

Disseny de components de microones passius en paper

Alejandro Cabot Contreras
Grau en Tecnologies de Telecomunicació
Electrònica de radiofreqüència

Ignacio Gil Galí
Germán Cobo Rodríguez

Juny 2019



Aquesta obra està subjecta a una llicència de
Reconeixement-NoComercial-
SenseObraDerivada 3.0 Espanya de Creative
Commons

FITXA DEL TREBALL FINAL

Títol del treball:	<i>Disseny de components de microones passius en paper</i>
Nom de l'autor:	<i>Alejandro Cabot Contreras</i>
Nom del consultor/a:	<i>Ignacio Gil Galí</i>
Nom del PRA:	<i>Germán Cobo Rodríguez</i>
Data de lliurament:	<i>06/2019</i>
Titulació o programa:	<i>Grau en Tecnologies de Telecomunicació</i>
Àrea del Treball Final:	<i>Electrònica de radiofreqüència</i>
Idioma del treball:	<i>Català</i>
Paraules clau	<i>Circuits de microones, paper</i>
Resum del Treball (màxim 250 paraules):	
<p>En l'actualitat vivim en un entorn amb tendència a la connectivitat entre tot el que ens envolta. Això comporta l'ús massiu de dispositius electrònics de radiofreqüència, que necessiten de nous mètodes de fabricació i materials per poder reduir l'impacte mediambiental que suposarà aquest escenari.</p> <p>En aquest context, el present Treball de Final de Grau té l'objectiu principal d'estudiar la possibilitat d'ús del paper com a substrat per a la fabricació de circuits de microones.</p> <p>Per poder realitzar aquest estudi, en primer lloc es descriu l'actualitat en la investigació de tecnologies desenvolupades sobre aquest substrat.</p> <p>El posterior repàs en els paràmetres utilitzats al llarg de la memòria té la finalitat de començar la lectura de l'estudi redactat amb un millor coneixement de les magnituds i conceptes involucrats.</p> <p>La metodologia es basa en el càlcul inicial de les diferents variables de cada un dels dispositius tractats. Aquests resultats són contrastats amb l'assistent de simulació, i posteriorment es confecciona el disseny del circuit.</p> <p>Amb la simulació electromagnètica, la qual és la mesura de major precisió atès que s'apliquen les equacions de Maxwell en el circuit; es realitza un exercici de discussió sobre el resultat obtingut, de manera que s'estudia la viabilitat del circuit en el seu disseny en substrat de paper.</p> <p>La memòria conclou amb una reflexió general sobre diferents aspectes del treball realitzat, així com diferents línies de treball futur.</p>	
Abstract (in English, 250 words or less):	

Nowadays we live in an environment with a tendency to connect between everything that surrounds us. This entails the massive use of radio frequency electronic devices, which need new manufacturing methods and materials for reducing the environmental impact due to this reality.

In this context, the present Final Degree Project has the main objective of studying the possibility of using paper as a substrate in the microwave circuits.

First of all, the study explains the current situation in the research of technologies developed on the described substrate.

Secondly, it's necessary a review of the parameters used throughout the memory has the purpose of beginning the reading of the study written with a better knowledge of the magnitudes and concepts involved.

The methodology is based on the initial calculation of the different variables of each one of the treated devices. These results are contrasted with the simulation assistant and also with the circuit schema.

The simulation concludes with electromagnetic test, which is the measure of greater precision, due to be applied the Maxwell equations in the circuit. Then, with all results obtained, it starts the study of viability.

The report concludes with a general reflection on different aspects of the work done, as well as different lines of future work.

Índex de contingut

1	Introducció.....	1
1.1	Context i justificació del Treball	1
1.2	Objectius del Treball	2
1.3	Enfocament i mètode seguit.....	2
1.4	Planificació del Treball	3
1.4.1	Tasques a realitzar	4
1.4.2	Planificació temporal	5
1.5	Breu sumari de productes obtinguts	7
1.6	Breu descripció dels altres capítols de la memòria.....	8
2	Estat de l'art dels circuits de microones en substrats flexibles de paper	9
2.1	Aplicacions de microones sobre substrats flexibles	9
2.1.1	Identificació per Radiofreqüència - RFID [1].....	9
2.1.2	Xarxa Sense Fils d'Àrea Corporal - WBAN [2]	11
2.1.3	Guia d'Ona Integrada en Substrat - SIW	12
2.2	El paper com a substrat. Característiques i justificació	14
2.3	Tecnologia per injecció de tinta	15
3	Paràmetres i fonaments principals d'ús en el present estudi	18
3.1	Paràmetres elèctrics	18
3.1.1	Impedància característica.....	18
3.1.2	Coeficient de reflexió i adaptació d'impedàncies.....	18
3.1.3	Coeficient de transmissió.....	19
3.1.4	Relació d'ona estacionària (ROE)	20
3.1.5	Balanç de potència.....	20
3.1.6	Paràmetres S	21
3.2	Paràmetres físics	22
3.2.1	Permitivitat	22
3.2.2	Tangent de pèrdues	23
3.2.3	Longitud elèctrica	23
4	Anàlisi de línies de transmissió en substrat de paper.....	24
4.1	Introducció.....	24
4.1.1	Tipus de línies de transmissió.....	25
4.1.1.1	Stripline.....	25
4.1.1.2	Coplanar.....	26
4.1.1.3	Microstrip.....	26
4.2	Estudi de línies de transmissió microstrip dissenyades sobre substrat de paper	27
4.2.1	Introducció	27
4.2.2	Consideracions inicials	27
4.2.3	Estudi del comportament de la línia de transmissió sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$	29
4.2.3.1	Anàlisi numèric.....	29
4.2.3.2	Anàlisi del circuit.....	32
4.2.3.3	Anàlisi electromagnètic.....	36
4.2.3.4	Conclusions.....	38
4.2.4	Estudi del comportament de la línia de transmissió sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$	38
4.2.4.1	Anàlisi del circuit.....	39
4.2.4.2	Simulació electromagnètica	41
4.2.4.3	Conclusions.....	42
4.2.5	Estudi del comportament de la línia de transmissió sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$	42

4.2.5.1 Anàlisi del circuit.....	43
4.2.5.2 Simulació electromagnètica	45
4.2.5.3 Estudi de la integritat del senyal	47
4.2.5.4 Conclusions.....	50
5 Anàlisi de circuits passius de microones dissenyats sobre substrat de paper.....	50
5.1 Introducció	50
5.1.1 Característiques dels circuit passius a analitzar en el present estudi.....	50
5.1.1.1 Acobladors direccionals.....	51
5.1.1.2 Filtres.....	52
5.1.1.3 Antenes.....	55
5.2 Estudi de l'acoblador en quadratura 90° dissenyat sobre substrat de paper amb tecnologia microstrip.....	58
5.2.1 Introducció	58
5.2.2 Consideracions inicials	59
5.2.3 Estudi del comportament de l'acoblador híbrid de 90 graus sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$	60
5.2.3.1 Anàlisi circuital.....	60
5.2.3.2 Simulació electromagnètica	63
5.2.3.3 Conclusions.....	65
5.2.4 Estudi del comportament de l'acoblador híbrid de 90 graus sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$	65
5.2.4.1 Anàlisi circuital.....	65
5.2.4.2 Simulació electromagnètica	68
5.2.4.3 Conclusions.....	69
5.2.5 Estudi del comportament de l'acoblador híbrid de 90 graus sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$	69
5.2.5.1 Anàlisi circuital.....	69
5.2.5.2 Simulació electromagnètica	72
5.2.5.3 Conclusions.....	74
5.3 Estudi de filtres passius sobre substrat de paper amb tecnologia microstrip	75
5.3.1 Introducció	75
5.3.2 Consideracions inicials	75
5.3.3 Estudi del comportament del filtre de microones passabaix sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$	77
5.3.3.1 Anàlisi numèric.....	77
5.3.3.2 Anàlisi circuital.....	79
5.3.3.3 Anàlisi electromagnètic.....	81
5.3.3.4 Conclusions.....	83
5.3.4 Estudi del comportament del filtre de microones ideal passabaix	84
5.3.4.1 Anàlisi circuital.....	84
5.3.4.2 Conclusions.....	86
5.4 Estudi i disseny d'una antena tipus pegat microstrip	86
5.4.1 Introducció	86
5.4.2 Consideracions inicials	86
5.4.3 Anàlisi numèric.....	87
5.4.4 Disseny i anàlisi electromagnètic.....	90
5.4.5 Paràmetres d'antena.....	92
6 Conclusions	95
6.1 Descripció.....	95
6.2 Lliçons apreses	95
6.3 Assoliment d'objectius	96
6.4 Línies de treball futur.....	96
7 Glossari	98
8 Bibliografia.....	99

Agraïments

Al meu consultor del TFG, Ignacio Gil, qui m'ha aconsellat en els moments de dificultat i he rebut per part d'ell una gran ajuda i font d'aprenentatge.

A Joan Garau, per assentar les bases de l'enginyer que seré.

A la meva família per el suport i comprensió en aquests anys.

I finalment, de forma molt especial a la meva dona, Esther, ja que sense ella no ho podria haver aconseguit. Gràcies als ànims en els moments difícils, al seu afecte i a l'amor i confiança que m'ha mostrat aquest fi ha estat possible.

Llista de figures

Figura 1. Taula de rols en el TFG	3
Figura 2. Taula de recursos materials d'ús en el TFG	4
Figura 3. Planificació temporal del TFG	6
Figura 4. Diagrama de Gantt	7
Figura 5. Arquitectura RFID.....	10
Figura 6. Diagrama de blocs d'una etiqueta RFID	10
Figura 7. Etiqueta RFID passiva.....	10
Figura 8. Funcionament WBAN	11
Figura 9. Sensor de monitoratge de sodi i glucosa	12
Figura 10. Antena dipol amb ús AMC (esquerra). Diagrama de radiació resultant en pla E i H (dreta).....	12
Figura 11. Guia d'ones rectangular convencional	13
Figura 12. SIW dissenyat sobre substrat de paper.....	13
Figura 13. Ressonador en anell per al càlcul de la permitivitat relativa.....	15
Figura 14. Injecció de tinta contínua (CIJ).....	16
Figura 15. Injecció sota demanda tèrmica (Thermal DoD)	16
Figura 16. Injecció sota demanda per efecte piezoelèctric (piezoelèctric DoD).....	17
Figura 17. Impressora Fujifilm Dimatix DMP2850	17
Figura 18. Línia de transmissió. Model equivalent	25
Figura 19. Línia de transmissió <i>stripline</i>	26
Figura 20. Línia de transmissió <i>coplanar</i>	26
Figura 21. Línia de transmissió <i>microstrip</i>	26
Figura 22. Bandes de freqüència ISM.....	28
Figura 23. Paràmetres coneguts per al disseny de la línia de transmissió	28
Figura 24. Obtenció de L i W per línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$)	32
Figura 25. Paràmetres obtinguts de la simulació.....	33
Figura 26. Circuit de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$).....	33
Figura 27. Gràfiques S_{11} (esquerra) i S_{21} (dreta) de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$)	34
Figura 28. Gràfica relació ona estacionaria.....	35
Figura 29. Disseny del substrat ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$, $d = 0.16mm$)	36
Figura 30. Simulació 3D de la línia de transmissió.....	36
Figura 31. Gràfiques S_{11} (esquerra) i S_{21} (dreta) amb simulació EM per línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$).....	37
Figura 32. Comparativa S_{11} (esquerra) i S_{21} (dreta) entre simulació circuital-EM per línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$)	37
Figura 33. Obtenció de L i W per línia de transmissió ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$).....	39
Figura 34. Circuit de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$).....	40
Figura 35. Comparativa S_{11} (esquerra) i S_{21} (dreta) per línia de transmissió ($\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$)	40
Figura 36. Disseny del substrat ($\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$, $d = 0.16mm$)	41
Figura 37. Comparativa simulació EM entre gràfiques S_{11} $\epsilon_r = 1.63$ (esquerra) i S_{11} $\epsilon_r = 3.28$ (dreta).....	41
Figura 38. Comparativa simulació EM entre gràfiques S_{21} $\epsilon_r = 1.63$ (esquerra) i S_{21} $\epsilon_r = 3.28$ (dreta).....	42
Figura 39. Obtenció de L i W per línia de transmissió ($\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$).....	43
Figura 40. Circuit de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$).....	44
Figura 41. Comparativa gràfiques S_{11} (esquerra) i S_{21} (dreta) entre substrats $\epsilon_r = 1.63$, $\epsilon_r = 3.28$ i $\epsilon_r = 5.2$	44
Figura 42. Comparativa S_{11} (magnitud) entre substrats $\epsilon_r = 1.63$, $\epsilon_r = 3.28$ i $\epsilon_r = 5.2$	45
Figura 43. Disseny del substrat ($\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$, $d = 0.16mm$)	45
Figura 44. Comparativa simulació gràfiques EM entre S_{11} $\epsilon_r = 3.28$ (esquerra) S_{11} $\epsilon_r = 1.63$ (centre) i S_{11} $\epsilon_r = 5.2$ (dreta)	46
Figura 45. Comparativa simulació gràfiques EM entre S_{21} $\epsilon_r = 3.28$ (esquerra) S_{21} $\epsilon_r = 1.63$ (centre) i S_{21} $\epsilon_r = 5.2$ (dreta)	46
Figura 46. Esquema per a la simulació de Integritat del senyal per al substrat $\epsilon_r = 3.28$	47

Figura 47. Diagrama d'ull comparatiu entre els tres substrats ($\epsilon_r = 3.28, \epsilon_r = 1.64, \epsilon_r = 5.2$)	48
Figura 48. Paràmetres obtinguts de l'aplicació del diagrama d'ull per als tres substrats	49
Figura 49. Diagrama d'ull amb afectació per Jitter(línia verda) i distorsió(línia taronja)	49
Figura 50. Detall de ports d'un acoblador direccional	51
Figura 51. Aplicació acoblador direccional	51
Figura 52. Acoblador direccional Microlab CK-37N (esquerra) i acoblador Híbrid de 90° amb topologia branch-line i tecnologia microstrip (dreta)	52
Figura 53. Gràfica d'un filtre passa-baix	53
Figura 54. Diferència resposta Butterworth-Chebyshev	54
Figura 55. Antenes segons la geometria (de esquerra a dreta). Antena dipol, antena microstrip, antena de botzina i antena reflectora	55
Figura 56. Antenes segons l'aplicació (de esquerra a dreta). Array de 6 antenes, sistema MIMO2, antena miniatura, antena logoperiòdica i antena dual GSM-UMTS	56
Figura 57. Diagrama de radiació d'un dipol horitzontal en el pla E	57
Figura 58. Antena directiva (esquerra) i antena omnidireccional (dreta)	57
Figura 59. Detall acoblador híbrid 90° <i>branch line</i>	58
Figura 60. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$) i $Z=50\Omega$	61
Figura 61. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$) i $Z=35.35\Omega$	61
Figura 62. Circuit acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$)	62
Figura 63. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$	63
Figura 64. Simulació 3D de l'acoblador híbrid 90°	64
Figura 65. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) simulació EM per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$	64
Figura 66. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$) i $Z=50\Omega$	66
Figura 67. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$) i $Z=35.36\Omega$	66
Figura 68. Circuit acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$)	67
Figura 69. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$	67
Figura 70. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) simulació EM per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$	68
Figura 71. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$) i $Z=50\Omega$	70
Figura 72. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$) i $Z=35.6\Omega$	71
Figura 73. Circuit acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$)	71
Figura 74. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$	72
Figura 75. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) simulació EM per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$	73
Figura 76. Paràmetres de disseny filtre Chebyshev (arrissament 0.5dB)	75
Figura 77. Atenuació filtre Chebyshev (arrissament 0.5dB)	76
Figura 78. Ordre del filtre Chebyshev	77
Il·lustració 79. Valors normalitzats dels paràmetres g amb $N=6$	77
Figura 80. Obtenció de L i W per línia de transmissió $l1$ ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$)	79
Figura 81. Obtenció de les línies de transmissió per filtre stepped impedance	80
Figura 82. Circuit filtre <i>stepped impedance</i> híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$)	80
Figura 83. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$	80
Figura 84. Disseny en 3D del filtre stepped impedance	81
Figura 85. Gràfica resposta filtre amb simulació EM per filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$	82
Figura 86. Circuit filtre <i>stepped impedance</i> sintonitzat	82
Figura 87. Taula de mesures del filtre sintonitzat	83
Figura 88. Gràfica resposta filtre amb simulació EM per filtre sintonitzat	83
Figura 89. Circuit filtre passabaix ideal	84

Figura 90. Gràfica paràmetres S obtingudes del filtre ideal	85
Figura 91. Gràfiques paràmetres S del filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$	85
Figura 92. Detall dimensions pegat microstrip	88
Figura 93. Disseny en 3D de l'antena tipus pegat microstrip.....	90
Figura 94. Gràfica del paràmetre S_{11} obtinguda de simulació EM	91
Figura 95. Impedància d'entrada amb carta d'Smith	91
Figura 96. Gràfica de radiació en 3D de l'antena.....	92
Figura 97. Paràmetres d'antena obtinguts.....	92
Figura 98. Representació gràfica dels paràmetres d'antena	93
Figura 99. Paràmetres d'antena per antena amb $d=3.2\text{mm}$	94

1 Introducció

1.1 Context i justificació del Treball

En l'actualitat vivim una revolució tecnològica en l'àmbit de les comunicacions sense fil i que obri les portes a una transformació a la forma d'interacció amb tot el que ens envolta.

Dispositius de monitoratge mèdic, polseres d'activitat física o etiquetes d'identificació de mercaderies, son alguns exemples d'aquests sistemes que disposem i que ens ofereixen nombroses avantatges.

Aquesta transformació serà molt evident l'any 2020, que és la data acordada per a la implementació de la tecnologia de 5^a generació a Europa que permetrà una capacitat en els sistemes de telecomunicació sense precedents. Aquest escenari té, com a un dels objectius primordials, possibilitar l'*Internet de les Coses* (en anglès *Internet of Things, IoT*), un concepte de connectivitat total entre els éssers humans i el seu entorn.

Resulta evident, per tant, el protagonisme que adquireix l'electrònica de radiofreqüència per a poder transmetre dades sense fils entre els milers de dispositius que comparteixen el mateix mitjà de comunicació.

En aquest context, és interessant l'estudi del disseny de sistemes de radiofreqüència que permetin gran transferència de dades, amb la possibilitat de ser incorporats a diferents localitzacions, entre aquestes en el propi cos humà (amb els requeriments de flexibilitat, protecció davant humitat, entre d'altres que pot suposar aquest fet per al sistema); sense deixar de costat la necessitat de que siguin dispositius econòmics en la producció i comercialització, atès l'increment en el volum de fabricació degut a la gran demanda.

Llavors, en relació amb aquest marc contextual, la principal motivació d'aquest Treball de Final de Grau és analitzar i donar a conèixer la capacitat que té un material tant corrent com és el paper, per a la construcció de sistemes passius de microones.

L'elecció d'aquest com a substrat en la fabricació de components de microones no és casual, i és que el paper compleix tots els requisits necessaris per a dur a terme aquesta integració. És econòmic, flexible, té disponibilitat, és respectuós amb el medi ambient, permet la producció mitjançant impressió, entre d'altres.

El present Treball de Final de Grau té la intenció d'obtenir, a través de mesures sobre simulació de circuits i de forma electromagnètica, la demostració de tot l'esmentat en el present apartat.

1.2 Objectius del Treball

Els objectius principals a assolir són els següents:

- Demostració de les propietats intrínseques del paper que permet l'elaboració de circuits electrònics de microones.
- Conèixer l'estat actual en la matèria de fabricació de components de microones així com tendències futures.
- Estudi de les funcionalitats i capacitats que el programari utilitzat per al present Treball de Final de Grau pot proporcionar per a la simulació de circuits de microones.
- Avaluació i comprensió de la forma en que diferents paràmetres de disseny afecten al comportament electromagnètic d'un circuit.

1.3 Enfocament i mètode seguit

La viabilitat de l'ús de paper com a substrat per a la fabricació de circuits de microones és un dels objectius més importants del present treball. Llavors, l'enfocament ha estat presentar l'Estat de l'Art de les tecnologies emergents que poden integrar aquests tipus de substrats, tractant les propietats i modes de fabricació mitjançant impressió, de manera que aquest punt permet adquirir una idea global de l'estat actual dels circuits de microones com a pas previ de la part analítica del treball.

Atès el present treball de final de grau està basat en la simulació i anàlisi de circuits de microones amb un programari preestablert per la universitat (el software ADS, de *Keysight Technologies*) no s'han valorat altres possibilitats dins la oferta de assistents de disseny de circuits de microones, si bé ADS és un dels més reconeguts a nivell internacional i per tant s'esperen un resultat prou precisos en l'estudi dels diferents dispositius.

En referència a la metodologia per dur a terme l'estudi dels diferents circuits, una idea inicial era l'ús d'un paràmetre de permitivitat i tangent de pèrdues per a tots els estudis realitzats; així com a l'obtenció directa dels paràmetres S en la simulació electromagnètica.

No obstant, degut a la gran quantitat de tipus de paper amb característiques dielèctriques diferents usats en nombrosos articles de divulgació científica, finalment s'ha realitzat l'estudi amb tres tipus de paper; un paper amb valors de permitivitat i tangent de pèrdues alt, altre substrat amb paràmetres dielèctrics petits en comparació amb el primer, i finalment un paper amb característiques dielèctriques entre els dos substrats anteriors, amb la idea de que poder observar i comparar el comportament electromagnètic segons el tipus de substrat escollit i permetre un estudi més precís i complet.

En l'estudi s'adjunta també la simulació de paràmetres S obtinguda del circuit com a pas previ a l'adquisició amb el mètode electromagnètic. Si bé aquest últim permet resultats més precisos, és interessant observar les diferències de valor entre les dues simulacions.

El mètode permet un seguiment lògic i incremental en cada apartat, atès que per cada tipus de circuit en primer lloc s'expliquen les seves característiques i paràmetres més rellevants. A continuació, per a cada tipus de substrat, es realitza el disseny del circuit amb l'obtenció de paràmetres S i comentaris sobre els resultats obtinguts, per finalment configurar el substrat i realitzar la simulació electromagnètica i comparar els resultats anteriors amb els de la simulació del circuit. En l'apartat dedicat a les conclusions es tracta de determinar el millor i pitjor resultat segons el substrat escollit i la viabilitat d'ús per a la fabricació.

En resum, una completa tasca de recerca d'informació, simulació, disseny i anàlisi per estudiar la viabilitat dels circuits de microones sobre substrats de paper.

1.4 Planificació del Treball

A continuació s'esmenten els recursos que s'utilitzen per dur a terme el present TFG.

Recursos humans

Atès que l'elaboració del TFG és una activitat individual llavors està restringida a un únic recurs. No obstant, es consideren dos rols diferenciats dins el projecte:

- Per una banda, l'àrea tècnica és l'encarregada de l'estudi i execució en l'àmbit científic i tecnològic.
- Per altra banda, l'àrea administrativa, la qual s'encarrega de l'elaboració de la memòria del projecte.

Es detalla a continuació el recurs i rols a exercir:

Nom del recurs	Àrea
Alejandro Cabot Contreras	Tècnica
Alejandro Cabot Contreras	Administrativa

Figura 1. Taula de rols en el TFG

Recursos materials

Aquest apartat fa referència a tot mitjà serà utilitzat com a suport per l'elaboració del TFG.

Recurs	Tipus de recurs
PC sobretaula	Equipament
Webcam	Equipament
ADS - Keysight	Programari
MS - Project	Programari
Microsoft Word	Programari
Microsoft Power Point	Programari
Windows Movie Maker	Programari
<i>Circuits de microones - UOC</i>	Llibre
<i>Microwave Engineering - Pozar</i>	Llibre
Fonts d'Internet diverses	Programari

Figura 2. Taula de recursos materials d'ús en el TFG

1.4.1 Tasques a realitzar

El Treball de Final de Grau està compost per tres elements clarament diferenciats:

- El producte que satisfà els objectius establerts.
- La memòria del Treball de Final de Grau.
- La presentació.

Atès que el present treball és l'anàlisi de circuits de microones en substrats de paper mitjançant simulació no s'obté un producte físic o lògic (en el cas d'un projecte de programació). Les simulacions i les imatges que s'adjunten en la memòria justifiquen la consistència de tot el que es documenta en la mateixa i el producte final és el disseny (*Layout*, en anglès) del circuit, que també s'adjunta en el document.

Per altra banda, en la present memòria s'explica tot el treball d'investigació, disseny i simulació que s'ha dut a terme per l'obtenció del producte així com altres aspectes importants directament relacionats amb l'estudi (planificació, conclusions, estudi de l'estat de l'art, entre d'altres...)

Finalment, la presentació és una activitat en format vídeo o diapositives en la qual es realitza una explicació general del treball realitzat.

Una vegada definits els lliuraments, cal fer una reflexió sobre les tasques a dur a terme per arribar als objectius anteriors.

Així, per l'obtenció de cada circuit es poden aplicar les següents fases:

- 1- Analitzar els requisits que ha de tenir el circuit a dissenyar.
- 2- Dissenyar el circuit
- 3- Realitzar la simulació electromagnètica
- 4- Verificar les especificacions, atès que un cop realitzada aquesta simulació, cal analitzar si els valors obtinguts són correctes o cal fer ajustos en fases anteriors.
- 5- Aplicar un temps de marge d'incidències, degut a que és interessant tenir un temps prudencial en cas d'un problema que posi en risc les fases posteriors.
- 6- Preparar la documentació per al lliurament corresponent.

En el cas de realitzar la memòria del projecte és essencial fer la redacció en paral·lel amb les fases d'obtenció del producte per finalitzar completament cada apartat tractat. D'aquesta manera s'evita lliurar parts del projecte sense redactar, amb la dificultat que pot suposar l'escriptura d'apartats de la memòria del projecte amb temps posterior d'haver realitzat els càlculs i simulacions.

De igual manera, els apartats de la memòria no relacionats directament amb la part científic-tècnica cal completar-la de forma gradual al llarg del projecte.

Per acabar, en relació amb les tasques a realitzar per l'elaboració de la presentació, és evident que s'executa una vegada finalitzada la memòria atès és un treball de síntesi del mateixa.

1.4.2 Planificació temporal

El pla de tasques segons el tractat en els punts anteriors és el següent:

Nom de l'activitat	Durada (dies)	Dedicació (hores)	Començament	Finalització
PAC1	19	38	jue 21/02/19	lun 11/03/19
Anàlisi requisits	4	8	jue 21/02/19	dom 24/02/19
Instal·lació i proves programa	4	8	lun 25/02/19	jue 28/02/19
Planificació TFG	6	12	vie 01/03/19	mié 06/03/19
Recerca informació estat de l'art	5	10	jue 07/03/19	lun 11/03/19
Lliurament PAC1	0	0	lun 11/03/19	lun 11/03/19
PAC2	28	56	mar 12/03/19	lun 08/04/19
Anàlisi requisits	6	12	mar 12/03/19	dom 17/03/19
Estudi materials associats (llibres,apunts...)*	28		mar 12/03/19	lun 08/04/19
Disseny circuital	9	18	lun 18/03/19	mar 26/03/19
Simulació EM	9	18	mié 27/03/19	jue 04/04/19
Verificació d'especificacions	2	1	vie 05/04/19	sáb 06/04/19
Temps d'incidències	2	4	dom 07/04/19	lun 08/04/19
Lliurament PAC2	0	0	lun 08/04/19	lun 08/04/19
PAC3	31	62	mar 09/04/19	lun 13/05/19
Anàlisi requisits	6	12	mar 09/04/19	dom 14/04/19
Estudi materials associats (llibres,apunts...)*	31		mar 09/04/19	lun 13/05/19
Disseny circuital	10	20	lun 15/04/19	sáb 27/04/19
Simulació EM	10	20	dom 28/04/19	mié 08/05/19
Verificació d'especificacions	2	4	jue 09/05/19	vie 10/05/19
Temps d'incidències	2	4	sáb 11/05/19	dom 12/05/19
Preparació Lliurament	1	2	lun 13/05/19	lun 13/05/19
Lliurament PAC3	0	0	lun 13/05/19	lun 13/05/19
PAC4	35	70	mar 14/05/19	lun 17/06/19
Anàlisi requisits	6	12	mar 14/05/19	dom 19/05/19
Estudi materials associats (llibres,apunts...)*	35		mar 14/05/19	lun 17/06/19
Disseny circuital	11	22	lun 20/05/19	jue 30/05/19
Simulació EM	11	22	vie 31/05/19	lun 10/06/19
Verificació d'especificacions	3	6	mar 11/06/19	jue 13/06/19
Temps d'incidències	2	4	vie 14/06/19	sáb 15/06/19
Preparació Lliurament	2	4	dom 16/06/19	lun 17/06/19
Lliurament PAC4 (Final)	0	0	lun 17/06/19	lun 17/06/19
Memòria	90	180	mar 12/03/19	jue 13/06/19
Redacció i correcció de la memòria	90	180	mar 12/03/19	jue 13/06/19
Presentació	14	28	lun 03/06/19	dom 16/06/19
Elaboració de la presentació	14	28	lun 03/06/19	dom 16/06/19

Figura 3. Planificació temporal del TFG

Per a una visualització gràfica, és adient l'ús del Diagrama de Gantt el qual permet veure de forma ràpida dependències entre tasques i dates d'inici i final. L'anterior relació d'activitats s'implementa amb aquest mètode i s'obté la següent gràfica:

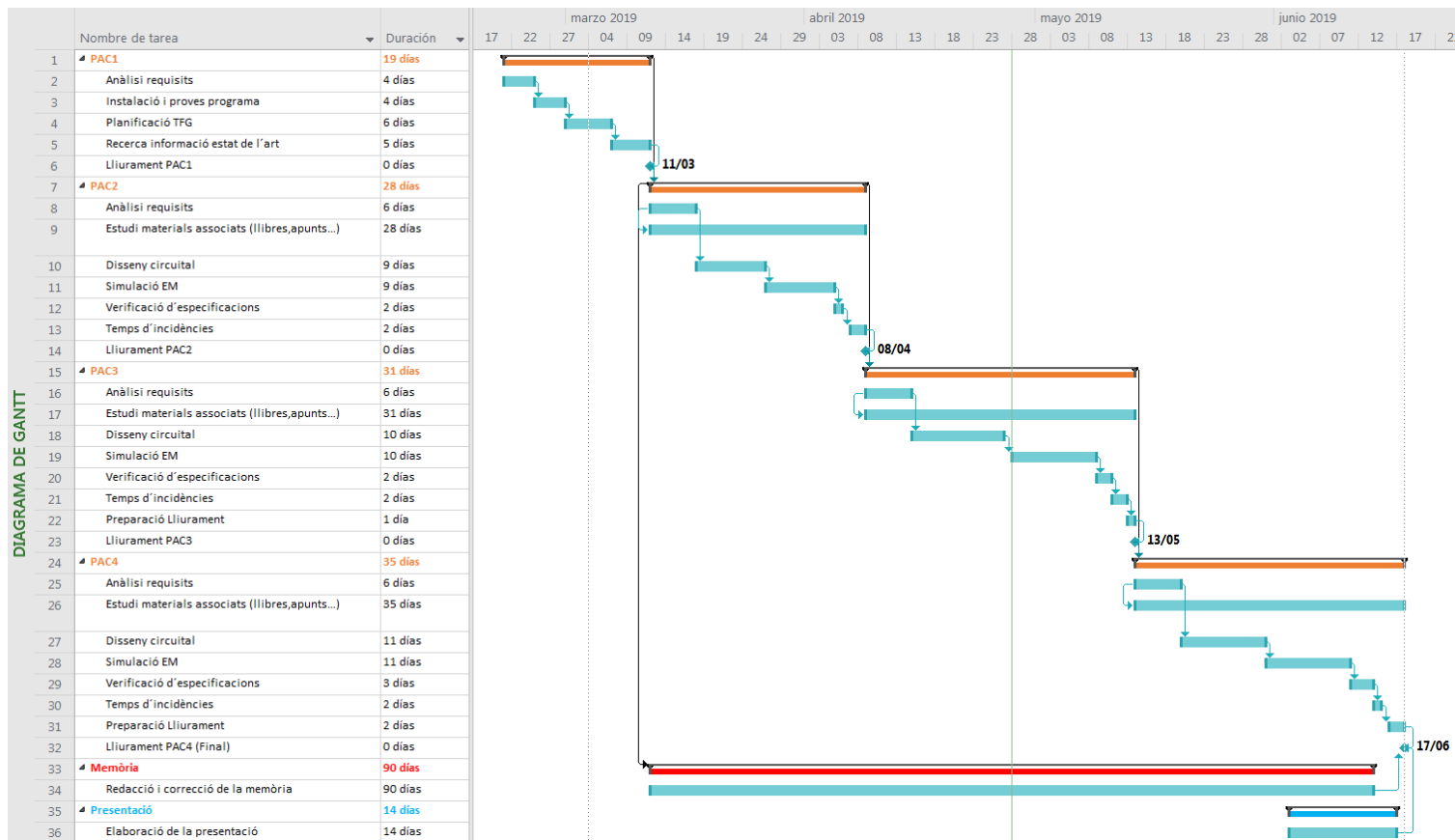


Figura 4. Diagrama de Gantt

1.5 Breu sumari de productes obtinguts

El present Treball de Final de Grau estudia la viabilitat en l'aplicació de substrats de paper per a la fabricació de circuits de microones. Cada apartat tracta l'estudi i simulació de diferents tipus de dispositius de microones i el producte obtingut és el circuit implementat que és la base d'estudi (mitjançant la simulació electromagnètica), per determinar amb els resultats obtinguts el correcte funcionament del sistema.

1.6 Breu descripció dels altres capítols de la memòria

- **Capítol 2 – Estat de l'art dels circuits de microones en substrats flexibles de paper**

Coneixement general en l'àrea dels circuits de microones en substrats de paper en l'actualitat.

- **Capítol 3 - Paràmetres i fonaments principals d'ús en el present estudi**

Explicació dels diferents paràmetres d'ús en el treball així com conceptes necessaris a tenir present per a un bon seguiment de la memòria.

- **Capítol 4 - Anàlisi de línies de transmissió en substrat de paper**

Estudi de la viabilitat de l'ús de substrat de paper per a la fabricació de línies de transmissió

- **Capítol 5 - Anàlisi de circuits passius de microones dissenyats sobre substrat de paper**

Estudi de la possibilitat d'ús de substrat de paper per al disseny de diferents tipus de circuits passius de microones.

2 Estat de l'art dels circuits de microones en substrats flexibles de paper

En el present capítol es realitza una revisió en la literatura científica de les diferents aplicacions de circuits de microones sobre substrats flexibles. En cada apartat s'esmenten els aspectes més rellevants del sistema.

Per altra banda, resulta adient justificar l'ús del paper com a material per a la fabricació de dispositius de microones, de manera que es tingui en consideració la importància d'ús de materials ecològics per a mantenir la sostenibilitat del planeta.

Els sistemes d'impressió per dissenyar sistemes de microones sobre substrats flexibles son molt importants atès que han de garantir uns resultats satisfactoris per assegurar el rendiment i eficiència calculats; per la qual cosa s'esmenten les tècniques d'ús més habituals en l'entorn de fabricació.

2.1 Aplicacions de microones sobre substrats flexibles

2.1.1 Identificació per Radiofreqüència - RFID [1]

La tecnologia RFID ha suposat una revolució en el sector de la logística i la producció degut a que ha reduït les despeses de forma significativa, atès la possibilitat d'identificació i localització d'un mateix producte en tota la cadena de subministrament arreu del món, així com altres avantatges com rapidesa de lectura d'inventaris, reducció de ruptures d'estoc, integració amb altres sistemes com vídeo, entre d'altres.

Degut als nombrosos aspectes positius d'aquest sistema, cada vegada son més els àmbits d'ús en altres àrees diferents a les anteriors, com per exemple el control d'accessos, prepagament o la localització d'objectes i éssers vius.

El funcionament del sistema es basa en l'adquisició de forma remota i sense visió directa d'informació entre un lector i un objecte el qual porta la informació d'identificació del producte en una etiqueta (anomenada *tag*, en anglès) que el sistema vol obtenir.

En mode lectura, el lector obté el codi transmès per la etiqueta i en transmissió aquest envia una petició d'obtenció del codi. Un exemple de l'arquitectura es pot apreciar en la il·lustració següent:

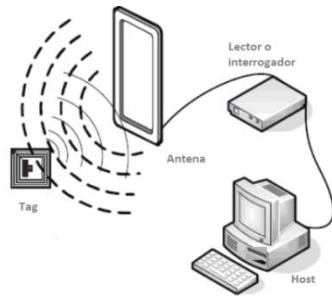


Figura 5.Arquitectura RFID

Entre aquests elements, a continuació s'esmenten les diferents característiques de les etiquetes RFID, atès que són els dispositius d'interès degut a que es fabriquen sobre substrats flexibles.

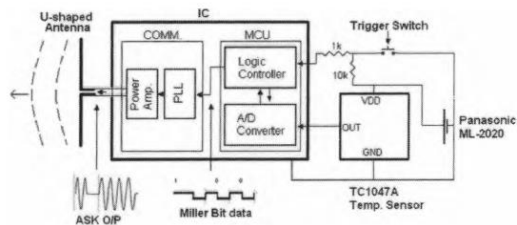


Figura 6. Diagrama de blocs d'una etiqueta RFID

La etiqueta o *tag* està composta per tres elements: un circuit integrat, un acoblament inductiu i una antena.

- El circuit integrat està compost per diversos subsistemes interns que realitzen funcions concretes.
- L'ús de l'acoblament inductiu o capacitiu està determinat per el tipus de freqüències usades. Així la comunicació entre lector i etiqueta es realitza amb aquest dos tipus d'acoblament segons les bandes d'ús.
- L'antena permet radiar la informació modulada mitjançant un senyal electromagnètic, i de forma contrària, captar el senyal que prové del lector quan interroga les etiquetes. Aquestes antenes es diferencien en antenes passives, les quals utilitzen l'energia de la ona electromagnètica de l'antena del lector per alimentar-se i activar el circuit integrat; o antenes actives, les quals disposen d'una bateria que a més de permetre alimentació del circuit intern permeten tenir major guany.

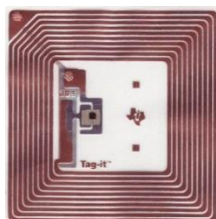


Figura 7.Etiqueta RFID passiva

En la tecnologia RFID, s'utilitzen quatre bandes freqüencials amb les característiques següents:

- LF (125 KHz): el rang màxim de lectura és menor de 0.5 metres. L'etiqueta resulta més cara que en les altres bandes d'ús degut a que l'antena és més gran. Degut a la baixa freqüència, hi ha menor sensibilitat a degradacions de rendiment amb metalls i líquids.
- HF (13.56 MHz): el rang de lectura és d'aproximadament 1 metre. Té millors prestacions en general que l'etiqueta de baixa freqüència.
- UHF (868-915 MHz): El rang de lectura és de 3 metres. Hi ha una bona relació distància-rendiment sobre tot per aplicacions de lectura simultània.
- Microones (2.4-5 GHz): Té característiques similars a UHF però amb millor taxes de lectura i directivitat. Com a contrapartida, és més susceptible a les degradacions provocades per metalls i líquids.

2.1.2 Xarxa Sense Fils d'Àrea Corporal - WBAN [2]

WBAN és l'acrònim anglès *Wireless Body Area Network* o xarxa sense fils d'àrea corporal. Aquesta tecnologia està basada en l'ús de múltiples sensors incorporats al cos que realitzen tasques de monitoratge i comunicació amb l'objectiu d'adquisició de dades i control de pacients amb malalties, de manera que afavoreix la seguretat d'aquests en estar monitoritzats de forma constant així com la millora en els diagnòstics mèdics. Si bé hi ha un predomini d'enfocament d'ús en el sector sanitari, també s'està aplicant en l'actualitat en altres àrees tals com l'entreteniment, seguretat o esports, entre d'altres.

Aquests sensors, que utilitzen diferents tecnologies de comunicació com *Zigbee*, *Bluetooth* o *Wifi* en la banda ISM de 2,4GHz, han de complir certes característiques en estar sotmesos a moviments, humitat i temperatura del cos humà, a més de necessitar baix cost de fabricació.

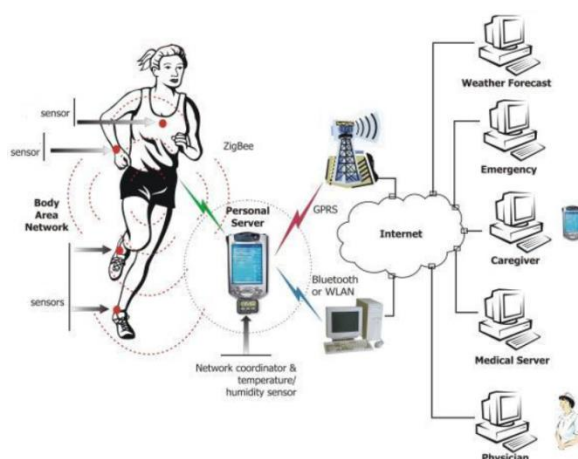


Figura 8. Funcionament WBAN

Els requeriments esmentats es poden aconseguir gràcies al disseny de circuits en substrats flexibles atès que gràcies a la flexibilitat del substrat el sensor es pot acomodar a les característiques físiques del cos humà i per tant adaptar-se als moviments, si bé resulta indispensable que el sensor estigui protegit de la humitat per evitar la pèrdua de prestacions en la radiació. Una manera de protegir el circuit integrat és l'ús d'una pel·lícula de *Parylene-C*, material el qual permet aïllar el sensor de la humitat sense comprometre l'eficiència de radiació.

Per altra banda, l'elecció del paper com a substrat sembla molt adient en aquesta aplicació per poder reduir costos de fabricació en la producció a gran escala, a la vegada que s'obté un producte més ecològic.



Figura 9. Sensor de monitoratge de sodi i glucosa

Finalment, un aspecte a tenir en compte és la radiació que pot ser emesa per el dispositiu i que absorbeix el cos. Per mitigar aquest efecte es proposa l'ús d'un conductor magnètic artificial (AMC), el qual permet la radiació positiva de la antena, de manera que tota la radiació baix el pla queda anul·lada.

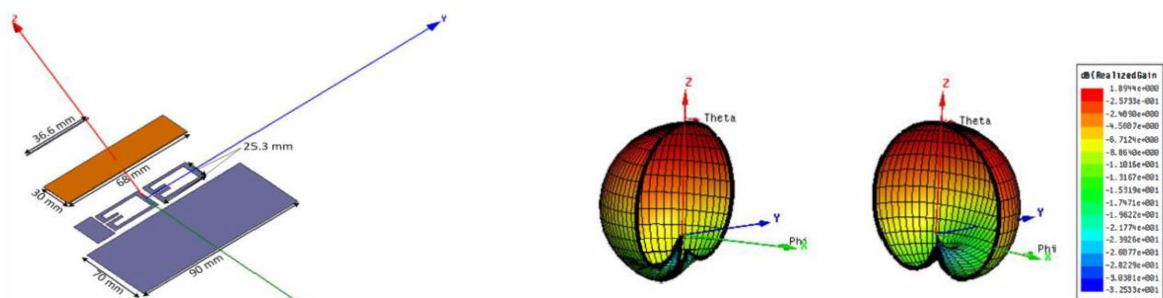


Figura 10. Antena dipol amb ús AMC (esquerra). Diagrama de radiació resultant en pla E i H (dreta)

2.1.3 Guia d'Ona Integrada en Substrat - SIW

Una aplicació força interessant del disseny de circuits de microones sobre substrats de paper és el de la fabricació de guies d'ona integrades en el substrat, *Substrate Integrated Waveguide-SIW*.

La guia d'ones permet la transmissió d'energia de microones a alta potència i baixa atenuació degut a la seva estructura formada per una cavitat metàl·lica en la que el camp magnètic i elèctric queda confinat a l'interior.



Figura 11. Guia d'ones rectangular convencional

Aquestes característiques han comportat l'ús de nombroses aplicacions en la banda de microones amb necessitats d'alta potència tals com *Radars* o enllaços entre sistemes radiants i estacions base, entre d'altres.

No obstant les característiques positives que presenten aquestes estructures, també son afectades per desavantatges a tenir en compte, com es el cost de fabricació, precisió d'instal·lació i pes; i que ha suposat la investigació de noves alternatives per a obtenir nous sistemes de reemplaçament per eliminar aquests aspectes negatius mantenint la funcionalitat.

La resposta novament s'ha obtingut gràcies a la tecnologia d'integració de microones en substrat de paper amb la Guia d'Ones Integrada en Substrat o *SIW*, que ha permès resoldre la problemàtica de les guies d'ona convencionals.

La Guia d'Ona Integrada és pot concebre com un pas entre una línia microstrip, (la qual a priori no és eficient per aplicacions d'alta freqüència degut a la curta longitud d'ona que exigeix toleràncies de fabricació molt estretes), i una guia d'ones convencional replena de dielèctric amb l'avantatge de ambdues [3].

Per implementar la línia per la seva aplicació de guia d'ones, es realitzen files d'orificis i es permet la integració de tots els components sobre el mateix substrat. De tot aquest procés s'obté una guia d'ones integrada a baix cost, fàcil fabricació, i baix pes, i conservant les mateixes característiques de les guies d'ona convencionals, com son les baixes pèrdues, el blindatge i la capacitat de transmissió d'alta potència [2].



Figura 12. SIW dissenyat sobre substrat de paper

2.2 El paper com a substrat. Característiques i justificació

S'ha descrit en l'anterior apartat les tecnologies emergents que impliquen l'ús a gran escala de circuits de radiofreqüència en substrat de paper, atès l'escenari d'un futur pròxim amb connectivitat sense precedents entre les persones i el seu entorn.

En conseqüència, l'increment de la demanda i producció crea un repte econòmic i mediambiental en les empreses de fabricació, les quals han de desenvolupar un producte de mínim cost que impliqui l'ús de materials econòmics sense comprometre la qualitat i amb l'aplicació de mètodes de producció eficients; a més de fomentar la sostenibilitat del medi ambient gràcies l'ús de materials i processos que garanteixin aquest objectiu.

El paper és el material que reuneix les característiques descrites, i el seu ús com a substrat per a la fabricació de circuits de radiofreqüència ha estat la culminació d'un ampli treball d'investigació entre la comunitat científica. Els aspectes que converteixen al paper en un substrat idoni són els següents [4]:

- Flexibilitat: el paper proporciona que els circuits es puguin adaptar a diferents entorns irregulars. Aquesta particularitat és especialment útil en la fabricació de sensors per al cos humà, degut a que facilita la instal·lació sense incomoditat per l'usuari.
- Disponibilitat: es tracta d'un dels materials amb més disponibilitat de tot el planeta atès la gran demanda.
- Econòmic: té aquest avantatge atès és produït de forma massiva.
- Ecològic: el fet de ser amb base vegetal permet al paper ser ecològic i per tant respectuós amb el medi ambient.
- Varietat: hi ha nombrosos tipus de paper que varien en densitat, textura, opacitat i gruix, entre d'altres, i implícitament en constant dielèctrica i permitivitat.
- Permet la impressió directa: aquest és un punt a destacar atès que l'ús d'una impressora d'injecció permet imprimir circuits directament sobre el substrat de paper, de tal forma que permet una fabricació ràpida i directa sense recórrer a les tècniques tradicionals de gravat sobre metall.
- Permet l'aplicació de productes químics per millorar les característiques: gràcies a aquest punt, es poden obtenir circuits hidròfobs, retardants del foc, entre d'altres, sense que es vegin perjudicades les seves propietats de radiació.

Sembla per tant un perfecte material per a la fabricació de sistemes de radiofreqüència si bé cal dir que l'elecció d'un tipus o altre depèn de les característiques dielèctriques del substrat que s'han d'analitzar prèviament per determinar la viabilitat per al seu ús.

En essència, el paper es caracteritza amb la constant dielèctrica relativa (ϵ_r) i la tangent de pèrdues ($\tan\delta$).

Per a poder realitzar el càlcul d'aquests dos paràmetres s'utilitza en primer lloc un ressonador en anell de radi determinat sobre el substrat a calcular i s'obté la constant dielèctrica a partir dels punts on s'experimenten les ressonàncies.



Figura 13. Ressonador en anell per al càlcul de la permitivitat relativa

Per altra banda, la tangent de pèrdues es calcula a partir del factor de qualitat (Q) dels punts de ressonància i de les pèrdues del conductor α [4].

L'obtenció de ϵ_r i $\tan\delta$ permet saber si el paper estudiat compleix els requeriments necessaris per poder ser utilitzat com a substrat del circuit i en cas afirmatiu, dissenyar i imprimir el circuit amb diferents tècniques per injecció de tinta que es comenten a continuació.

2.3 Tecnologia per injecció de tinta

La tecnologia per injecció de tinta (en anglès *inkjet printing technology*) basa el seu funcionament en la deposició de gotes de líquid sobre un substrat.

Aquest mètode va ser aplicat inicialment en la indústria editorial, i d'aquí prové el terme "injecció per tinta", si bé aquesta tecnologia s'ha estès en l'àmbit de la fabricació de components industrials i electrònics utilitzant injecció de solucions de materials tals com la plata, o el coure, entre d'altres.

Hi ha diferents tècniques per injecció de tinta que es comenten a continuació.[5]

- **Injecció de Tinta Contínua (*Continuous Inkjet, CIJ*)**

Com el títol indica, en aquest tipus de tècnica es produeix un flux constant de gotes. La bomba de pressió envia la tinta a un depòsit connectat al tub de sortida y per efecte piezoelèctric el corrent del líquid es romp i forma gotes en intervals regulars. Aquestes gotes amb càrrega passen per plaques de

desviació electrostàtica les quals recol·lecten aquelles gotes amb major camp per a la seva reutilització, de manera que les gotes amb menor càrrega són les que s'usen per a la impressió. En la imatge següent es pot apreciar el funcionament:

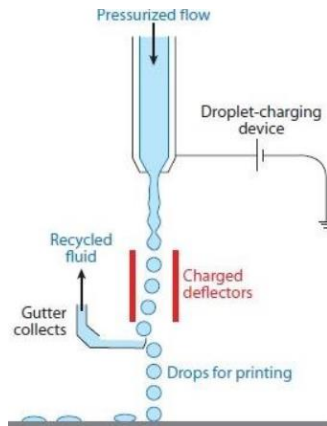


Figura 14. Injecció de tinta contínua (CIJ)

- **Injecció sota Demanda (*Drop on Demand, DoD*)**

A diferència de la tècnica anterior, en aquest mètode les gotes són expulsades només quan és necessari. Hi ha dues maneres d'aplicació:

- **Injecció sota Demanda tèrmica (*Thermal DOD*)**

En aquesta tècnica, els dipòsits de tinta tenen una resistència en cada càmera, la qual produeix una bombolla de vapor per l'efecte de pressió en el contenidor quan hi circula un corrent. Efecte d'aquesta pressió, s'impulsa la gota que cau sobre el substrat.

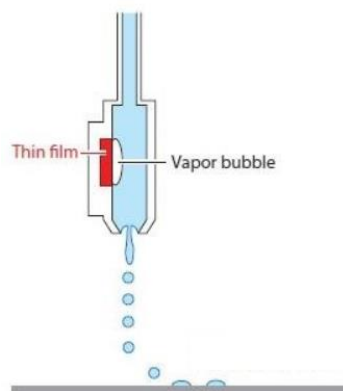


Figura 15. Injecció sota demanda tèrmica (Thermal DoD)

- Injecció sota Demanda per efecte piezoelèctric (*Piezoelectric DOD*)

L'efecte piezoelèctric es un efecte el qual, una diferència de potencial origina una oscil·lació en un material, i a la vegada aquesta vibració origina el camp elèctric, de manera que és un procés que es realimenta. Hi ha diversos materials que posseeixen aquest efecte, com el quars o la turmalina, entre d'altres.

Així, en aquesta tècnica es disposa de material amb aquesta propietat en la càmera on està la tinta, de manera que la tensió origina un moviment que causa la pressió necessària per que la gota pugui sortir de la càmera fins al substrat. Es pot apreciar l'efecte en la següent il·lustració:

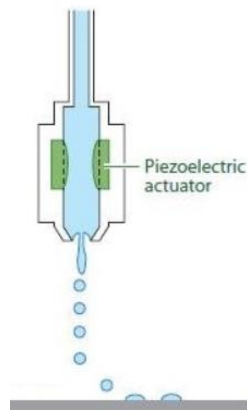


Figura 16. Injecció sota demanda per efecte piezoelèctric (piezoelèctric DoD)

Aquesta tècnica és la utilitzada per els sistemes de la marca Dimatix, propietat de la multinacional Fujifilm, i que tenen una gran penetració en els mercats industrials i científics.

Com a exemple, en la fabricació de circuits de microones s'utilitzen les impressores Dimatix sèrie DMP les quals permeten l'ús de dipòsits piezoelèctrics d'ús sol ús de qualsevol fluid. Aquests dipòsits estan caracteritzats per el volum de caiguda nominal.

Atès que utilitza la tècnica d'injecció sota demanda, hi ha una única gota en la posició desitjada, i el control del puls piezoelèctric és controlat amb software, de manera que no es produeix malbaratament ni residus del fluid sobre el substrat.



Figura 17. Impressora Fujifilm Dimatix DMP2850

3 Paràmetres i fonaments principals d'ús en el present estudi

3.1 Paràmetres elèctrics

3.1.1 Impedància característica

La impedància característica és un dels paràmetres fonamentals en el disseny de línies de transmissió.

Es defineix com el quocient entre la ona de tensió progressiva (o regressiva) , i l'ona de corrent progressiva (o regressiva):

$$Z_o = \frac{V_+}{I_+} = \frac{V_-}{I_-} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1)$$

Com es pot apreciar, Z_o depèn dels paràmetres que constitueixen la línia de transmissió (R, L, G, C), i de la freqüència (ω).

En cas de la consideració de línies de transmissió sense pèrdues l'expressió anterior es simplifica atès que $R = 0$ (absència de caiguda de tensió), i $G = 0$ (conductor perfecte).

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

3.1.2 Coeficient de reflexió i adaptació d'impedàncies

El coeficient de reflexió és la relació entre la ona de tensió reflectida i incident en qualsevol punt de la línia:

$$\Gamma(x) = \frac{V(x)_{reflectida}}{V(x)_{incident}} = \frac{V_-}{V_+} e^{j2\beta x} \quad (3)$$

En el mitjà en el qual es propaguen els senyals de microones hi ha una combinació d'ones incidents i reflectides, per la pròpia naturalesa dels mateixos sistemes basats en línies de transmissió.

Les ones que incideixen entre diferents trams de línia de transmissió han de tenir una correcta adaptació d'impedàncies, atès que hi ha un compromís entre adaptació d'impedància i ona reflectida.

Així, la incidència d'una ona entre dos mitjans amb diferents impedàncies provocarà que aquesta ona es vegi reflectida en el primer medi, de manera que el coeficient de reflexió augmentarà de forma proporcional al grau de desadaptació entre les dues línies de transmissió.

En canvi, la connexió entre mitjans de mateixa impedància provoca que el senyal es transmeti al segon medi sense provocar cap reflexió.

De forma matemàtica, el coeficient de reflexió amb relació amb la impedància es pot determinar d'acord:

$$\Gamma(x) = \frac{Z(x) - Z_o}{Z(x) + Z_o} \quad (4)$$

I de forma logarítmica està relacionat amb les pèrdues de retorn (en anglès *Return Losses*):

$$RL = -20 \log(|\Gamma|) \quad (5)$$

Hi ha una expressió molt usada en el disseny de línies de transmissió, que és el coeficient de reflexió en la càrrega (Γ_L):

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (6)$$

Si $Z_L = Z_o$ llavors $\Gamma_L = 0$, cosa que demostra que no es produeix reflexió sempre que es realitzin connexions amb mateixa impedància.

3.1.3 Coeficient de transmissió

Un paràmetre relacionat amb l'anterior és el coeficient de transmissió. Si en la transició entre dos mitjans una part de l'ona incident es reflecteix al primer medi (reflexió), es té que el senyal restant es propaga al segon medi (transmissió).

Llavors es mesura en quin grau el senyal es transmet en un punt de connexió entre dos mitjans, i és fàcil deduir que es pot definir com;

$$T = 1 - \Gamma \quad (7)$$

De forma logarítmica es pot expressar com pèrdues d'inserció (en anglès *Insertion Losses*):

$$IL = -20 \log(|T|) \quad (8)$$

3.1.4 Relació d'ona estacionària (ROE)

La relació d'ona estacionària mesura el grau de desadaptació en la línia.

S'ha tractat en anteriors apartats que en els sistemes de microones que utilitzen línies de transmissió s'originen reflexions del senyal en el punt d'intersecció si aquests mitjans no tenen la mateixa impedància característica.

L'ona estacionària originada per l'adaptació té una variació de voltatge $V_{max} - V_{min}$.

Llavors la relació d'ona estacionària mesura el quocient entre aquests dos valors d'acord a:

$$ROE = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (9)$$

Es pot apreciar que en condicions ideals $ROE = 1$ degut a que adaptar la línia té la implicació de $\Gamma = 0$ i en termes de tensió equival a dir que la tensió és constant en tota la línia.

3.1.5 Balanç de potència

El balanç de potència esta relacionat amb el coeficient de reflexió definit en l'anterior apartat. Així, en un component de dos ports s'injecta un senyal de potència P_i i segons el grau d'adaptació del port d'entrada hi ha una ona regressiva amb una potència reflectida P_r . Matemàticament:

$$P_r = |\Gamma|^2 P_i \quad (10)$$

Tota la potència que no es reflecteix es transmet al segon medi, i es parla de potència transmesa P_t :

$$P_t = (1 - |\Gamma|^2) P_i \quad (11)$$

Es considera en aquest terme que no hi ha pèrdues degut a que la potència d'entrada és la suma de la potència que es transmet i la potència reflectida, però en la pràctica hi ha una petita porció de potència que es perd per diversos fenòmens tals com pèrdues del circuit, efectes de radiació, etc...

3.1.6 Paràmetres S

Els paràmetres de dispersió (*Scattering paràmetres* en anglès), o abreuçant Paràmetres S son una eina indispensable en l'anàlisi de circuits de microones.

En aquests tipus de circuits, en els quals la longitud d'ona d'operació té dimensions de les pistes del circuit no és d'aplicació la teoria de circuits en la qual la impedància està concentrada en els dispositius passius i es permet l'ús de paràmetres Y i Z, (admitància i impedància, respectivament).

Per al càlcul correcte d'aquests paràmetres cal anul·lar corrents mitjançant circuits oberts. Es pot veure clarament aquest fet a partir de les equacions que s'obtenen a partir de modelitzar una xarxa de dos ports:

$$[V] = [I][Z] \quad (12)$$

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \quad (13)$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \quad (14)$$

Per exemple, per obtenir la impedància Z_{11} cal anul·lar el corrent I_2 mitjançant la obertura del circuit corresponent, amb l'objectiu de cancel·lar el corrent. No obstant, el principal problema per al qual no és d'aplicació aquest mètode per a les xarxes de microones és que a causa dels efectes de propagació del senyal no és possible obtenir un circuit obert sinó qualsevol impedància imaginària en funció de la longitud de la línia de transmissió.

Llavors, s'utilitzen els paràmetres de dispersió que no depenen de tensions i corrents sinó que ho fan a partir d'ones progressives (V^+) i regressives (V^-) de tensió:

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (15)$$

$$V_1^- = V_1^+ S_{11} + V_2^+ S_{12} \quad (16)$$

$$V_2^- = V_1^+ S_{21} + V_2^+ S_{22} \quad (17)$$

Es pot apreciar que per anul·lar V_1^+ o V_2^+ i obtenir el paràmetre S corresponent simplement s'ha de connectar una impedància del mateix valor que la línia de transmissió.

Hi ha una forma normalitzada de definir aquestes ones, les quals tenen en compte la impedància de la línia per un viatge l'ona. És la següent:

$$a = \frac{V^+}{\sqrt{Z_0}} \quad b = \frac{V^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (18)$$

Per tant, la representació de paràmetres S tenint el criteri anterior serà de la següent forma (tenint en compte una xarxa de dos ports):

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \rightarrow a_2 = 0 \quad (19)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \rightarrow a_1 = 0 \quad (20)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \rightarrow a_2 = 0 \quad (21)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \rightarrow a_1 = 0 \quad (22)$$

Els paràmetres S_{ii} són paràmetres de reflexió al port i i es pot dir que $S_{ii} = \Gamma_i$ amb la condició de que la resta de ports estiguin adaptats i els paràmetres S_{ij} són paràmetres de transmissió del port j al port i .

3.2 Paràmetres físics

3.2.1 Permitivitat

La permitivitat és una constant específica de cada material que es fonamenta en la forma en la que un material respon a la presència d'un camp elèctric. Aquest paràmetre determina la tendència de polaritzar-se.

Així, un material que tingui propietats dielèctriques tindrà un valor de permitivitat més alt que un material conductor, atès en el primer el camp elèctric es veurà disminuït degut a la polarització, per la qual cosa augmentarà aquesta constant dielèctrica, mentre que el segon els electrons poden desplaçar-se en el material i formar un corrent.

Com a exemple, en el cas del condensador de plaques paral·leles, la relació de capacitat està relacionada amb:

$$C = \frac{\epsilon_r \cdot A}{d} \quad (23)$$

Per tant, la capacitat del condensador està relacionada amb la permitivitat relativa ϵ_r , l'àrea A i la distància entre plaques d , de manera que l'aplicació d'un material amb més permitivitat obté un condensador amb més capacitat. A igualtat de càrrega Q , un condensador amb major permitivitat presenta menor voltatge entre plaques per l'aplicació del dielèctric, d'acord:

$$C = \frac{q}{V} \quad (24)$$

Llavors es demostra que un material dielèctric presenta oposició a l'aplicació d'un camp elèctric, i que cada element presenta una constant que defineix la magnitud de la tendència de la polarització (la permitivitat).

La constant més utilitzada és la permitivitat relativa ϵ_r , que està relacionada amb la permitivitat absoluta (del material, ϵ) i la permitivitat del buit (ϵ_0):

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (25)$$

On $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{F/m}$

3.2.2 Tangent de pèrdues

La tangent de pèrdues indica la mesura del estat d'un material aïllant. Així, aquest paràmetre depèn de les característiques del mitjà i de la freqüència del senyal, d'acord:

$$\tan(\delta) = \frac{\sigma}{\omega\epsilon} \quad (26)$$

On σ és la conductivitat, ω és la freqüència angular, i ϵ la permitivitat.

Per tant, de forma intuïtiva es pot apreciar que un dielèctric perfecte serà aquell que tingui un valor de $\tan(\delta) \rightarrow 0$, i de forma anàloga, es pot obtenir un conductor perfecte si $\tan(\delta) \rightarrow \infty$.

Finalment cal observar que hi ha un efecte de la freqüència sobre el la tangent de pèrdues atès, per un valor de σ, ϵ determinat, augmentar la freqüència implica major aïllament i de forma contrària, la reducció provoca que el mitjà sigui presentí conductivitat.

3.2.3 Longitud elèctrica

Una línia de transmissió té una longitud física i també una longitud elèctrica. Aquesta última està associada a la longitud d'ona del senyal que es propaga en el medi:

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon}} \quad (27)$$

On c és la velocitat de la llum en el buit, f la freqüència d'operació, i ϵ la permitivitat del medi on viatja el senyal.

La longitud d'ona es pot definir com la distància (en metres) entre un període del senyal, i com es pot veure té dependència amb els paràmetres $c, f, i \epsilon$.

La relació entre la longitud d'ona i la longitud física és la longitud elèctrica (LE), la qual permet analitzar el comportament del senyal en el circuit i determinar si modelitzar un disseny amb elements distribuïts o amb elements discrets.

L'expressió té la forma següent:

$$LE = \frac{d}{\lambda} \quad (28)$$

On d és la distància física, i λ la longitud d'ona del senyal.

Com a exemple, suposar un senyal de freqüència 100kHz ($\lambda=3000$ m si $\epsilon = 1$) que viatja sobre una línia de transmissió de dimensions $d=20$ m. La longitud elèctrica és de $LE = 6,6 \cdot 10^{-3}$ i per tant es pot considerar el senyal constant atès la longitud d'ona és molt superior a les dimensions físiques, de manera que es pot usar la teoria de circuits com a resolució.

No obstant, per a la mateixa línia, un senyal de 100MHz obté una longitud elèctrica $LE = 6,6$, de manera que cal utilitzar la teoria de línies de transmissió a causa de que es la longitud d'ona és inferior a les dimensions del circuit i per tant el senyal no es constant sinó que presenta variacions de fase.

4 Anàlisi de línies de transmissió en substrat de paper

4.1 Introducció[7]

Les línies de transmissió son conductors on es propaguen senyals de radiofreqüència. No obstant aquesta no és una definició completa atès que les aquest tipus de conductors tenen la particularitat de estar formada com una xarxa de paràmetres distribuïts, en que la fase i magnitud poden variar al llarg de la seva longitud.

En l'anterior apartat s'ha tractat com un senyal amb menor longitud d'ona que la distància física de la línia presenta variacions del senyal en voltatge i corrent, així com una distribució de la impedància al llarg de conductor; de manera que s'ha de tractar el problema de resolució d'aquests circuits mitjançant la teoria de línies de transmissió.

Cada secció infinitesimal de la línia de transmissió es pot representar com un circuit com el que es mostra a continuació:

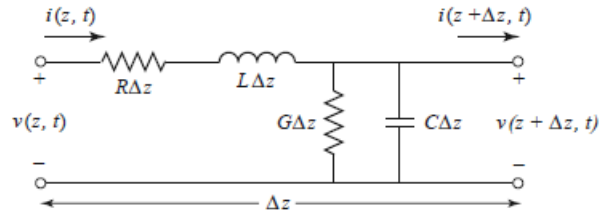


Figura 18. Línia de transmissió. Model equivalent

En cada secció de línia de transmissió de longitud Δz es modelitza com un circuit amb elements distribuïts R, L, G, C .

- $R \left(\frac{\Omega}{m} \right)$ = Resistència per unitat de longitud (pèrdues del conductor).
- $L \left(\frac{H}{m} \right)$ = Inductància per unitat de longitud (autoinductància dels dos conductors).
- $G \left(\frac{S}{m} \right)$ = Conductància per unitat de longitud (pèrdues del substrat).
- $C \left(\frac{F}{m} \right)$ = Capacitat per unitat de longitud (capacitat entre els dos conductors)

En considerar línies de transmissió sense pèrdues el circuit es simplifica atès l'ús d'aquesta línia equival a tenir un conductor sense pèrdues ($R = 0$), i amb substrat sense pèrdues ($G = 0$).

Per altra banda, aquests tipus de circuits es modelitzen per diferents paràmetres analitzats en apartats anteriors, com per exemple, la impedància característica (Z_0), el coeficient de reflexió (Γ) i de transmissió (T), la relació d'ona estacionària (ROE), i la impedància d'entrada (Z_{in}) entre d'altres.

Finalment, cal reflexionar sobre la importància d'aquest tipus de circuits en els sistemes de microones, els quals, a més d'interconnectar els diferents elements d'un sistema, permeten el disseny de sistemes amb característiques diverses, com filtres, atenuadors, acobladors...entre d'altres. És per aquest motiu que el primer estudi del present Treball de Final de Grau tracta les línies de transmissió atès són la base de disseny dels sistemes posteriors.

4.1.1 Tipus de línies de transmissió

Hi ha diferents tipus de línies de transmissió d'ús en els circuits de microones i que, a mode d'ampliació, es tracten a continuació.

4.1.1.1 Stripline

La línia de transmissió *stripline* està formada per tres conductors. El conductor central transmet el senyal i els dos externs són els plans de massa, els quals estan aïllats respecte el conductor central amb un dielèctric.

Aquesta configuració presenta major dificultat en la fabricació que altres tipus de línies de transmissió, a més de presentar major atenuació i menor ample de banda que altres, com per exemple, la tecnologia microstrip. Per contra, stripline té major immunitat al soroll.

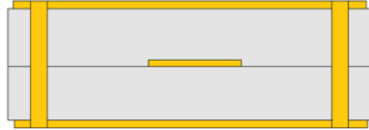


Figura 19. Línia de transmissió *stripline*

4.1.1.2 Coplanar

Una línia *coplanar* està caracteritzada per l'ús de tres conductors en paral·lel i al mateix nivell. El conductor central s'utilitza per a la propagació del senyal, i els conductors externs són els plans de massa. L'ús de aquesta arquitectura es més fàcil d'implementar que en el cas stripline, degut a que els conductors es poden implementar sobre el substrat. Per contra, no es molt usat degut al cost de fabricació.



Figura 20. Línia de transmissió *coplanar*

4.1.1.3 Microstrip

La línia de transmissió *microstrip* està formada per dos conductors separats per un dielèctric. En el conductor superior és el que s'usa per la propagació del senyal, mentre que l'inferior es destina al pla de massa. Degut a les seves nombroses avantatges, com pot ser el baix cost de fabricació, facilitat d'integració, major ample de banda, entre d'altres, és la tecnologia més usada per al disseny de sistemes integrats de microones.



Figura 21. Línia de transmissió *microstrip*

Hi ha altres tipus de línies de transmissió, com poden ser les línies coaxials o les guies d'ona rectangulars, molt adient en la transmissió de senyals, però que no tenen aplicació en la fabricació de circuits de microones.

En el present TFG s'utilitzarà la tecnologia microstrip per a la implementació de tots els circuits degut a que és la tecnologia més present en l'actualitat a causa de tots els aspectes positius que s'obtenen amb el seu ús, i per tant, a continuació es presenta l'estudi de línies de transmissió amb aquest tipus de tecnologia.

4.2 Estudi de línies de transmissió microstrip dissenyades sobre substrat de paper

4.2.1 Introducció

Les línies microstrip son àmpliament utilitzades en els circuits de microones i per tant sembla adient realitzar l'estudi amb aquest tipus de línia de transmissió atès la possibilitat d'impressió directa així com altres avantatges tractades en anteriors apartats.

4.2.2 Consideracions inicials

Per a realitzar el disseny, simulació i l'anàlisi, tant del circuit com de forma electromagnètica es té coneixement dels següents paràmetres:

- **Permitivitat relativa (ϵ_r) i tangent de pèrdues ($\tan\delta$)**

La caracterització de les propietats dielèctriques del substrat és un procés indispensable per a determinar el comportament del camp electromagnètic sobre el mateix.

Es pot realitzar una aproximació sobre el valors de permitivitat relativa i tangent de pèrdues del paper gràcies als estudis que demostren l'obtenció d'aquests paràmetres i per tant seran valors extrets de les diferents fonts consultades.

- **Freqüència de ressonància (f_r)**

Per altra banda, es dissenya el circuit per ressonar a la freqüència de 2,4GHz, que forma part de la banda ISM (en anglès *Industry, Scientific and Medical frequency band*). Aquesta banda està destinada a la transmissió amb finalitats no comercials en l'àmbit industrial, científic i de la salut, amb l'avantatge de no necessitar llicència d'emissió sempre que es respectin els límits de potència regulats.

Bandes freqüència ISM
6.765 - 6.795 MHz
13.553 - 13.567 MHz
26.957 - 27.283 MHz
40.66 - 40.70 MHz
83.996 - 84.004 MHz
167.992 - 168.008 MHz
433.05 - 434.79 MHz
886 - 906 MHz
2.400 - 2.500 MHz
5.725 - 5.875 MHz
24.0 - 24.25 GHz
61.0 - 61.5 GHz
122 - 123 GHz
244 - 246 GHz

Figura 22. Bandes de freqüència ISM

- **Impedància característica (Z_o)**

La impedància característica de la línia de transmissió és de $Z_o = 50\Omega$, d'ús comú en la majoria de sistemes de microones.

- **Conductivitat del material conductor (σ)**

La construcció de la línia microstrip es realitza mitjançant impressió amb nanopartícules de plata. La conductivitat de la plata és de $\sigma = 6.30 \cdot 10^7 S/m$ i per tant serà aquest el valor escollit per al present estudi.

- **Gruix del substrat (d)**

El gruix del substrat és una dada que es pot obtenir a través de la consulta en els fulls d'especificació del paper seleccionat. Aquest paràmetre es fixa amb una mida de 0.160mm, que equival a una fulla de paper fotogràfic genèric.

De forma gràfica es pot apreciar la línia microstrip amb els paràmetres coneguts:

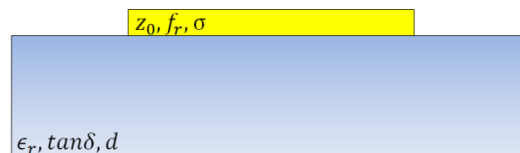


Figura 23. Paràmetres coneguts per al disseny de la línia de transmissió

4.2.3 Estudi del comportament de la línia de transmissió sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$.

4.2.3.1 Anàlisi numèric

En aquest apartat es realitzen els càlculs numèrics per a l'obtenció de la permitivitat dielèctrica efectiva (ϵ_e), així com la longitud (l) i amplitud (W) de la línia microstrip per satisfer els requeriments d'acord amb els paràmetres d'inici. Si bé hi ha diferents programes que realitzen el càlcul automàticament d'acord amb la definició de dades d'entrada, aquests es basen en el càlcul de les expressions matemàtiques de finides a [6], de forma que sembla interessant determinar ϵ_e , l , W amb les equacions originals per tenir coneixement de l'obtenció d'aquestes variables.

Així, la constant dielèctrica efectiva es defineix com:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} \quad (29)$$

La impedància característica, en funció de la relació W/d és:

$$Z_o = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \cdot \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) & W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right) \right]} & W/d \geq 1 \end{cases} \quad (30)$$

La relació W/d es pot determinar d'acord a:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\}] & \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (31)$$

On

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)} \quad (32)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}} \quad (33)$$

L'obtenció de la longitud física de la línia microstrip es pot definir amb les següents expressions:

$$\phi = \beta l = k_0\sqrt{\epsilon_e} \cdot l \quad (34)$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} [m^{-1}] \quad (35)$$

Tenint en compte les dades inicials ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$, $Z_o = 50\Omega$, $f_r = 2.4GHz$, $d = 0.16mm$) es pot calcular en primer lloc la relació W/d :

S'assumeix inicialment que $W/d < 2$, llavors;

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{3.28 + 1}{2}} + \frac{3.28 - 1}{3.28 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{3.28} \right) = 1.36$$

$$\frac{W}{d} \left(\frac{W}{d} < 2 \right) = \frac{8e^{1.36}}{e^{2 \cdot 1.36} - 2} = 2.36 > 2$$

Per tant, la relació W/d és superior a 2 i s'ha d'escollir el terme corresponent:

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot 50\sqrt{3.28}} = 6.54$$

$$\frac{W}{d} \left(\frac{W}{d} > 2 \right) = \frac{2}{\pi} \left[6.54 - 1 - \ln(2 \cdot 6.54 - 1) + \frac{3.28 - 1}{2 \cdot 3.28} \left\{ \ln(3.28 - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{3.28} \right\} \right]$$

$$\frac{W}{d} \left(\frac{W}{d} > 2 \right) = 2.36$$

Com el gruix del substrat és de $d = 0.16mm$;

$$W = 2.36 \cdot d = 2.36 \cdot 0.16 = 0.377 \text{ mm}$$

S'obté l'amplada de la pista microstrip, amb valor $W = 0.377 \text{ mm}$

La constant dielèctrica efectiva serà, d'acord a (29):

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} = \frac{3.28 + 1}{2} + \frac{3.28 - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{0.16}{0.377}}} = 2.60$$

Amb ϵ_e i W es pot verificar la correcta adaptació de la línia de transmissió:

$$\frac{W}{d} = \frac{0.37}{0.16} = 2.35 > 1$$

Com la el quocient $\frac{W}{d}$ és superior a la unitat, cal seleccionar a (30) la correcta expressió per a la impedància característica:

$$Z_o\left(\frac{W}{d} \geq 1\right) = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W}{d} + 1.444\right) \right]} = 50.47\Omega$$

Es pot apreciar que amb les dimensions físiques calculades s'obté la impedància característica desitjada de 50Ω .

Finalment , per determinar la longitud de la línia microstrip es pot procedir de la següent manera:

Es defineix una fase arbitrària de $\phi = 120^\circ$ que serà d'aplicació en tot l'estudi posterior. D'acord a (34) i (35):

$$\phi = \beta l = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \cdot l$$

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c} [m^{-1}]$$

Llavors:

$$k_0 = \frac{2\pi \cdot 2.4 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} = 50.26 m^{-1}$$

$$l = \frac{\phi}{k_0 \sqrt{\epsilon_e}} = \frac{120^\circ \left(\frac{\pi}{180^\circ}\right)}{50.26 \cdot \sqrt{2.60}} \approx 25.8 mm$$

La totalitat de paràmetres per al disseny de la línia microstrip ha estat definida d'acord amb les condicions inicials Z_o , d , ϵ_r , $\tan\delta$, i f_r :

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.377 mm$
- Longitud de la línia de transmissió $l = 25.8 mm$
- Constant dielèctrica efectiva $\epsilon_e = 2.60$

A continuació es procedeix a l'anàlisi del circuit en el qual s'han de definir les dades obtingudes W, l, ϵ_e . Aquests paràmetres de disseny s'obtenen de forma senzilla a partir d'una calculadora de línies de transmissió que forma part del programari, si bé és important recalcar que aquesta aplicació utilitza les expressions matemàtiques anteriors per automatitzar el càlcul.

4.2.3.2 Anàlisi del circuit

En primer lloc, d'acord amb les dades inicials es procedeix a l'ús del complement *LineCalc* en ADS per determinar l'amplada, longitud, constant dielèctrica efectiva i fase.

Definició de paràmetres del substrat (MSUB)

- Er (permitivitat dielèctrica relativa)= 3.28
- Mur (permeabilitat relativa)= 1 (atès que s'aproxima al valor de permeabilitat relativa de la plata que és de 0.999974)
- H (guix substrat)= 0.16 mm
- Hu (altura coberta)= per defecte a $3.9e+34$ mil (té a veure amb la protecció del substrat mitjançant algun material).
- T (guix conductor)= 35 μm
- $Cond$ (conductivitat)= $6.30e+7$ S/m (conductivitat de la plata)
- $TanD$ (tangent de pèrdues)= 0.061

Definició de paràmetres elèctrics

- $Z0$ (impedància característica)= 50Ω
- E_Eff (fase)= 120°
- $Freq$ (freqüència)= 2.4GHz

S'obtenen les següents mesures de W, l i ϵ_e :

The screenshot shows the ADS LineCalc tool interface. The 'Component' section is set to 'MLIN'. The 'Substrate Parameters' section shows the following values:

Parameter	Value	Unit
Er	3.280	N/A
Mur	1.000	N/A
H	0.160	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	35.000	um
Cond	6.30e7	N/A
TanD	0.061	N/A

The 'Physical' section shows the calculated dimensions:

Parameter	Value	Unit
W	0.356141	mm
L	26.635800	mm

The 'Electrical' section shows the calculated electrical parameters:

Parameter	Value	Unit
Z0	50.000	Ohm
E_Eff	120.000	deg

The 'Calculated Results' section shows the following values:

K_Eff	2.443
A_DB	0.567
SkinDepth	0.050

A diagram on the right shows a cross-section of a microstrip line on a substrate, with dimensions L and W indicated.

Figura 24. Obtenció de L i W per línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$)

Es pot apreciar el següent:

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.356\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 26.635\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{\text{Eff}} = 2.44$

Llavors hi ha una diferència mínima amb els mateixos resultats obtinguts de forma numèrica ($W \approx 0.02\text{mm}$, $l \approx 1\text{mm}$, $\epsilon_e \approx 0.16$) degut a toleràncies que es tenen en compte en el procés de fabricació.

Es conclou que aquesta calculadora obté resultats adients per fer simulacions amb gran aproximació als càlculs numèrics descrits a 4.2.3.1.

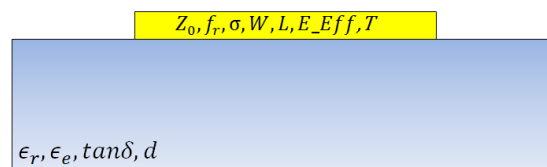


Figura 25. Paràmetres obtinguts de la simulació

A continuació es procedeix al disseny del circuit, utilitzant els valors W i L en la línia microstrip (en ADS, component anomenat *MLIN*), així com els paràmetres del substrat abans calculat (bloc *MSUB*).

La simulació de paràmetres de dispersió obtinguda permetrà mesurar el comportament que les ones electromagnètiques tenen sobre la línia de transmissió elaborada, per tant s'afegeix el bloc de simulació de paràmetres *S* en l'esquema, amb un rang de mesura $1\text{GHz} - 4\text{GHz}$ i salts de 100MHz .

El circuit queda definit de la següent forma:

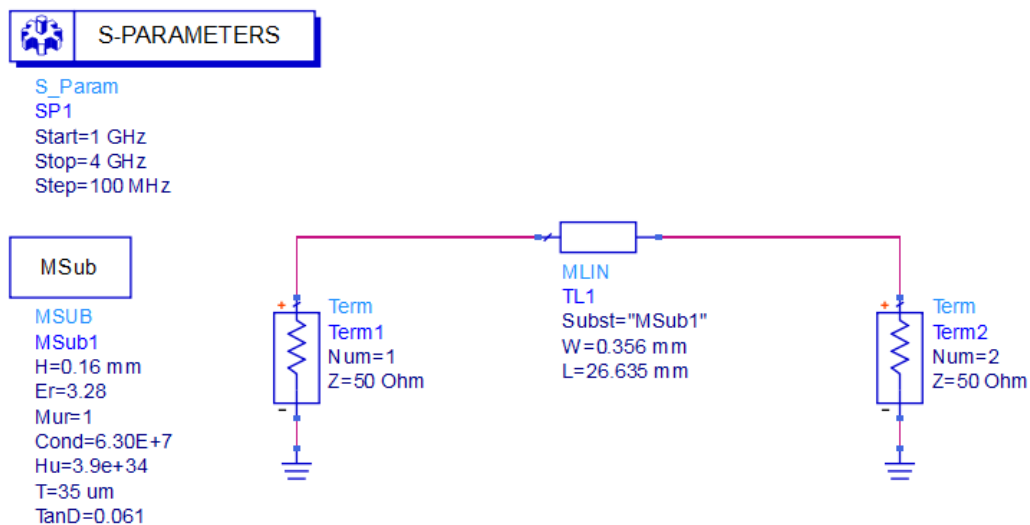


Figura 26. Circuit de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$)

A continuació es mostra el resultat dels paràmetres de dispersió, realitzat entre 1GHz i 4GHz, amb salts de 100MHz.

-Paràmetres S

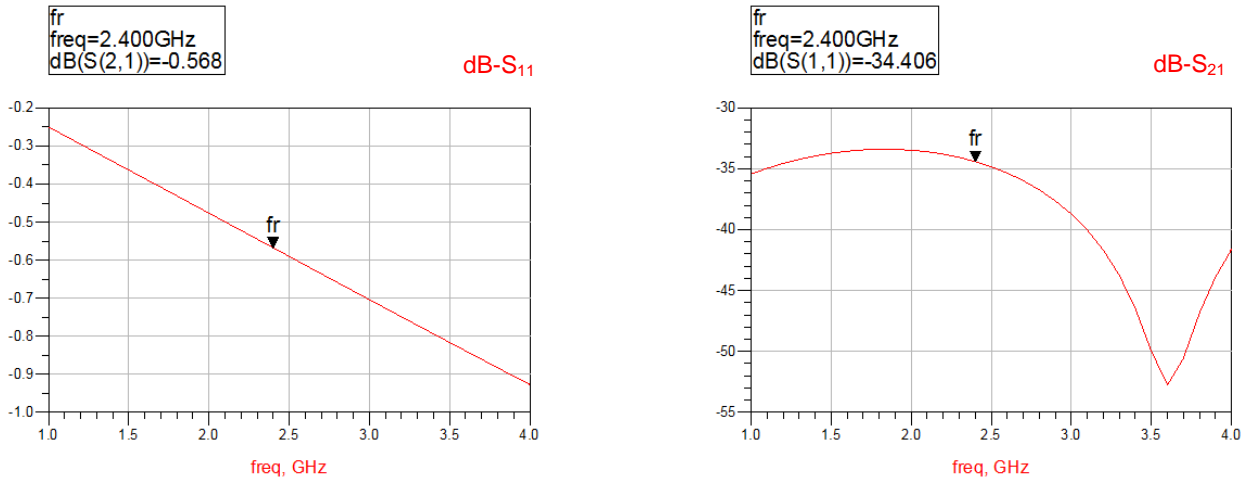


Figura 27. Gràfiques S_{11} (esquerra) i S_{21} (dreta) de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$)

L'anàlisi gràfic dels paràmetres S permet observar un bon comportament general de la línia de transmissió entre el rang de freqüències estudiats.

En la primera gràfica (paràmetres S_{11}) els valors oscil·len entre $-33.41dB$ en el cas més desfavorable ($f = 1.9GHz$) i $-52.72dB$ en el millor cas ($f = 3.6GHz$). En termes de coeficient de reflexió això vol dir que $\Gamma = 0.021$ ($f = 1.9GHz$) i $\Gamma = 0.002$ ($f = 3.6GHz$).

Per tant, no hi ha ona reflexiva (atès que $\Gamma \approx 0 \forall f \in (1GHz - 4GHz)$). En el cas d'interès $f_r = 2.4GHz$ es pot veure que $S_{11} = -34.4dB$ ($\Gamma = 0.019$).

En la segona gràfica (paràmetres S_{21}) es representa el coeficient de transmissió, el qual és proper a 1 ($T \approx 1$) degut a que l'ona no pateix reflexió. En la freqüència de disseny de la línia de transmissió $f_r = 2.4GHz$, el paràmetre $S_{21} = -0.568dB$ que equival de forma lineal a $T = 0.937$.

- Relació d'ona estacionària (ROE)

La següent gràfica mostra la relació d'ona estacionària per al rang de freqüències 1GHz - 4GHz.

Es pot apreciar, que a conseqüència de l'absència d'ona reflectida, la gràfica fluctua entorn $ROE \approx 1$.

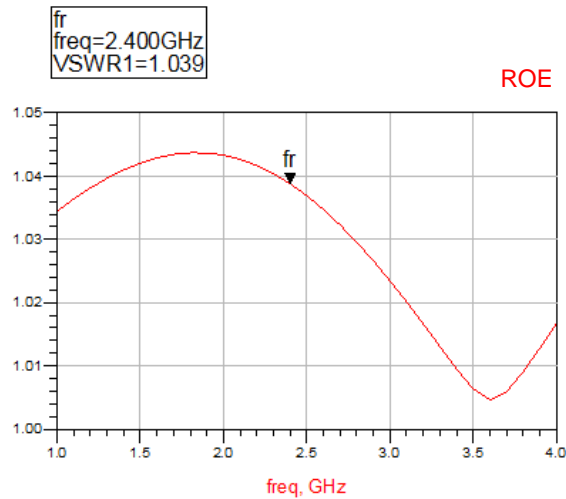


Figura 28. Gràfica relació ona estacionària

- Balanç de potències

Es pot considerar que tota la potència que s'injecti a l'entrada de la línia microstrip es transmetrà sense atenuacions, degut a que la potència reflectida és pràcticament nul·la. De forma numèrica, per a la freqüència de ressonància i una potència incident de $100\mu W$:

$$P_r = |\Gamma|^2 \cdot P_{in} = |0.019|^2 \cdot 100\mu W = 0.0361\mu W$$

$$P_t = (1 - |\Gamma|^2) \cdot P_{in} = (1 - |0.019|^2) \cdot 100\mu W = 99.96\mu W$$

Llavors, d'una potència d'entrada en la línia de transmissió de $100\mu W$ es transmeten $99.96\mu W$ i es reflecteixen $0.0361\mu W$, un valor que es pot considerar menyspreable.

L'estudi dels paràmetres S, relació d'ona estacionària i balanç de potències d'aquest disseny amb l'ús de substrat de paper $\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$ fan preveure que permetrà una correcta transmissió electromagnètica.

No obstant, precisament per a obtenir un resultat més precís s'ha de realitzar una simulació electromagnètica amb el simulador *Momentum*, inclòs en *ADS*.

4.2.3.3 Anàlisi electromagnètic

En primer lloc, es dissenya el substrat d'acord amb les dades obtingudes en els anteriors apartats. Aquests paràmetres son:

Substrat

$$\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061, d = 0.16\text{mm}.$$

Paràmetres elèctrics

$$\sigma = 6.30 \cdot 10^7 \text{S/m}, T = 35\mu\text{m}.$$

La línia microstrip queda definida com es veu a continuació:



Figura 29. Disseny del substrat ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$, $d = 0.16\text{mm}$)

Una vegada definit el substrat amb les característiques esmentades, s'obté el disseny en 3 dimensions de la línia de transmissió, gràcies a la simulació inclosa en l'assistent de la simulació electromagnètica:

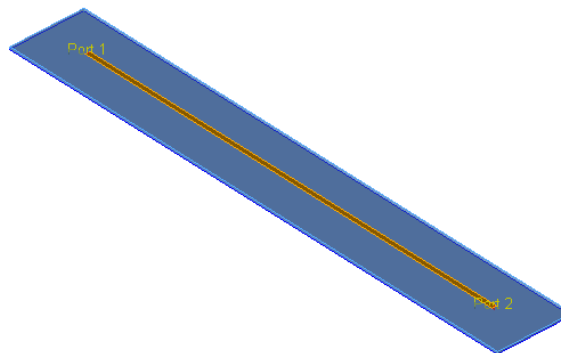


Figura 30. Simulació 3D de la línia de transmissió

La simulació electromagnètica, la qual avalua les equacions de Maxwell sobre el circuit d'estudi, es defineix en el rang 1 – 4GHz.

- Paràmetres S i comparativa de resultats

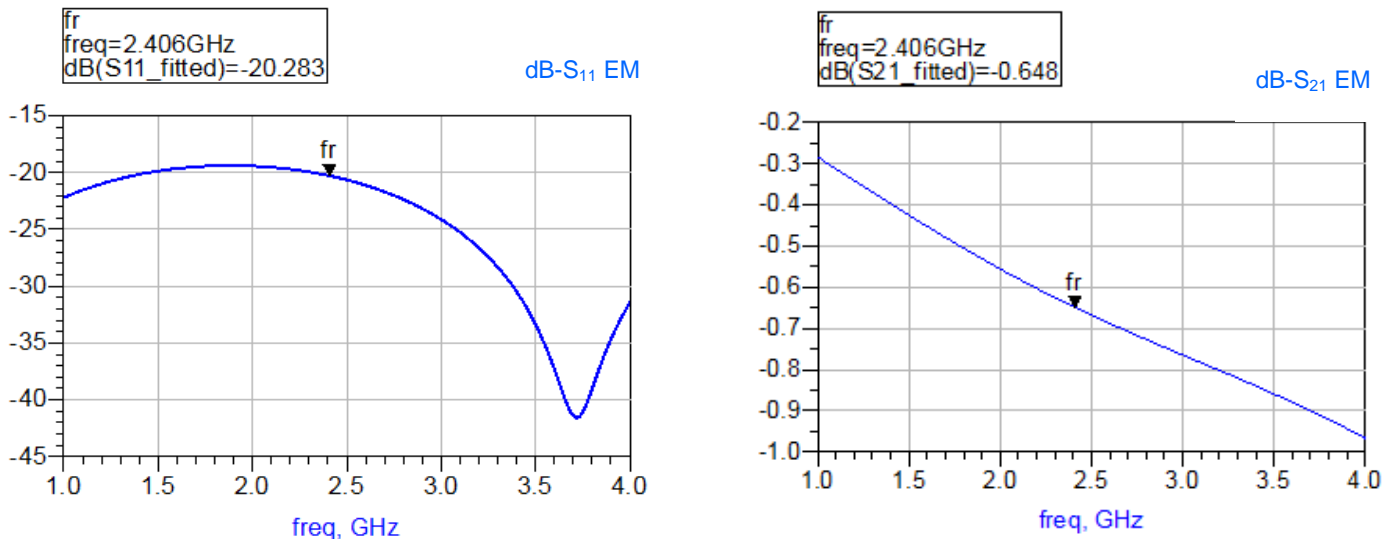


Figura 31. Gràfiques S₁₁(esquerra) i S₂₁(dreta) amb simulació EM per línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$)

D'aquest anàlisi s'obté un resultat S₁₁ entre valors $-19.41dB$ ($f = 1.9GHz$) en el pitjor cas i $-41.5dB$ ($f = 3.7GHz$) en el millor. En la freqüència de ressonància ($f_r = 2.4GHz$) el paràmetre S₁₁ = $-20.283dB$ ($\Gamma = 0.097$), i S₂₁ = $-0.648dB$ ($T = 0.928$).

Si es realitza una comparativa de la simulació electromagnètica amb la gràfica obtinguda en l'anterior apartat es pot veure que les diferències no son significatives:

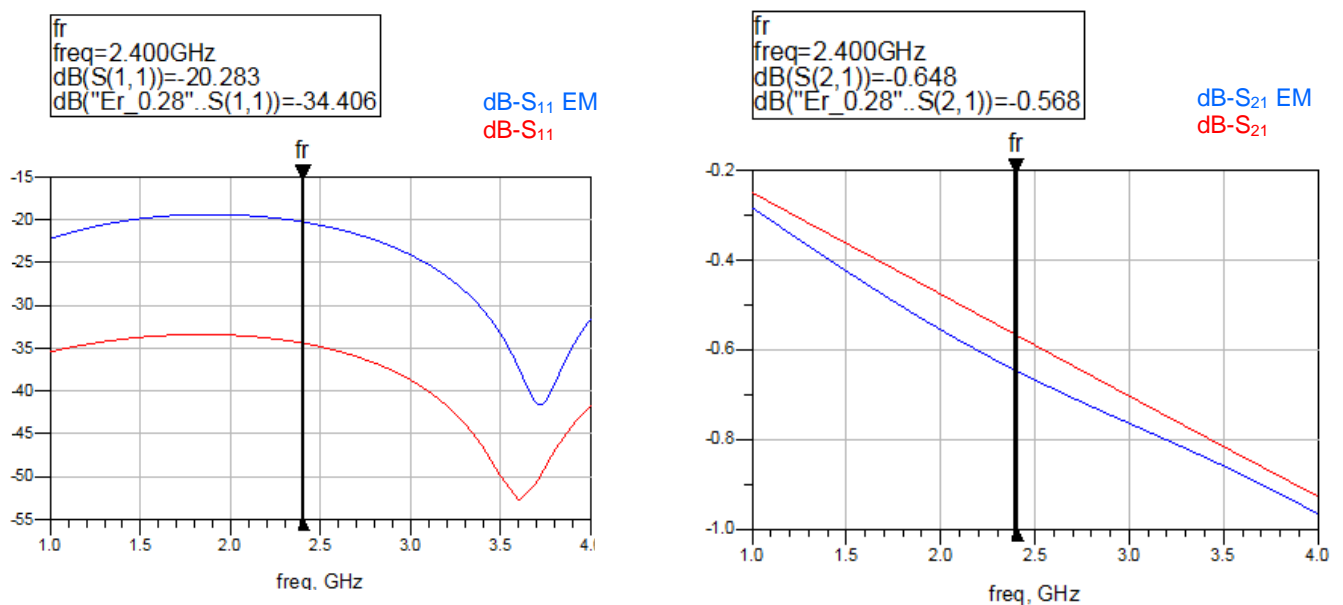


Figura 32. Comparativa S₁₁(esquerra) i S₂₁(dreta) entre simulació circuital-EM per línia de transmissió ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$)

En el cas de S_{11} hi ha una diferència de $14dB$ entre la gràfica obtinguda de l'anàlisi del circuit i la simulada amb l'anàlisi electromagnètic (EM). Aquest fet es pot apreciar també amb la diferència en magnitud del coeficient de reflexió que és:

$$\Gamma_{S_{11-MoM}} - \Gamma_{S_{11}} = 0.097 - 0.019 = 0.078$$

Es pot observar que la diferència es mínima i el coeficient de reflexió és nul ($\Gamma \approx 0 \forall f \in (1GHz - 4GHz)$), i per tant es pot dir que la simulació electromagnètica proporciona uns resultats satisfactoris i propers a la gràfica de paràmetres de dispersió obtinguda de l'anàlisi del circuit.

Per altra banda, s'observa una similitud màxima entre els paràmetre S_{21} provocada per una diferència de $0.08dB$.

En conseqüència d'aquests resultats, es considera que els càlculs de ROE i balanç de potències calculats en l'anterior apartat son pràcticament els mateixos que els que s'obtidrien utilitzant els paràmetres obtinguts de l'anàlisi electromagnètic.

4.2.3.4 Conclusions

Una vegada realitzades la simulació circuital i electromagnètica a la línia microstrip fabricada sobre substrat de paper amb característiques dielèctriques $\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$ s'ha pogut comprovar la seva viabilitat per a la transmissió d'un senyal a la freqüència estudiada.

Amb les característiques de substrat seleccionades, el coeficient de reflexió és pràcticament nul en tota la banda de freqüències simulades i per tant, tot el senyal incident es transmetrà al medi connectat a aquest, sempre que s'usin sistemes amb impedància característica de 50Ω .

Els altres paràmetres, dependents del coeficient de reflexió proporcionen resultats ideals degut a l'absència d'ona estacionària, atès que $ROE \approx 1$ i $P_t \approx 100\%$.

4.2.4 Estudi del comportament de la línia de transmissió sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$.

A continuació es realitza el disseny amb un substrat amb menor permitivitat i tangent de pèrdues que en el cas anterior, de forma que es podrà realitzar una comparació amb els resultats obtinguts en el primer estudi.

Aquest substrat és cartró en base de paper amb dades dielèctriques $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$.

La resta de paràmetres roman invariable, i s'obvia per a aquest cas i als posteriors l'anàlisi numèric atès que s'ha comprovat la precisió de l'assistent *LineCalc* respecte a aquest mètode.

4.2.4.1 Anàlisi del circuit

La definició de paràmetres a *LineCalc* és el següent:

- E_r (permitivitat dielèctrica relativa)= 1.63
- Mur (permeabilitat relativa)= 1
- H (gruix substrat)= 0.16 mm
- Hu (altura coberta)= 3.9e+34 mil
- T (gruix conductor)= 35 μ m
- $Cond$ (conductivitat)= 6.30e+7 S/m
- $TanD$ (tangent de pèrdues)= 0.046

Definició de paràmetres elèctrics

- Z_0 (impedància característica)= 50 Ω
- E_{Eff} (fase)= 120°
- $Freq$ (freqüència)= 2.4GHz

The screenshot shows the LineCalc software interface. On the left, the 'Substrate Parameters' section lists: Er = 1.630, Mur = 1.000, H = 0.160 mm, Hu = 3.9e+34 mil, T = 35.000 μ m, Cond = 6.30e7, and TanD = 0.046. The 'Physical' section shows W = 0.564062 mm and L = 34.824800 mm, both highlighted with a red box. The 'Calculated Results' section shows K_Eff = 1.429, A_DB = 0.408, and SkinDepth = 0.050, with K_Eff highlighted by a red box. A diagram of a microstrip line is shown on the right, with dimensions L, W, and H indicated.

Figura 33. Obtenció de L i W per línia de transmissió ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$)

El resultat dels paràmetres físics son:

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.564$ mm
- Longitud de la línia de transmissió $L = 34.824$ mm
- Constant dielèctrica efectiva $K_{Eff} = 1.429$

S-PARAMETERS

S_Param
 SP1
 Start=1 GHz
 Stop=4 GHz
 Step=100 MHz

MSub

MSUB
 MSub2
 H=0.16 mm
 Er=1.63
 Mur=1
 Cond=6.30E+7
 Hu=3.9e+34
 T=35 um
 TanD=0.046

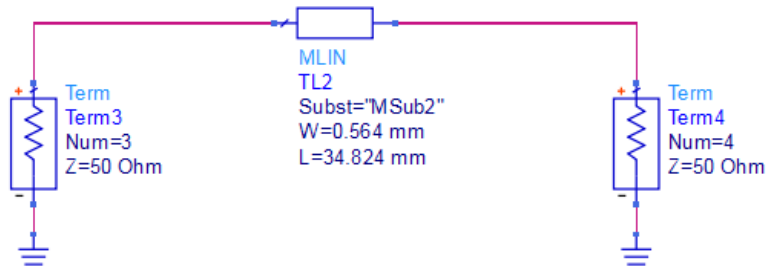


Figura 34. Circuit de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$)

- Paràmetres S i comparativa de resultats

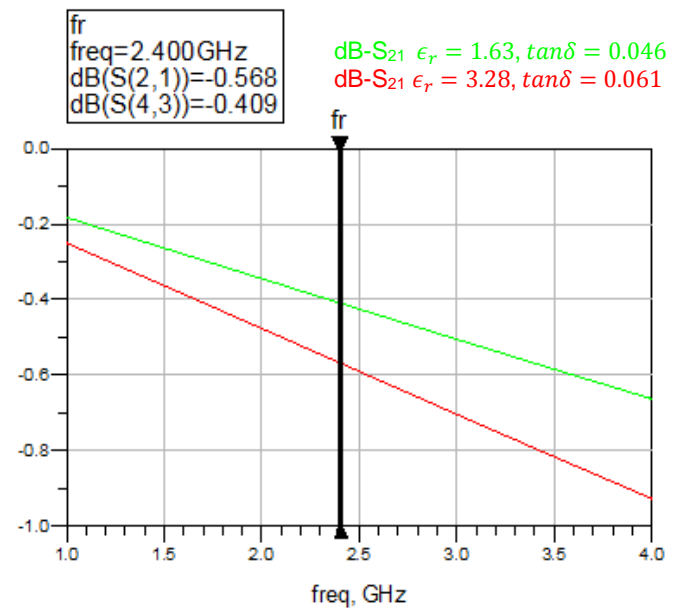
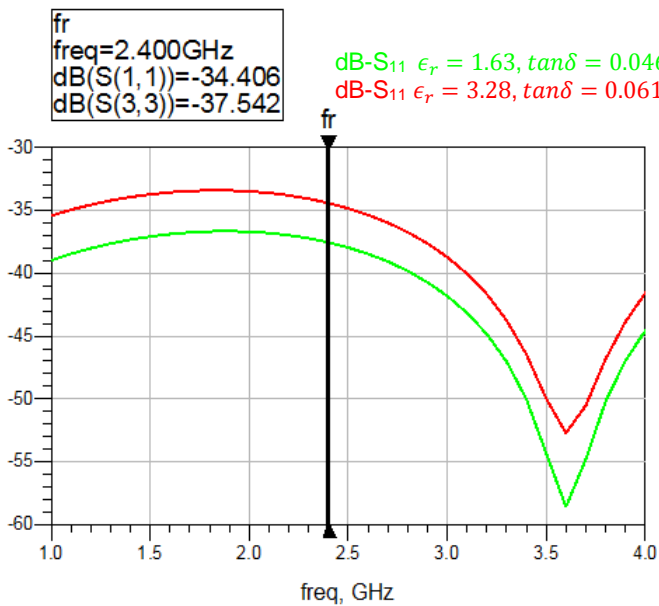


Figura 35. Comparativa S_{11} (esquerra) i S_{21} (dreta) per línia de transmissió ($\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$)

La observació de la gràfica comparativa obtinguda permet apreciar que el substrat amb menor permitivitat i tangent de pèrdues obté millors resultats generals que en el primer cas estudiat, si bé aquesta millora és d'una magnitud inapreciable. En cas del coeficient de reflexió:

$$\Gamma_{S_{11}\epsilon_r=3.28} - \Gamma_{S_{11}\epsilon_r=1.63} = 0.019 - 0.013 = 0.006 \approx 0$$

Es pot raonar el mateix per al cas del coeficient de transmissió, atès la relació directa amb el coeficient de reflexió.

4.2.4.2 Simulació electromagnètica

Es defineix el substrat per a l'estudi com:

Substrat

$$\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046, d = 0.16\text{mm}.$$

Paràmetres elèctrics

$$\sigma = 6.30 \cdot 10^7 \text{S/m}, T = 35\mu\text{m}.$$

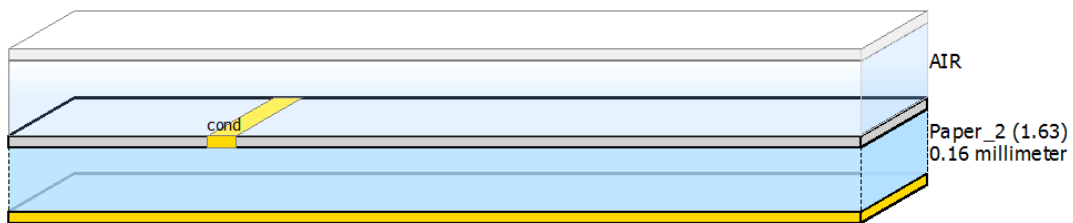


Figura 36. Disseny del substrat ($\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$, $d = 0.16\text{mm}$)

La simulació electromagnètica, amb el substrat $\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$ proporciona uns resultats sense diferències significatives si es compara amb $\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$:

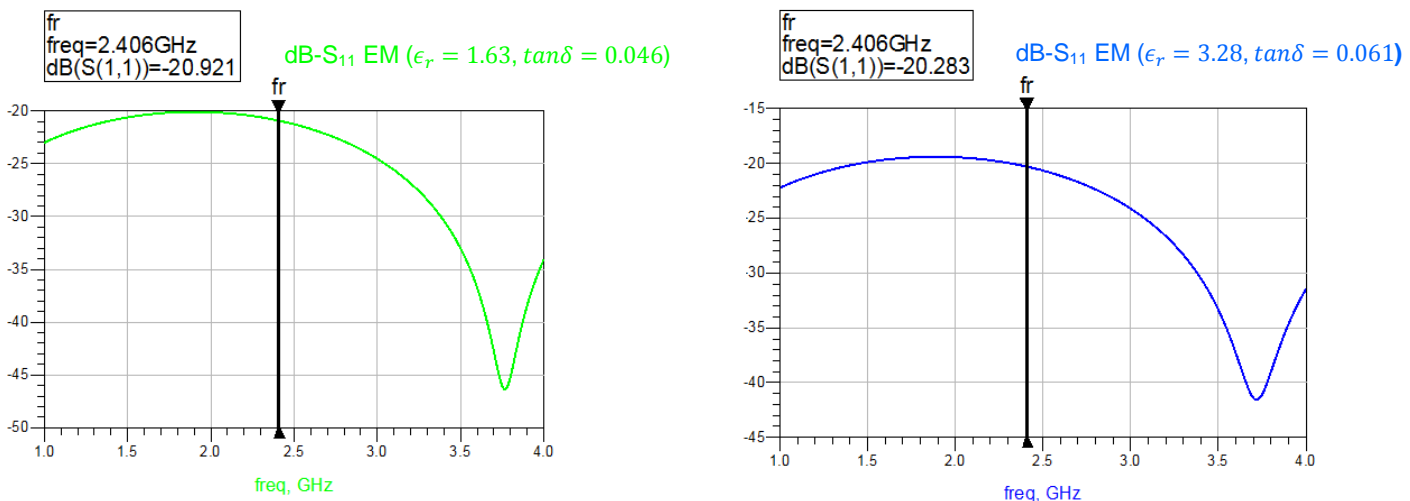


Figura 37. Comparativa simulació EM entre gràfiques S_{11} $\epsilon_r = 1.63$ (esquerra) i S_{11} $\epsilon_r = 3.28$ (dreta)

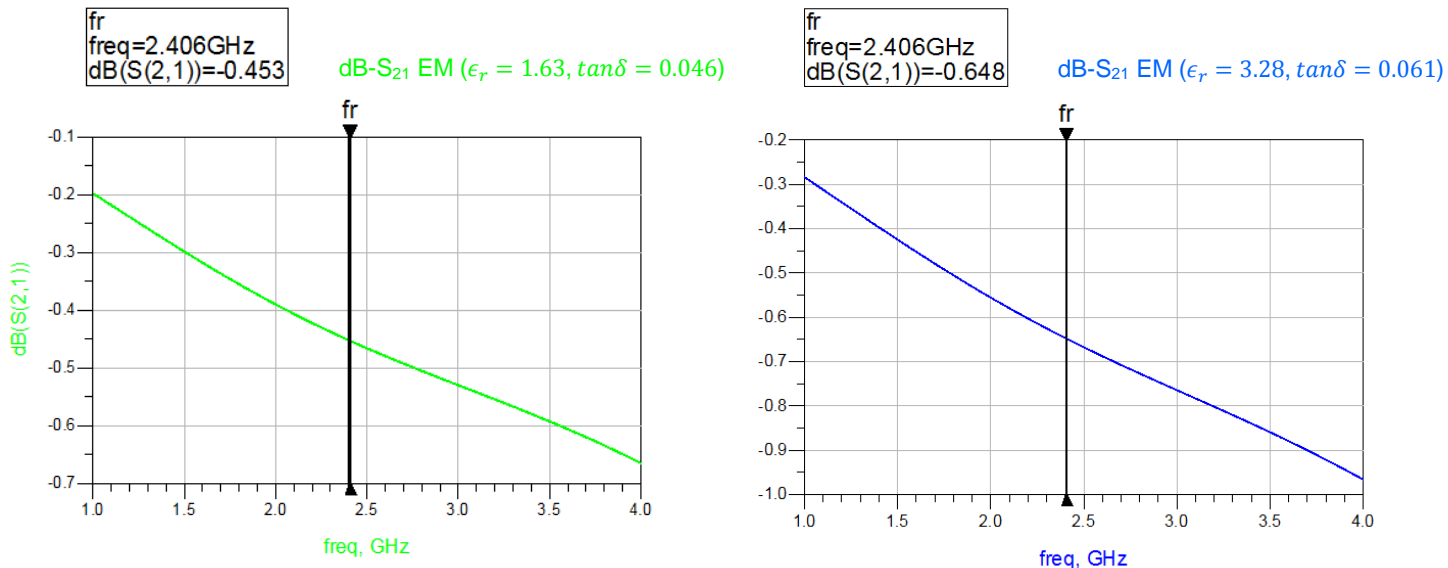


Figura 38. Comparativa simulació EM entre gràfiques S_{21} $\epsilon_r = 1.63$ (esquerra) i S_{21} $\epsilon_r = 3.28$ (dreta)

4.2.4.3 Conclusions

En el present apartat s'ha realitzat l'estudi circuital i electromagnètic d'una línia de transmissió microstrip amb paràmetres dielèctrics d'un substrat de cartró en base de paper $\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$, amb l'objectiu de realitzar una comparativa dels resultats obtinguts amb el primer estudi realitzat (el qual està format per un substrat amb major permitivitat i tangent de pèrdues) que permeti conèixer l'efecte que té l'elecció d'un substrat menys dens sobre els paràmetres de dispersió.

Es pot concloure que l'ús d'un substrat menys dens i amb menor tangent de pèrdues no suposa diferències a considerar respecte al primer estudi si bé millora els resultats de forma genèrica, de manera que el substrat tractar en el present punt es també aplicable a una línia de transmissió en la que es propaga un senyal a la freqüència de 2.4GHz.

Sembla un pas natural realitzar el següent estudi per un substrat amb major permitivitat i tangent de pèrdues que els dos anteriors per determinar l'efecte que té sobre els paràmetres S i poder realitzar una comparativa amb els dissenys amb paràmetres dielèctrics menors.

4.2.5 Estudi del comportament de la línia de transmissió sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$.

En el present apartat es mesura el comportament d'un substrat de paper fotogràfic amb característiques dielèctriques $\epsilon_r = 5.2$, $\tan\delta = 0.11$. Es pot observar que presenta major permitivitat i tangent de pèrdues que en els casos anteriors, de manera que amb aquest estudi es pot concloure l'anàlisi de

substrats amb diferents paràmetres dielèctrics atès s'han tractat els casos límit inferior i límit superior:

$$\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046 < \epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061 < \epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$$

4.2.5.1 Anàlisi del circuit

Es defineixen les següent dades a l'assistent *LineCalc*:

- E_r (permitivitat dielèctrica relativa)= 5.2
- Mur (permeabilitat relativa)= 1
- H (gruix substrat)= 0.16mm
- Hu (altura coberta)=per defecte a $3.9e+34$ mil
- T (gruix conductor)= 35 μm
- $Cond$ (conductivitat)= $6.30e+7$ S/m
- $TanD$ (tangent de pèrdues)= 0.11

Paràmetres elèctrics:

- Z_0 (impedància característica)= 50Ω
- E_{Eff} (fase)= 120°
- $Freq$ (freqüència)= 2.4GHz

The screenshot shows the LineCalc software interface. The 'Substrate Parameters' section includes: ID: MSUB_DEFAULT, E_r : 5.200, Mur : 1.000, H : 0.160 mm, Hu : $3.9e+34$ mil, T : 35.000 μm , $Cond$: $6.30e+7$, $TanD$: 0.110. The 'Component Parameters' section includes: $Freq$: 2.400 GHz, $Wall1$ and $Wall2$ in mil. The 'Physical' section shows W : 0.255162 mm and L : 22.500500 mm, both highlighted with a red box. The 'Calculated Results' section shows K_{Eff} : 3.424, A_{DB} : 1.031, and $SkinDepth$: 0.050, also highlighted with a red box. A diagram of a microstrip line is shown on the right.

Figura 39. Obtenció de L i W per línia de transmissió ($\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$)

El resultat dels paràmetres físics son:

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.255\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 22.500\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{Eff} = 3.424$

El circuit queda definit com:

S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=1 GHz
Stop=4 GHz
Step=100 MHz

MSub

MSUB
MSub3
H=0.16 mm
Er=5.2
Mur=1
Cond=6.30E+7
Hu=3.9e+34
T=35 um
TanD=0.11

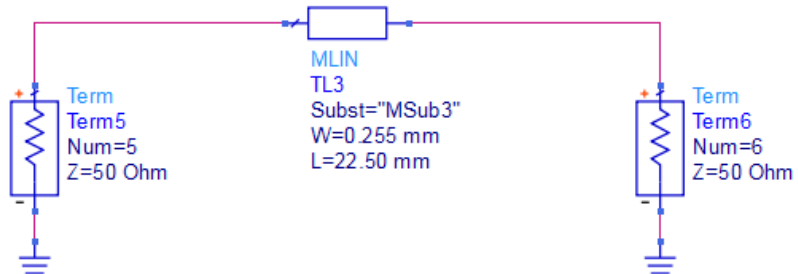


Figura 40. Circuit de la línia de transmissió ($\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$)

- Paràmetres S i comparativa de resultats

fr
freq=2.400GHz
dB(S(1,1))=-34.406
dB(S(3,3))=-37.542
dB(S(5,5))=-28.736

dB-S₁₁ $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$
dB-S₁₁ $\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$
dB-S₁₁ $\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$

fr
freq=2.400GHz
dB(S(2,1))=-0.568
dB(S(4,3))=-0.409
dB(S(6,5))=-1.028

dB-S₂₁ $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$
dB-S₂₁ $\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$
dB-S₂₁ $\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$

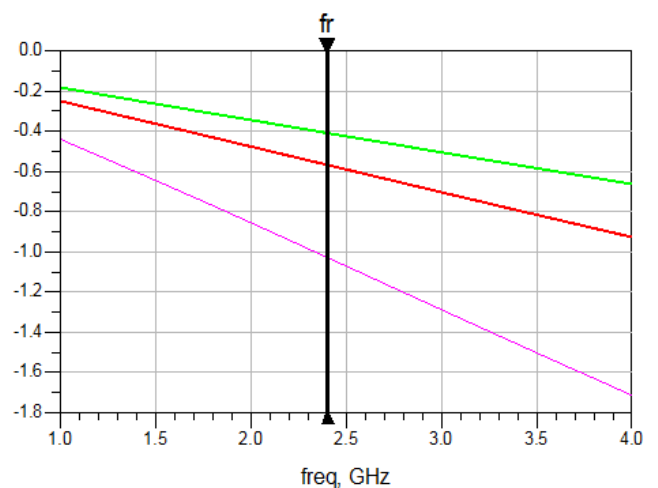
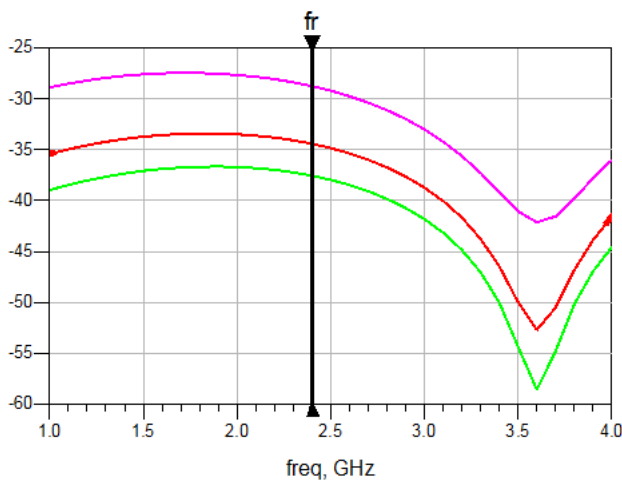


Figura 41. Comparativa gràfiques S₁₁(esquerra) i S₂₁(dreta) entre substrats $\epsilon_r = 1.63$, $\epsilon_r = 3.28$ i $\epsilon_r = 5.2$

De l'observació de les gràfiques de paràmetres S que s'obtenen dels tres substrats estudiats es pot apreciar com el que té major permitivitat i tangent de pèrdues és el que presenta un coeficient de reflexió superior. Es pot veure clarament aquesta dispersió respecte als altres dos substrats si es visualitza la magnitud del coeficient de reflexió:

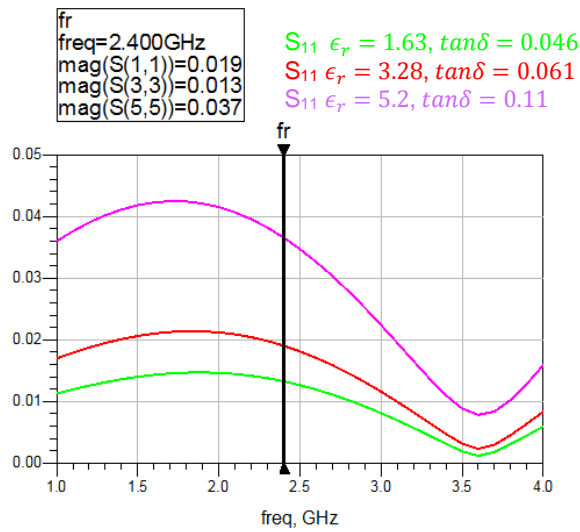


Figura 42. Comparativa S_{11} (magnitud) entre substrats $\epsilon_r = 1.63$, $\epsilon_r = 3.28$ i $\epsilon_r = 5.2$

Entre el substrat amb permittivitat $\epsilon_r = 1.63$ i $\epsilon_r = 3.28$ hi ha una diferència de $\Gamma = 0.006$. Aquesta diferència augmenta significativament si es compara entre $\epsilon_r = 5.2$ i $\epsilon_r = 3.28$ ja que $\Gamma_{\epsilon_r=5.2} - \Gamma_{\epsilon_r=3.28} = 0.018$.

4.2.5.2 Simulació electromagnètica

Es procedeix a la creació del substrat per a la simulació electromagnètica.

Substrat

$\epsilon_r = 5.2$, $\tan\delta = 0.11$, $d = 0.16\text{mm}$.

Paràmetres elèctrics

$\sigma = 6.30 \cdot 10^7 \text{S/m}$, $T = 35\mu\text{m}$.

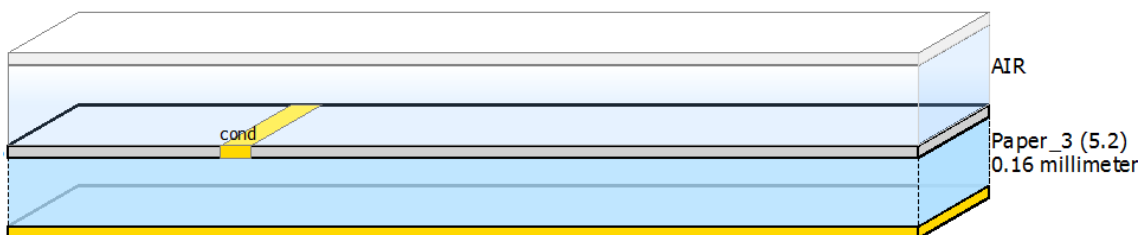
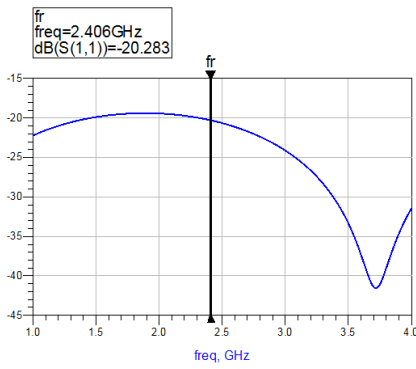


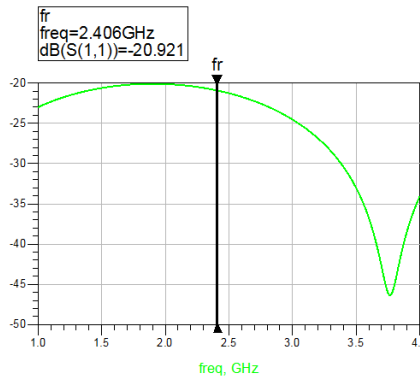
Figura 43. Disseny del substrat ($\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$, $d = 0.16\text{mm}$)

A continuació es mostren les gràfiques dels paràmetres S pertanyents al coeficient de reflexió i transmissió obtinguts en la simulació electromagnètica per als tres substrats:

dB-S₁₁ EM ($\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$)



dB-S₁₁ EM ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$)



dB-S₁₁ EM ($\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$)

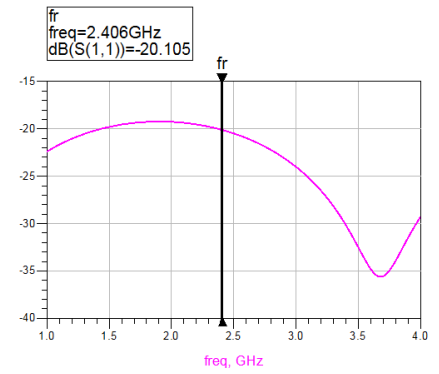
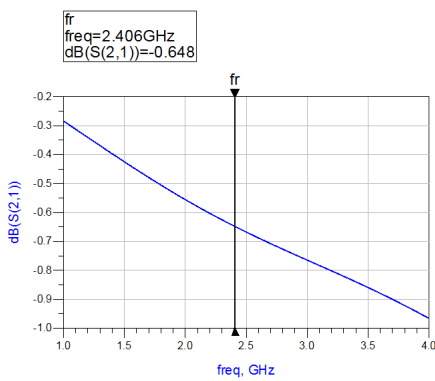
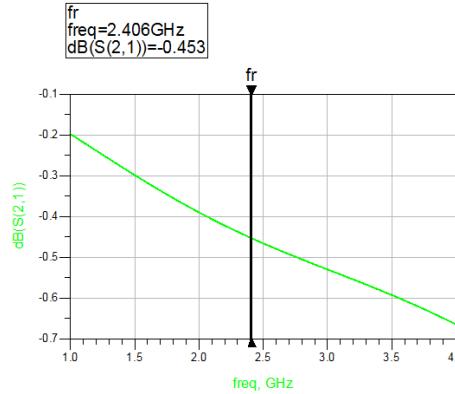


Figura 44. Comparativa simulació gràfiques EM entre S₁₁ $\epsilon_r = 3.28$ (esquerra) S₁₁ $\epsilon_r = 1.63$ (centre) i S₁₁ $\epsilon_r = 5.2$ (dreta)

dB-S₂₁ EM ($\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$)



dB-S₂₁ EM ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$)



dB-S₂₁ EM ($\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$)

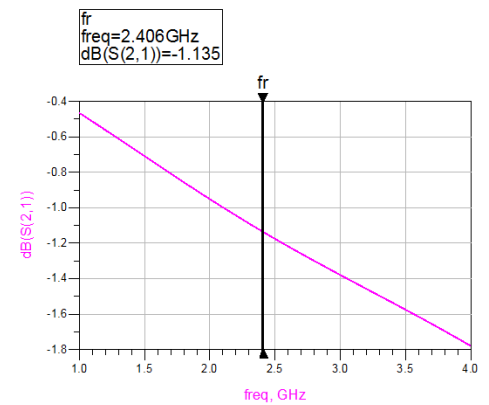


Figura 45. Comparativa simulació gràfiques EM entre S₂₁ $\epsilon_r = 3.28$ (esquerra) S₂₁ $\epsilon_r = 1.63$ (centre) i S₂₁ $\epsilon_r = 5.2$ (dreta)

La simulació electromagnètica ha proporcionat unes dades molt similars en els tres tipus de substrat si bé cal apuntar l'obtenció de millors resultats per a $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$ que pertany al substrat de cartó en base de paper. El resultat anterior s'aproxima en gran mesura amb el substrat compost de paper fotogràfic estudiat en el primer apartat amb permetivitat $\epsilon_r = 3.28$ i tangent de pèrdues $\tan\delta = 0.061$. Finalment, per al substrat amb $\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$ s'obtenen resultats positius atès que manté un coeficient proper a 0, però és el pitjor cas si es compara amb els dos anteriors.

Llavors, dels tres substrats estudiats el que presenta a priori uns resultats més desfavorables comparativament és el substrat amb major permetivitat i tangent de pèrdues, si bé s'ha de tenir en compte que s'han obtingut en els tres estudis realitzats valors ideals de coeficient de reflexió atès que en tots els casos el resultat d'aquest paràmetre tendeix a zero.

4.2.5.3 Estudi de la integritat del senyal

L'estudi de la integritat de senyal proporciona informació molt important sobre el comportament que té la línia de transmissió en aplicar un senyal digital pseudoaleatori.

Tal com s'ha tractat en anteriors apartats, aquesta prova està basada en l'obtenció del diagrama d'ull, el qual pot proporcionar d'una forma gràfica l'aparició d'interferència entre símbols (ISI), pèrdua de sincronisme, relació senyal-soroll, entre d'altres.

Per a poder realitzar aquesta simulació en ADS es necessiten diverses eines que s'apliquen al substrat definit i que es comenten breument a continuació:

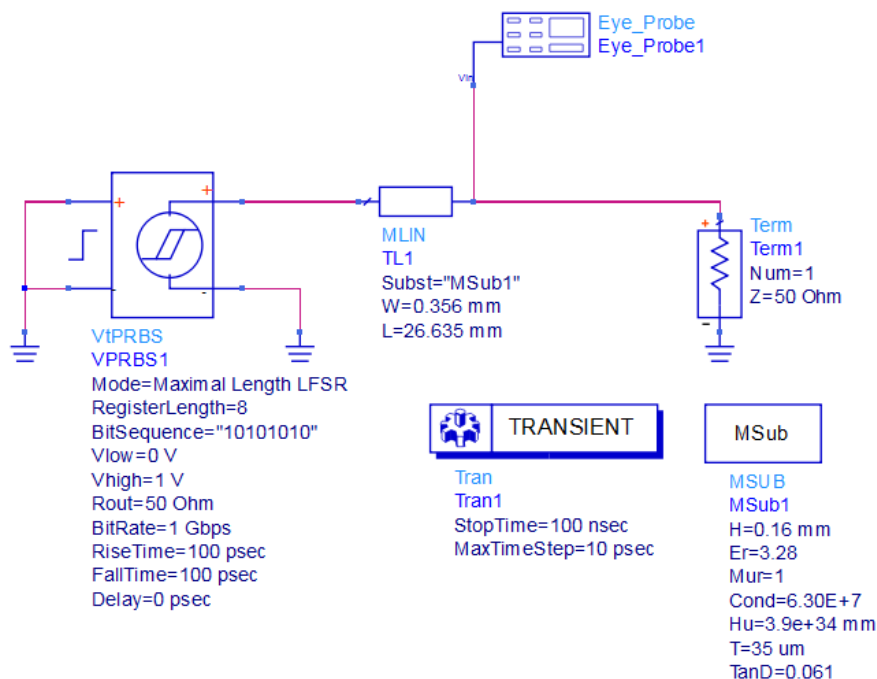


Figura 46. Esquema per a la simulació de Integritat del senyal per al substrat $\epsilon_r = 3.28$

Bloc VtPRBS: es tracta de la font digital d'entrada de dades que està composta per un registre de realimentació lineal (LFSR) per generar seqüències pseudoaleatòries. Els paràmetres més rellevants són:

- RegisterLength= és la longitud dels registres de desplaçament. Atès que té valor 8, això vol dir que pot generar 2^8-1 seqüències diferents abans de tornar a l'estat d'inici.
- BitSeqüence= es tracta de la paraula de bits d'entrada en el sistema.
- Rout= la resistència de sortida, la qual es defineix a 50 Ω .
- Vlow-Vhigh= valors de voltatge inferior i superior respectivament.
- BitRate= és la taxa de transmissió, la qual es defineix per a l'estudi en 1Gbps.

- RiseTime-FallTime és el temps en que el senyal passa del nivell "0" al nivell "1" (RiseTime), i al contrari per al cas de FallTime. En aquest exemple es defineixen ambdós períodes en 100 pseg.
- Delay: permet aplicar al senyal un retràs temporal.

Bloc Simulació Transient: aquest bloc de simulació permet analitzar la integritat, convolució i convergència en el senyal transmès. Té els següents paràmetres:

- StopTime= és el temps on es detalla la finalització de la simulació. Es defineix a 100nsec.
- MaxTimeStep= es tracta com el pas de temps més gran per ser pres en la simulació. Té un valor de 10psec

Bloc Eye_Probe: és l'encarregat de mostrar el diagrama ocular i extreure dades estadístiques con el BER, amplitud de l'ull, Jitter, temps de pujada i baixada, entre d'altres.

Una vegada definit el mode d'adquisició de les dades amb els blocs del simulador i els paràmetres d'inici, els quals es poden resumir en un senyal pseudoaleatori amb contingut del registre inicial de "10101010" i taxa d'1 Gbps; a continuació s'extreu el diagrama d'ull conjunt dels tres substrats per procedir a l'anàlisi comparatiu.

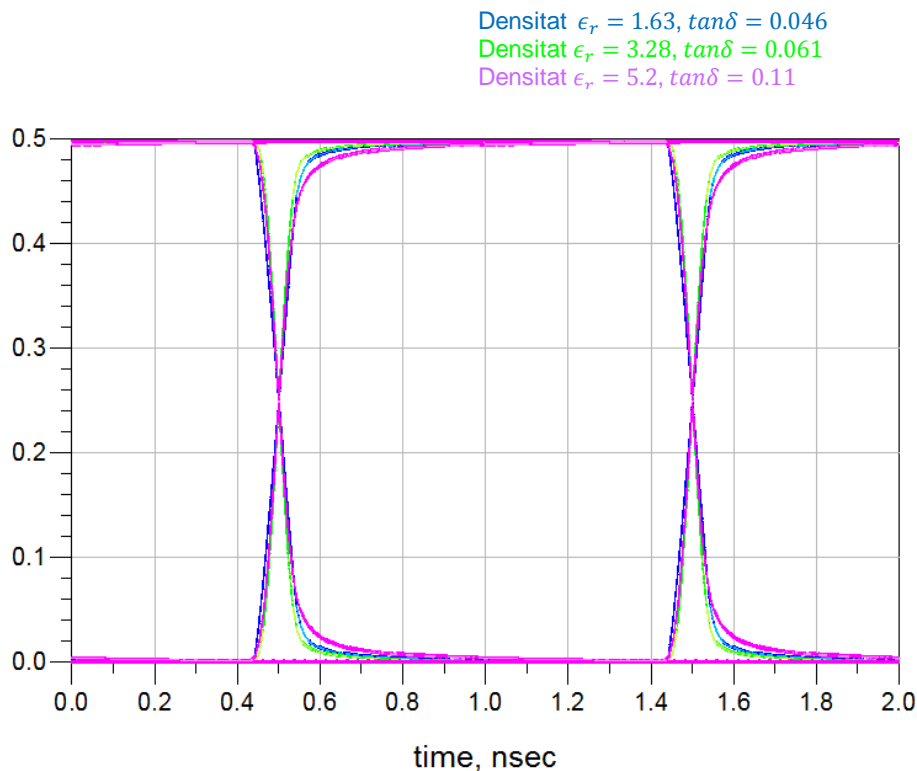


Figura 47. Diagrama d'ull comparatiu entre els tres substrats ($\epsilon_r = 3.28, \epsilon_r = 1.64, \epsilon_r = 5.2$)

L'anàlisi gràfic permet observar un comportament ideal en els tres substrats. Els resultats de les simulacions no tenen diferències significatives i es pot

afirmar que la integritat del senyal es manté, atès l'obertura màxima de l'ull que implica la inexistència de interferència intersimbòlica en el mitjà que pot ser causat per un canal amb dispersió.

S'aprecia en l'eix horitzontal un sincronisme perfecte degut a que en els instants $t=0.5$ ns i $t=1.5$ ns es produeix l'encreuament per un únic punt evitant l'efecte *Jitter*, el qual és causat per el retràs de les mostres.

En el següent requadre es poden veure els valors corresponents de nivell 1, nivell 0, altura de l'ull i amplitud per als tres tipus de substrats estudiats:

Paràmetre	Substrat permitivitat 3.28	Substrat permitivitat 1.63	Substrat permitivitat 5.2
Level1	0.498	0.498	0.496
Level0	0.001	0.001	0.003
Height	0.491	0.493	0.485
Width	9.992E-10	9.996E-10	9.994E-10

Figura 48. Paràmetres obtinguts de l'aplicació del diagrama d'ull per als tres substrats

Els valors son pràcticament els mateixos en els tres tipus de substrats sent ideals, si bé cal dir que en el cas del substrat amb menor permitivitat i tangent de pèrdues s'obté el millor resultat atès l'obertura de l'ull es superior en amplitud i altura.

De manera gràfica i per conèixer l'efecte que té el *Jitter* i el soroll en un canal, es pot veure en la següent figura l'efecte en un sistema afectat per propagació multicamí.

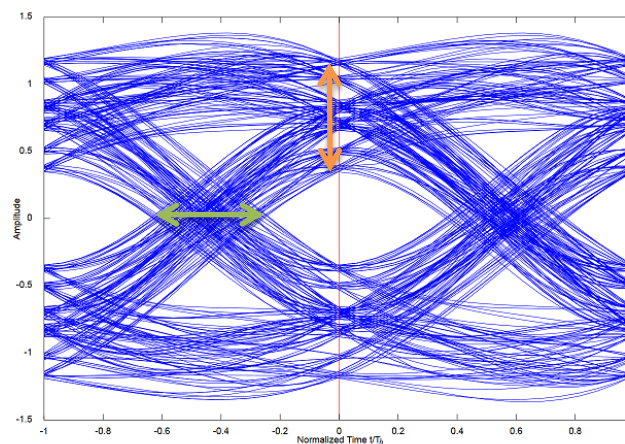


Figura 49. Diagrama d'ull amb afectació per Jitter (línia verda) i distorsió (línia taronja)

4.2.5.4 Conclusions

L'estudi comparatiu entre els tres tipus de substrat de paper amb diferents valors de permitivitat i tangent de pèrdues ha permès veure l'efecte que té l'elecció d'un o altre sobre els paràmetres de dispersió.

Es conclou que un substrat amb menors pèrdues dielèctriques és a la vegada un millor aïllant, i és per aquest motiu que el substrat $\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$ és l'elecció més destacable entre tots els estudiats, si bé cal tenir present com s'ha tractat de emfatitzar al llarg de l'anàlisi, que totes reuneixen les condicions per poder transmetre el senyal de 2.4GHz atès la proximitat a zero del coeficient de reflexió.

5 Anàlisi de circuits passius de microones dissenyats sobre substrat de paper

5.1 Introducció

En aquest apartat es realitza l'anàlisi circuital i electromagnètic de diferents tipus de circuits passius de microones, atès que un cop determinada la viabilitat del paper analitzat per al disseny de línies de transmissió sembla interessant aplicar el substrat en diferents d'aquests elements, amb la idea de poder comparar els diferents resultats obtinguts segons el tipus de substrat així com veure el comportament electromagnètic.

5.1.1 Característiques dels circuit passius a analitzar en el present estudi

En les xarxes de microones hi ha una gran quantitat de circuits passius, com poden ser atenuadors, adaptadors o interruptors, entre d'altres, els quals exerceixen una funció específica dins el sistema.

Atès aquesta diversitat, el present Treball de Final de Grau s'enfoca en el disseny i anàlisi de tres tipus de circuits passius de microones, com és l'acoblador direccional, el filtre i l'antena tipus pegat.

A continuació s'explica la funció i característiques més rellevants d'aquests elements.

5.1.1.1 Acobladors direccionals

Un acoblador direccional és un dispositiu passiu de microones normalment compost per quatre ports en la següent disposició:

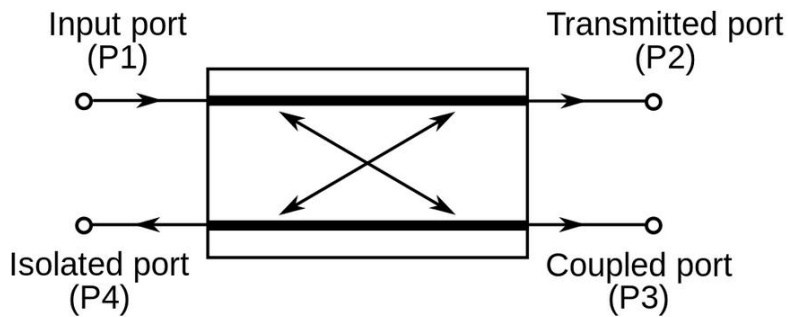


Figura 50. Detall de ports d'un acoblador direccional

La potència injectada en el port d'entrada (P_1) es transmet en les dues sortides acoblades (P_2 i P_3) però amb diferències, atès que la sortida P_2 es podria concebre com la sortida principal i on es transmet quasi la totalitat de la potència. En el port P_3 es troba la potència restant i que equival a una porció de la potència incident. El port P_4 és el port desacoblat i on es connecta la impedància característica de l'acoblador.

La seva utilitat es mostra en la següent figura on es pot apreciar que es realitza una mesura en un sistema radiant compost per una estació de telefonia mòbil (BTS) i una antena. La línia de transmissió té connectat un acoblador direccional entre P_1 i P_2 mentre que a P_3 es realitza una mesura per monitoritzar el senyal que es propaga amb el que es pot analitzar un senyal en un sistema radiant sense interrompre la transmissió.

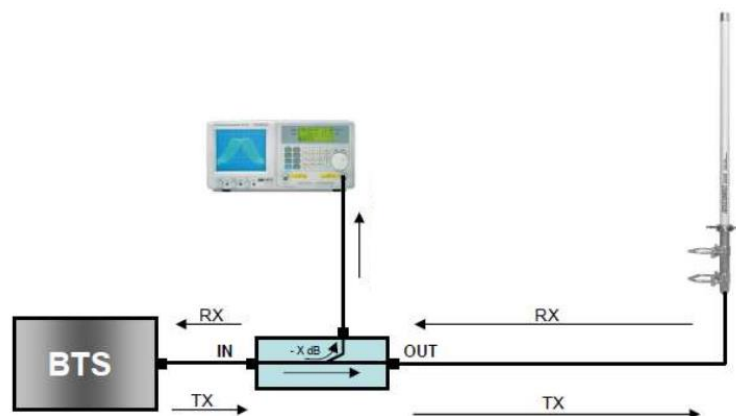


Figura 51. Aplicació acoblador direccional

Hi ha una sèrie de paràmetres propis d'aquest tipus de dispositius:

- Acoblament (C): relaciona la potència que s'injecta en el port d'entrada (P_1) amb el que apareix en el port acoblat (P_3).

$$C[dB] = 10 \log\left(\frac{P_1}{P_3}\right) = -20 \log|S_{13}| \quad (36)$$

- Aïllament (I): dona una idea de la potència d'entrada que es reflexa en el port aïllat (P_4).

$$I[dB] = 10 \log\left(\frac{P_1}{P_4}\right) = -20 \log|S_{14}| \quad (37)$$

- Directivitat (D): paràmetre directament relacionat amb l'acoblament.

$$D[dB] = 10 \log\left(\frac{P_3}{P_4}\right) = 10 \log\left(\frac{P_1}{P_3}\right) - 10 \log\left(\frac{P_1}{P_4}\right) = -20 \log\left(\left|\frac{S_{13}}{S_{14}}\right|\right) \quad (38)$$

$$D[dB] = C - I \quad (39)$$

Si bé hi ha diferents tipus d'acobladors direccionals, en el present estudi s'utilitza un acoblador direccional del tipus Híbrid en quadratura de 90 graus, el qual permet la implementació amb topologia *branch-line* sobre tecnologia microstrip. A continuació es tracten les característiques més importants

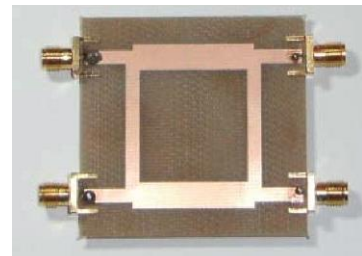


Figura 52. Acoblador direccional Microlab CK-37N (esquerra) i acoblador Híbrid de 90° amb topologia *branch-line* i tecnologia microstrip (dreta).

5.1.1.2 Filtres

Els filtres de microones són elements que s'utilitzen per controlar la resposta en freqüència d'un sistema.

Aquesta resposta en freqüència consta de tres zones clarament diferenciades:

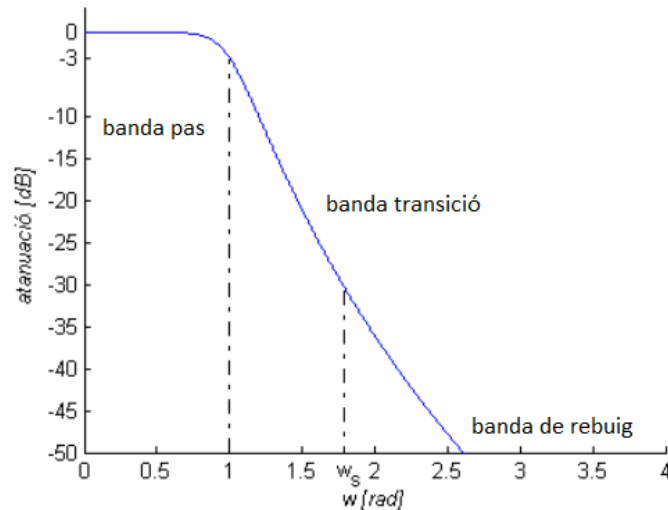


Figura 53. Gràfica d'un filtre passa-baix

- Banda de pas: és el conjunt de freqüències en el qual es senyal es propaga.
- Banda de transició: es tracta del conjunt de freqüències per el qual el senyal passa des de la banda de pas a la banda de rebuig.
- Banda de rebuig: és l'interval de freqüència d'alta atenuació per el qual el senyal no es transmet.

En la il·lustració es pot observar un filtre passa-baix. Si l'eix horitzontal s'interpreta en unitats kHz, s'aprecia que la banda de pas (on no hi ha atenuació) arriba fins a 1kHz. A partir d'aquesta freqüència el senyal decau progressivament (banda de transició) fins a 2.5kHz on l'atenuació es màxima i per tant és el començament de la banda de rebuig.

Un cop determinat aquestes zones de treball del filtre, aquest pot treballar en quatre tipus de configuracions que s'esmenten a continuació:

- Filtre passa-baix: aquest filtre permet el pas de freqüències baixes i s'atenuen les freqüències més altes.
- Filtre passa-alt: al contrari de l'anterior, hi ha una atenuació de les freqüències baixes i una transmissió sense atenuació de les freqüències més altes.
- Filtre passa-banda: permet el pas de freqüències d'un rang determinat.
- Filtre rebuig de banda: elimina un conjunt de freqüències específic.

Hi ha un paràmetre que caracteritza el tipus de filtre i és la funció de transferència $|H(\omega)|$.

Atès el filtre és una xarxa biport i que la funció de transferència és la relació entre l'entrada-sortida del senyal, aquest paràmetre llavors caracteritza el comportament del mateix.

Segons aquesta resposta, els dos tipus de filtres més importants són els següents:

- Filtre Butterworth: té una resposta plana en la banda de pas però la transició és suau.
- Filtre de Chebyshev: en la banda de pas es veu afectat per arrissament però presenta una transició més vertical.

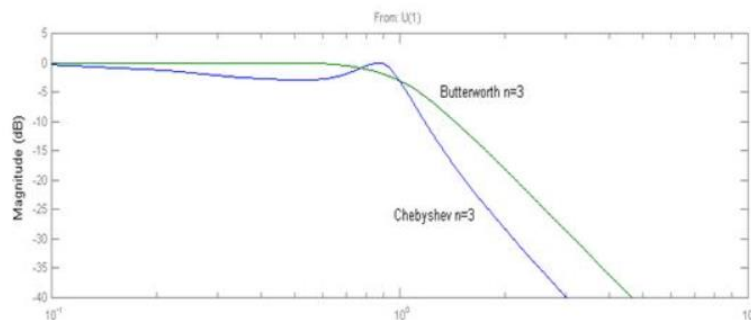


Figura 54. Diferència resposta Butterworth-Chebyshev

Altre paràmetre específic del filtre és l'ordre. L'ordre determina el grau d'acceptació o rebuig per sota o per sobre de la freqüència de tall. Per exemple, en un filtre Butterworth de 1er ordre hi ha una atenuació de 6dB per octava. Això vol dir que si la freqüència de tall és a $f_c = 1kHz$, a $2f_c = -6dB$, $3f_c = -12dB$, i així progressivament.

La implementació d'aquests tipus de dispositius és molt variada, ja que hi ha moltes formes d'implementació, com poden ser:

- Implementació de filtres amb stubs: mitjançant l'ús de línies de transmissió acabades en circuit obert o curtcircuit i que modelitzen capacitats i inductàncies.
- Implementació de filtres stepped impedance: tècnica d'implementació que es basa en la connexió de línies d'alta i baixa impedància de forma consecutiva.
- Implementació amb línies acoblades: basada en el principi d'acoblament mutu entre línies de transmissió.

5.1.1.3 Antenes

Una antena es pot concebre com un transductor que converteix ones electromagnètiques en corrent i viceversa.

Hi ha una gran quantitat de tipus d'antenes que es poden classificar segons la seva geometria i també en funció de l'aplicació.

Així, geomètricament una antena pot ser[7]:

- De tipus fil (com el seu nom indica la seva estructura és un fil conductor), i en aquesta categoria es podrien trobar els dipols, monopols, espines o hèlix. Es poden trobar en captació de bandes VHF-UHF, xarxes Wifi-Wimax entre d'altres.
- Antenes planes: la seva estructura és plana i son usades en terminals mòbils per la facilitat en que es poden incorporar a aquests. Les antenes microstrip i de ranura formen part d'aquest tipus d'antena.
- Botzines: la seva funció és augmentar la directivitat.
- Reflectors: concentra la radiació electromagnètica en un punt (focus)

En aquest apartat, sembla interesant veure gràficament els diferents tipus d'antenes atès és un element que ens envolta en el nostre entorn:



Figura 55. Antenes segons la geometria (de esquerra a dreta). Antena dipol, antena microstrip, antena de botzina i antena reflectora

En funció de l'aplicació, les antenes es poden classificar com:

- Agrupacions d'antena: es tracta d'un conjunt d'antenes que treballen com a una unitat amb l'objectiu de millorar les prestacions (principalment augment de la directivitat) que aportaria un únic dispositiu.
- Sistemes MIMO: MIMO és l'acrònim (*Multiple Inputs-Multiple Outputs*) i es basa en l'ús de múltiples antenes en transmissió i recepció per augmentar la velocitat de transmissió aprofitant la propagació multicamí.
- Antenes miniatura: antenes reduïdes en terme de longitud d'ona.

- Antenes de banda ampla: es tracta d'antenes que treballen en un rang ampli de freqüències. En aquesta categoria es troba l'antena logoperiòdica.
- Antenes multifreqüència: elements que treballen a distintes freqüències.



Figura 56. Antenes segons l'aplicació (de esquerra a dreta). Array de 6 antenes, sistema MIMOx2, antena miniatura, antena logoperiòdica i antena dual GSM-UMTS

Un cop vist les principals classificacions de les antenes, és indispensable tractar els paràmetres que les caracteritzen i que s'aplicaran en l'estudi posterior dedicat al disseny de l'antena[7].

- **Impedància d'entrada (Z_{in})**

La impedància d'entrada de l'antena és la relació entre la tensió i el corrent al port d'entrada. Està formada per dos components, un resistiu (R_{in}) i un reactiu (X_{in}):

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (40)$$

Al seu torn, R_{in} es pot descompondre en un terme que és causat per la radiació R_{rad} , i altre que modelitza les pèrdues R_{Ω} .

El terme complex simula com emmagatzema l'energia l'antena, i a la freqüència de ressonància cal que aquest component sigui zero, que significarà que únicament hi ha un comportament resistiu i es transmetrà tota la potència del generador a l'antena si hi ha bona adaptació d'impedàncies.

- **Eficiència de radiació i d'antena (η_r, η_a)**

La eficiència de radiació és un indicatiu de la quantitat de energia que es radia i no es perd a causa de la resistència de pèrdues:

$$\eta_r = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{\Omega}} \quad (41)$$

Aquest paràmetre és constant en tota la banda de freqüències. No obstant, com es sabut, el comportament d'una antena no té aquest comportament lineal atès té un funcionament òptim en el rang de freqüències per al qual el coeficient de reflexió és zero. Per tant, atès aquesta limitació, és més adient usar l'eficiència d'antena que incorpora el terme del coeficient de reflexió:

$$\eta_a = \eta_r \cdot (1 - |\Gamma|)^2 \quad (42)$$

- Diagrama de radiació

El diagrama de radiació d'una antena és la representació gràfica de la potència que transmet o rep l'antena en funció de la direcció.

Normalment es representa mitjançant talls bidimensionals en el pla Elèctric (E) i el pla magnètic (H).

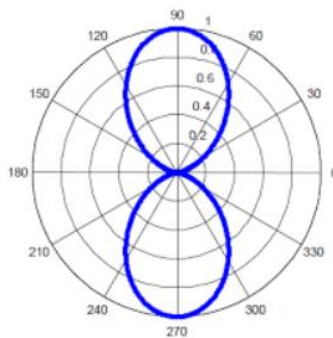


Figura 57. Diagrama de radiació d'un dipol horitzontal en el pla E

- Directivitat

La forma en que l'antena concentra l'energia determina la directivitat de la mateixa. Així, una antena directiva concentra tota la seva energia en una determinada zona, de manera que permet arribar a punts allunyats. En canvi, una antena del tipus omnidireccional radia de forma uniforme al voltant del seu eix, sent útil per proporcionar cobertura en sectors poblacionals.

Llavors cada antena té una forma diferent de radiar i té diferents aplicacions segons aquest paràmetre.

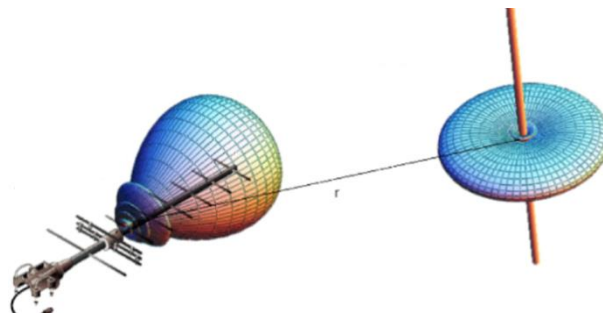


Figura 58. Antena directiva (esquerra) i antena omnidireccional (dreta)

Un paràmetre interessant és el Guany (G) el qual relaciona la directivitat (D) amb l'eficiència de radiació (η_r), d'acord a:

$$G = \eta_r \cdot D \quad (43)$$

Cal dir que hi ha altres paràmetres importants que caracteritzen una antena (polarització, àrea efectiva, ample de banda d'impedància o factor d'antena, entre d'altres) però no s'especifiquen degut a que es considera suficient per al posterior estudi els paràmetres vistos en el present apartat.

5.2 Estudi de l'acoblador en quadratura 90° dissenyat sobre substrat de paper amb tecnologia microstrip

5.2.1 Introducció

L'acoblador direccional híbrid en quadratura és analitzat en el present treball atès que permet la integració sobre tecnologia microstrip. A més, presenta característiques molt interessants les quals s'enumeren a continuació:

- Per una banda, la divisió de potència és idèntica entre els ports, amb un acoblament de 3dB.
- Per altra banda, presenta un desfasament de 90° en les sortides.

Per tant, un senyal injectat en el port d'entrada P_1 és dividit de igual forma i amb un canvi de fase de 90° en els ports P_2 i P_3 (port de sortida i acoblat, respectivament).

L'acoblador híbrid en quadratura té l'esquema geomètric següent:

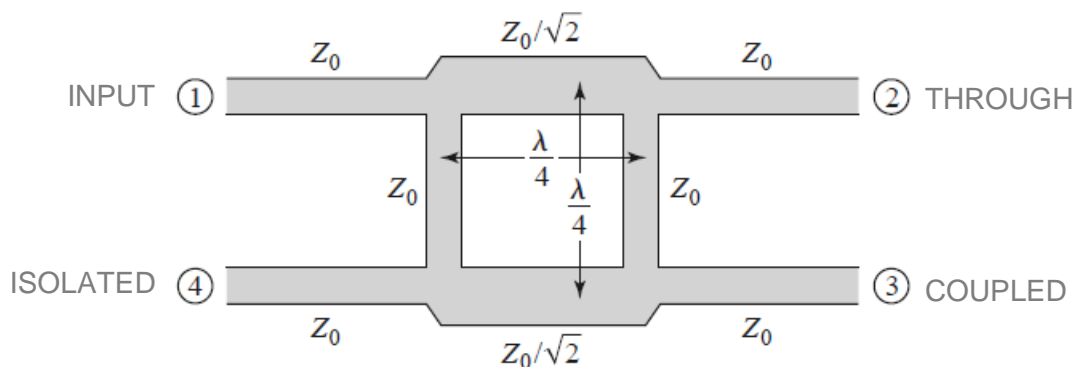


Figura 59. Detall acoblador híbrid 90° *branch line*

Es pot apreciar que la impedància de les línies de transmissió horitzontals és de $Z_0/\sqrt{2}$, mentre que en el cas de les verticals conserva la impedància característica Z_0 . En el cas de la fase es pot apreciar que el senyal experimenta el canvi de $\lambda/4=90^\circ$, tal com s'ha explicat anteriorment.

La seva matriu de paràmetres de dispersió és:

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{pmatrix} \quad (44)$$

De la matriu es pot observar que $S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = j$ atès que es produeix un canvi de fase de 90° i atenuació entre ports horitzontals que recorren un camí de $\lambda/4$. Es pot apreciar aquest fet amb $e^{j\frac{\pi}{2}} = j$.

Per altra banda, no hi ha experimentació de reflexions entre els mateixos ports, atès que $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, ni entre el port d'entrada i el port aïllat ($S_{41} = S_{14} = 0$), així com tampoc entre les sortides ($S_{32} = S_{23} = 0$)

Finalment per $S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = 1$ degut a que l'ona viatja d'un port a altre creuat i experimenta una anul·lació per la suma de les dues fases de 90° ($e^\pi = 1$).

5.2.2 Consideracions inicials

Els paràmetres definits en l'apartat corresponent a l'anàlisi de línies de transmissió son d'aplicació en el present estudi així com a la resta de dispositius passius de microones descrits en el treball. Són els següents:

- Freqüència de ressonància (f_r) = 2.4GHz
- Impedància característica (Z_0) = 50Ω
- Conductivitat (σ) = $6.30 \cdot 10^7 S/m$
- Gruix substrat (d) = 0.160mm

El disseny dels diferents circuits passius de microones es realitza amb línies de transmissió amb les característiques dielèctriques analitzades en anteriors apartats:

- Substrat 1 ($\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$)
- Substrat 2 ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$)
- Substrat 3 ($\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$)

A continuació es realitza l'estudi del comportament circuital i electromagnètic de l'acoblador híbrid en quadratura de 90 graus amb l'ús dels substrats analitzats en l'apartat dedicat a línies de transmissió.

5.2.3 Estudi del comportament de l'acoblador híbrid de 90 graus sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$.

5.2.3.1 Anàlisi circuital

Atès que el disseny del circuit es fonamenta en l'ús de línies de transmissió és d'aplicació tota la teoria matemàtica i física tractada, així com el càlcul de les línies mitjançant l'assistent LineCalc.

En primer lloc, cal tenir present que es tracta d'una xarxa amb quatre ports. Segons la il·lustració anterior, aquest dispositiu està format per quatre línies de transmissió, dues horitzontals i dues verticals.

La impedància de les línies de transmissió horitzontals és de $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$, llavors $Z_{OH} = 35.35\Omega$. En el cas de les línies de transmissió verticals, aquestes conserven la impedància característica del sistema, $Z_{OV} = 50\Omega$.

Per al càlcul de la amplitud i longitud de les línies de transmissió verticals s'utilitza l'eina LineCalc amb les següents dades:

- Er (permitivitat dielèctrica relativa)= 3.28
- Mur (permeabilitat relativa)= 1
- H (gruix substrat)= 0.16mm
- Hu (altura coberta)=per defecte a $3.9e+34$
- T (gruix conductor)= 35 μm
- $Cond$ (conductivitat)= $6.30e+7$ S/m
- $TanD$ (tangent de pèrdues)= 0.061

Paràmetres elèctrics:

- $Z0$ (impedància característica)= 50Ω
- E_Eff (fase)= 90°
- $Freq$ (freqüència)= 2.4GHz

Substrate Parameters

ID: MSUB_DEFAULT

Er	3.280	N/A
Mur	1.000	N/A
H	0.160	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	35.000	um
Cond	6.30e7	N/A
TanD	0.061	N/A

Component Parameters

Freq: 2.400 GHz

Wall1: mil

Wall2: mil

Physical

W: 0.356141 mm

L: 19.976900 mm

Synthesize: [▲]

Analyze: [▼]

Electrical

Z0: 50.000 Ohm

E_Eff: 90.000 deg

Calculated Results

K_Eff = 2.443

A_DB = 0.425

SkinDepth = 0.050

Figura 60. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$) i $Z=50\Omega$

S'obté el resultat de paràmetres següent:

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.356\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 19.976\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{\text{Eff}} = 2.443$

Es realitza el mateix procediment per al cas de les línies de transmissió horitzontals ($Z_o = 35.35\Omega$):

Substrate Parameters

ID: MSUB_DEFAULT

Er	3.280	N/A
Mur	1.000	N/A
H	0.160	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	35.000	um
Cond	6.30e7	N/A
TanD	0.061	N/A

Component Parameters

Freq: 2.400 GHz

Wall1: mil

Wall2: mil

Physical

W: 0.613133 mm

L: 19.464900 mm

Synthesize: [▲]

Analyze: [▼]

Electrical

Z0: 35.350 Ohm

E_Eff: 90.000 deg

Calculated Results

K_Eff = 2.573

A_DB = 0.428

SkinDepth = 0.050

Figura 61. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$) i $Z=35.35\Omega$

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.613\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 19.464\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{\text{Eff}} = 2.573$

Una vegada definides les dimensions físiques de l'acoblador amb l'assistent s'utilitza l'eina de sintonització incorporada en ADS amb la idea de obtenir un resultat més precís mitjançant la modificació de les longituds de les línies.

A continuació s'aprecia l'esquema de l'acoblador un cop aplicat el procediment esmentat:

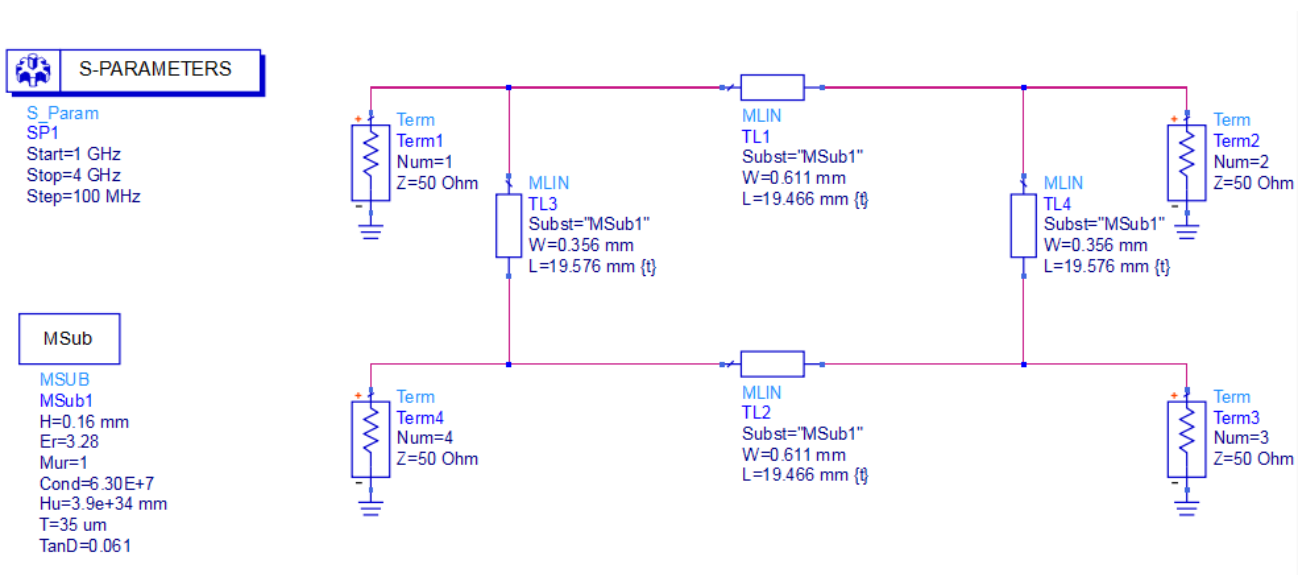


Figura 62. Circuit acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$)

Com es pot comprovar, s'ha modificat lleugerament la longitud de les línies que conformen l'acoblador en el punt on s'obté fase i valors de paràmetres S més acurats.

- Paràmetres S

La simulació de paràmetres de dispersió es presenta en les següents gràfiques:

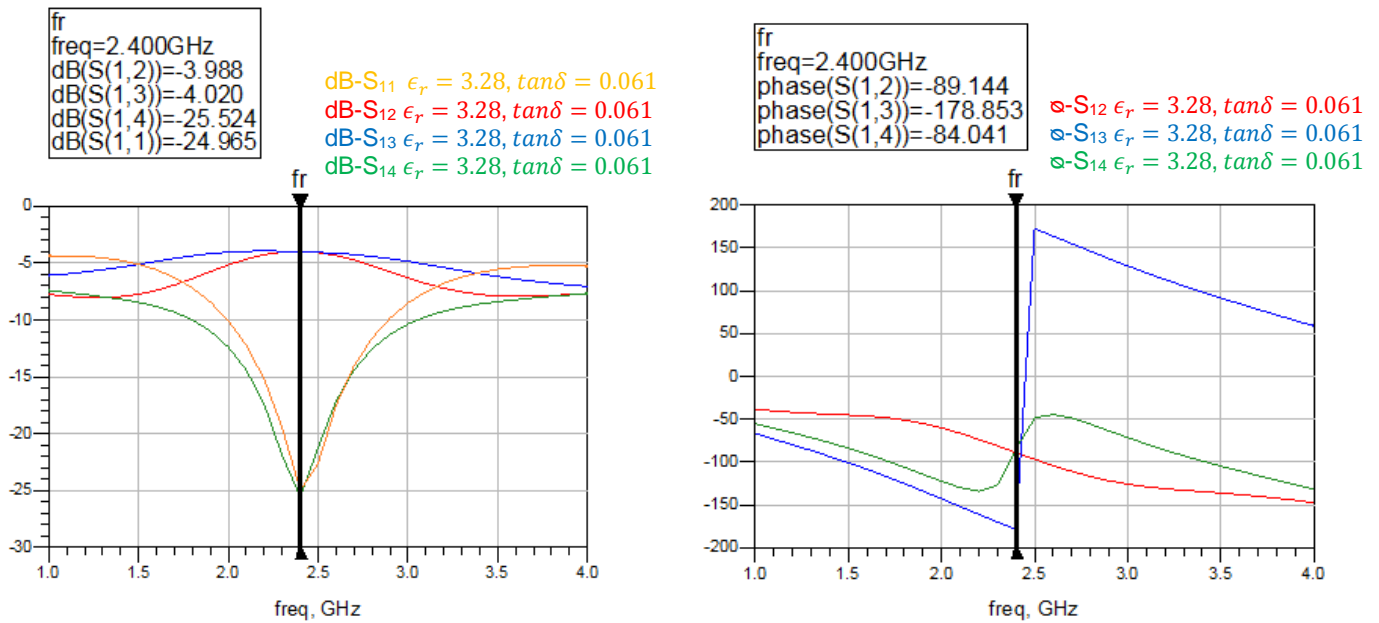


Figura 63. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$

A falta de la simulació electromagnètica que permetrà obtenir un resultat més precís es poden observar els diferents aspectes que caracteritzen aquest sistema.

En referència a la primera gràfica, a la freqüència d'estudi les sortides acoblades tenen una reducció de la potència de $S_{12} \approx S_{13} = -4dB$ ($T \approx 0.6$), així com absència de ona reflectida en el port 1 ($S_{11} \approx -25dB$ ($\Gamma \approx 0.055$)) i entre aquest paràmetre i el port aïllat (S_{14}), ($S_{14} \approx S_{11} \approx -25dB$ ($T \approx 0.054$)), per tant el comportament de l'acoblador és correcte atès compleix el criteri de reducció de potència en -3dB entre sortides i aïllament del port P₄.

La segona gràfica permet veure el comportament fasorial on s'aprecia el canvi de fase de 90° graus aproximats entre els ports d'entrada i sortida (P₁-P₂) i de 180° entre els ports d'entrada i acoblat (P₁-P₃).

5.2.3.2 Simulació electromagnètica

Per a dur a terme la simulació s'utilitza el substrat analitzat a l'apartat 4.2.3 el qual té característiques dielèctriques $\epsilon_r = 3.28$ i $\tan\delta = 0.061$. El disseny en tres dimensions del circuit és el següent:

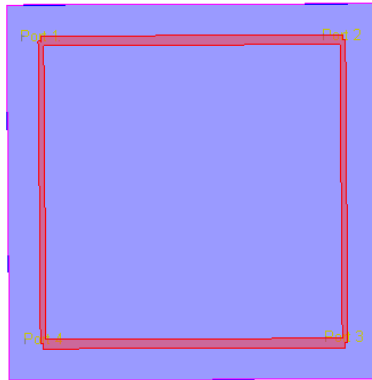


Figura 64. Simulació 3D de l'acoblador híbrid 90°

L'aplicació de les lleis de Maxwell sobre el dispositiu permet obtenir la simulació de paràmetres S que es mostra a continuació:

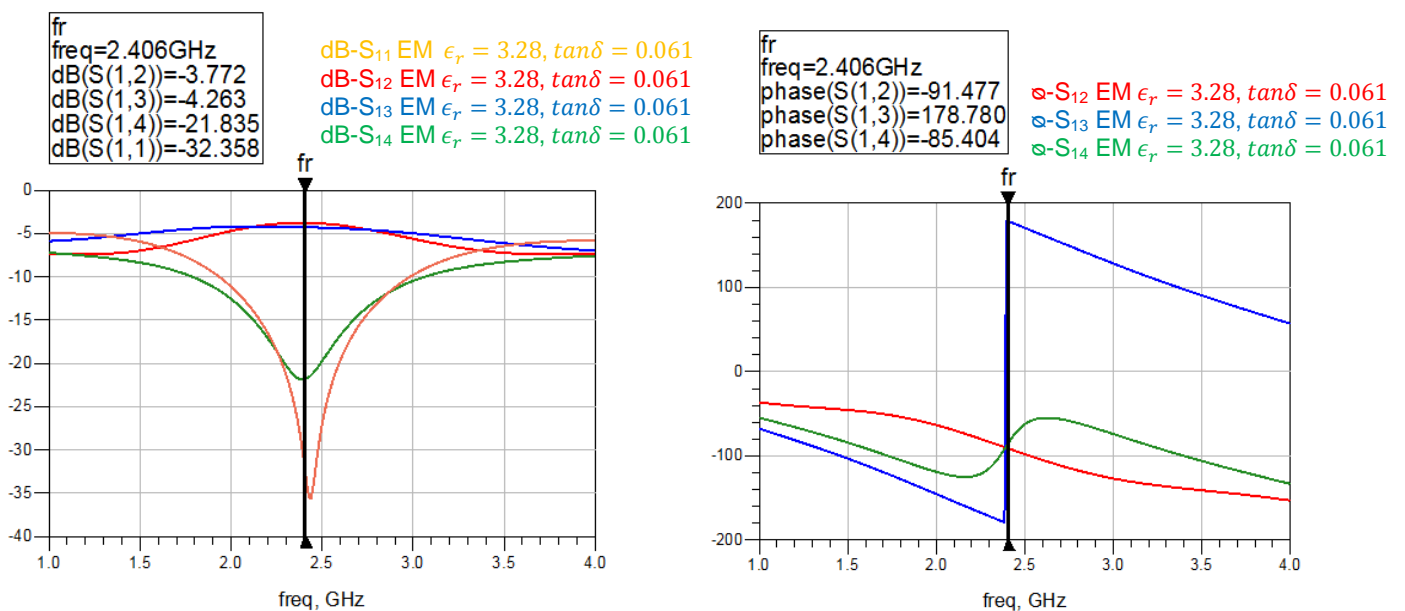


Figura 65. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) simulació EM per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 3.28, \tan\delta = 0.061$

Es pot apreciar que les diferències entre les gràfiques obtingues amb la simulació EM i les analitzades a través del model circuital son menyspreables, si bé cal destacar una millor adaptació del port d'entrada en aquesta última prova.

L'obtenció dels valors dels paràmetres específics de l'acoblament permet valorar la qualitat del mateix. Així:

- Acoblament: $C[dB] = -20\log|S_{13}| = 4.26dB$
- Aïllament (I): $I[dB] = 20\log|S_{14}| = 21.83dB$
- Directivitat (D): $D[dB] = 20\log\left(\left|\frac{S_{13}}{S_{14}}\right|\right) = 17.56dB$
- Pèrdues d'inserció (IL): $IL[dB] = -20\log(|S_{12}|) = 3.77dB$

En forma de balanç de potències, on en el port d'entrada hi ha injectat un senyal amb 1W (30dBm) de potència:

$$P_{THROUGH} = P - IL = 30dBm - 3.77dB = 26.23dBm = 419.7mW$$

$$P_{COUPLED} = P - C = 30dBm - 4.36dB = 25.64dBm = 366.4mW$$

$$P_{ISOLATION} = P_{COUPLED} - D = 8.08dBm = 6.426mW$$

5.2.3.3 Conclusions

En el present apartat s'ha dissenyat i analitzat l'acoblador híbrid de 90° amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$. A falta de realitzar la comparació amb les posteriors simulacions, es pot apreciar que el comportament és correcte en general, atès té un coeficient de reflexió que tendeix a zero; si bé presenta un aïllament millorable així com una repartició de la potència desequilibrada entre els ports de sortida.

A continuació es presenta l'estudi de l'acoblador amb substrat de característiques $\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$ analitzat en l'apartat dedicat a les línies de transmissió.

5.2.4 Estudi del comportament de l'acoblador híbrid de 90 graus sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$.

5.2.4.1 Anàlisi circuital

En aquest cas, les dades per obtenir les dimensions de les línies de l'acoblador son les següents:

- E_r (permitivitat dielèctrica relativa)= 1.63
- Mur (permeabilitat relativa)= 1
- H (gruix substrat)= 0.16mm
- Hu (altura coberta)=per defecte a $3.9e+34$
- T (gruix conductor)= 35 μm
- $Cond$ (conductivitat)= $6.30e+7$ S/m
- $TanD$ (tangent de pèrdues)= 0.046

Paràmetres elèctrics:

- Z_0 (impedància característica)= 50 Ω
- E_{Eff} (fase)= 90°
- $Freq$ (freqüència)= 2.4GHz

Substrate Parameters

ID: MSUB_DEFAULT

Er	1.630	N/A
Mur	1.000	N/A
H	0.160	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	35.000	um
Cond	6.30e+7	N/A
TanD	0.046	N/A

Component Parameters

Freq: 2.400 GHz

Wall1: mil

Wall2: mil

Physical

W: 0.564062 mm

L: 26.118600 mm

Synthesize: [▲]

Analyze: [▼]

Electrical

Z0: 50.000 Ohm

E_Eff: 90.000 deg

Calculated Results

K_Eff = 1.429

A_DB = 0.306

SkinDepth = 0.050

Figura 66. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$) i $Z=50\Omega$

La simulació determina els paràmetres de línia de transmissió:

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.564\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 26.118\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{Eff} = 1.429$

Per al cas de les línies de transmissió amb impedància $Z_o = 35.35\Omega$:

Substrate Parameters

ID: MSUB_DEFAULT

Er	1.630	N/A
Mur	1.000	N/A
H	0.160	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	35.000	um
Cond	6.30e7	N/A
TanD	0.046	N/A

Component Parameters

Freq: 2.400 GHz

Wall1: mil

Wall2: mil

Physical

W: 0.930222 mm

L: 25.832700 mm

Synthesize: [▲]

Analyze: [▼]

Electrical

Z0: 35.360 Ohm

E_Eff: 90.000 deg

Calculated Results

K_Eff = 1.461

A_DB = 0.313

SkinDepth = 0.050

Figura 67. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$) i $Z=35.36\Omega$

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.930\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 25.832\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{\text{Eff}} = 1.461$

Amb les dades obtingues, es pot dissenyar el circuit de l'acoblador i com en el cas anterior s'ha realitzat un procés de sintonització en la longitud de les línies amb l'objectiu d'obtenir millors resultats, si bé les dades definides a LineCalc presenten la resposta més precisa.

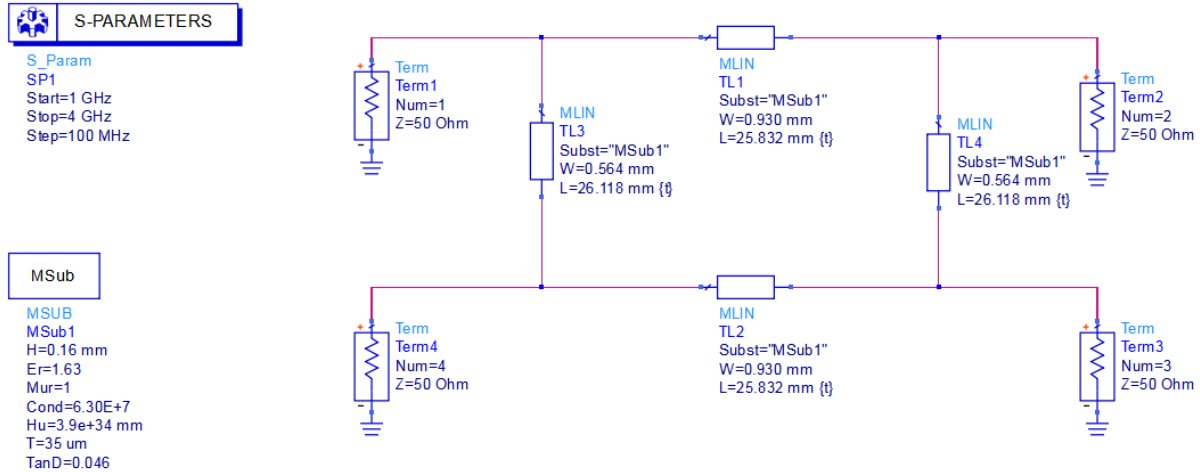


Figura 68. Circuit acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$)

- Paràmetres S

Un cop definit el disseny del circuit es presenten les següents gràfiques de paràmetres S i fase.

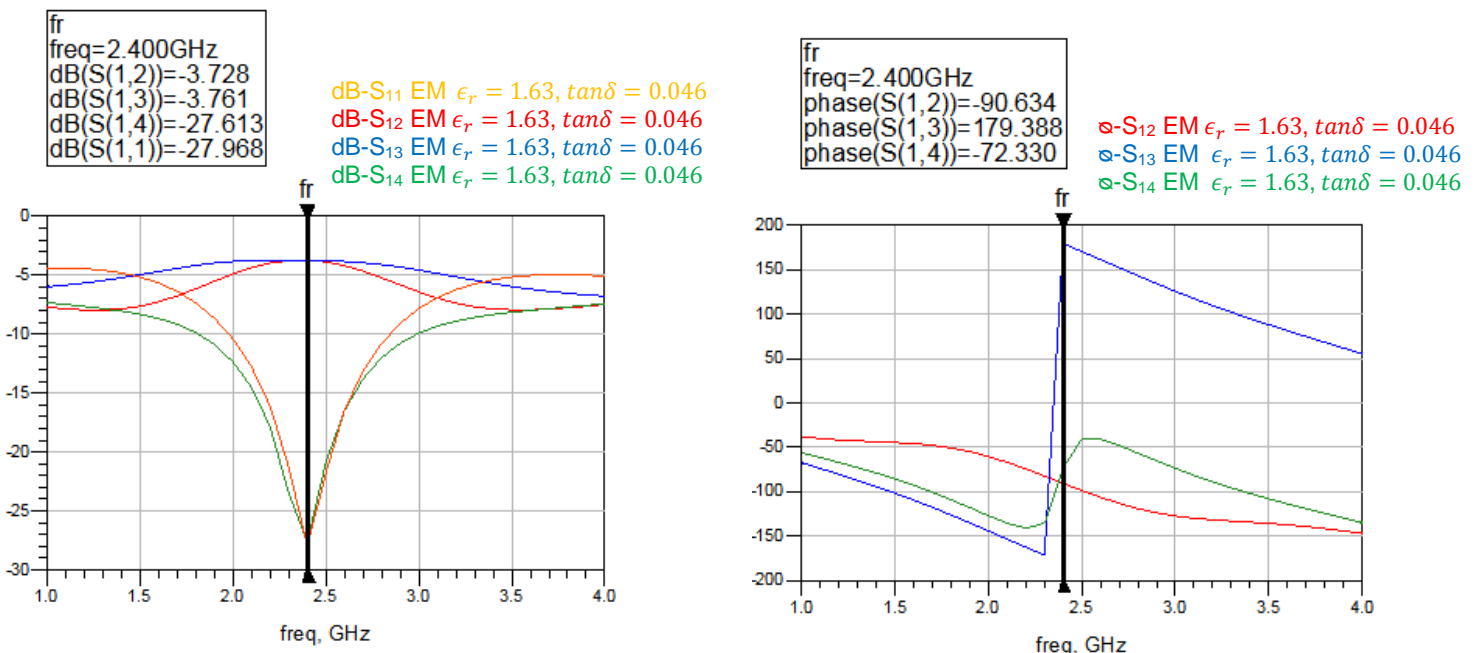


Figura 69. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$

A la espera de la simulació electromagnètica que proporcionarà uns resultats més ajustats a la realitat, en un primer anàlisi s'observa un millor comportament d'aquest acoblador respecte a l'anterior atès les sortides presenten pèrdues iguals i el port 4 presenta un major aïllament. No obstant el coeficient de reflexió del primer és de -32dB ($\Gamma = 0.025$) i en el present cas de -27dB ($\Gamma = 0.044$) si bé resulta insignificant aquesta diferència atès que els dos paràmetres tendeixen a zero.

5.2.4.2 Simulació electromagnètica

Per a la realització de la simulació electromagnètica s'aplica el substrat estudiat en l'apartat dedicat a línies de transmissió, amb valors $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$ i que presenta menors pèrdues dielèctriques que la resta que conforma l'estudi.

El disseny del circuit d'aquest acoblador i del posterior apartat s'obvia atès és el mateix que el mostrat en 5.2.3.2, on únicament la diferència és la longitud de les línies que conformen el circuit.

Del simulador *Momentum* s'obtenen les gràfiques de paràmetres de dispersió següents:

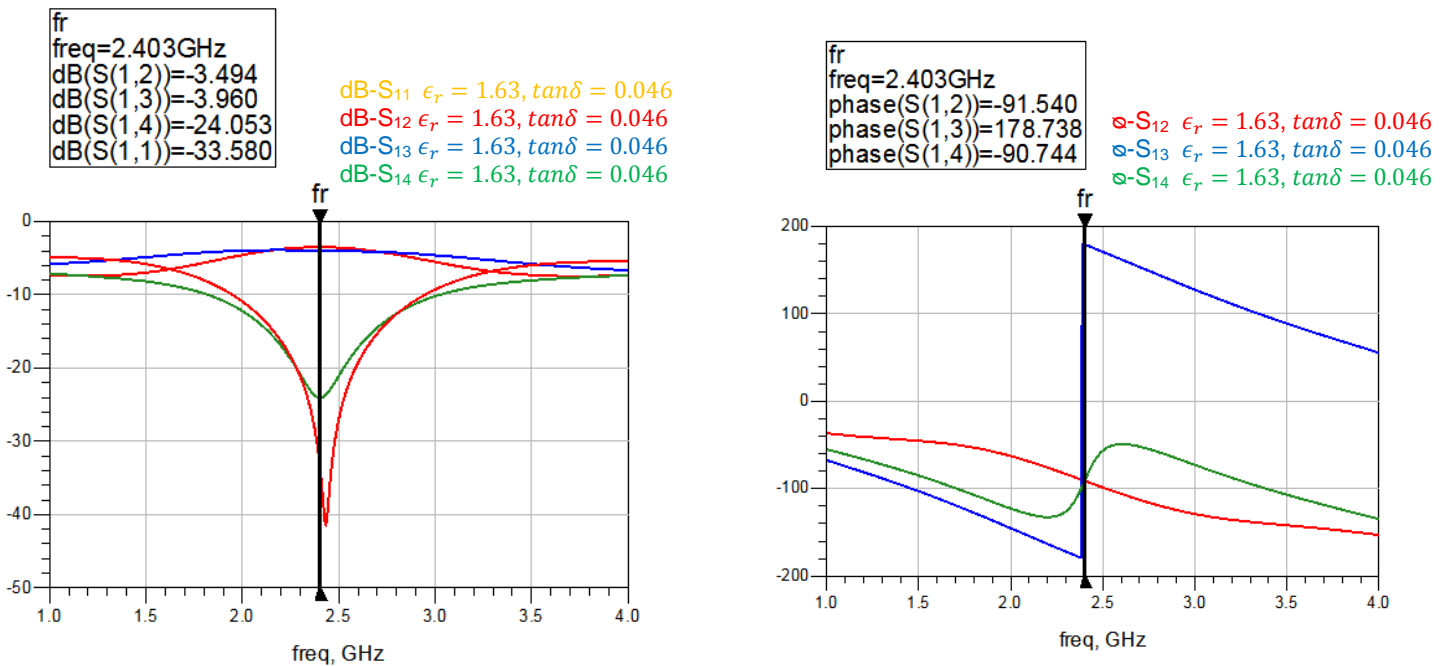


Figura 70. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) simulació EM per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$

La comparació de les gràfiques obtingudes en la simulació EM del present acoblador respecte al presentat en l'anterior apartat permet veure que no hi ha una diferència molt notable entre ambdós acobladors, si bé el que és objecte d'estudi en l'actualitat té millors resultats, degut a que el port acoblat té major aïllament, així com una fase més precisa.

L'estudi de paràmetres de l'acoblador permetrà determinar de forma concloent aquesta afirmació, així:

- Acoblament: $C[dB] = -20\log|S_{13}| = 3.96dB$
- Aïllament (I): $I[dB] = -20\log|S_{14}| = 24dB$
- Directivitat (D): $D[dB] = 20\log\left(\left|\frac{S_{13}}{S_{14}}\right|\right) = 20.04dB$
- Pèrdues d'inserció (IL): $IL[dB] = -20\log(|S_{12}|) = 3.49dB$

Si hi ha una entrada d'1W (30dBm):

$$P_{THROUGH} = P - IL = 30dBm - 3.49dB = 26.51dBm = 447.7mW$$

$$P_{COUPLED} = P - C = 30dBm - 3.96dB = 26.04dBm = 401.8mW$$

$$P_{ISOLATION} = P_{COUPLED} - D = 6dBm = 3.98mW$$

Llavors es pot afirmar dels càlculs realitzats que aquest acoblador es més precís que el fabricat amb substrat $\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$, atès presenta una divisió de potència entre ports més proper a la meitat de la potència d'entrada que en el cas anterior, així com una millor aïllament que provoca una disminució de potència sobre el port 4.

5.2.4.3 Conclusions

El disseny de l'acoblador híbrid sobre el substrat amb menors pèrdues dielèctriques ha proporcionat millors resultats, tal com ha succeït en l'apartat dedicat a les línies de transmissió, però amb sense diferències rellevants tal com s'ha tractat anteriorment.

Sembla un pas natural realitzar l'anàlisi amb el substrat $\epsilon_r = 5.2$, $\tan\delta = 0.11$ per poder obtenir una visió més completa de l'efecte del tipus de paper sobre l'acoblador.

5.2.5 Estudi del comportament de l'acoblador híbrid de 90 graus sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$.

5.2.5.1 Anàlisi circuital

Es defineixen les dades següents per a la definició de la longitud de les línies que conformen l'acoblador:

- E_r (permitivitat dielèctrica relativa)= 5.2
- Mur (permeabilitat relativa)= 1
- H (gruix substrat)= 0.16mm
- Hu (altura coberta)=per defecte a $3.9e+34$
- T (gruix conductor)= 35 μm
- $Cond$ (conductivitat)= $6.30e+7$ S/m
- $TanD$ (tangent de pèrdues)= 0.11

Paràmetres elèctrics:

- Z_0 (impedància característica)= 50Ω
- E_{Eff} (fase)= 90°
- $Freq$ (freqüència)= 2.4GHz

S'obtenen els resultats següents:

The screenshot displays a software interface for calculating transmission line parameters. It is divided into several sections:

- Substrate Parameters:** ID: MSUB_DEFAULT; E_r : 5.200; Mur : 1.000; H : 0.160 mm; Hu : $3.9e+34$ mil; T : 35.000 μm ; $Cond$: $6.30e7$ N/A; $TanD$: 0.110 N/A.
- Physical:** W : 0.255162 mm; L : 16.875300 mm.
- Electrical:** Z_0 : 50.000 Ohm; E_{Eff} : 90.000 deg.
- Calculated Results:** K_{Eff} : 3.424; A_{DB} : 0.773; SkinDepth: 0.050.

A diagram on the right shows a cross-section of a microstrip line on a substrate, with dimensions W (width), L (length), and H (height) indicated.

Figura 71. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$) i $Z=50\Omega$

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.255\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 16.875\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{Eff} = 3.424$

Per al cas de la línia de transmissió amb impedància característica $Z_o = 35.35\Omega$:

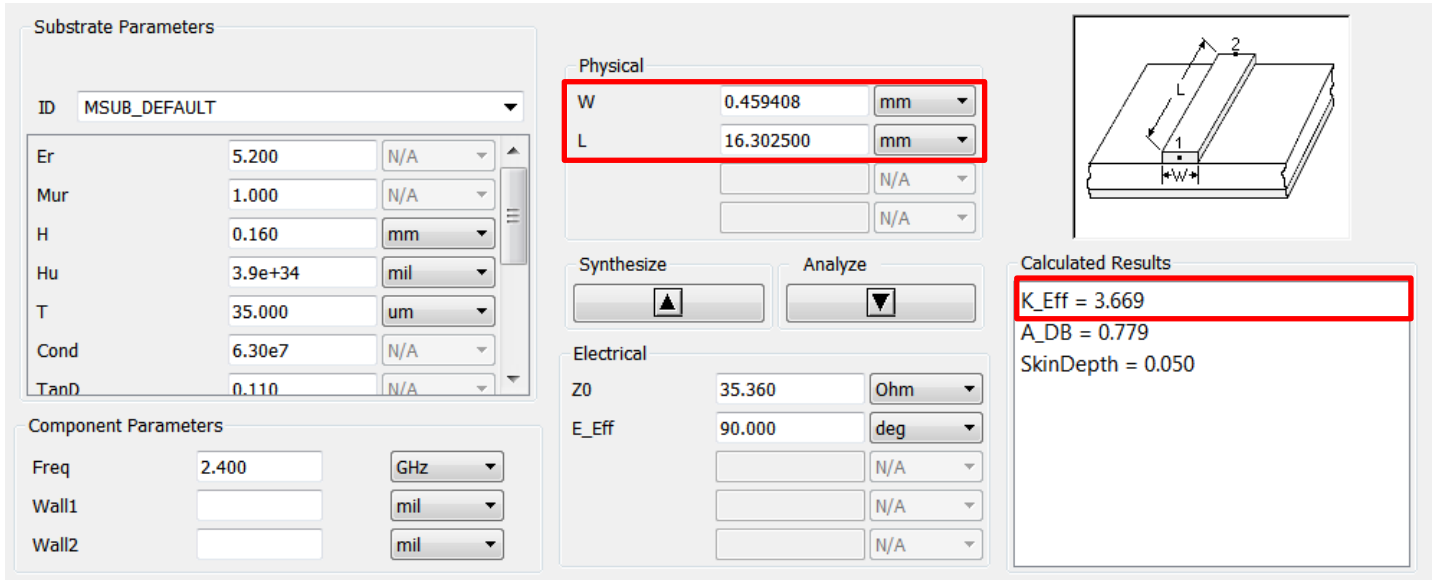


Figura 72. Obtenció de L i W per acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$) i $Z=35.6\Omega$

- Amplada de línia de transmissió $W = 0.459\text{mm}$
- Longitud de la línia de transmissió $L = 16.302\text{ mm}$
- Constant dielèctrica efectiva $K_{\text{Eff}} = 3.669$

El circuit es mostra a continuació, on s'ha aplicat una sintonització, si bé com en el cas anterior, les dimensions obtingudes amb LineCalc obtenen el millor comportament.

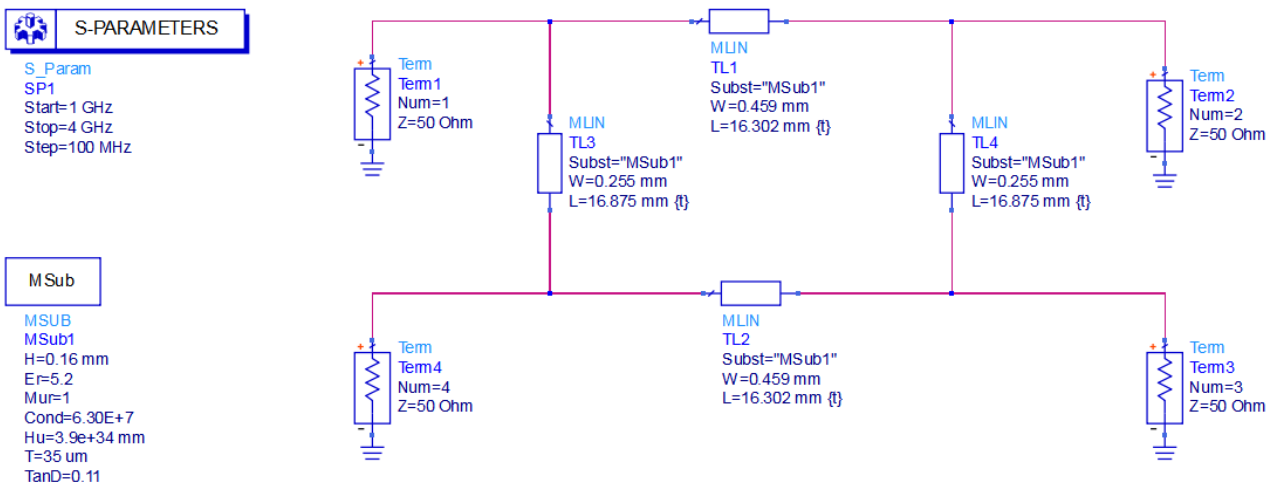


Figura 73. Circuit acoblador híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$)

- Paràmetres S

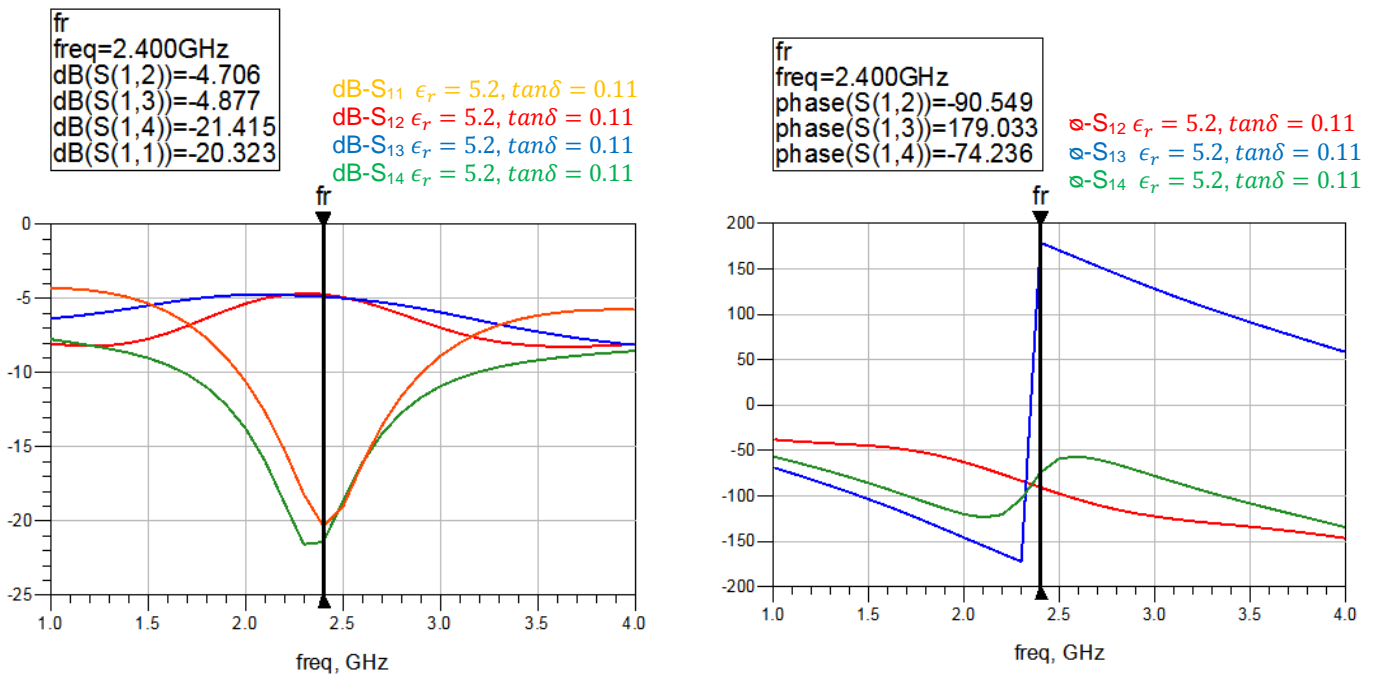


Figura 74. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$

En un primer anàlisi s'aprecia en general un resultat pitjor en comparació amb els anteriors acobladors. Aquesta conclusió prové de l'observació del valor dels paràmetres S en la freqüència de disseny, específicament de l'aïllament i del coeficient de reflexió, a més de l'atenuació propera a 5dB dels ports de sortida.

No obstant aquesta és una estimació atès és necessària la simulació electromagnètica per determinar amb precisió les conclusions.

5.2.5.2 Simulació electromagnètica

Es realitza el disseny sobre el substrat amb paràmetres $\epsilon_r = 5.2$ i $\tan\delta = 0.11$, que és el que presenta major densitat dels estudiats en l'apartat dedicat a línies de transmissió. La simulació EM proporciona els següents resultats:

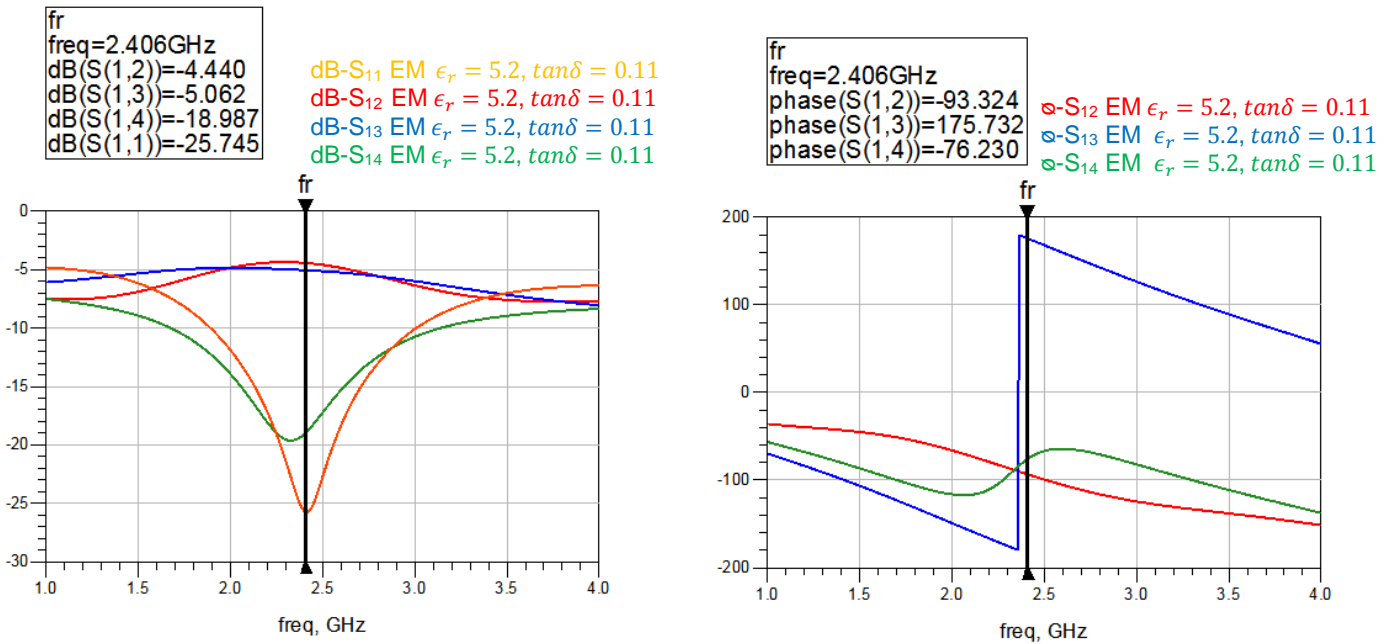


Figura 75. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) simulació EM per acoblador amb substrat $\epsilon_r = 5.2, \tan\delta = 0.11$

Finalment és l'acoblador que presenta major desequilibri entre fases.

Els paràmetres de l'acoblador són els següents:

- Acoblament: $C[dB] = -20\log|S_{13}| = 5dB$
- Aïllament (I): $I[dB] = 20\log|S_{14}| = 19dB$
- Directivitat (D): $D[dB] = 20\log\left(\left|\frac{S_{13}}{S_{14}}\right|\right) = 14dB$
- Pèrdues d'inserció (IL): $IL[dB] = -20\log(|S_{12}|) = 4.43dB$

Amb un senyal d'entrada de potència 1W (30dBm):

$$P_{THROUGH} = P - IL = 30dBm - 4.43dB = 25.57dBm = 360mW$$

$$P_{COUPLED} = P - C = 30dBm - 5dB = 25dBm = 316mW$$

$$P_{ISOLATION} = P_{COUPLED} - D = 11dBm = 12.58mW$$

De la simulació obtinguda es confirma que el present acoblador, el qual està dissenyat sobre el substrat amb major permittivitat i tangent de pèrdues, té pitjors prestacions que la resta d'acobladors estudiats.

En primer lloc, el coeficient de reflexió és de -25dB, inferior als obtinguts amb els altres substrats (-32.35dB per $\epsilon_r = 3.28$ i -33.58dB per $\epsilon_r = 1.63$)

En segon lloc, les sortides, presenten pèrdues desequilibrades i superen els 4dB.

El nivell d'aïllament és de -18.9dB, també inferior als altres substrats (-21.83dB per $\epsilon_r = 3.28$ i -24dB per $\epsilon_r = 1.63$). A menor aïllament, més potència es rep en aquest port que idealment hauria de ser tenir zero Watts.

El càlcul dels paràmetres i el balanç de potència permeten obtenir dades quantificables del comportament de l'acoblador sobre el senyal.

És important tenir present al paràmetre directivitat com un mesurador de la qualitat de l'acoblador en el qual, a major nivell d'aquest indicador en valor absolut, millor comportament del dispositiu. Es pot apreciar que l'acoblador vist en el present apartat és el que obté el nivell més baix de directivitat (14dB); a diferència del millor dispositiu, amb valor de 20dB.

Així, es pot concloure que el present acoblador, dissenyat sobre el substrat amb característiques $\epsilon_r = 5.2$, $\tan\delta = 0.11$ és el que presenta pitjors prestacions en general en comparació amb la resta d'acobladors estudiats. Aquest fet es pot veure en major pèrdues de potència en els port de sortida, un augment considerable de la potència sobre el port aïllat degut a una reducció del nivell d'aïllament, així com un desequilibri de fases i major pèrdua de retorn.

En forma de percentatge sobre la potència injectada, es comprova que l'ús del substrat amb menor permitivitat i tangent de pèrdues ($\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$) ha obtingut les millors prestacions en general, amb un percentatge de potència incident en els ports de sortida d'aproximadament el 40% i un 0.39% sobre el port aïllat. Per altra banda, el substrat amb ($\epsilon_r = 3.28$, $\tan\delta = 0.061$) resulta un percentatge similar al anterior en les sortides, però amb fracció de potència del 0.64% en el port aïllat.

Finalment, en l'acoblador tractat en el present apartat es té una fracció de potència a la sortida de valor aproximat al 36% i valor sobre el port aïllat del 1.25% de la potència incident.

5.2.5.3 Conclusions

El present estudi ha tractat el disseny i anàlisi d'acobladors del tipus híbrid en quadratura de 90° *branch line* sobre els tres tipus de substrats de paper definits a l'apartat dedicat a línies de transmissió.

De les proves realitzades, es conclou que l'ús del substrat de paper amb menor permitivitat i tangent de pèrdues permet obtenir un millor rendiment de l'acoblador en termes generals i complir els requisits de disseny del dispositiu (-3dB a les sortides i 90° de desfasament entre ports 1-2=3-4), i per tant és viable la construcció sobre substrat de paper amb les característiques esmentades.

5.3 Estudi de filtres passius sobre substrat de paper amb tecnologia microstrip

5.3.1 Introducció

Els filtres de microones són elements imprescindibles en el disseny de circuits de microones per realitzar el control de la resposta en freqüència i és per aquest motiu que el present apartat tracta d'abordar la viabilitat del disseny d'aquest tipus de circuit sobre substrat de paper.

5.3.2 Consideracions inicials

El tipus de filtre d'estudi té resposta tipus Chebyshev amb disseny que es fonamenta en l'ús del model *stepped-impedance*. A continuació s'expliquen aquests dos conceptes.

- Filtres Chebyshev

La diferència entre els filtres Chebyshev i els filtres Butterworth és que presenten una banda de transició més abrupta que aquests últims si bé tenen la particularitat de estar afectats per arrissament en la banda de pas.

Aquests tipus de filtres tenen valors de paràmetres que modelitzen el prototipus passabaix normalitzats i atenuacions. En el cas del filtre Chebyshev:

N	0.5 dB Ripple											
	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}	
1	0.6986	1.0000										
2	1.4029	0.7071	1.9841									
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000								
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841							
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000						
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841					
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000				
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841			
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000		
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841	

Figura 76. Paràmetres de disseny filtre Chebyshev (arrissament 0.5dB)

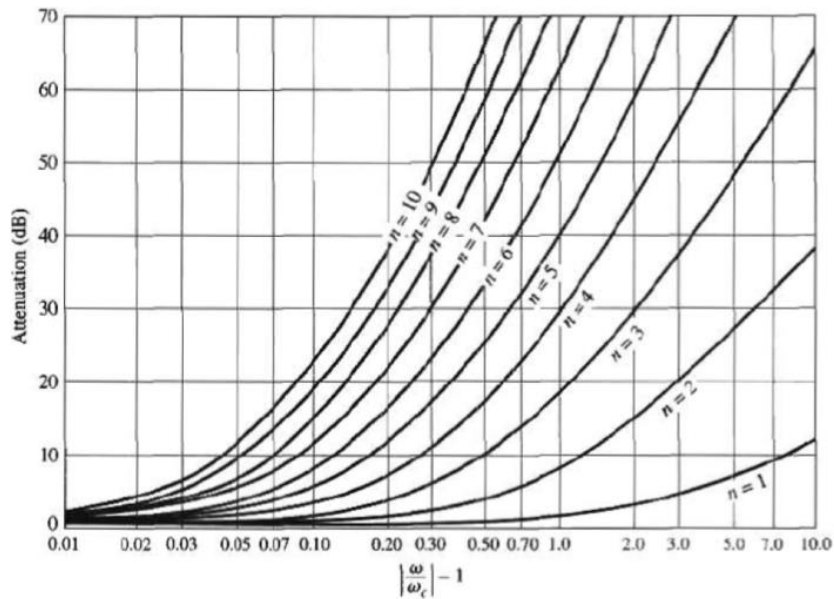


Figura 77. Atenuació filtre Chebyshev (arissament 0.5dB)

- Filtres *stepped impedance*[7]

Els filtres *stepped impedance* tenen un fàcil implementació atès es basa en la connexió d'etapes de línies de transmissió d'alta i baixa impedància.

Aquestes etapes modelitzen circuits passius, on els inductors es caracteritzen amb les seccions d'alta impedància (Z_h) i els condensadors amb línies de baixa impedància (Z_l).

Les equacions de disseny estan relacionades amb les següents expressions:

$$\beta l = \frac{LR_0}{Z_h} \quad (45)$$

$$\beta l = \frac{CZ_l}{R_0} \quad (46)$$

On L i C son valors normalitzats del filtre prototip passabaix, Z_l i Z_h son seccions de baixa i alta impedància, i R_0 és la impedància del filtre.

Amb aquests mètodes presentats a continuació es realitza el disseny i estudi d'un filtre de microones passabaix sobre substrat de paper amb les següents característiques:

- Freqüència de tall: 2.4GHz
- Atenuació=20dB@3GHz
- Impedància seccions: $Z_h = 100\Omega$, $Z_l = 10\Omega$
- Impedància del filtre: $R_0 = 50\Omega$
- Arissament=0.5dB (Chebyshev)

5.3.3 Estudi del comportament del filtre de microones passabaix sobre substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$.

En els apartats anteriors s'ha pogut comprovar que el substrat amb menor pèrdues presenta un millor comportament en la simulació electromagnètica. En el present apartat es realitzarà un estudi comparatiu entre el filtre amb el substrat esmentat respecte a un filtre de comportament ideal.

5.3.3.1 Anàlisi numèric

El filtre de microones a desenvolupar té com a paràmetres coneguts la freqüència de tall ($f_c = 2.4GHz$), l'atenuació desitjada (20dB@3GHz), l'arissament (0.5dB), i la impedància del filtre ($R_0 = 50\Omega$), a més de la impedància de les seccions ($Z_h = 100\Omega, Z_l = 10\Omega$)

De la gràfica de l'atenuació es pot determinar l'ordre del filtre, com:

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = 0.25 \rightarrow N = 6$$

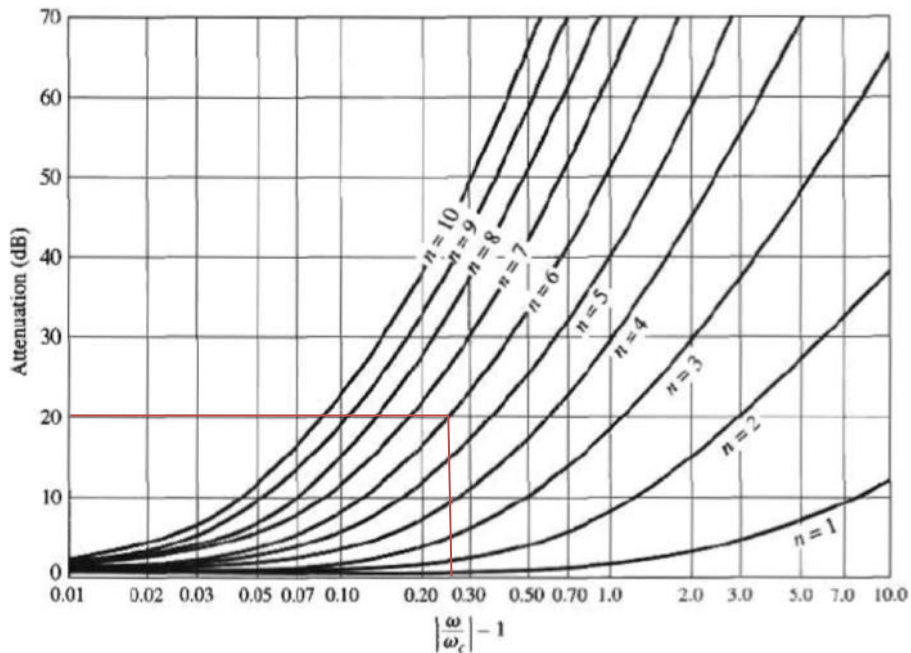


Figura 78.Ordre del filtre Chebyshev

6 1.7254 1.2479 2.6064 1.3137 2.4758 0.8696 1.9841

Il·lustració 79. Valors normalitzats dels paràmetres g amb N=6

Lavors, la determinació dels elements g que corresponen als paràmetres de disseny normalitzats del filtre és immediata gràcies a la taula mostrada anteriorment. Així:

$$\begin{aligned}
 g_1 &= 1.7254 = C_1 \\
 g_2 &= 1.2479 = L_2 \\
 g_3 &= 2.6064 = C_3 \\
 g_4 &= 1.3137 = L_4 \\
 g_5 &= 2.4758 = C_5 \\
 g_6 &= 0.8696 = L_6 \\
 g_7 &= 1.9841 = C_7
 \end{aligned}$$

Les longitud de les línies estan determinades com:

$$\beta l_1 = \frac{C_1 Z_l}{R_0} = \frac{1.7254 \cdot 10}{50} = 0.34508 = 19.77^\circ$$

$$\beta l_2 = \frac{L_2 R_0}{Z_h} = \frac{1.2479 \cdot 50}{100} = 0.62395 = 35.749^\circ$$

$$\beta l_3 = \frac{C_3 Z_l}{R_0} = \frac{2.6064 \cdot 10}{50} = 0.52128 = 29.867^\circ$$

$$\beta l_4 = \frac{L_4 R_0}{Z_h} = \frac{1.3137 \cdot 50}{100} = 0.65685 = 37.634^\circ$$

$$\beta l_5 = \frac{C_5 Z_l}{R_0} = \frac{2.4758 \cdot 10}{50} = 0.49516 = 28.370^\circ$$

$$\beta l_6 = \frac{L_6 R_0}{Z_h} = \frac{0.8696 \cdot 50}{100} = 0.4348 = 24.912^\circ$$

$$\beta l_7 = \frac{C_7 Z_l}{R_0} = \frac{1.9841 \cdot 10}{50} = 0.39682 = 22.736^\circ$$

Un cop obtingudes les longituds de les seccions de línia, es pot determinar W i L de cada línia microstrip que conforma el filtre atès es coneixen els paràmetres del substrat.

5.3.3.2 Anàlisi circuital

Les característiques del substrat són les següents:

- E_r (permitivitat dielèctrica relativa)= 1.63
- Mur (permeabilitat relativa)= 1
- H (gruix substrat)= 0.16mm
- Hu (altura coberta)=per defecte a $3.9e+34$
- T (gruix conductor)= 35 μm
- $Cond$ (conductivitat)= $6.30e+7$ S/m
- $TanD$ (tangent de pèrdues)= 0.046
- $Freq$ (freqüència)= 2.4GHz

Atès el coneixement de l'assistent és conegut, es mostra a continuació el càlcul per la primera línia de transmissió (l_1) i en les línies posteriors es detallarà directament la taula obtinguda del fer el procés de càlcul amb la calculadora de línies.

The screenshot displays a software interface for calculating transmission line parameters. It is divided into several sections:

- Substrate Parameters:** A table of material properties including relative permittivity (E_r), permeability (Mur), thickness (H), height (Hu), conductor thickness (T), conductivity ($Cond$), and loss tangent ($TanD$).
- Physical:** Dimensions for the transmission line, specifically width (W) and length (L), both in millimeters.
- Synthesize / Analyze:** Buttons to perform the calculations.
- Electrical:** Calculated electrical parameters such as characteristic impedance (Z_0) and effective dielectric constant (E_{Eff}).
- Calculated Results:** Final results including the effective dielectric constant (K_{Eff}), attenuation constant (A_{DB}), and skin depth.

A diagram on the right shows a cross-section of a transmission line on a substrate, with labels for width (W), length (L), and height (H).

Figura 80. Obtenció de L i W per línia de transmissió l_1 ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$)

Càlcul W i L de línia l_1

Realitzant el mateix procediment, a continuació es mostra la taula de les relacions de amplitud i longitud de les línies que conformen el filtre

Secció	W(mm)	L(mm)
1	4.253	5.530
2	0.148	10.667
3	4.253	8.355
4	0.148	11.229
5	4.253	7.936
6	0.148	7.433
7	4.253	6.360

Figura 81. Obtenció de les línies de transmissió per filtre stepped impedance

Obtingudes totes les mesures, es pot implementar el circuit mitjançant set seccions de línia microstrip. El circuit es defineix de la següent forma:

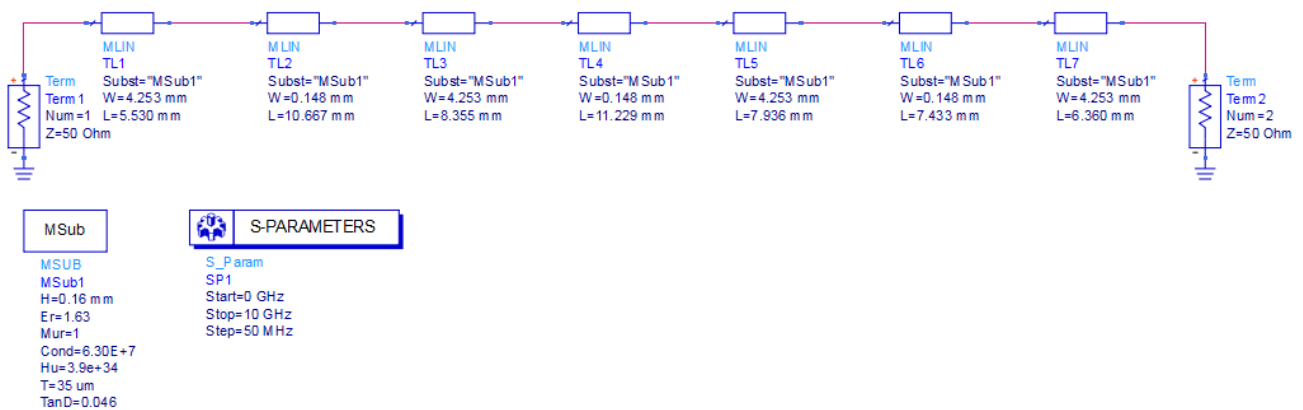


Figura 82. Circuit filtre *stepped impedance* híbrid amb substrat ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$)

- Paràmetres S

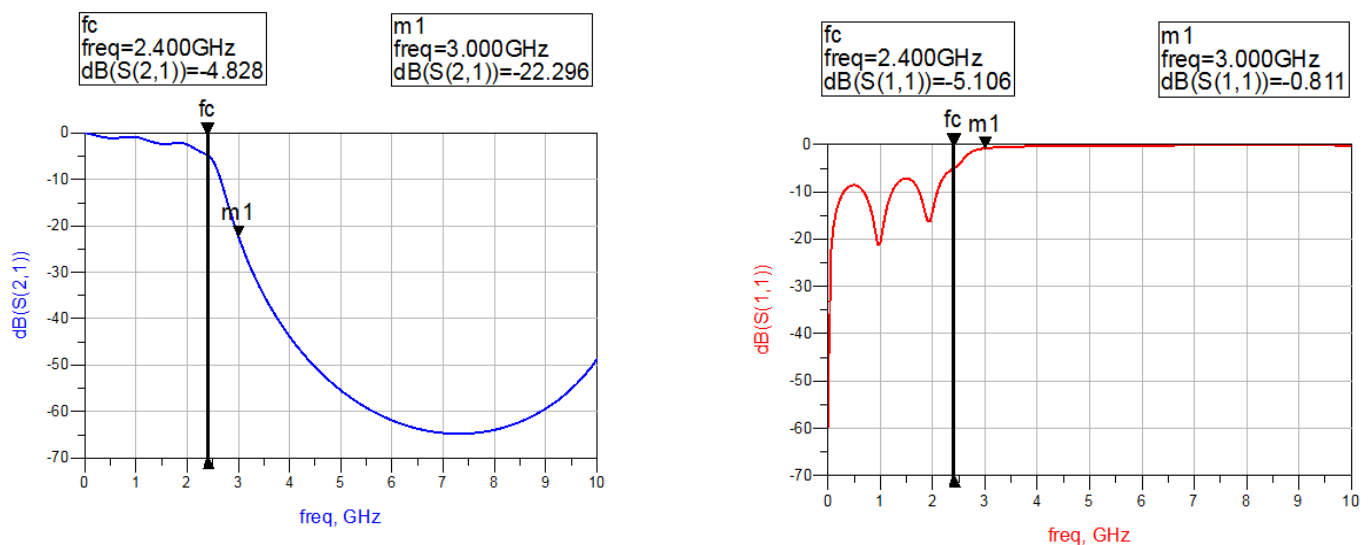


Figura 83. Gràfiques paràmetres S (esquerra) i fase (dreta) per filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$

De l'anàlisi del filtre obtingut a partir de la simulació dels paràmetres de dispersió es pot observar un bon comportament del filtre. El coeficient de transmissió decau progressivament en estar pròxima la freqüència de tall. En aquest punt el coeficient de transmissió val $-4.8dB$ i per tant es pot considerar molt proper a la potència $-3dB$ requerida en el model, de igual manera que es compleix el criteri de pèrdua $-20dB$ a la freqüència $3GHz$.

De la gràfica del paràmetre de reflexió, es pot apreciar com a la freqüència de tall el senyal decau $-4.82dB$ i es tradueix es transmet un 50% aproximat de la potència incident, atès $S_{11} = -5dB$ ($\Gamma = 0.55$) i a $f = 3GHz$ es produeix major rebuig atès $S_{11} = -0.811dB$ ($\Gamma = 0.911$).

Cal dir que aquests resultats són en base a la simulació del circuit, i per tant es necessita la simulació electromagnètica per confirmar els resultats.

5.3.3.3 Anàlisi electromagnètic

S'aplica la simulació electromagnètica sobre el circuit dissenyat amb substrat ($\epsilon_r = 1.63$ i $\tan\delta = 0.046$). El disseny del filtre en tres dimensions es pot veure a continuació:

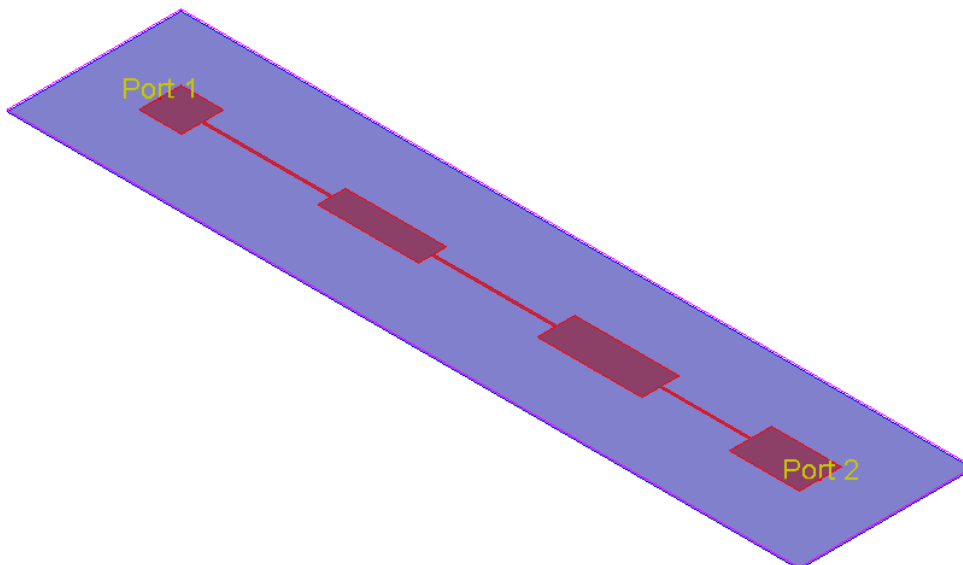


Figura 84. Disseny en 3D del filtre stepped impedance

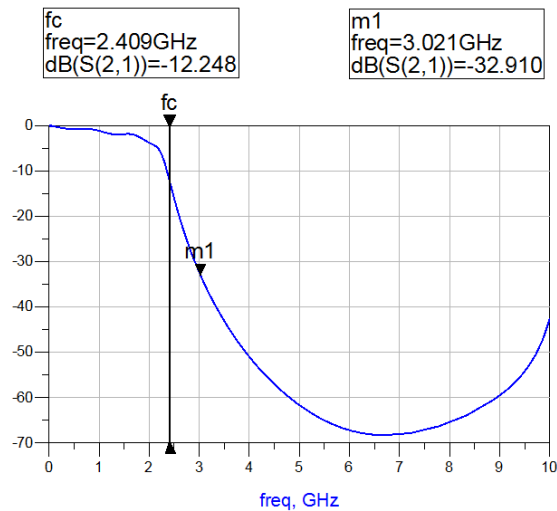


Figura 85. Gràfica resposta filtre amb simulació EM per filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$

Es pot apreciar com d'un resultat òptim en el model circuital s'ha obtingut una gràfica de simulació electromagnètica que no s'ajusta als requeriments del model, atès la pèrdua a la freqüència de tall és de -12dB , molt superior als -3dB necessaris. Tampoc en el cas de les pèrdues a $f = 3\text{GHz}$ on s'han definit unes pèrdues de -20dB en el model i s'obtenen -32dB .

Per obtenir un resultat més proper al desitjat es realitza un procés de sintonització de manera que la longitud i amplada de les línies es veuen lleugerament modificades. La sintonització és un procés necessari atès les simulacions es basen en formulacions matemàtiques i llavors hi ha toleràncies en els resultats que es poden millorar amb el procés esmentat. El circuit sintonitzat és el següent:

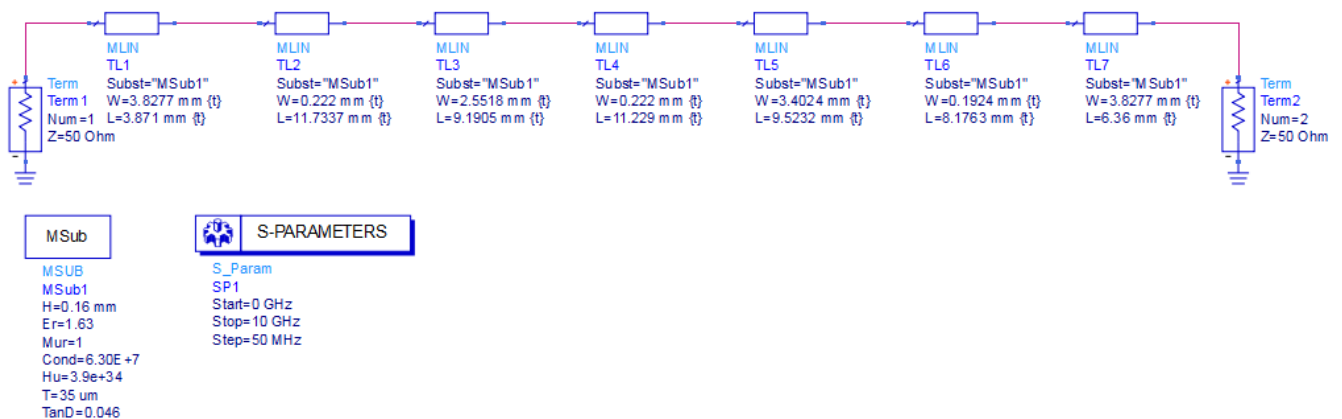


Figura 86. Circuit filtre *stepped impedance* sintonitzat

Secció	W(mm)	L(mm)
1	3.827	3.871
2	0.222	11.733
3	2.511	9.190
4	0.222	11.229
5	3.402	9.953
6	0.192	8.176
7	3.827	6.360

Figura 87. Taula de mesures del filtre sintonitzat

Es pot observar una lleugera diferència en les dimensions de les línies respecte al filtre anterior. A continuació es mostrarà la simulació electromagnètica amb el màxim rendiment obtingut per el filtre amb la sintonització.

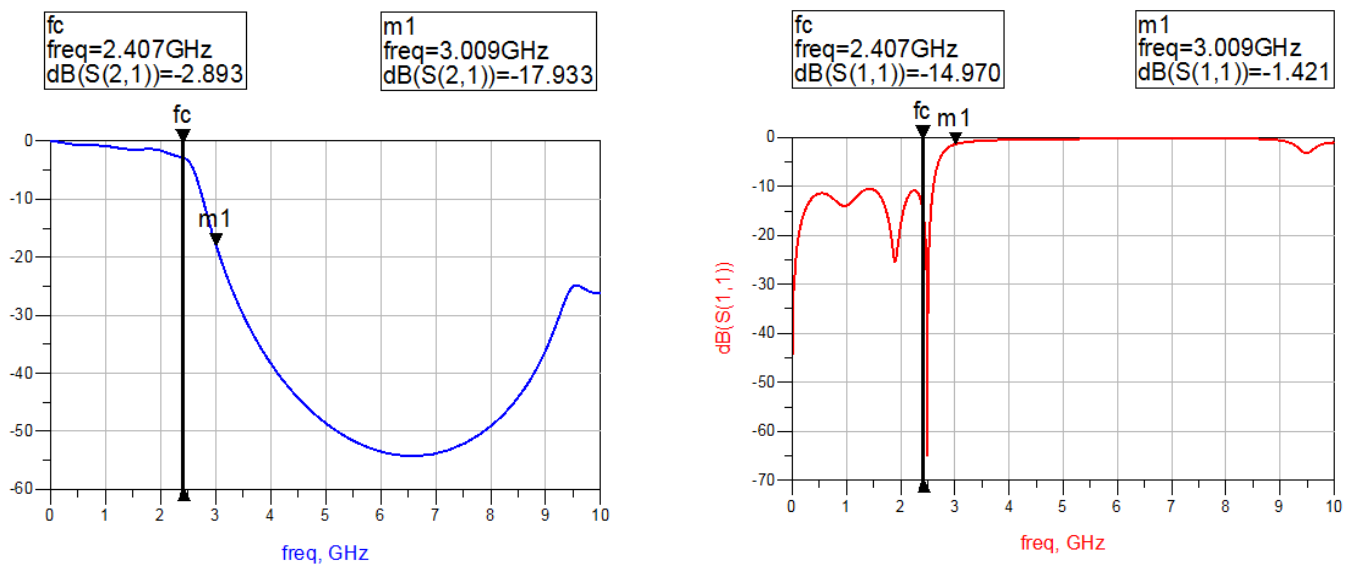


Figura 88. Gràfica resposta filtre amb simulació EM per filtre sintonitzat

5.3.3.4 Conclusions

Gràcies a la sintonització del filtre s'ha pogut aconseguir que a la freqüència de tall les pèrdues siguin aproximadament $-3dB$ en la simulació electromagnètica. Per altra banda hi ha una aproximació als $-20dB$ requerits en el model a $f = 3GHz$.

No obstant hi ha menor atenuació a la banda de rebuig si es compara amb la gràfica anterior, si bé es considera un resultat òptim atès es pot apreciar en la representació del paràmetre de dispersió com aquest tendeix a $0dB$ en tota la banda a partir de $f = 3GHz$ i per tant tota l'ona és reflectida.

El disseny d'un filtre ideal permetrà veure les diferències entre el resultat obtingut i el que es considera el millor per implementar el filtre degut a que el fet de construir un filtre ideal implica l'ús d'un substrat sense pèrdues.

5.3.4 Estudi del comportament del filtre de microones ideal passabaix

5.3.4.1 Anàlisi circuital

El filtre de microones ideal és aquell el qual no es veu afectat per les pèrdues dielèctriques ($\tan\delta = 0$) i per tant el substrat es comporta de forma òptima.

Recordar els paràmetres desitjats per el filtre, que es detallen a continuació:

- Freqüència de tall: 2.4GHz
- Atenuació=20dB@3GHz
- Impedància seccions: $Z_h = 100\Omega$, $Z_l = 10\Omega$
- Impedància del filtre: $R_0 = 50\Omega$
- Arrissament=0.5dB (Chebyshev)

El valor de longitud elèctrica de les línies de transmissió de cada secció és el mateix que el calculat en el filtre anterior, atès aquest paràmetre depèn del valor de g , de capacitat o inductància (Z_h o Z_l) i de la impedància característica (Z_0). Atès aquests termes són coneguts, la longitud elèctrica de cada secció és:

$$\beta l_1 = 19.77^\circ, \beta l_2 = 35.749^\circ, \beta l_3 = 29.867^\circ, \beta l_4 = 37.634^\circ, \beta l_5 = 28.370^\circ, \beta l_6 = 24.912^\circ, \beta l_7 = 22.736^\circ$$

L'ús de línies de transmissió ideals implica el disseny amb components *TLIN* que simulen en *ADS* aquest tipus de component.

El disseny del filtre es mostra a continuació:

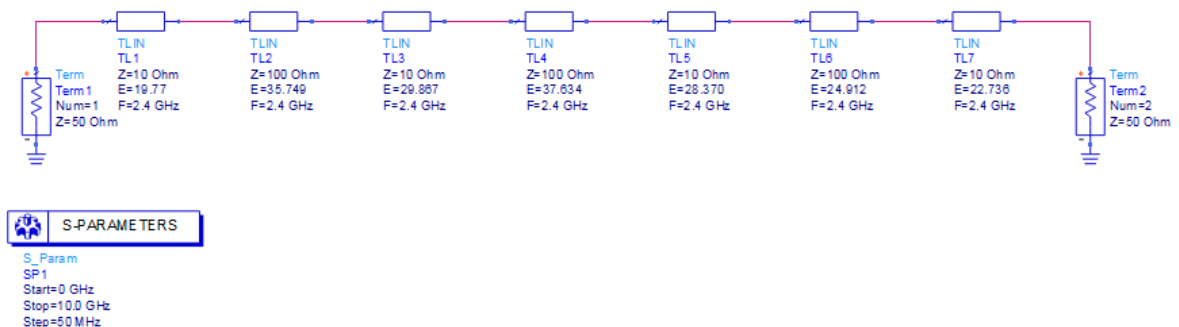


Figura 89. Circuit filtre passabaix ideal

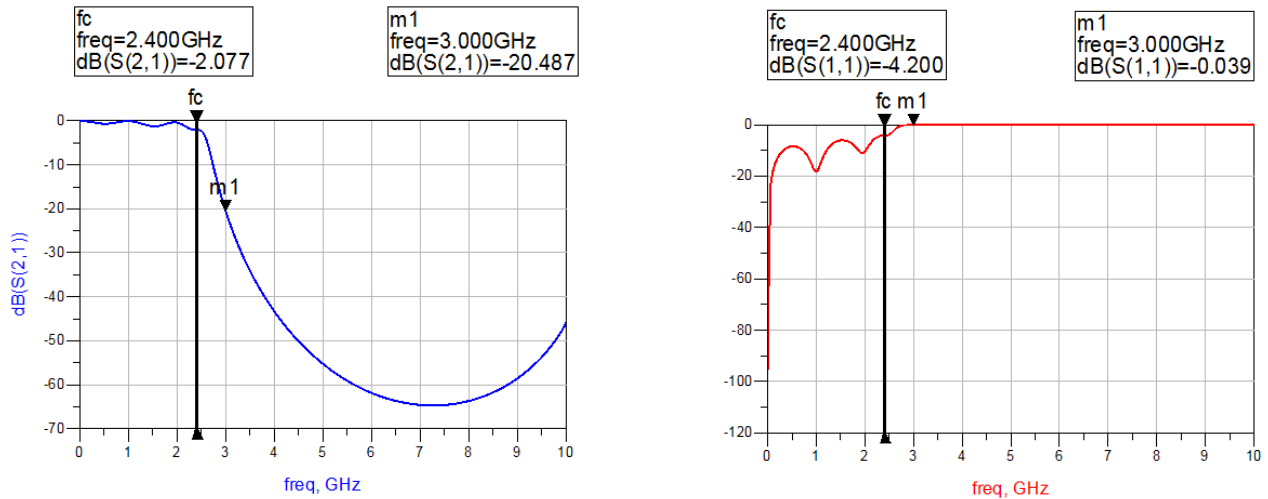


Figura 90. Gràfica paràmetres S obtingudes del filtre ideal

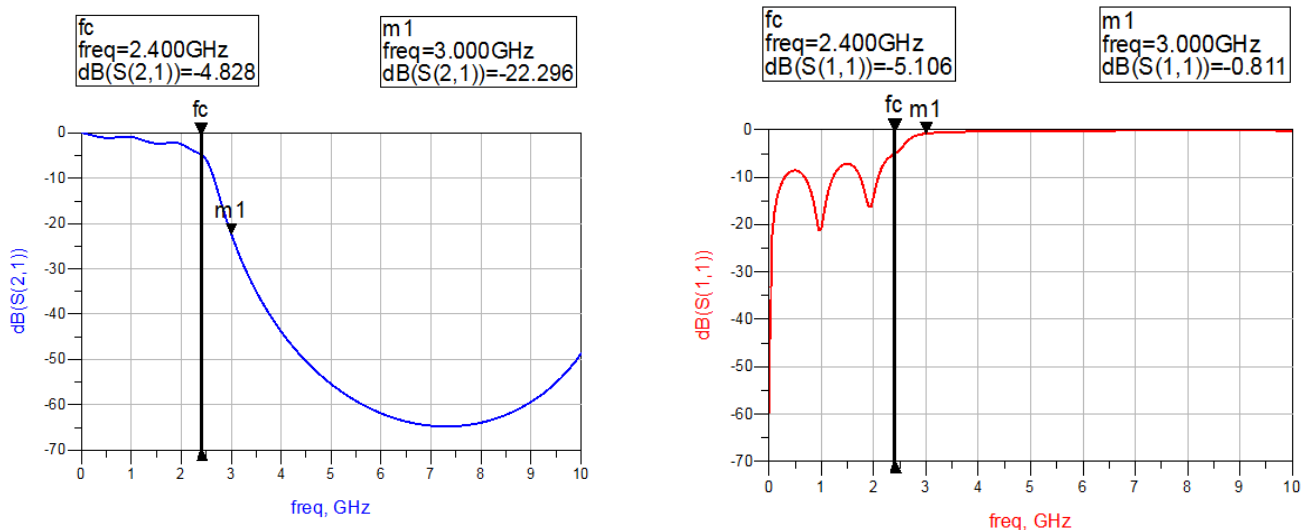


Figura 91. Gràfiques paràmetres S del filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$

De la comparació entre la gràfica S_{21} del filtre ideal (esquerra), i l'obtinguda en l'estudi anterior amb l'ús d'un substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$ es pot afirmar que ambdues tenen característiques molt semblants de manera general. En el cas del filtre ideal $S_{21} = -2dB(f_c)$ i $S_{21} = -20.5dB(f = 3GHz)$, mentre que en el filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$, $S_{21} = -4.8dB(f_c)$ i $S_{21} = -22.2dB(f = 3GHz)$, de manera que la diferència entre ambdues gràfiques és molt petita.

No obstant, on es pot apreciar diferència és el coeficient de reflexió degut a que es pot observar que a $f = 3GHz$ el filtre ideal talla de forma abrupta el senyal ($\Gamma \approx 1$), al contrari del filtre no ideal ($\Gamma \approx 0.91$).

A pesar d'aquestes lleugeres diferències, es pot concloure que el filtre amb substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$ és pròxim a ser un filtre ideal degut a l'aproximació del resultat amb aquest, de manera que el disseny del filtre té

viabilitat de fabricació i permetrà un funcionament òptim d'acord amb els requeriments exigits.

5.3.4.2 Conclusions

En el present apartat s'ha procedit al disseny d'un filtre passa baix del tipus *stepped impedance*. L'elecció d'aquest filtre és deguda al bon rendiment i facilitat en la implementació.

De l'anàlisi dels paràmetres de dispersió respecte als obtinguts a través d'un filtre de comportament ideal es pot afirmar que el substrat de paper amb paràmetres dielèctrics $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$ permet el disseny d'un filtre passa baix amb els requeriments exigits.

5.4 Estudi i disseny d'una antena tipus pegat *microstrip*

5.4.1 Introducció

L'antena tipus pegat *microstrip* és una de les antenes més usades en el món de la telefonia mòbil degut a que la seva estructura plana facilita la integració sobre aquests dispositius, característica que es sumada a la robustesa i simplicitat de disseny.

Per tant, en aquest context sembla interessant realitzar el disseny de l'antena amb l'objectiu de determinar la seva viabilitat de fabricació sobre el substrat $\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$, així com determinar els paràmetres més importants d'aquest element.

5.4.2 Consideracions inicials

Per a dur a terme el disseny i posterior anàlisi s'utilitza el substrat amb menor pèrdues dielèctriques ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$), atès és el que millors resultats ha proporcionat al llarg de l'estudi.

Per altra banda, en el disseny es considera una altura de substrat de $d=1.6\text{mm}$ que equival a l'aferrat de 10 fulles de 0.16mm . El motiu de l'augment està en el fet de permetre major eficiència en la radiació.

La construcció del pegat i posterior simulació permetrà obtenir paràmetres utilitzats en el camp de les antenes, per així poder caracteritzar l'antena analitzada.

Els paràmetres inicials són els següents:

Substrat

$\epsilon_r = 1.63$, $\tan\delta = 0.046$, $d = 1.6\text{mm}$.

Paràmetres elèctrics

$\sigma = 6.30 \cdot 10^7 \text{S/m}$, $T = 35\mu\text{m}$.

Per altra banda l'antena es dissenya per ressonar a la freqüència $f_c = 2.4\text{GHz}$, i tenir impedància característica $Z_0 = 50\Omega$.

5.4.3 Anàlisi numèric

Per a calcular les dimensions físiques del pegat microstrip, s'han de tenir en compte diferents equacions i consideracions de disseny que es detallen a continuació [8]:

- Amplada del pegat microstrip (W):

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (47)$$

On c és la velocitat de la llum en el buit, f_r la freqüència de ressonància, i ϵ_r la permitivitat relativa.

- Constant dielèctrica efectiva (ϵ_e)

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} \quad (48)$$

On ϵ_r és la permitivitat del medi, d és el gruix del substrat, i W és l'amplada del pegat microstrip.

- Longitud del pegat microstrip (L): en el cas de la longitud de l'antena s'ha de tenir en compte el fenomen (*fringing effect*), en el qual, la distribució dels camps elèctrics en el pegat ocasionen una longitud efectiva diferent a la longitud física del pegat.

La longitud real (L) del pegat és:

$$L = L_e - 2\Delta L \quad (49)$$

I la longitud efectiva (L_e) és determinada per:

$$L_e = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_c\sqrt{\epsilon_r}} \quad (50)$$

L'obtenció de L implica el coneixement de ΔL , que és:

$$\Delta L = 0.412 \cdot d \frac{(\epsilon_e + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{d} + 0.264\right)}{(\epsilon_e - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{d} + 0.8\right)} \quad (51)$$

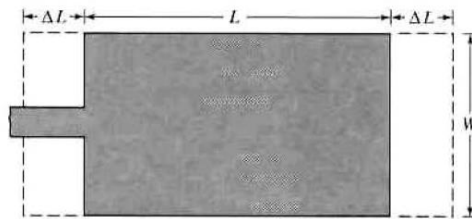


Figura 92. Detall dimensions pegat microstrip

Tenint en compte els paràmetres inicials, l'obtenció de l'amplada és immediat:

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2.4 \cdot 10^9} \cdot \sqrt{\frac{2}{1.63 + 1}} = 54.5 \text{ mm}$$

La permitivitat dielèctrica efectiva és:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} = \frac{1.63 + 1}{2} + \frac{1.63 - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{0.16}{54.5}}} = 1.58$$

La resta de paràmetres es calculen a continuació:

$$\begin{aligned} \Delta L &= 0.412 \cdot d \frac{(\epsilon_e + 0.3) \cdot \left(\frac{W}{d} + 0.264\right)}{(\epsilon_e - 0.258) \cdot \left(\frac{W}{d} + 0.8\right)} = 0.412 \cdot 1.6 \cdot \frac{(1.58 + 0.3) \cdot \left(\frac{54.5}{1.6} + 0.264\right)}{(1.58 - 0.258) \cdot \left(\frac{54.5}{1.6} + 0.8\right)} \\ &= 0.923 \text{ mm} \end{aligned}$$

$$L = L_e - 2\Delta L = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2.4 \cdot 10^9 \sqrt{1.63}} - 2 \cdot 0.923 \text{ mm} = 47.10 \text{ mm}$$

La longitud efectiva és:

$$L_e = L + 2\Delta L = 47.10mm + 2 \cdot 0.923mm = 48.95mm = \frac{\lambda}{2}$$

L'anàlisi del mecanisme de radiació de l'antena microstrip es realitza a partir de model de cavitat, el qual modelitza l'antena com una cavitat formada per parets conductores i parets laterals magnètiques.

Aquesta cavitat presenta ressonàncies a distintes freqüències. La freqüència de ressonància més baixa obtinguda es diu freqüència del mode fonamental. En aquesta freqüència, la longitud del pegat és de mitja longitud d'ona, i per tant es pot afirmar que es treballa amb el mode més baix atès el resultat.

S'obté unes dimensions del pegat microstrip de $L = 47.10mm$ i $W = 54.5mm$.

Un cop obtingut el pegat microstrip cal analitzar el mode d'alimentar aquest pegat. Hi ha moltes formes de realitzar aquest procediment (sonda coaxial, ranures en el pla de massa, entre d'altres). En el present disseny s'implementa el mecanisme d'alimentació amb una línia de transmissió en el mateix nivell que el pegat i que s'escull degut a la seva senzillesa.

Per a excitar el mode fonamental, es pot aplicar una línia de longitud L sempre que la posició d'aquesta sigui al centre del pegat, es a dir, que la longitud de la línia de transmissió es mesurada des de la part central de l'antena.

Així, la longitud de la línia de transmissió serà:

$$l = L_e = \frac{\lambda}{2} = 48.95mm$$

I aquest valor s'ha de restar a la meitat de la longitud del pegat, per tant:

$$l_a = l - \frac{L}{2} = 47.10 - \frac{47.10}{2} = 23.55mm$$

On l_a és la longitud final de la línia d'alimentació del pegat.

Per altra banda, un cop obtingudes les dimensions del pegat i de la longitud de la línia d'alimentació es pot procedir al disseny de l'antena. L'amplada de la línia d'alimentació W_a s'obté mitjançant la simulació que millors prestacions s'obtingui en relació a aquest paràmetre, tenint en compte que aquesta dimensió ha de ser reduïda respecte a les dimensions del pegat.

En resum, les dimensions obtingudes son les següents:

Longitud del pegat (L) = 47.10mm

Amplada del pegat (W) = 54.5mm

Longitud de la línia d'alimentació (l_a) = 23.55mm

A continuació es mostra el disseny i l'anàlisi electromagnètic de l'antena.

5.4.4 Disseny i anàlisi electromagnètic

Amb les dades obtingudes en l'anterior apartat, i les diferents proves realitzades sobre el disseny, s'obtenen els paràmetres que maximitzen les prestacions de l'antena. Aquests són:

Longitud del pegat (L) = 48.10mm

Amplada del pegat (W) = 54.5mm

Longitud de la línia d'alimentació (l_a) = 23mm

Amplada de la línia d'alimentació (W_a) = 4.1mm

Es pot apreciar una lleugera modificació dels valors anteriors. També s'ha obtingut l'amplada de la línia d'alimentació que ha permès el millor resultat en la simulació. El disseny de l'antena es mostra a continuació:

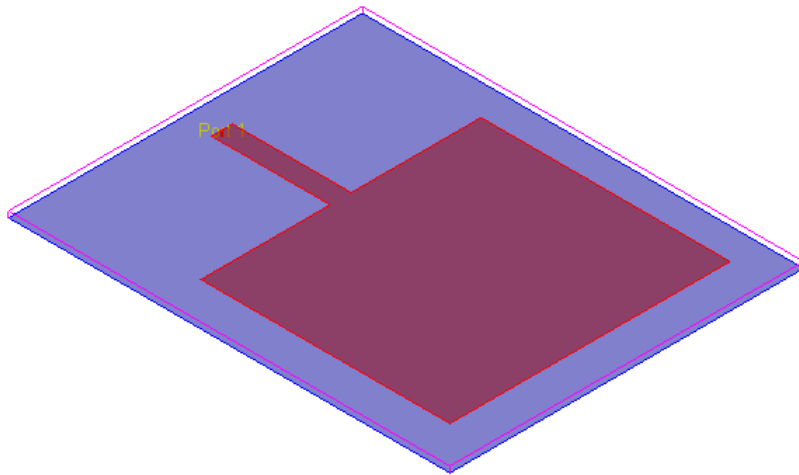


Figura 93. Disseny en 3D de l'antena tipus pegat microstrip

La simulació electromagnètica es realitza tenint en compte l'ús del substrat amb menors pèrdues dielèctriques del present estudi ($\epsilon_r = 1.63, \tan\delta = 0.046$). S'obtenen següents resultats:

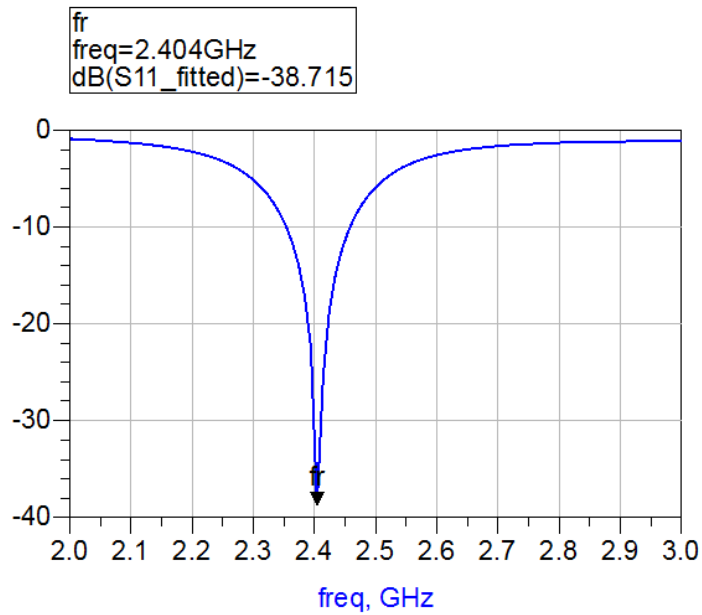


Figura 94. Gràfica del paràmetre S_{11} obtinguda de simulació EM

A la freqüència de ressonància, s'obté un coeficient de reflexió de $S_{11} = -38.715\text{dB}$ ($\Gamma = 0.012$). Llavors el comportament de l'antena és òptim atès no es produeixen reflexions en la freqüència de disseny. Es pot apreciar que a la resta de freqüències el coeficient de reflexió tendeix a ser de valor unitari en magnitud, de manera que l'antena té funcionalitat únicament a la freqüència de ressonància.

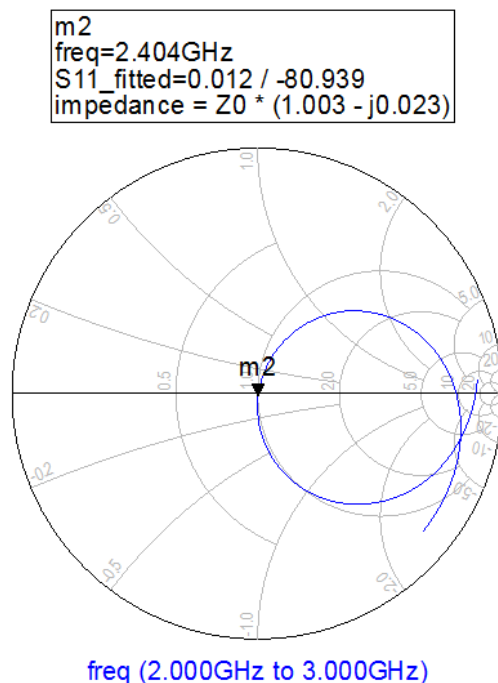


Figura 95. Impedància d'entrada amb carta d'Smith

És interessant observar la carta d'Smith la impedància de la antena. Com es sabut, a la freqüència de ressonància la part reactiva de la impedància s'anul·la

i és on es maximitza la transferència de potència entre el generador i l'antena. La carta d'Smith detalla una impedància d'entrada de:

$$Z = 50 \cdot (1.003 + j0.023) = 50.15 + j1.15$$

Com es pot apreciar, s'obté un valor de resistència de 50.15Ω així com l'aproximació al centre de la carta que anul·la la part reactiva. Si bé el valor del comportament reactiu no és zero, es considera un valor prou petit per ser menyspreat, de manera que l'antena té un comportament idoni atès es confirma que es maximitza la potència de transferència degut a aquesta adaptació d'impedància.

Per altra banda, la simulació electromagnètica del pegat permet analitzar en tres dimensions la forma de radiar del conjunt:

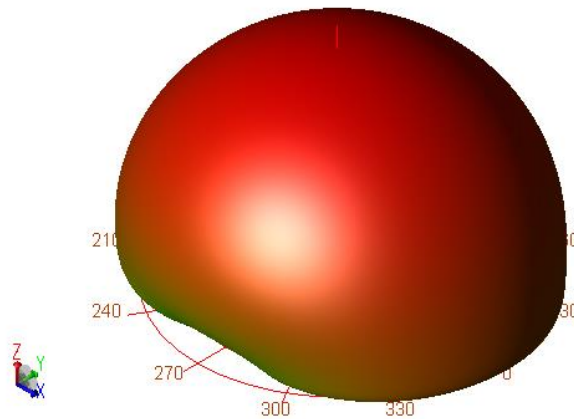


Figura 96. Gràfica de radiació en 3D de l'antena

Es pot observar que la radiació està confinada en l'espai superior on hi ha el pedaç metàl·lic. Això és causat per l'acció del pla de massa el qual anul·la la radiació en l'eix $-z$.

A continuació es detallen els paràmetres d'antena obtinguts de la simulació.

5.4.5 Paràmetres d'antena

L'eina *FarField* permet analitzar tots els paràmetres d'antena, així com la visualització gràfica de la forma de radiació de l'antena. Per a la freqüència d'interès s'obtenen les següents dades:

Frequency (GHz)	2.40404
Input power (Watts)	0.00249966
Radiated power (Watts)	0.000563525
Directivity(dBi)	8.30196
Gain (dBi)	1.83227
Radiation efficiency (%)	22.544

Figura 97. Paràmetres d'antena obtinguts

Sembla interessant poder observar el comportament dels paràmetres entre el rang d'estudi de l'antena (2GHz-3GHz):

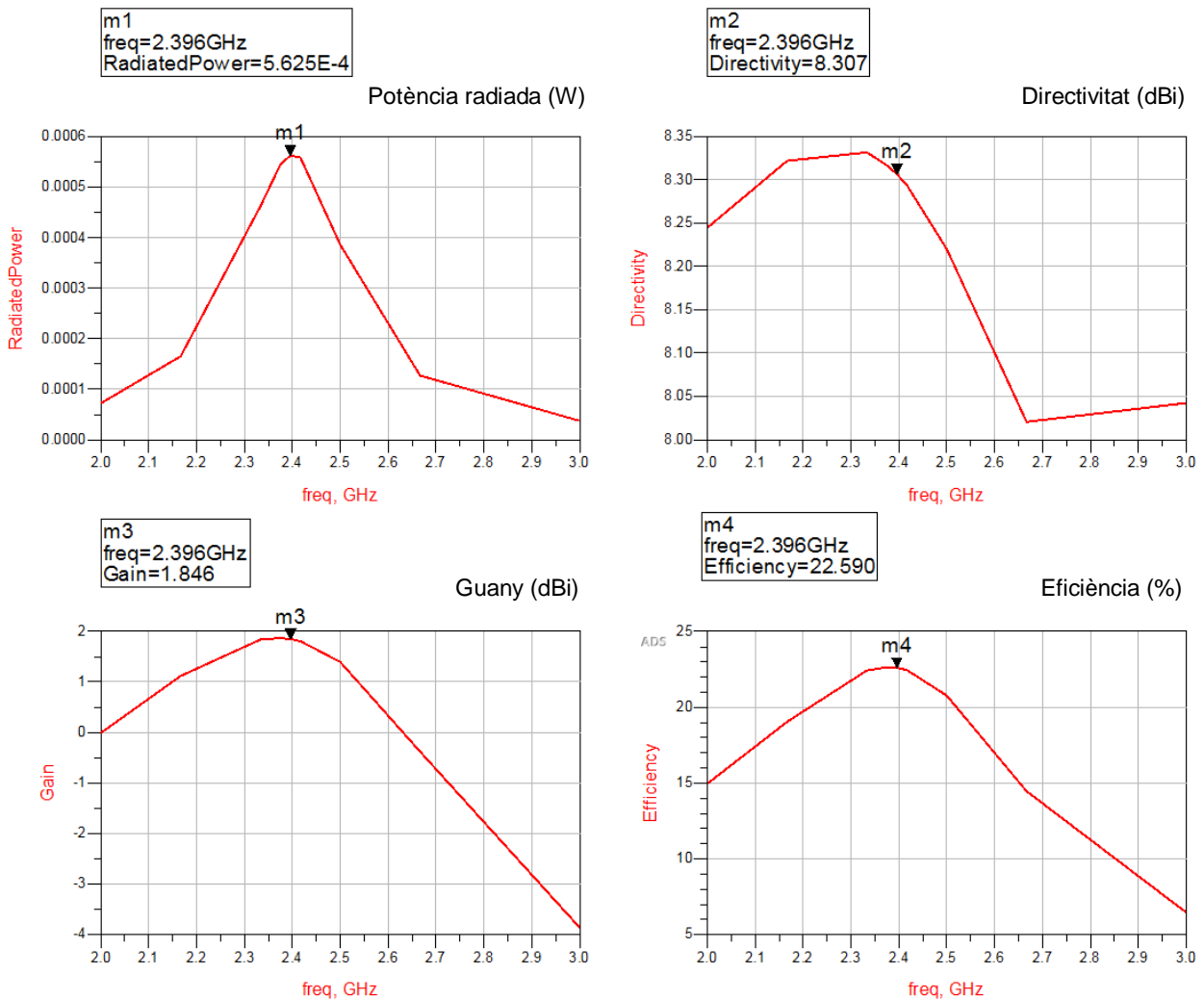


Figura 98. Representació gràfica dels paràmetres d'antena

Si bé degut als salts predeterminats de les gràfiques s'obtenen els resultats per $f = 2.396\text{GHz}$ es pot considerar el mateix valor per a la freqüència de ressonància $f_c = 2.4\text{GHz}$ atès en l'ordre de GHz la diferència és insignificant. Aquest fet es pot veure en la taula anterior en la qual els valors coincideixen amb els mostrats en la representació dels diferents paràmetres.

El fet important és veure que en les quatre gràfiques a la freqüència de ressonància s'obtenen el màxims resultat de potència radiada, directivitat, guany i eficiència de radiació.

Per una entrada de potència d'aproximadament 2.5mW, la potència radiada a l'espai és de 0.56mW, això és pràcticament $\frac{1}{4}$ de la potència incident. És per aquest motiu que la eficiència de radiació es del 22.59%, atès de tota la

potència que s'injecta a l'antena, un 22.5% es radia a l'espai i tota la resta es perd.

Tal com s'ha explicat en anteriors apartats, l'eficiència de radiació té dependència de la resistència de radiació i la resistència de pèrdues, on aquesta última modelitza tota la energia que no es converteix en radiació i es perd en forma de calor.

Aquest petit resultat d'eficiència de radiació que a priori és negatiu es pot corregir amb diferents mecanismes, com l'augment de l'altura de substrat, o l'ús de diferents materials conductors, entre d'altres.

Per exemple, amb l'ús del substrat anterior amb la modificació de l'altura a 3.2mm (el doble que l'anterior), s'obtenen els següents resultats:

Frequency (GHz)	2.40404
Input power (Watts)	0.00248848
Radiated power (Watts)	0.00108729
Directivity(dBi)	8.32015
Gain (dBi)	4.72426
Radiation efficiency (%)	43.6929

Figura 99. Paràmetres d'antena per antena amb d=3.2mm

Es pot apreciar que el fet de augmentar el gruix del substrat ha comportat l'augment de l'eficiència a un 43.7% (un augment superior al 50% respecte a l'exemple anterior, que proporcionava un valor de 22.5%).

El resultat obtingut confirma, com en la resta de dispositius vistos al llarg del treball, que és possible l'ús del substrat de paper per a la fabricació del dispositiu, si bé cal fer ajustos a diferents paràmetres per obtenir un resultat prou satisfactori.

6 Conclusions

6.1 Descripció

L'elaboració del present Treball de Final de Grau ha permès demostrar, mitjançant simulació, la viabilitat del paper per l'ús com a substrat en circuits de microones.

Aquesta conclusió prové del resultat obtingut al llarg dels estudis realitzats sobre diferents circuits passius de microones i que garanteixen un òptim rendiment amb substrats de paper.

Per altra banda, el treball s'ha recolzat amb l'ús del software d'enginyeria de radiofreqüència ADS. El constant treball amb el programari ha permès adquirir els coneixements necessaris en la confecció de circuits passius de microones així com l'anàlisi crític dels resultats extrets de les simulacions.

Finalment, a destacar l'elaboració dels diferents apartats de la present memòria que ha comportat l'estudi de diferents fonts en l'àrea de l'enginyeria de microones així com la recerca de nombrosos estudis científics i ha permès, a més d'ampliar el coneixement; el poder ser conscient del desenvolupament social, econòmic i científic que comporta en tots els nivells l'estudi i disseny de la electrònica de radiofreqüència, així com la valoració de l'esforç de la comunitat científica que permet aquest escenari de millora.

6.2 Lliçons apreses

Amb la conclusió del treball s'han extret diversos aprenentatges que s'esmenten a continuació.

Per una banda, la gestió del temps és indispensable en un treball d'aquesta magnitud. Així, una planificació acurada i realista permet assolir els objectius plantejats, de manera que assegura l'èxit en el projecte.

Per altra banda, el treball s'ha fonamentat en un estudi recolzat per un programari amb molta precisió, atès el disseny físic no era viable per la necessitat de eines molt cares i a l'abast de entorns científics. No obstant, ha estat una tasca pendent el poder implementar algun dels circuits estudiats i sense dubte és una de les línies futures de treball, atès res es més satisfactori per a un enginyer que la comprovació d'un resultat amb la major precisió possible, i això sols es pot fer en aquest cas amb la prova d'un circuit real.

6.3 Assoliment d'objectius

Amb la demostració de la viabilitat del paper com a substrat per a la fabricació passius de microones s'ha assolit el principal objectiu del Treball de Final de Grau.

La resta d'objectius plantejats a l'inici de la memòria també s'ha dut a terme, atès, per una banda, el capítol dedicat a l'estat de l'art ha permès donar a conèixer l'actualitat en la investigació dels circuits de microones en substrat de paper.

Per altra banda, i tal com s'ha esmentat anteriorment, el treball constant amb l'eina de simulació ha permès ser conscient de les funcionalitats i capacitats del programari; altra punt que s'havia definit com a finalitat.

Per últim, el coneixement i comprensió de tots els paràmetres d'ús per al disseny dels circuits de microones també s'ha aconseguit atès ha estat un requisit indispensable per el disseny i anàlisi dels diferents circuits detallats en el present treball.

6.4 Línies de treball futur

La implementació dels dissenys analitzats de forma física sembla un pas natural a aquest treball. Amb l'anàlisi electromagnètic dels diferents circuits es pot fer una idea aproximada del resultat però no és comparable a l'efecte que suposaria realitzar la simulació sobre el circuit físic.

No obstant, la simulació d'un circuit físic no és viable atès és necessari un analitzador de xarxes de microones per l'obtenció dels paràmetres de dispersió el qual és un dispositiu molt car i només a l'abast de entorns científics i empresarials.

Una alternativa per poder veure el funcionament de forma qualitativa d'algun dels dispositius analitzats en format físic podria ser l'ús d'una antena com a receptora del senyal i un mesurador de camp per analitzar els resultats.

Si bé no so obtindrien els paràmetres més rellevants del circuit (com els paràmetres S, o la impedància d'entrada, entre d'altres), si que es podria observar el funcionament del dispositiu.

Per exemple, en el cas del filtre passa-baix, es podria dissenyar amb freqüència de tall en alguna de les freqüències d'ús del servei de televisió, i connectar en un dels ports l'antena i en l'altre port el mesurador. L'espectre dels canals de televisió que es poden visualitzar amb el dispositiu permetria veure l'efecte que té el filtre sobre el senyal injectat.

Per finalitzar, altra línia de treball pot ser el treballar en dissenyar altres circuits passius de microones, per tenir una biblioteca de components més estesa. En

aquest sentit, hi ha una gran quantitat de circuits a implementar (atenuadors, duplexors, divisors, entre d'altres).

7 Glossari

- **Microones:** ones electromagnètiques compreses en el rang de freqüencial de 300MHz a 30GHz.
- **Substrat:** en l'àrea de l'electrònica, un substrat és un sòlid pla en que s'apliquen diferents compostos químics i que són la base per a la integració de components electrònics, com díodes, transistors, entre d'altres.
- **Freqüència:** es tracta d'una magnitud que indica el nombre de vegades que es repeteix periòdicament qualsevol fenomen físic . La unitat en el Sistema Internacional és l'Hertz (Hz).
- **Longitud d'ona:** distància recorreguda entre dos punts d'igual magnitud en un senyal. La unitat es mesura en metres, i és representat amb la lletra grega lambda (λ).

8 Bibliografia

1. Títol: RFID: Tecnología, aplicaciones y perspectivas.
Autor: Libera Networks
Data de publicació: 2010
Font d'informació: www.libera.net/uploads/documents/whitepaper_rfid
2. Títol: Inkjet-printed wereable microwave components for biomedical applications.
Autor: Sangkil Kim, Moro Riccardo, Maurizio Bozzi, Symeon Nikolaou, Manos M. Tenzeris.
Data de publicació: Gener 2013
Font d'informació: <https://www.researchgate.net/publication/261319797>
3. Títol: Inkjet-printed antennas, sensors and circuits on paper substrate
Autor: Sangkil Kim, Benjamin Cook, Taoran Le, James Cooper, Hoseon Lee, Vasileios Lakafosis, Rushi Vyas, Riccardo Moro, Maurizio Bozzi, Apostolos Georgiadis, Ana Collado, Manos M.Tenzeris
Data de publicació: 2013
Font d'informació: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6576960>
4. Títol: Conductive Inkjet-Printed Antennas on Flexible Low-Cost Paper-Based Substrates for RFID and WSN Applications
Autor: Amin Rida, Li Yang, Rushi Vyas, and Manos M. Tentzeris
Data de publicació: 2009
Font d'informació: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5251188>
5. Títol: Inkject printing
Autor: Wikipedia contributors
Data de publicació: 2019
Font d'informació: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Inkjet_printing&oldid=891188543
6. Títol: Microwave Engineering, 4th Edition
Autor: David M.Pozar
Data de publicació: 2012
Editorial: John Wiley & Sons, Inc
7. Títol: Circuits de Microones
Autor: Ignacio Gil Galí, Carles Recasens i Aloy, Albert-Miquel Sánchez Delgado
Data de publicació: 2013
Editorial: Eureka Media
8. Títol: Antena Theory, 2nd Edition
Autor: Constantine A.Balanis
Data de publicació: 1997
Editorial: John Wiley & Sons, Inc

