z_0^2 (Z_1 + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cot \phi_S)^2 + Z_1^2 (Z_S \cot \phi_S - Z_1 \tan \phi_1)^2} \quad (4.38)$$

$$S_{\phi_S} = \frac{-2Z_1^2 Z_0 Z_S}{\sin^2 \phi_S} \cdot \frac{1 + \tan^2 \phi_1}{\frac{Z_0^2 (Z_1 \sin \phi_S + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cos \phi_S)^2}{\sin^2 \phi_S} + \frac{Z_1^2 (Z_S \cos \phi_S - Z_1 \tan \phi_1 \cdot \sin \phi_S)^2}{\sin^2 \phi_S}} \quad (4.39)$$

Simplificant l'expressió sencera:

$$S_{\phi_S} = \frac{-2Z_1^2 Z_0 Z_S (1 + \tan^2 \phi_1)}{Z_0^2 (Z_1 \sin \phi_S + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cos \phi_S)^2 + Z_1^2 (Z_S \cos \phi_S - Z_1 \tan \phi_1 \cdot \sin \phi_S)^2} \quad (4.40)$$

Un cop donada l'expressió de la sensibilitat, trobem per a quins valors de ϕ_1 ($\tan \phi_1$ per a simplificar el procés) aquesta sensibilitat es fa màxima o mínima:

$$\frac{\partial S_{\phi_S}}{\partial \tan \phi_1} = \frac{\partial}{\partial \tan \phi_1} \cdot \frac{-2Z_1^2 Z_0 Z_S (1 + \tan^2 \phi_1)}{Z_0^2 (Z_1 \sin \phi_S + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cos \phi_S)^2 + Z_1^2 (Z_S \cos \phi_S - Z_1 \tan \phi_1 \cdot \sin \phi_S)^2} \quad (4.41)$$

Per a simplificar els càlculs es faran les següents agrupacions:

$$Z_A = Z_1 \sin \phi_S + Z_S \tan \phi_1 \cdot \cos \phi_S \quad (4.42a)$$

$$Z_B = Z_S \cos \phi_S - Z_1 \tan \phi_1 \cdot \sin \phi_S \quad (4.42b)$$

Per accelerar la resolució s'ha decidit recórrer a software que permeti treballar amb matemàtiques simbòliques (Com per exemple MATLAB) per a obtenir l'equació 4.43.

$$\frac{dS_{\phi_S}}{d \tan \phi} = -4 \frac{(Z_0^2 Z_A^2 + Z_1^2 Z_B^2) Z^2 Z_S Z_0 \tan \phi - Z_1^2 Z_S Z_0 (1 + \tan^2 \phi) (Z_0^2 Z_A Z_S \cos \phi_S + Z_1^2 Z_B Z_1 \sin \phi_S)}{(Z_0^2 Z_A^2 + Z^2 Z_B^2)^2} \quad (4.43)$$

Per a simplificar l'expressió 4.43 i com es volen buscar els valors que passen per zero per a trobar els màxims, es pot buscar els valors que facin el numerador zero, en aquest cas els valors de $\tan \phi$ que faran que el numerador sigui zero. D'aquesta assumpció obtenim l'equació 4.44.

$$Z Z_s \sin \phi_s \cos \phi_s \tan^2 \phi + (Z^2 \sin^2 \phi_s - Z_s^2 \cos^2 \phi_s) \tan \phi - Z Z_s \sin \phi_s \cos \phi_s = 0 \quad (4.44)$$

Si resollem l'equació 4.44 s'obtenen dos solucions ($\phi = \phi_1$ eq 4.45a i $\phi = \phi_2$ eq 4.45b).

$$\tan_{\phi_1} = \frac{Z_S \cos \phi_S}{Z \sin \phi_S} \quad (4.45a)$$

$$\tan_{\phi_2} = \frac{Z \sin \phi_S}{Z_S \cos \phi_S} \quad (4.45b)$$

Un cop trobats els punts que fan màxima o mínima la sensibilitat podem substituir les solucions obtingudes a 4.45 a la equació 4.40 obtenint 4.46.

$$S_{\phi_S}|_{\phi_1} = -\frac{2Z^2 Z_S}{Z_0} \frac{1}{Z^2 \sin^2 \phi_S + Z_S^2 \cos^2 \phi_S} \quad (4.46a)$$

$$S_{\phi_S}|_{\phi_2} = -2Z_0 Z_S \frac{1}{Z^2 \sin^2 \phi_S + Z_S^2 \cos^2 \phi_S} \quad (4.46b)$$

Per assegurar-se que les solucions trobades en 4.45 són les úniques possibles, s'ha de verificar que no existeixen pols (zeros al denominador) a l'equació de la sensibilitat S_ϕ , si es revisa l'equació 4.40 es veu que només pot haver un zero al denominador si els dos termes quadrats es fan zero i com un depèn del sinus de ϕ_S i l'altre terme del cosinus del mateix angle ϕ_S mai podran ser zero a la vegada.

Es pot veure a les equacions 4.46 que si $Z_1 < Z_0$ la sensibilitat és major per a ϕ_2 i al revés per a ϕ_1 , en aquest cas és més alta quan $Z_1 > Z_0$. Això ens dóna informació de com ha de ser la línia intermitja entre l'accés i la línia de sensat. Per a poder determinar les propietats que ha de tenir la línia de sensat per a maximitzar la sensibilitat és necessari derivar les expressions 4.46 per el terme ϕ_S obtenint les equacions 4.47a i 4.47b, en aquestes s'observa que es fan 0 quan $\phi_S = n \cdot \pi$ o $\phi_S = (2n + 1) \cdot \pi/2$, per tant sabem que els màxim i mínims es donaran quan es compleixin aquestes restriccions.

$$\frac{dS_{\phi_S}|_{\phi_1}}{d\phi_S} = \frac{4Z^2 Z_S}{Z_0} \frac{(Z^2 - Z_S^2) \sin \phi_S \cos \phi_S}{(Z^2 \sin^2 \phi_S + Z_S^2 \cos^2 \phi_S)^2} \quad (4.47a)$$

$$\frac{dS_{\phi_S}|_{\phi_2}}{d\phi_S} = 4Z_0 Z_S \frac{(Z^2 - Z_S^2) \sin \phi_S \cos \phi_S}{(Z^2 \sin^2 \phi_S + Z_S^2 \cos^2 \phi_S)^2} \quad (4.47b)$$

Si fem, un anàlisi de tots els casos possibles per a les diferents longituds elèctriques de la línia intermitja ϕ i línia de sensat ϕ_S trobem:

- Si $\phi_s = (2n + 1) \cdot \pi/2$ haurem de triar $\phi_1 = n \cdot \pi$ per a $Z > Z_0 > Z_s$

$$S_{\phi_s} = \frac{-2Z_s}{z_0} = -2\overline{Z_s} \quad [max] \quad (4.48)$$

- Si $\phi_s = n \cdot \pi$ haurem de triar $\phi_1 = (2n + 1) \cdot \pi/2$

$$S_{\phi_s} = \frac{-2Z^2}{z_0 Z_s} = -2 \frac{\bar{z}^2}{\bar{z}_s} \quad [min] \quad (4.49)$$

- Si $\phi_s = (2n + 1) \cdot \pi/2$ haurem de triar $\phi_2 = (2n + 1) \cdot \pi/2$ per a $Z < Z_0 < Z_s$

$$S_{\phi_s} = \frac{-2Z_0 Z_s}{z^2} = -2 \frac{\bar{z}_s}{\bar{z}^2} \quad [max] \quad (4.50)$$

- Si $\phi_s = n \cdot \pi$ haurem de triar $\phi_2 = n \cdot \pi$

$$S_{\phi_s} = \frac{-2Z_0}{z_s} = -2 \frac{1}{z_s} \quad [min] \quad (4.51)$$

Segons aquests resultats obtenim dos casos que tenen les millors sensibilitats:

- Cas A: Si $\phi_s = (2n + 1) \cdot \pi/2$ haurem de triar $\phi_1 = n \cdot \pi$ per a $Z > Z_0 > Z_s$
- Cas B: Si $\phi_s = (2n + 1) \cdot \pi/2$ haurem de triar $\phi_2 = (2n + 1) \cdot \pi/2$ per a $Z < Z_0 < Z_s$

4.3 Sensibilitat del sensor respecte el MUT (Material Under Test)

Per determinar la sensibilitat respecte la constant dielèctrica del medi que es vol mesurar es pot determinar per:

$$\phi_S = \frac{\omega l_S}{c} \sqrt{\varepsilon_{eff}} \quad (4.52)$$

i

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + \varepsilon_{MUT}}{2} + \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{MUT}}{2} F \quad (4.53)$$

on F

$$F = \left(1 + 12 \frac{h}{W_s}\right)^{-1/2} \quad (4.54)$$

si $W_s/h \geq 1$ i $t \ll h$ o

$$F = \left(1 + 12 \frac{h}{W_s}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W_s}{h}\right)^2 \quad (4.55)$$

si $W_s/h < 1$ i $t \ll h$

Tot això sempre que el MUT sigui suficientment gruixut per a que totes les línies de camp que surten de la línia de transmissió no arribin a sortir del propi MUT.

Podem determinar l'equació final que defineix la sensibilitat de la variació de fase al port d'entrada respecte la constant dielèctrica del material de test com 4.56

$$S = \frac{d\phi_\rho}{d\varepsilon_{MUT}} = \frac{d\phi_\rho}{d\phi_s} \cdot \frac{d\phi_s}{d\varepsilon_{MUT}} \quad (4.56)$$

On l'últim terme de l'equació 4.56 es pot descomposar en 4.57.

$$\frac{d\phi_s}{d\varepsilon_{MUT}} = \frac{d\phi_s}{d\varepsilon_{eff}} \frac{d\varepsilon_{eff}}{d\varepsilon_{MUT}} = \frac{\omega l_s}{4c\sqrt{\varepsilon_{eff}}} (1 - F) \quad (4.57)$$

I finalment deixar el terme referent a la constant dielèctrica del MUT de forma explícita amb l'expressió 4.58.

$$\frac{d\phi_s}{d\varepsilon_{MUT}} = \frac{\omega l_s}{2\sqrt{2}c} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \frac{1+F}{(1-F)^2 + \varepsilon_{MUT} \frac{1}{1-F}}}} \quad (4.58)$$

Capítol 5

Validació experimental

Per a arribar a demostrar els resultats obtinguts en la secció anterior on es feia l'anàlisi teòric es proposen un seguit de dissenys

5.0.1 Elèctriques

Resultats amb simulacions elèctriques comparades amb les dades teòriques

Nomes Part de sensat variant longitud elèctrica

Accés + Sensat variant longitud elèctrica

5.0.2 EM

Afegir pèrdues i informació del substrat

Comparar amb teoria

Optimització de valors a 90 Graus

Nomes Sensat variant longitud (transformació lineal a graus)

Accés + Sensat variant longitud (transformació lineal a graus)

2 elements per separat Accés i sensat modificant la permitivitat del substrat de sobre l'àrea de sensat

5.1 Simulacions de sensors només amb línia d'accés i línia de sensat

Nota: Haig de revisar les simulacions amb sensors de 180 graus ja que surten valors poc continus, amb poca variació de la ϵ_{MUT} hi ha canvis bruscs de sensibilitat.

5.1.1 Sensor de 90 graus, 85Ω sintonitzat per Aire



Figura 5.1: Layout.

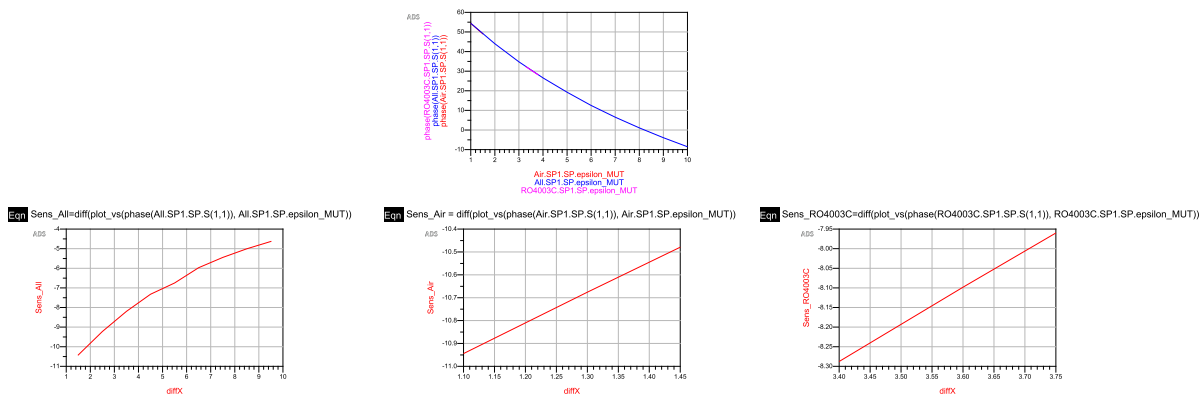


Figura 5.2: Simulació.

Sensitivity including the Striped Impedance (Case 90, high, single)

$\epsilon = 1 \Rightarrow$

$\epsilon = 3.55 \Rightarrow$

5.1.2 Sensor de 90 graus, 85 Ω sintonitzat per al substrat RO4003C

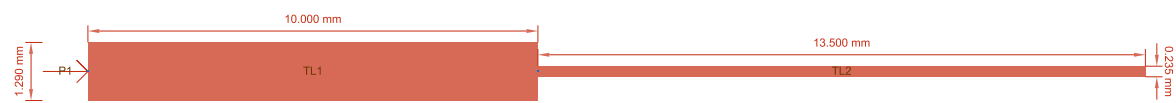


Figura 5.3: Layout.

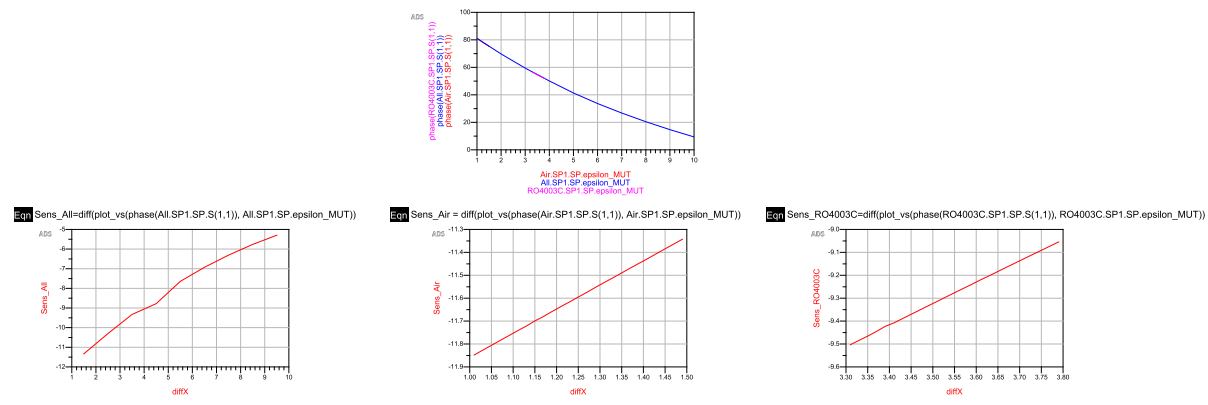


Figura 5.4: Simulació.

5.1.3 Sensor de 180 graus, 15 Ω sintonitzat per Aire

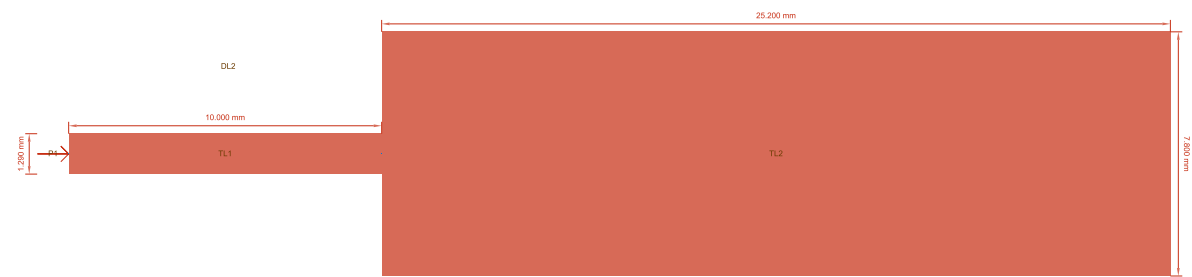


Figura 5.5: Layout.

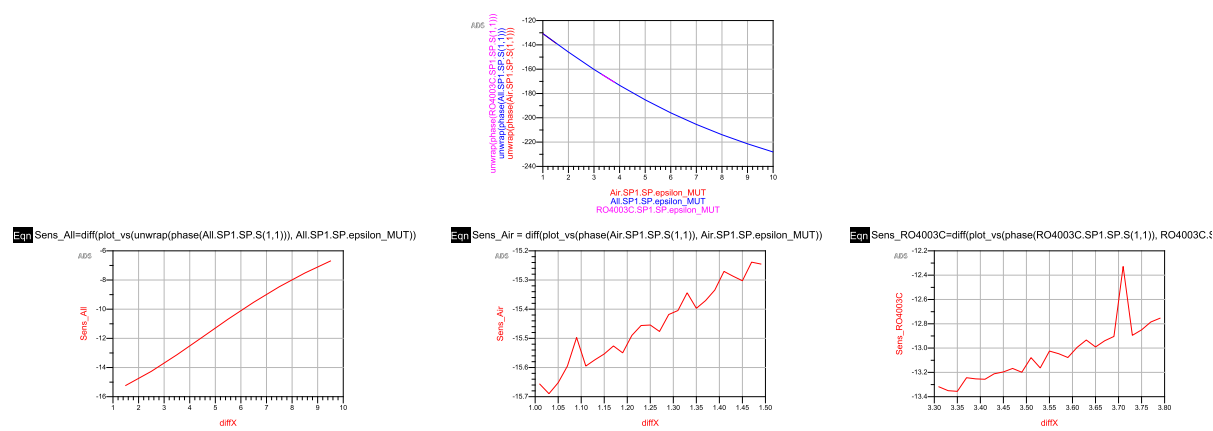


Figura 5.6: Simulació.

5.1.4 Sensor de 180 graus, 15 Ω sintonitzat per al substrat RO4003C

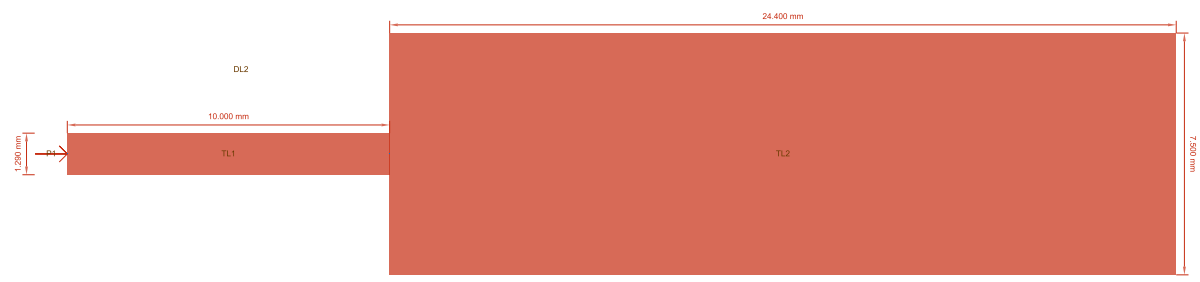


Figura 5.7: Layout.

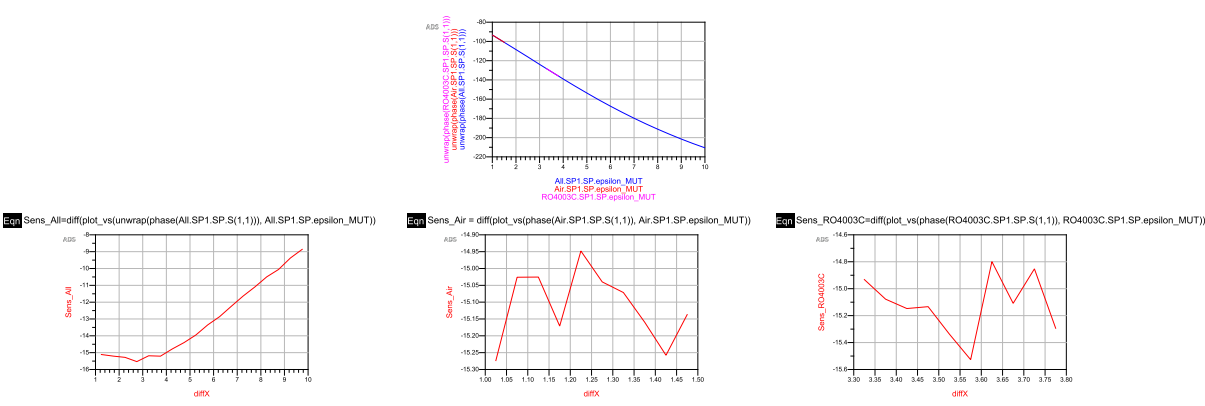


Figura 5.8: Simulació.

5.2 Simulacions de sensors amb línia d'accés, línia per a millorar sensibilitat i línia de sensat

5.2.1 Sensor de 90 graus, 85Ω sintonitzat per Aire, amb línia de baixa impedància (15Ω de 90 graus

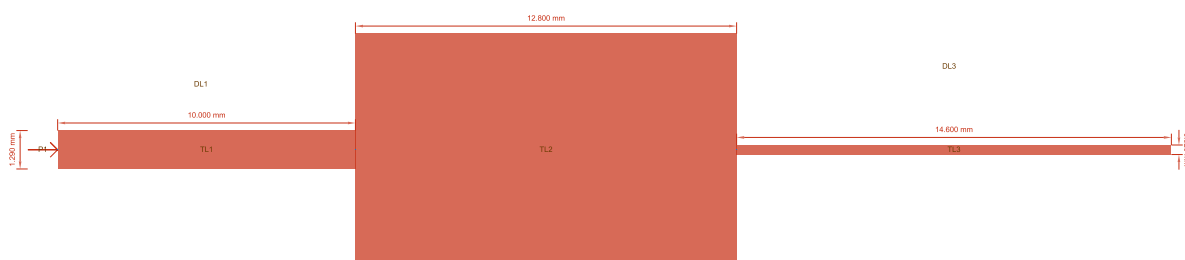


Figura 5.9: Layout.

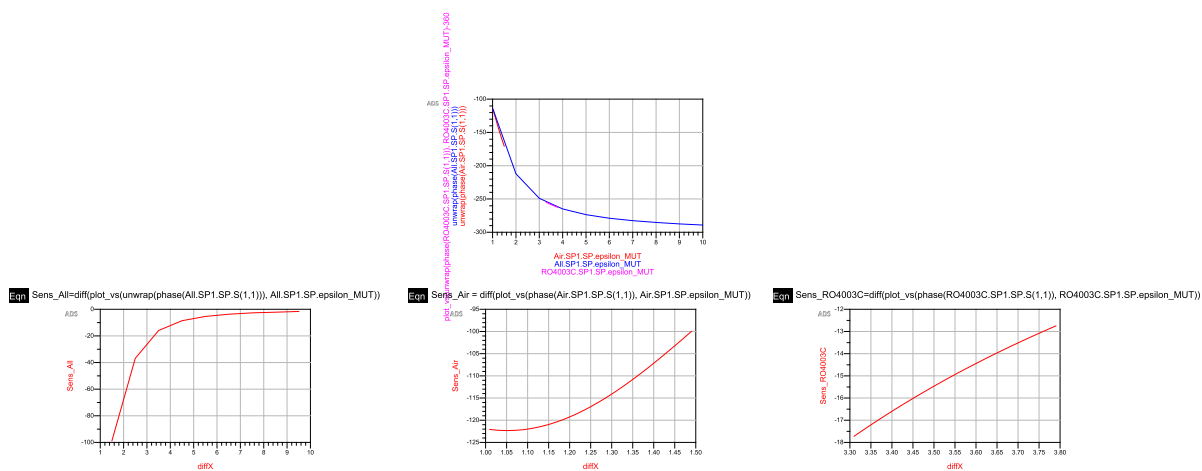


Figura 5.10: Simulació.

5.2.2 Sensor de 90 graus, 85 Ω sintonitzat per al substrat RO4003C, amb línia de baixa impedància (15 Ω de 90 graus

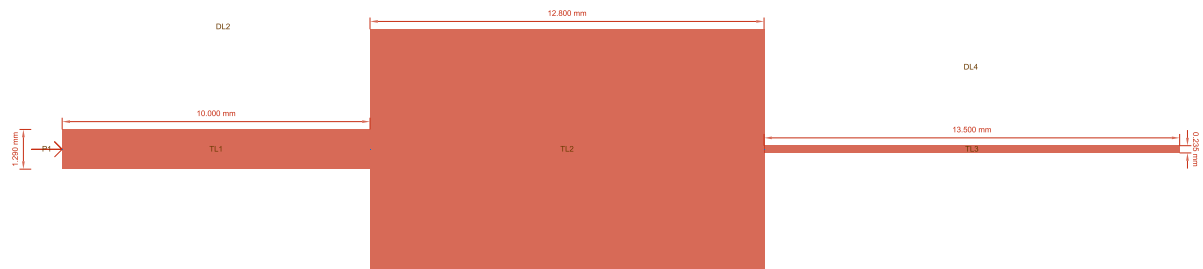
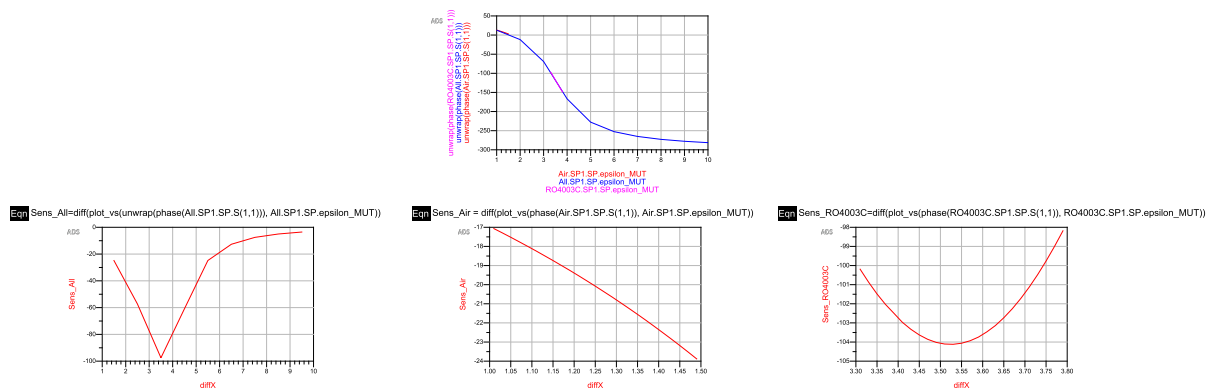


Figura 5.11: Layout.



5.2.3 Sensor de 180 graus, 15 Ω sintonitzat per Aire, amb línia d’alta impedància (85 Ω de 90 graus

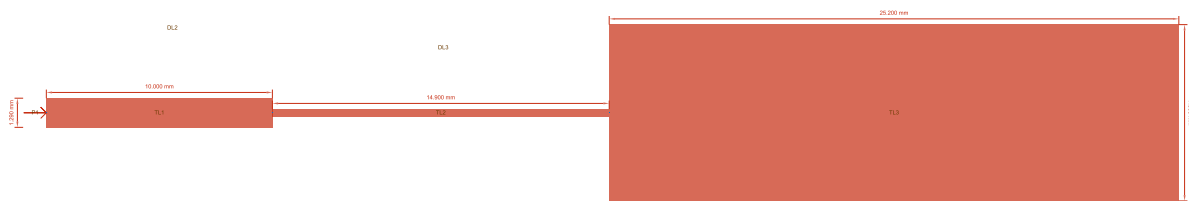


Figura 5.13: Layout.

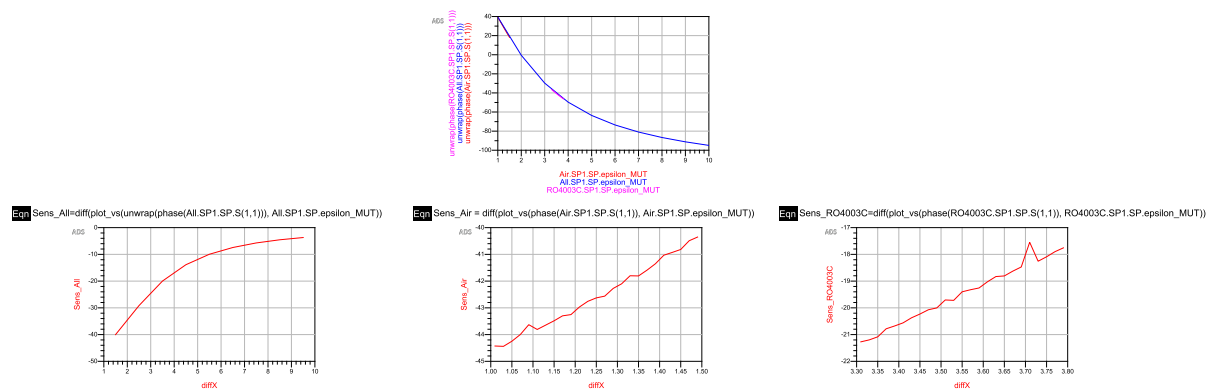


Figura 5.14: Simulació.

5.2.4 Sensor de 180 graus, $15\ \Omega$ sintonitzat per al substrat RO4003C, amb línia d'alta impedància ($85\ \Omega$ de 90 graus



Figura 5.15: Layout.

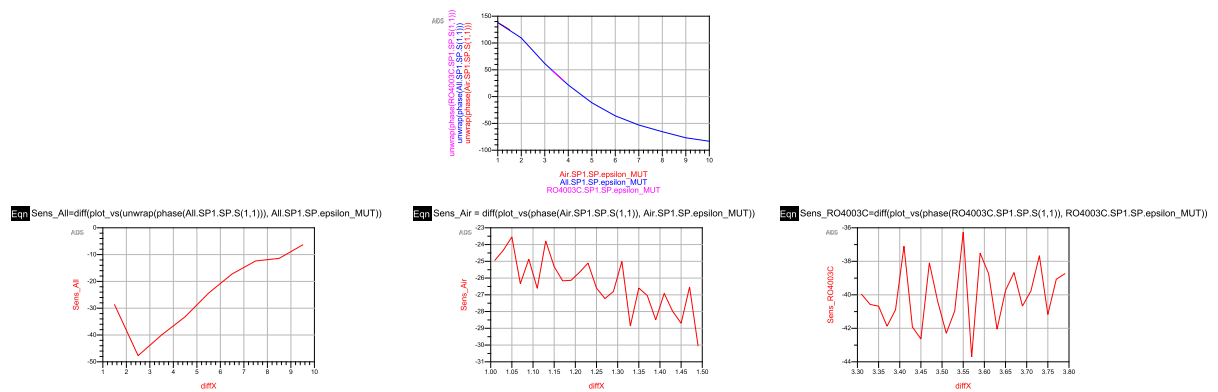


Figura 5.16: Simulació.

Capítol 6

Mesures

Disseny amb rat-race?

Simulació 3D amb diferents substrats

Comparació final amb les dades teòriques i determinació de la sensibilitat final.

Capítol 7

Conclusions

Comentari dels resultats Línies futures, (aplicacions)

Bibliografia

- [Che04] Linfeng Chen (ed.), *Microwave electronics: measurement and materials characterisation*, John Wiley, Chichester, 2004.
- [Sae12] Kashif Saeed, Muhammad F., Matthew B., Ian C., “Planar Microwave Sensors for Complex Permittivity Characterization of Materials and Their Applications”, Md. Zahurul Haq (ed.), *Applied Measurement Systems*, InTech, feb. 2012.
- [Ste13] Michael Steer, *Microwave and RF Design: A Systems Approach*, Scitech Publishing, Edison, NJ, edición: 2 ed., 2013.