
This is the **published version** of the bachelor thesis:

Iglesies i Plantada, Carles. *Filtres planars de microones basats en línies de transmissió amb càrrega reactiva*. Treball de Final de Grau (Universitat Autònoma de Barcelona), 2026 (Grau en Enginyeria Electrònica de Telecomunicació)

This version is available at <https://ddd.uab.cat/record/336119>

under the terms of the  license.

FILTRES PLANARS DE MICROONES BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA REACTIVA



CARLES IGLESIES I PLANTADA

UNIVERSITAT AUTÒNOMA DE BARCELONA

Curs: 2025/26

Grau: Enginyeria Electrònica de Telecomunicació

Departament d'enginyeria electrònica

Directors: Ferran Paredes i Paris Vélez

AGRAÏMENTS

Elaborar aquest treball ha estat extremadament enriquidor, ja que m'ha permès aprofundir en el disseny electrònic.

Gran part d'aquest enriquiment ha estat possible gràcies als doctors Paris Vèlez i Ferran Paredes.

La llibertat a l'hora de dissenyar, les hores extra que m'han dedicat i, sobretot, la base teòrica que m'han proporcionat, han estat el còctel perfecte per fer d'aquest procés un gran camí al món laboral.

El que realment m'emporto són les hores i hores dedicades a l'Advanced Design System i el seu enteniment. Adonar-me que, al cap i a la fi, el mateix disseny electrònic en rangs freqüencials relativament alts requereix molt de marge per a la prova i error, on la interpretació dels resultats esdevé, sovint, una qüestió més d'intuïció que no pas de teoria.

Moltes gràcies, Ferran i Paris, per obrir-me la porta al que, de moment, veig com l'objectiu laboral més atractiu: la investigació.

RESUM

En aquest treball, s'han realitzat filtres planars de microones basats en seccions d'ona lenta carregades periòdicament amb elements reactius. S'han dissenyat i caracteritzat filtres passa banda i elimina banda amb l'objectiu de reduir la seva àrea d'ocupació i eliminar les respostes espúries, tot mantenint una bona resposta en freqüència dins la banda d'interès.

RESUMEN

En este trabajo, se han realizado filtros planares de microondas basados en secciones de onda lenta cargadas periódicamente con elementos reactivos. Se han diseñado y caracterizado filtros paso banda y elimina banda con el objetivo de reducir su área de ocupación y eliminar las respuestas espurias, manteniendo al mismo tiempo una buena respuesta en frecuencia dentro de la banda de interés

ABSTRACT

In this dissertation, planar microwave filters based on slow-wave sections periodically loaded with reactive elements have been implemented. Bandpass and bandstop filters have been designed and characterized with the aim of reducing their footprint and eliminating spurious responses, while maintaining a good frequency response within the band of interest.

ÍNDEX

AGRAÏMENTS	3
RESUM	5
ÍNDEX.....	7
1. INTRODUCCIÓ I ESTAT DE L'ART	9
2. FONAMENTS TEORICS.....	13
2.1 FONAMENTS D'ELECTROMAGNETISME	14
2.2 NATURALESIA DE L'ONA ELECTROMAGNÈTICA.....	15
2.3 TECNOLOGIA PLANAR	15
2.4 TEORIA DE XARXES DE MICROONES	17
2.4.1 PARÀMETRES DE DISPERSIÓ D'UN BIPORT	19
2.4.2 MATRIU ABCD	20
2.5 ESTRUCTURES PERIÒDIQUES	20
2.5.1 IMPEDANCIA DE BLOCH	22
2.5.2 CONSTANT DE FASE	22
2.6 LÍNIA DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA REACTIVA.....	23
2.6.1 LÍNIA DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA CAPACITIVA	24
2.6.2 LÍNIA DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA INDUCTIVA.....	25
2.6.3 EXEMPLE DE MINIATURITZACIÓ	25
3. TEORIA DE FILTRES DE MICROONES.....	27
3.1 FUNCIO DE TRANSFERÈNCIA.....	27
3.2 TEORIA D'APROXIMACIÓ	28
3.3 PROTOTIP PASSA BAIXOS I LES SEVES TRANSFORMACIONS	29
3.3.1 BUTTERWORTH.....	30
3.3.2 CHEBYSHEV	31
3.3.3 TRANSFORMACIONS FREQUÈNCIALS	32
3.3.3.1. MAPEIG DE FREQUÈNCIA	33
3.3.3.2. ESCALAT D'IMPEDÀNCIA I TRANSFORMACIÓ D'ELEMENTS	33
3.4 FILTRES BASATS EN STUBS DE QUART DE LONGITUD D'ONA	36
3.4.1 INVERSORS K I J	37

3.4.2 SECCIÓ DE LÍNIA DE QUART DE LONGITUD D'ONA PER FILTRES DE MICROONES	37
4. DISSENY DE FILTRES PLANARS DE MICROONES BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA REACTIVA	39
4.1 FILTRES PASSA BANDA BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA CAPACITIVA.....	39
4.2 FILTRES ELIMINA BANDA BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA CAPACITIVA/INDUCTIVA	52
5. CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES	63
6. BIBLIOGRAFIA	63

1. INTRODUCCIÓ I ESTAT DE L'ART

L'enginyeria de radiofreqüència (RF) i microones ha experimentat una evolució exponencial en les darreres dècades, impulsada fonamentalment per la creixent demanda de sistemes de comunicació sense fils (com ara el 5G, l'Internet de les Coses - IoT, i els dispositius portables o *wearables*). Aquests sistemes moderns requereixen components altament compactes, lleugers i eficients.

Clàssicament, les dimensions físiques dels components passius de microones (com els filtres, els acobladors o els divisors de potència) ve determinada estrictament per la longitud d'ona elèctrica (λ) del senyal d'operació.

A freqüències de l'espectre més baixes -com la banda d'1 GHz analitzada en aquest projecte- les estructures basades en elements distribuïts estàndard (com els ressonadors de $\lambda/2$ o els transformadors de $\lambda/4$) ocupen una superfície inassumible per a la miniaturització requerida actualment. Per tant, reduir l'àrea d'aquests circuits sense degradar-ne l'eficiència, la banda de pas o l'aïllament s'ha convertit en un dels principals reptes de l'enginyeria actual.

Històricament, la reducció d'espai físic en les plaques de circuit imprès (PCB) s'abordava utilitzant tècniques molt pioneres. A. Görür [6], proposava una estructura coplanar (Figura 1) on introduïa el concepte d'ona lenta.

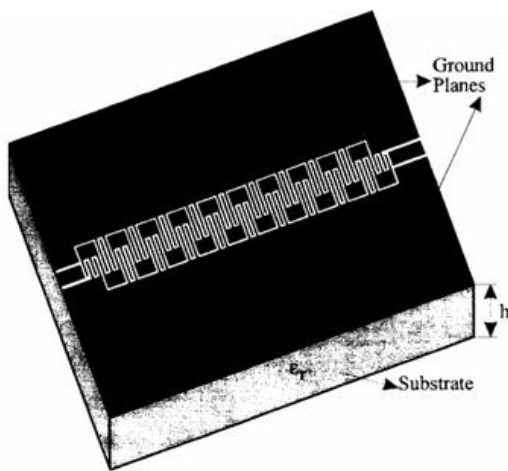


Figura 1 – Estructura coplanar d'ona lenta

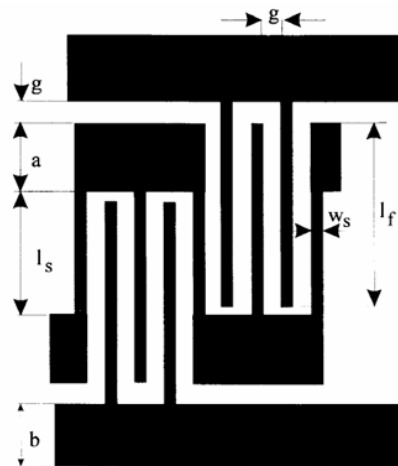


Figura 2 – Parametrització del meandre en dimensions físiques

Utilitzant estructures de meandre (Figura 2), va parametritzar la velocitat de propagació de l'ona en funció de les dimensions geomètriques del mateix meandre.

Durant aquest procés, també va atribuir una variació en l'efecte inductiu i capacitiu (causant alteracions en la velocitat de fase del senyal) de l'estructura d'acord amb les seves dimensions físiques com veiem a les Figures 3 i 4 respectivament.

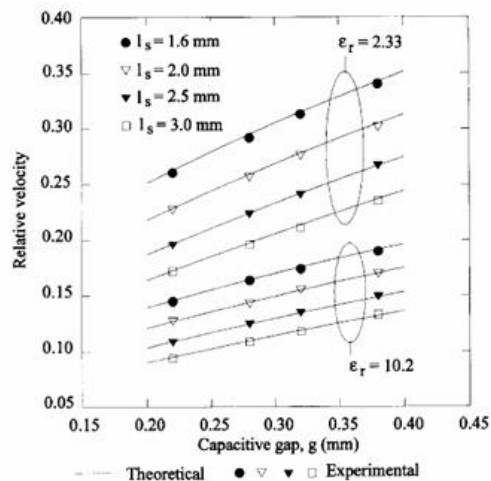


Figura 3 – Velocitat relativa en funció de l'efecte capaciatiu

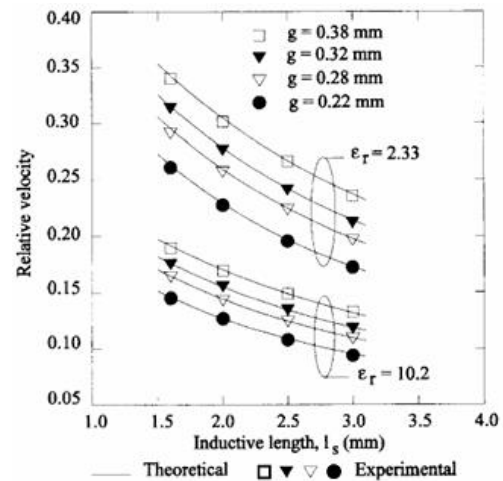


Figura 4 – Velocitat relativa en funció de l'efecte inductiu

Una mica més tard -l'any 1998- V. Radisic, Y. Qian, i T. Itoh [7], proposaven la utilització de “*dielectric photonic bandgap structures*” (Figura 5) per aconseguir bandes d'amplificació molt més amples en amplificadors de potència les quals no tenien efectes sobre els harmònics. A la Figura 6, veiem com elimina tota amplificació a les bandes freqüencials harmòniques que responen a amplificadors centrats a 4.5 GHz.

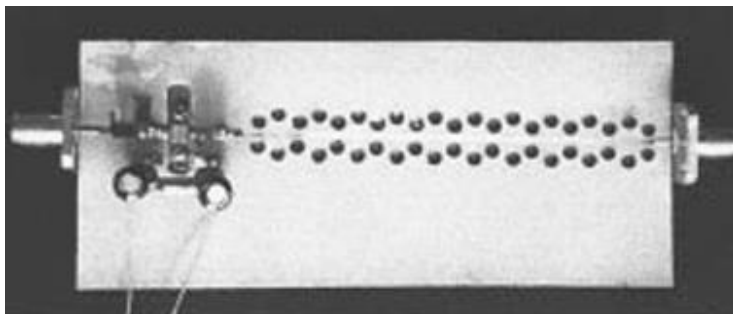


Figura 5 – Dielectric photonic bandgap structures

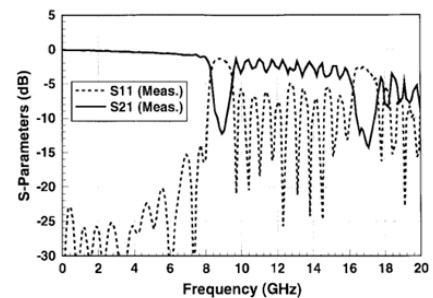


Figura 6 – Resposta en freqüència de la Figura 5

Ja entrats en el Segle XXI, Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, i W. S. Park [8], l'any 2005 proposaven filtres elimina banda a través de defectes controlats del substrat, obrint la porta a filtres que es desvinculaven d'un disseny convencional.

Aquests papers, treballen amb Electromagnetic bandgaps (EBGs), estructures capaces d'inhibir la propagació de senyals a certes freqüències a causa de l'efecte Bragg, derivat de la periodicitat [9].

Les línies de transmissió basades en EBG s'han aplicat principalment a la supressió de bandes espúries en filtres distribuïts modulant periòdicament les dimensions transversals de les línies de transmissió [10], [11] però també, com ja hem comentat, per millorar el rendiment dels circuits actius mitjançant l'eliminació d'harmònics no desitjats [7].

Recentment, J. Selga, P. Velez, J. Bonache i F. Martín [3], han continuat amb la mateixa línia. Proposant miniaturitzacions d'ona lenta a través de carregar periòdicament elements reactius a les mateixes pistes de coure.

Veiem en la Figura 7 com aquesta càrrega periòdica d'inductàncies en sèrie, miniaturitza l'espai físic del divisor convencional, mantinguen una molt similar resposta en freqüència (Figura 8).

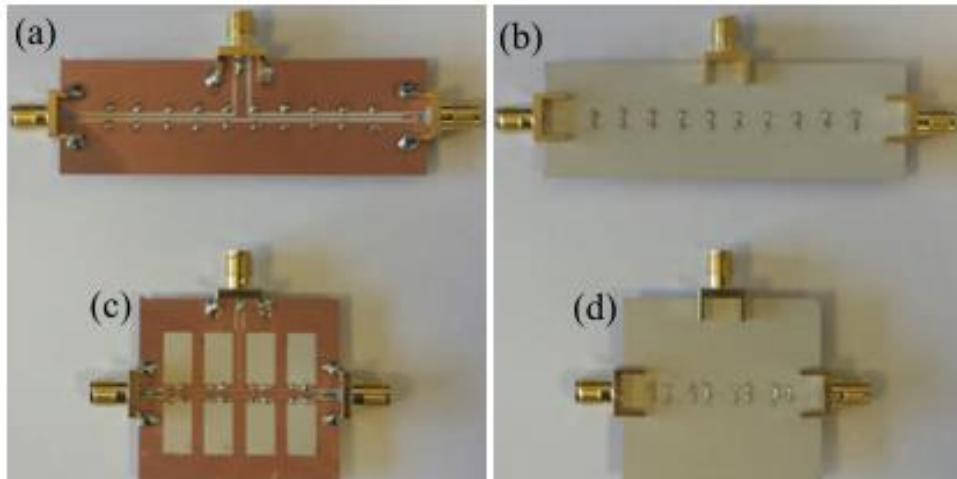


Figura 7 – Comparativa en dimensions físiques del divisor de potència fabricat en PCB i la seva miniaturització

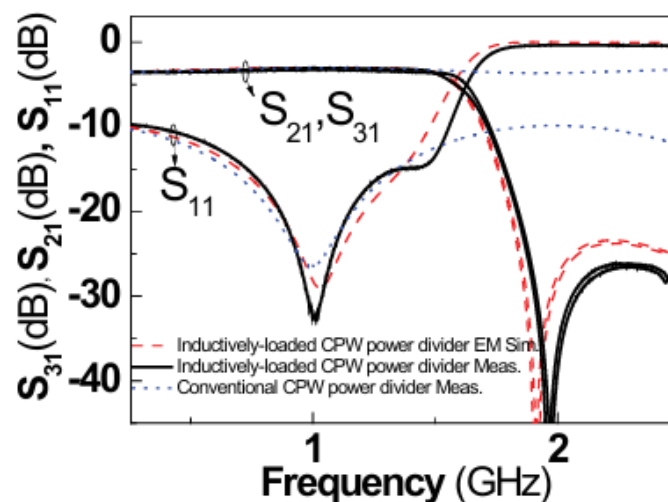


Figura 8 – Comparativa de resposta en freqüència (Simulació EM i mesures) dels dos divisors de la Figura 7

També, J. Selga, J. Coromina, P. Vélez, J. Bonache i F. Martín [5], ens proposen la supressió de bandes espúries, les quals representen periodicitats en la resposta en freqüència a múltiples de la freqüència central. L'acoblador de la Figura 9, que té bandes espúries en el seu canònic, ens manté la resposta en freqüència en una sola banda d'interès com veiem a la Figura 10.

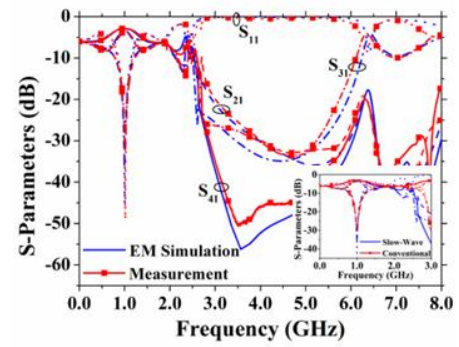
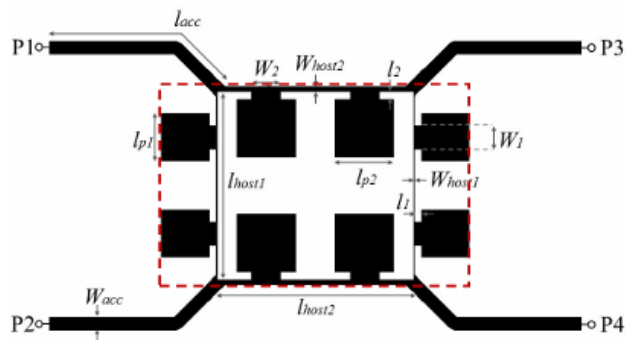


Figura 9 – Layout de l'acoblador carregat reactivament Figura 10 – Resposta en freqüència amb eliminació d'espuris

En el següent apartat, plantejem les bases teòriques que ens permetran -continuant amb l'actual estat de l'art- dur a terme el disseny de filtres planars de microones, miniaturitzats a través de la càrrega periòdica d'elements reactius. Aconseguint així l'eliminació de comportaments espuris i una significativa reducció de la grandària física d'ocupació.

2. FONAMENTS TEORICS

L'àmbit de l'enginyeria de radiofreqüència (RF) i microones s'encarrega fonamentalment, de l'estudi i el disseny de circuits de senyals alterns que oscil·len en l'espectre comprès entre els 100 MHz (10^8 Hz) i els 1000 GHz (10^{12} Hz). Dins d'aquest rang (Figura 11), solem diferenciar les bandes de VHF (30–300 MHz) i UHF (300–3000 MHz). Tanmateix, el terme "microones" s'empra habitualment per descriure l'interval entre els 3 GHz i els 300 GHz, on les longituds d'ona elèctrica al buit (λ) es situen entre els 10 cm i 1 mm, respectivament. Calculades mitjançant la relació $\lambda = c / f$ (essent c la velocitat de la llum). Quan ens apropem a la frontera del mil·límetre, ens referim sovint a aquests senyals com a ones mil·limètriques.

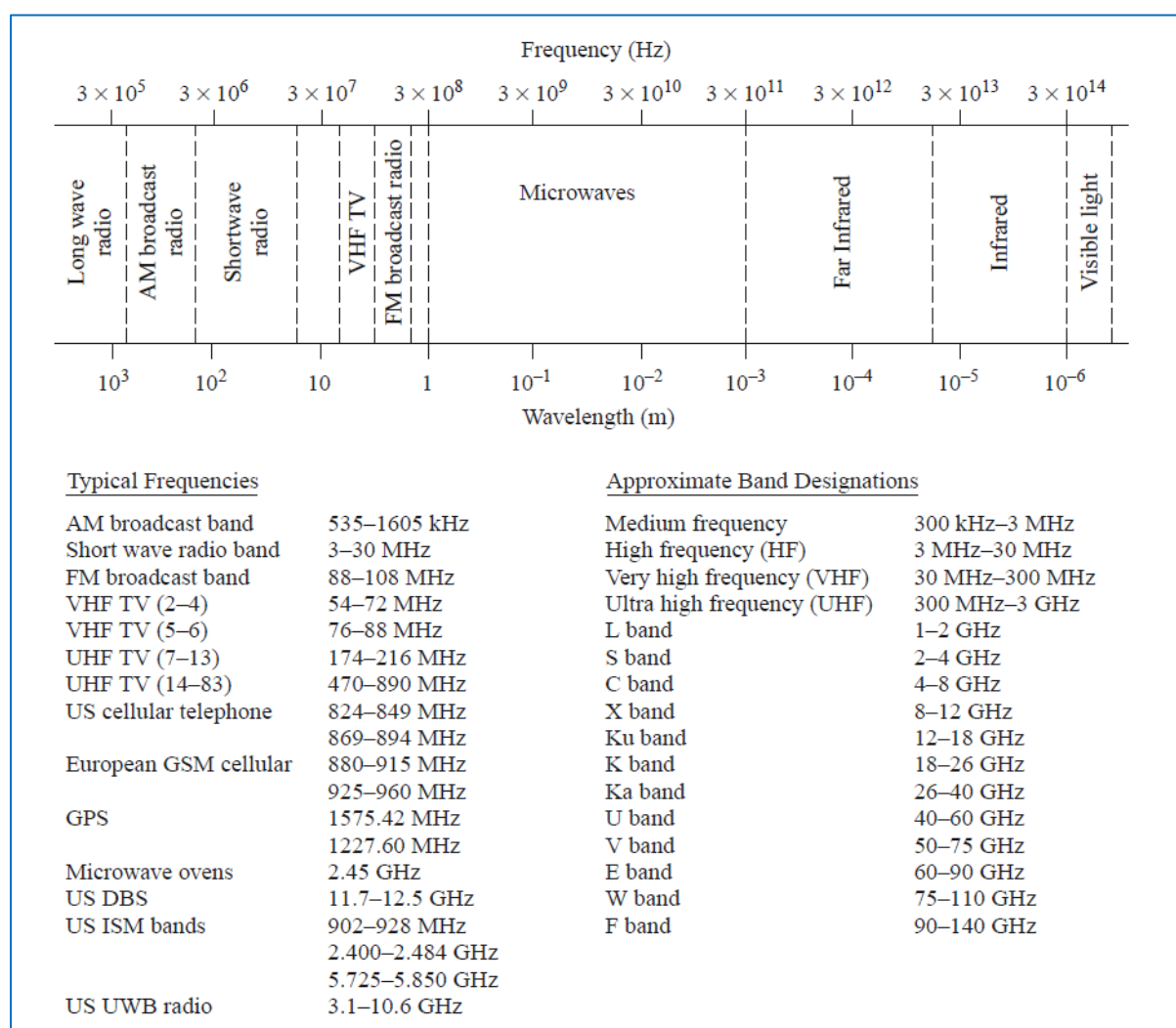


Figura 11 - Rang Freqüencial al voltant de les microones

Des d'una perspectiva de disseny, l'augment de la freqüència i la consegüent reducció de la longitud d'ona impedeixen l'aplicació directa de la teoria de circuits convencional.

En realitat, les lleis clàssiques de circuits no són més que una simplificació o un cas particular del marc més ampli de l'electromagnetisme definit per les equacions de Maxwell. Aquesta distinció és crítica: a freqüències elevades, l'aproximació de components “*lumped elements*” perd la seva validesa. En el règim de microones, els dispositius es dissenyen mitjançant elements distribuïts.

Atès que les dimensions físiques del component són comparables a la longitud d'ona elèctrica, la fase de la tensió o del corrent experimenta variacions significatives al llarg del mateix dispositiu. Aquesta és la principal diferència respecte a les baixes freqüències, on la longitud d'ona és prou gran perquè el desfasament intern sigui negligible. En l'altre extrem de l'espectre trobem l'enginyeria òptica, on la longitud d'ona és tan petita que les equacions de Maxwell poden simplificar-se cap a l'òptica geomètrica, una metodologia que de vegades s'aplica en sistemes mil·limètrics sota el concepte de quasi-òptica.

Per tant, l'enginyer de RF ha de treballar inherentment amb les solucions de les equacions de Maxwell. La complexitat d'aquest camp resideix en la naturalesa vectorial d'aquestes operacions diferencials i integrals, que depenen estrictament de les coordenades espacials. Un dels objectius fonamentals d'aquest text és simplificar aquesta complexitat de camp per transformar-la en resultats interpretables mitjançant una teoria de circuits convencional. Això implica l'ús de conceptes com les línies de transmissió, els coeficients de reflexió i els paràmetres de dispersió o paràmetres S.

2.1 FONAMENTS D'ELECTROMAGNETISME

L'any 1873, James Clerk Maxwell va formular les bases de la teoria electromagnètica moderna, descrivint així en l'àmbit macroscòpic els fenòmens elèctrics i magnètics. En els seus tractats, va postular que els camps elèctrics i magnètics posseeixen la capacitat d'acoblar-se dinàmicament, originant així les ones electromagnètiques.

La importància de Maxwell recau en la consolidació teòrica (basada en el treball empíric de Gauss, Ampère, Faraday, entre d'altres) del fenomen del desplaçament del corrent elèctric.

El corrent elèctric és, essencialment, el flux ordenat de partícules amb càrrega elèctrica —generalment electrons— a través d'un material conductor, com ara un cable de coure. Els electrons es mouen impulsats per una diferència de potencial generada per una font d'energia. Aquests fenòmens responen a les ja conegudes equacions de Faraday, Ampère-Maxwell i Gauss.

Aquesta obra no només va suposar una síntesi de l'estat de l'art de la ciència electromagnètica de l'època, sinó que va permetre deduir -a partir de consideracions purament teòriques- l'existència del corrent de desplaçament elèctric. Aquesta hipòtesi

va esdevenir el pilar fonamental que, posteriorment, conduiria a la demostració experimental de la propagació de les ones electromagnètiques per part de Hertz i Macroni.

2.2 NATURALESIA DE L'ONA ELECTROMAGNÈTICA

La solució més elemental i il·lustrativa d'aquesta equació diferencial per a un medi dielèctric sense pèrdues és l'ona plana uniforme (Figura 12).

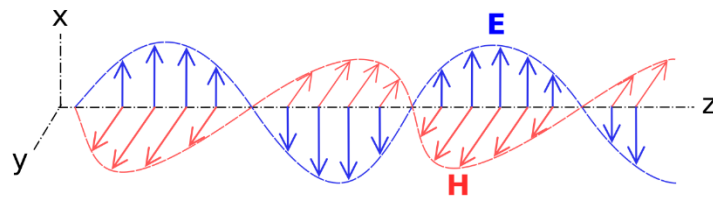


Figura 12 – Esquema de propagació de l'ona plana uniforme

Assumint una propagació unidimensional al llarg de l'eix z , i una variació espacial nul·la en el pla transversal, la solució analítica (1) ens descriu un camp elèctric polaritzat en $\hat{x}$.

$$E_x(z) = E^+ e^{-jkz} + E^- e^{jkz} \quad (1)$$

Mitjançant l'aplicació directa de la llei de Faraday [1], es deriva el camp magnètic associat $H_y(z) = E_x(z)/\eta$, revelant que els vectors $\vec{E}$ i $\vec{H}$ són mútuament ortogonals i, simultàniament, perpendiculars a la direcció de propagació. Aquesta característica estructural defineix les ones transversals electromagnètiques (TEM), on la relació d'amplituds entre el camp elèctric i el magnètic ve estrictament determinada per la impedància intrínseca del medi, definida com $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ (assumint un valor aproximat de $377 \, \Omega$ per al buit).

Fins a aquest punt, l'estudi de l'electrodinàmica ens ha permès comprendre com una ona electromagnètica es propaga per l'espai lliure sense restriccions, adoptant la forma d'una ona plana uniforme. Tanmateix, en l'àmbit de l'enginyeria de microones, l'objectiu primordial és transferir energia o informació des d'una font fins a una càrrega de manera eficient, confinada i sense pèrdues per radiació incontrolada. Aquesta necessitat física obliga a introduir estructures directrius o guies d'ona (cables, tubs metàl·lics, línies planars...) que delimiten l'espai de propagació.

2.3 TECNOLOGIA PLANAR

Perquè l'ona pugui propagar-se de manera confinada sense components longitudinals, donant lloc al mode fonamental TEM (Transversal Electromagnètic, [1]), és condició matemàtica i física necessària que l'estructura guiadora estigui formada per dos o més

conductors aïllats entre si. Mentre que clàssicament aquesta condició s'ha assolit mitjançant el cable coaxial, en l'àmbit del disseny modern l'evolució natural ha estat el desenvolupament de les estructures planars.

Aquesta tecnologia permet aïllar la teoria de propagació d'ones amb els processos de fabricació industrial de circuits impresos (PCB) i facilita enormement la integració i el muntatge superficial de components d'estat sòlid.

Dins del ventall de tecnologies planars, cal destacar-ne les següents:

- i. Stripline: Aquesta tecnologia, es basa en una pista conductora prima centrada entre dos plans de massa infinits (Figura 13), totalment envoltada per un medi dielèctric homogeni. Atès que el medi és uniforme al voltant del conductor, la Stripline suporta un mode TEM pur. Tot i tenir excel·lents propietats d'aïllament, la seva fabricació és complexa perquè la pista central no és accessible per soldar components externs.

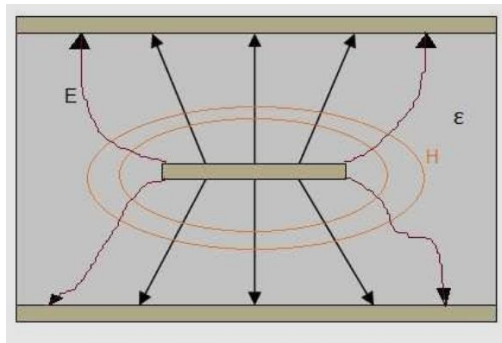


Figura 13 – Esquema de camps d'una stripline en tecnologia planar

- ii. Microstrip: Aquesta arquitectura, és l'utilitzada en aquest treball. En eliminar el pla de massa superior de la Stripline per permetre l'accés físic als components, el medi esdevé no homogeni (Figura 14). El camp elèctric viatja parcialment pel substrat dielèctric (amb permitivitat relativa ϵ_r) i parcialment per l'aire ($\epsilon_r = 1$) que queda per sobre de la pista.

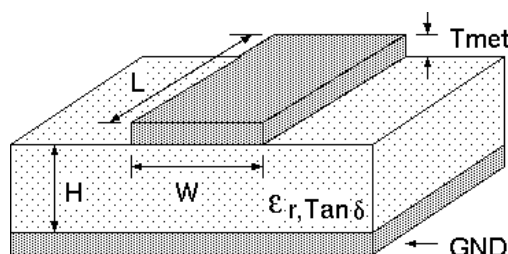


Figura 14 – Esquema físic d'arquitectura microstrip en tecnologia planar

En aquest tipus de tecnologia, W representa l'amplada de la pista conductora superior, L n'indica la longitud, T_{met} especifica el gruix d'aquesta mateixa capa de metal·lització, i

finalment H correspon a l'alçada o gruix del substrat dielèctric que separa la pista conductora del pla de massa inferior (GND).

L'ona ha de satisfer diferents velocitats de propagació simultàniament, no pot existir un mode TEM pur. En el seu lloc, apareix el mode Quasi-TEM. Per poder dissenyar circuits amb rigor, introduïm el concepte (2) de la Permitivitat Dielèctrica Efectiva ($\epsilon_{r,eff}$), que modela l'asimetria del medi [1].

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12H}{W}}} \quad (2)$$

Permetent-nos tractar una estructura física asimètrica com si fos una línia TEM ideal submergida en un medi fictici homogeni.

- iii. Coplanar: Aquesta arquitectura, manté la semi guia del camp elèctric (Figura 15), mentre que ens permet connectar components a massa sense necessitat de fer forats. Les pistes conductores i els plans de massa es troben a la mateixa capa superior del dielèctric, separades per un petit espai (gap).

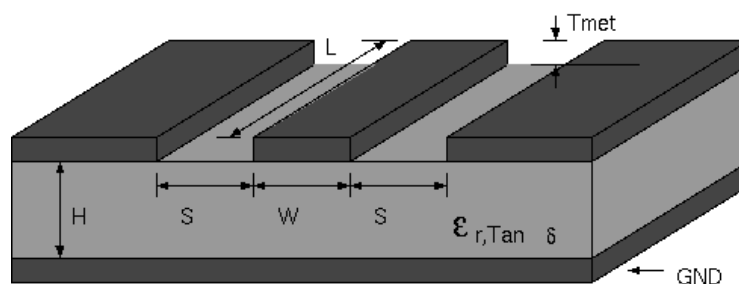


Figura 15 – Esquema físic d'arquitectura coplanar en tecnologia planar

En aquest tipus de tecnologia, W representa l'amplada de la pista conductora central de senyal, S indica la separació o distància física entre aquesta pista central i els plans de massa coplanars situats als seus laterals en la mateixa capa, L en defineix la longitud, T_{met} especifica el gruix d'aquesta capa de metal·lització superior, i H correspon al gruix del substrat dielèctric que separa tota l'estructura superior del pla de massa inferior (GND).

Aquestes pistes conductores en tecnologies planars, les coneixem pel nom de línies de transmissió.

2.4 TEORIA DE XARXES DE MICROONES

La línia de transmissió més elemental, és la representació d'una línia de coure de dos ports (Figura 16) on V_1 , V_2 i I_1 , I_2 son les variables de voltatge i corrent respectivament. Cal tenir en compte que aquestes variables responen a amplituds complexes, ja que són

causades per valors sinusoidals. Com ens il·lustra l'equació (3) i la seva respectiva transformació (4) [1].

$$V_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi)_{(3)}$$

$$V_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}(|V_1|e^{j(\omega t + \phi)}) = \text{Re}(V_1 e^{j\omega t})_{(4)}$$

Cada port està dotat de les impedàncies Z_{01} i Z_{02} respectivament i el generador s'expressa com a E_s .

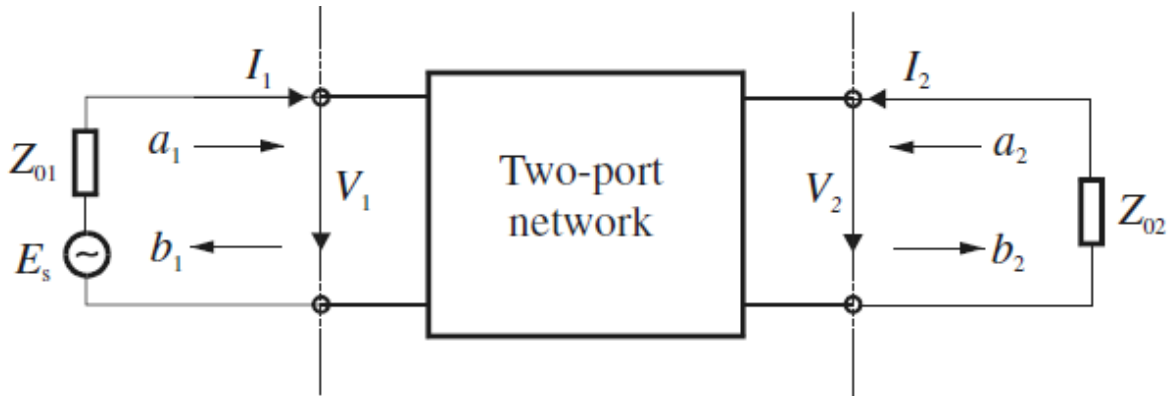


Figura 16 - Xarxa biport elemental

Veiem l'aparició d'un concepte clau, la reflexió i la transmissió. A cada port trobem una magnitud transmesa a_n i una magnitud reflexada b_n .

Aquesta reflexió és causada per la desadaptació d'impedància en canvis de medi, ja que un port per definició és la porta d'entrada a qualsevol xarxa i, per tant, requerim d'adaptació per poder operar el mateix senyal abans i després del port.

A escala numèrica, entenem la relació matemàtica (5) i (6) del senyal transmès i reflexat en les generalitzacions a xarxes d' n ports [1].

$$V_n = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n)_{(5)}$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n)_{(6)}$$

Les quals també accepten els equivalents (7) i (8) a les magnituds transmeses i reflexades.

$$a_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right)_{(7)}$$

$$b_n = \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right)_{(8)}$$

A través de la pròpia teoria matemàtica de potència (9), garantim que mantenim l'energia dins la xarxa [1].

$$P_n = \frac{1}{2} \text{Re}(V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (9)$$

Cal destacar que $a_n a_n^*/2$ correspon a la potència de l'ona incident, mentre que $b_n b_n^*/2$ representa la potència de l'ona reflexada al port n .

La necessitat d'estandarditzar un model per poder operar i entendre matemàticament qualsevol xarxa, se'n va de l'estudi del propi fenomen de l'ona i intenta construir un model aplicable a qualsevol xarxa amb independència del nombre de ports.

El resultant, és una matriu la qual recollirà tots els valors de reflexió i transmissió de cada port. Aquesta matriu la coneixem pel nom de matriu de dispersió, la qual està formada pel que coneixem com a paràmetres S o de dispersió.

2.4.1 PARÀMETRES DE DISPERSIÓ D'UN BIPORT

La nomenclatura dels paràmetres dins la matriu de dispersió és molt senzilla, partim del grafisme "S" i l'hi afegim dos números de sufix. Aquests dos números podrien ser n i m , on m respon al port d'entrada i n al port de sortida.

Els paràmetres S d'una estructura biport (10), omplirien una matriu 2x2 [1].

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \text{ en } a_2 = 0 & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \text{ en } a_1 = 0 \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \text{ en } a_2 = 0 & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \text{ en } a_1 = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

On l'adaptació es considera a $a_n = 0$ ja que elimina tota reflexió al port, generant una perfecta transmissió. Llavors, entenent aquest concepte, podem modelar un sistema biport (11) amb una equació lineal amb notació matricial [1].

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Els valors de la diagonal (S_{nn}), ens marquen els coeficients de reflexió de cada port. Mentre que els valors fora la diagonal ens marquen els coeficients de transmissió -essent més específics-, ens marquen la relació de transmissió entre ports.

Aquests paràmetres ens descriuen l'efecte de la xarxa a un senyal, per tant, ens han d'informar de la magnitud i la fase i l'única manera de fer-ho és a través de lògiques euclidianes. Llavors, per definició, els paràmetres S són complexos.

Per conveni, l'amplitud s'expressa en dB (12).

$$20 \log |S_{mn}| \text{ dB} \quad (12)$$

2.4.2 MATRIU ABCD

La matriu de transmissió, coneguda comunament com a matriu ABCD o matriu de transferència, és una eina matemàtica per caracteritzar el comportament macroscòpic de xarxes biport.

La seva utilitat principal recau en la capacitat de relacionar linealment la tensió i el corrent d'entrada amb els de sortida mitjançant un sistema d'equacions matricial estàndard, facilitant enormement l'anàlisi de sistemes complexos on múltiples dispositius es connecten en cascada, ja que la matriu equivalent és simplement el producte de les matrius individuals.

A més d'aquesta versatilitat analítica, els mateixos paràmetres (13) revelen les propietats físiques inherents de la xarxa [1].

$$\begin{aligned} A &= \frac{V_1}{V_2} \text{ on } I_2 = 0 & B &= \frac{V_1}{-I_2} \text{ on } V_2 = 0 \\ C &= \frac{I_1}{V_2} \text{ on } I_2 = 0 & D &= \frac{I_1}{-I_2} \text{ on } V_2 = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

Aquests paràmetres es defineixen en equacions lineals en notació matricial (14).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Coneguda a vegades com la matriu de transferència, respon a les propietats (15).

$$AD - BC = 1 \quad \text{En xàrxes recíproques}$$

$$A = D \quad \text{Per xàrxes simètriques} \quad (15)$$

Cal comentar que si que considerem la pròpia xarxa sense pèrdues, els valors A i D seran únicament reals, mentre que els valors B i C, seran únicament imaginaris.

2.5 ESTRUCTURES PERIÒDIQUES

Una estructura periòdica es defineix com una connexió en cascada de xarxes biport idèntiques. Aquestes estructures apareixen en línies de transmissió carregades amb elements reactius a intervals regulars.

L'anàlisi de la periodicitat es basa en les propietats de filtratge inherents a la xarxa, la qual divideix l'espectre electromagnètic en bandes de pas (on l'ona es propaga lliurement) i bandes de rebuig (on l'ona s'atenua exponencialment). Veiem l'esquemàtic a la Figura 17.

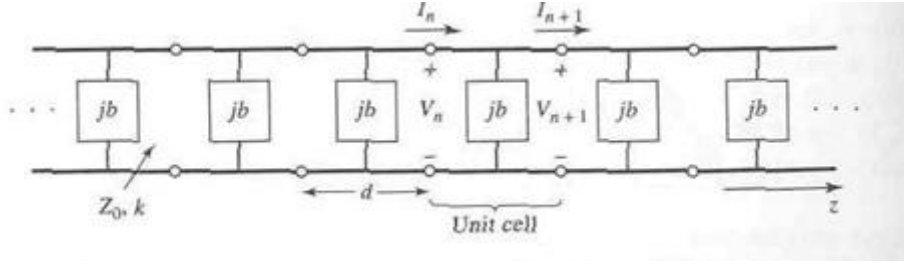


Figura 17 – Circuit equivalent d'una línia de transmissió carregada periòdicament

Per analitzar rigorosament el comportament macroscòpic de tota la línia, s'aïlla una única cel·la unitat de longitud d . Si observem els terminals situats entre la cel·la n -èsima i la cel·la $(n+1)$ -èsima, les tensions i els corrents es relacionen de forma matricial segons la definició clàssica dels paràmetres de transmissió (16).

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Això vol dir que la tensió i el corrent a l'entrada de la cel·la n depenen linealment de la tensió i el corrent a la seva sortida (que alhora és l'entrada de la cel·la $n+1$). Aquí és on intervé el Teorema de Floquet-Bloch [1].

Aquest teorema estableix que, per a una estructura periòdica infinita, la solució de les equacions d'ona per a la tensió i el corrent (17) difereix d'una cel·la a la següent únicament per un factor de propagació complex constant. Si definim $\gamma = \alpha + j\beta$ com la constant de propagació d'aquesta "ona de Bloch".

$$V_{n+1} = V_n e^{\gamma d} \quad i \quad I_{n+1} = I_n e^{\gamma d} \quad (17)$$

Si reordenem aquestes expressions per expressar les magnituds del node n en funció de les del node $n+1$, tenim (18).

$$V_n = V_{n+1} e^{\gamma d} \quad i \quad I_n = I_{n+1} e^{\gamma d} \quad (18)$$

Substituint la condició fonamental directament dins del sistema matricial inicial (19).

$$\begin{bmatrix} V_{n+1} e^{\gamma d} \\ I_{n+1} e^{\gamma d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Reagrupant els termes, arribem a un sistema d'equacions lineals homogeni (20), el qual conforma el problema de valors propis, clàssic per a estructures periòdiques.

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Aquesta representació matricial és el punt de partida matemàtic. A partir d'aquí, imposant que el determinant d'aquesta matriu sigui zero (per evitar solucions trivials on la tensió i el corrent siguin nuls), es dedueix tota la física i anàlisi numèrica d'estructures periòdiques.

2.5.1 IMPEDANCIA DE BLOCH

Continuant amb el Teorema de Floquet-Bloch, un altre paràmetre de gran interès és la impedància característica d'aquestes ones. Podem definir una impedància característica (21) en els terminals de la cel·la unitat [1].

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (21)$$

Aquesta impedància rep el nom d'Impedància de Bloch. A partir de l'anàlisi de la matriu de transmissió i resolent per a l'exponencial de propagació, la impedància de Bloch presenta les solucions (22) i (23).

$$Z_B^{\pm} = - \frac{2BZ_0}{(A-D) \pm \sqrt{(A+D)^2 - 4}} \quad (22)$$

Per a cel·les unitat simètriques (com la de la Figura 16), sempre es complirà que $A = D$. En aquest cas, la fórmula es simplifica notablement.

$$Z_B^{\pm} = \pm \frac{BZ_0}{\sqrt{A^2 - 1}} \quad (23)$$

Les solucions +/- corresponen a les impedàncies característiques per a les ones que viatgen en sentit positiu i negatiu, respectivament. A partir de les expressions d'A i B, observem que a la banda de pas ($\alpha = 0$), el terme de l'arrel genera un valor que fa que Z_B sigui un nombre real. En canvi, a la banda de rebuig (α no nul), l'arrel canvia de signe i Z_B esdevé un nombre imaginari pur. Aquesta situació és totalment anàloga a la impedància d'una guia d'ona, que és real per als modes de propagació.

2.5.2 CONSTANT DE FASE

La longitud elèctrica, definida fonamentalment pel producte βl (sovint denotat també com a θ). A diferència de l'electrònica de baixa freqüència, on la distància física d'una pista és pràcticament irrellevant, a l'escala de les microones l'espai que recorre el senyal és crític.

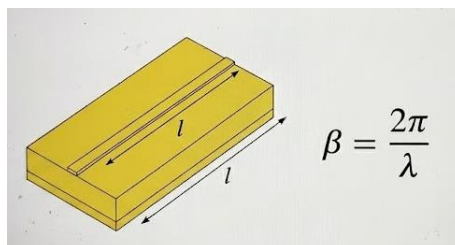


Figura 18 – Caracterització de la longitud elèctrica

Veiem a la Figura 18, com el producte βl vincula directament la longitud geomètrica real d'una línia l amb la constant de fase del senyal que hi viatja (β), descrivint de manera

rigorosa el desfasament o retard temporal exacte que pateix l'ona electromagnètica en travessar aquell segment.

Matemàticament, la constant de fase β expressa la velocitat a la qual canvia la fase espacial de l'ona, sent inversament proporcional a la seva longitud d'ona ($\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$). En conseqüència, el terme βl no expressa una distància mètrica, sinó que representa una mesura purament angular, expressada habitualment en graus o radians.

Aquesta magnitud quantifica quina fracció exacta del cicle d'una ona sencera cap dins d'aquell segment físic de línia a una freqüència determinada. Per exemple, una línia dissenyada amb una longitud elèctrica de $\beta l = \pi/2$ radians equival exactament a un quart de longitud d'ona o $\lambda/4$, la qual cosa implica que la fase del senyal rebrà un augment de 90° entre el port d'entrada i el port de sortida.

L'equivalent en paràmetres ABCD (24) és ben senzill, simplement el propi paràmetre A.

$$\cos(\beta l) = A_{(24)}$$

2.6 LÍNIA DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA REACTIVA

En aquest treball, carregarem periòdicament línies de transmissió per esdevenir cel·les miniaturitzades. Aquesta reducció de tamany, es basa en seccions d'ona lenta, les quals ens permeten reduir el tamany de la línia host gràcies a afegir distància elèctrica amb la càrrega d'elements reactius -en el nostre cas- amb bobines en sèrie o condensadors en paral·lel.

Aquestes, buscaran replicar respostes en freqüència de línies convencionals, però amb una reducció de longitud elèctrica respecte de la línia original sense carregar.

La introducció d'aquestes noves cel·les miniaturitzades en teoria de filtres de microones basades en línies de $\lambda/4$ (que són els que tractarem en aquest treball), trenquen la periodicitat típica d'aquests filtres, la qual genera espuris a múltiples senars de la freqüència central o d'operació (f_0) com $3f_0$, $5f_0$, etc.

Per dur a terme aquestes cel·les, primerament necessitem una mètrica per quantificar la reducció de la mida del nostre circuit. Aquesta mètrica és l'Slow Wave Ratio (25).

$$swr = \frac{kl}{\beta l} \quad (25)$$

L' swr es defineix com la relació entre la nova constant de fase kl de la línia carregada i la constant de fase de la línia original sense carregar βl . De manera equivalent, és la relació entre la velocitat a la qual viatjava el senyal per la línia original i la velocitat alentida a la qual viatja ara.

El significat físic de l'*swr* és literalment el factor de miniaturització. Si el disseny de la nostra cel·la reactiva ens dona un *swr* de 0.5, vol dir que el senyal viatja a la meitat de velocitat i, en conseqüència, tindrem exactament la meitat de longitud física de la xarxa per aconseguir el mateix efecte del filtre.

2.6.1 LÍNIA DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA CAPACITIVA

El circuit equivalent d'una línia de transmissió amb càrrega capacitiva, el trobem a la Figura 19.

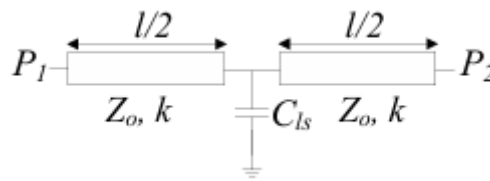


Figura 19 – Esquema d'una cel·la simètrica carregada capacitivament en paral·lel

Les equacions que defineixen el comportament de la cel·la capacitiva, les trobem a [4]. Mitjançant l'anàlisi ABCD, trobem les fórmules després manipular (23) i (24).

L'equació (26), que ens introdueix el desfasament d'aquesta miniaturització.

$$\cos(\beta l)_{\text{Condensador}} = \cos(kl) - \frac{\omega C_{ls} Z_0}{2} \sin(kl) \quad (26)$$

Mentre que kl serà la nova longitud elèctrica de tota la línia resultant, C_{ls} serà el valor de la capacitat a carregar en funció de la miniaturització desitjada. ω representa la freqüència d'operació ($2\pi f_0$), marcant així la freqüència central del filtratge.

El fet de sumar-hi la càrrega reactiva fa que el senyal pateixi un retard de fase. L'equació ens garanteix que, matemàticament, aquesta nova línia més curta es comportarà elèctricament com un tram recte més llarg de longitud βl .

En afegir elements reactius a la línia per alterar-ne la fase, es produeix un efecte col·lateral inevitable: la impedància característica de la línia canvia (27). La impedància de la nova estructura carregada rep el nom d'Impedància Bloch (Z_B).

$$Z_{B\text{Condensador}} \equiv \frac{Z_0 \sin(kl) - Z_0 \omega C_{ls} \sin^2(\frac{kl}{2})}{\sin(\beta l)} \quad (27)$$

Essent Z_0 la impedància de la línia inicial, aquesta nova equació (27), ens permet tractar aquesta estructura complexa (línia + condensador + línia) com si fos un únic component homogeni d'impedància Z_B , i més important a efectes pràctics, la teoria demostra que la Z_0 disminueix significativament respecte a la Z_B en cel·les capacitives.

2.6.2 LÍNIA DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA INDUCTIVA

El circuit equivalent d'una línia de transmissió amb càrrega inductiva, el trobem a la Figura 20.

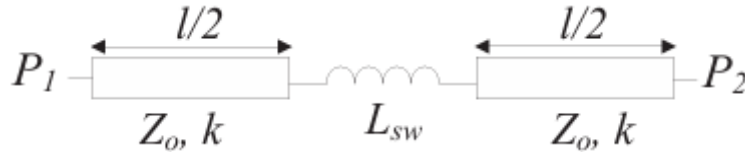


Figura 20 – Esquema d'una cel·la simètrica carregada inductivament en sèrie

On hi apliquen les equacions (28) i (29), que guarden certes diferències respecte a la cel·la capacitiva, però la mateixa estructura.

$$\cos(\beta l)_{Bobina} = \cos(kl) - \frac{\omega L_{ls}}{2Z_0} \sin(kl) \quad (28)$$

$$Z_{Bobina} = -\frac{jB}{\sin(\beta l)} \equiv \frac{Z_0 \sin(kl) + \omega L_{ls} \cos^2(\frac{kl}{2})}{\sin(\beta l)} \quad (29)$$

El canvi més gran respecte a la cel·la capacitiva és que la Z_B resultant augmenta significativament respecte a la Z_0 en cel·les inductives, com veiem a (29).

2.6.3 EXEMPLE DE MINIATURITZACIÓ

A continuació es mostrarà l'exemple de miniaturització d'una línia de 90° adaptada a 50Ω (Figura 21) amb una reflexió nul·la i una transmissió total. Miniaturitzarem els valors $Z_B = 50$, $\beta l = 90^\circ$, $f_0 = 1 \text{ GHz}$ amb un $\text{swr} = 0.5$ per aconseguir -seguint les fórmules- $Z_{0\text{CONDENSADOR}} = 120.7107 \Omega$ | $Z_{0\text{BOBINA}} = 20.7107 \Omega$, $kl = 45^\circ$ i $C_{ls} = 2.6370 \text{ pF}$ | $L_{ls} = 6.5924 \text{ nH}$.

S'ha evaluat la xarxa mitjançant simulació circuital utilitzant el programari Advanced Design System (ADS).

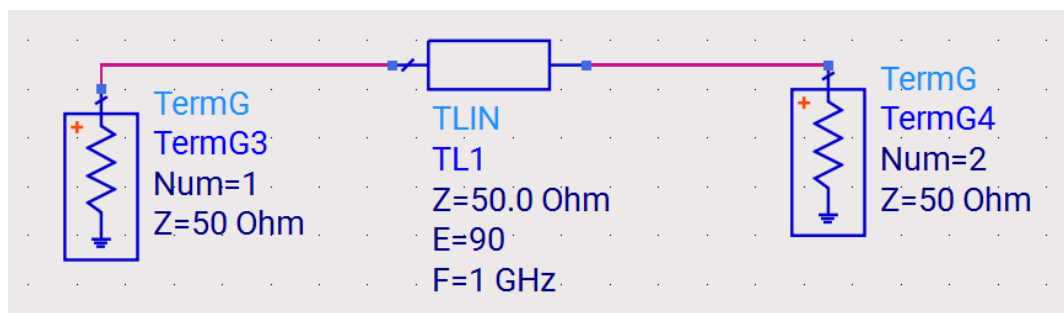


Figura 21 - Cel·la Adaptada a 50Ω a 90°

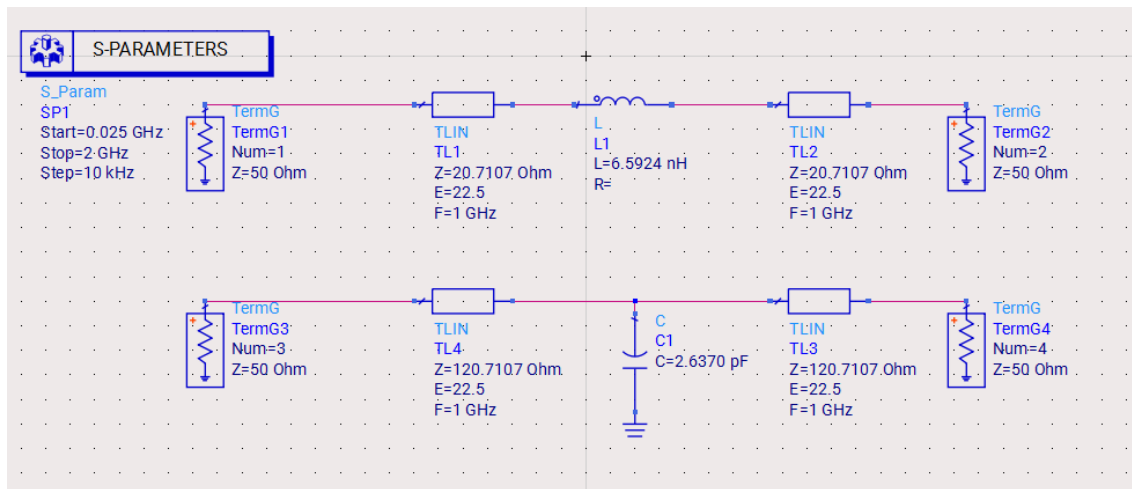


Figura 22 – Esquemàtic d'una cel·la inductiva i d'una capacitiva

A la Figura 22 veiem l'esquemàtic de les dues cel·les. Tant la cel·la capacitiva (Figura 23), com la inductiva (Figura 24), responen amb exactament el mateix comportament (en paràmetres Bloch) que la línia inicial adaptada a 50 Ω amb una longitud elèctrica de 90°. També comprovem que s'ha respectat la reducció en dimensió física, ja que $kl/\beta l = 45^\circ/90^\circ = 0.5$.

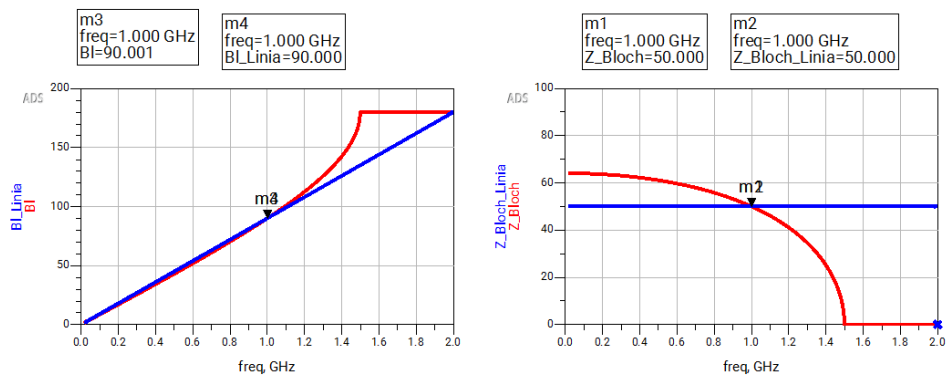


Figura 23 – Comparativa de la simulació dels esquemàtics de les Figures 19 i la cel·la capacitiva de la Figura 20

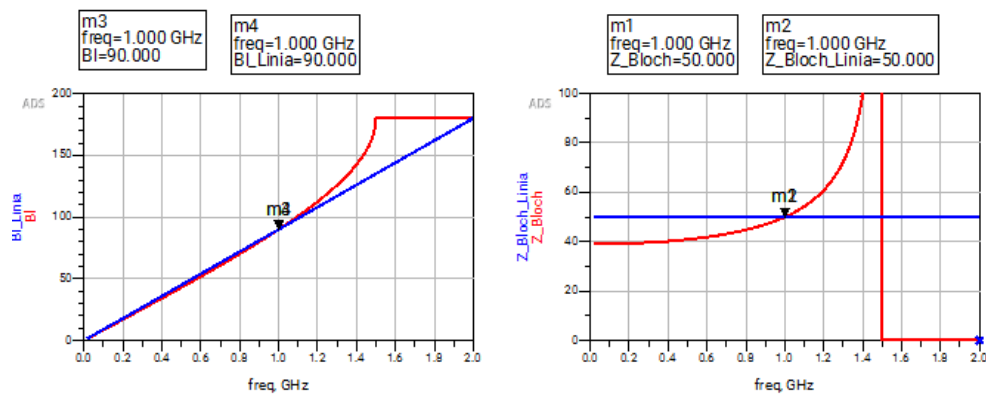


Figura 24 – Comparativa de la simulació dels esquemàtics de les Figures 19 i la cel·la inductiva de la Figura 20

3. TEORIA DE FILTRES DE MICROONES

Aquest capítol descriu els conceptes fonamentals i la teoria de filtres que constitueix la base del disseny. Els continguts abasten les funcions de transferència dels filtres, els prototips del filtre passa baixos i els seus elements, així com els escalats tant de freqüència com d'impedància.

Finalment, presenta també les seccions de línia que utilitzarem en tot el disseny.

3.1 FUNCIO DE TRANSFERÈNCIA

La funció de transferència d'una xarxa de filtratge d'un biport és una descripció matemàtica de les característiques de resposta de la xarxa.

Es tracta de l'expressió matemàtica del paràmetre de transmissió S_{21} . En moltes ocasions, per a una xarxa de filtratge passiva i sense pèrdues, la funció de transferència (representada com l'amplitud al quadrat) es defineix a través de (30) [2].

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 F_n(\Omega)} \quad (30)$$

A on ϵ representa la constant d'arissat (ripple), $F_n(\Omega)$ és la funció característica, i Ω és la variable de freqüència. És convenient considerar que Ω representa la variable de freqüència angular d'un prototip de filtre de passa baixos que presenta una freqüència de tall a $\Omega = \Omega_c$, essent $\Omega_c = 1$ rad/s. Les transformacions de freqüència cap a la freqüència angular habitual per a filtres pràctics de passa baixos, pas alt, pas de banda i eliminació de banda s'analitzaran més endavant.

En xarxes lineals i invariants en el temps (31), la funció de transferència es pot definir mitjançant una funció racional [2].

$$S_{21}(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (31)$$

$N(p)$ i $D(p)$ representen polinomis en una variable de freqüència complexa $p = \sigma + j\Omega$. En el cas d'una xarxa passiva sense pèrdues, la freqüència de Neper (σ) és nul·la, de manera que la variable es simplifica a $p = j\Omega$. L'obtenció d'una funció de transferència racional i realitzable que generi unes característiques de resposta que s'aproximin a la resposta teòrica requerida constitueix el que anomenem el problema d'aproximació.

En nombrosos escenaris de disseny, aquesta funció de transferència racional es pot construir a partir de la funció de transferència de l'amplitud al quadrat. Un cop definida la funció de transferència, la resposta de les pèrdues d'inserció (32), d'acord amb la definició convencional en l'enginyeria de microones, es pot calcular [2].

$$L_A(\Omega) = 10 \log\left(\frac{1}{|S_{21}(j\Omega)|^2}\right) \quad (32)$$

Atès que en una xarxa passiva de dos ports es compleix el principi de conservació de l'energia (condició d'unitarietat), on la suma de les potències reflexada i transmesa és igual a la unitat $|S_{(11)}|^2 + |S_{(21)}|^2 = 1$, trobem les pèrdues de retorn (33) [2].

$$L_R(\Omega) = 10 \log(1 - |S_{21}(j\Omega)|^2) \text{ dB} \quad (33)$$

3.2 TEORIA D'APROXIMACIÓ

Un filtre ideal presenta una transmissió perfecta amb pèrdues d'inserció nul·les a la banda de pas i una atenuació infinita a la banda eliminada, unides per una transició abrupta a la freqüència de tall, com veiem a la Figura 25.

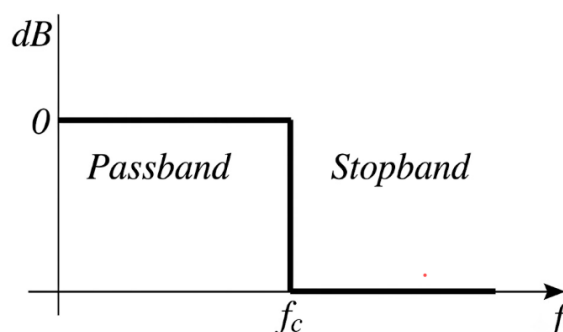


Figura 25 – Resposta en freqüència d'un filtre passa baixos

Aquest filtre, és físicament irrealitzable. Aquí és on intervé la teoria d'aproximació. El seu propòsit és resoldre aquest impediment físic cercant una funció matemàtica racional i realitzable -expressable mitjançant els polinomis de variable complexa- que s'aproximi al màxim a aquesta resposta ideal utilitzant un nombre d'etapes (ordre, representat per n) de filtre finit.

Com que l'aproximació perfecta no existeix, hem d'assumir un compromís matemàtic i físic entre atenuació, temps de resposta, distorsions temporals...

Aquests compromisos han donat lloc a diferents famílies d'aproximacions clàssiques. D'una banda, l'aproximació de *Butterworth*, optimitza la funció de transferència perquè la resposta d'amplitud sigui la més plana possible a la banda de pas, sense presentar cap arissat. A canvi, la caiguda cap a la banda eliminada és relativament suau i requereix ordres elevats per aconseguir atenuacions profundes. Com a alternativa directa, l'aproximació de *Chebyshev* introdueix una fluctuació d'amplitud controlada, coneguda com a arissat o *ripple*, a la banda de pas. Tolerant aquesta petita pèrdua de retorn, s'aconsegueix una transició molt més abrupta cap a la banda eliminada per a un mateix ordre del filtre.

Aquest compromís teòric encara es pot portar un pas més enllà mitjançant l'aproximació el·líptica, o de Cauer. Aquest model matemàtic permet l'existència d'arissats tant a la banda de pas com a la banda eliminada, una doble tolerància que proporciona la transició més escarpada i ràpida possible entre la zona de conducció i la zona de rebuig d'energia.

En definitiva, la tria de la teoria d'aproximació adient determinarà els coeficients matemàtics (representats pel grafisme g) exactes que conformaran el polinomi de la funció de transferència. Aquests coeficients seran precisament els que es traduiran en els valors físics normalitzats quan es passi a desenvolupar els models circuitals mitjançant els prototips de passa baixos.

3.3 PROTOTIP PASSA BAIXOS I LES SEVES TRANSFORMACIONS

El prototip del filtre passa baixos es defineix, en termes generals, com una xarxa les magnituds de la qual han estat normalitzades per adaptar la impedància de la font a la unitat ($g_0 = 1$) i la freqüència angular de tall, situada també en la unitat ($\omega_c = 1$ rad/s). Aquest model normalitzat és la base per implementar les aproximacions de *Butterworth* i *Chebyshev*.

Per a la realització d'un filtre de n pols, existeixen dues topologies circuitals possibles (Figura 26) que són duals entre si i que proporcionen exactament la mateixa resposta en freqüència. En aquestes configuracions, els paràmetres g_i (per a valors d' i de 1 a n) representen o bé la inductància d'una bobina en sèrie, o bé la capacitat d'un condensador en paral·lel, connectades en sèrie. En conseqüència, l'ordre n del filtre equival al nombre total d'elements reactius que el conformen. L'assignació de rols als paràmetres depèn de l'arquitectura triada:

- Si g_1 es defineix com una capacitat en paral·lel (*a*) o una inductància en sèrie (*b*), llavors g_0 es defineix com la resistència o la conductància de la font, respectivament.
- De manera anàloga, si g_n és l'últim element reactiu (capacitat en paral·lel o inductància en sèrie), el terme següent g_{n+1} esdevé la resistència o la conductància de la càrrega.

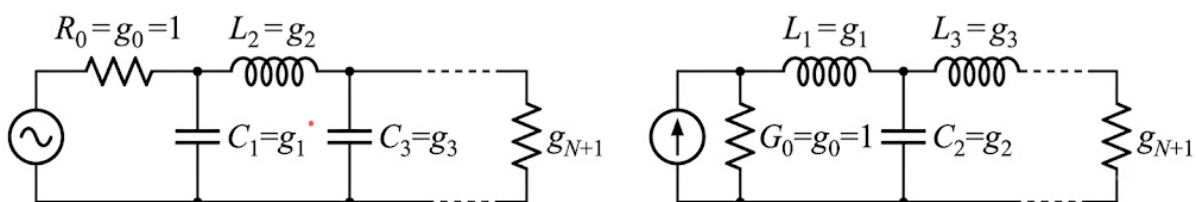


Figura 26 – Models circuitals d'un filtre passa baixos normalitzat

Aquests models de passa baixos, actuen com un prototip universal. A partir d'ell, és possible dissenyar una gran varietat de filtres pràctics mitjançant l'aplicació de transformacions de freqüència i d'elements. L'objectiu d'aquest apartat és proporcionar les equacions i taules de disseny necessàries per obtenir els valors dels elements dels prototips més comuns, així com determinar el grau o l'ordre requerit per satisfer unes especificacions determinades, sense necessitat d'aprofundir en els mètodes de síntesi de xarxes.

3.3.1 BUTTERWORTH

En el cas particular dels filtres de *Butterworth*, la funció de transferència de l'amplitud al quadrat, que presenta unes pèrdues d'inserció de 3 dB en la freqüència de tall normalitzada ($\Omega_c = 1$), es defineix mitjançant l'expressió (34) [2].

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{(1+\Omega^{2n})} \quad (34)$$

En aquesta equació, n representa el grau o l'ordre del filtre, un paràmetre que es correspon directament amb el nombre d'elements reactius necessaris per a la síntesi del prototip de passa baixos. Com veiem a la Figura 27, la resposta d'un filtre de passa baixos ideal és òptima en la proximitat de $\Omega = 0$, però la seva precisió disminueix progressivament a mesura que la freqüència s'apropa a la freqüència de tall Ω_c .

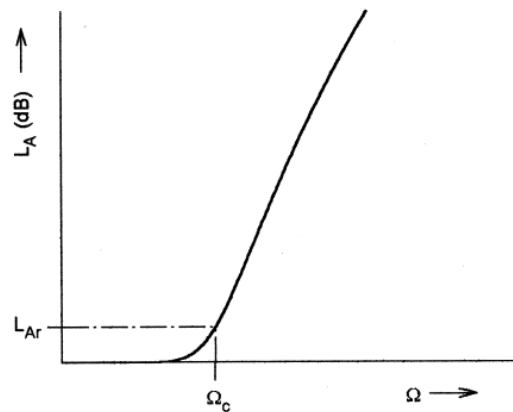


Figura 27 – Pèrdues d'inserció del prototip passa baixos Butterworth

Per als prototips de passa baixos de *Butterworth*, caracteritzats amb unes pèrdues d'inserció de 3 dB en la freqüència de tall normalitzada ($\Omega_c = 1$), els valors dels elements de la xarxa es poden calcular mitjançant les expressions (35) [2].

- $g_0 = 1,0$
- $g_i = 2 \cdot \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right)$ per a $i = 1$ fins a n (35)
- $g_{n+1} = 1,0$

Habitualment, es disposa de taules que recullen aquests valors per a ordres que van des de $n = 1$ a $n = 9$. Aquests filtres de dos ports, presenten una estructura de xarxa totalment simètrica, és a dir, $g_0 = g_{n+1}$, $g_1 = g_n$.

Per determinar el grau o l'ordre necessari d'un prototip de *Butterworth* (36), se sol partir d'una especificació d'atenuació mínima en la banda de rebuig (L_{As} , en dB) a una freqüència determinada ($\Omega_s > 1$) [2].

$$n \geq \frac{\log(10^{(0.1L_{As})} - 1)}{(2 \log(\Omega_s))} \quad (36)$$

Com a exemple pràctic, si requerim una atenuació de $L_{As} = 40$ dB a una freqüència de $\Omega_s = 2$, el càlcul ens dona $n \geq 6,644$. En conseqüència, haurem de seleccionar un prototip de *Butterworth* de 7 pols ($n = 7$), ja que n'ha de ser un nombre natural positiu.

3.3.2 CHEBYSHEV

Donat un mateix ordre d'aproximació, el model *Chebyshev* es caracteritza per presentar una resposta d'arissat equivalent (equiripple) dins la banda de pas i una atenuació més gran a la banda de rebuig. La funció de transferència de l'amplitud al quadrat (37), descriu matemàticament aquest tipus de resposta [2].

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{(1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega))} \quad (37)$$

En aquesta expressió, $T_n(\Omega)$ representa el polinomi de *Chebyshev* d'ordre n , mentre que la constant d'arissat, ϵ es defineix en funció del nivell d'arissat especificat per a la banda de pas (L_{Ar}), expressat en dB. Aquesta relació permet ajustar la selectivitat del filtre permetent una petita variació controlada de l'amplitud en la zona de transmissió a canvi d'una caiguda més abrupta en la zona de transició cap a la banda de rebuig.

Aquest arissat, és definit per l'expressió (38) [2].

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (38)$$

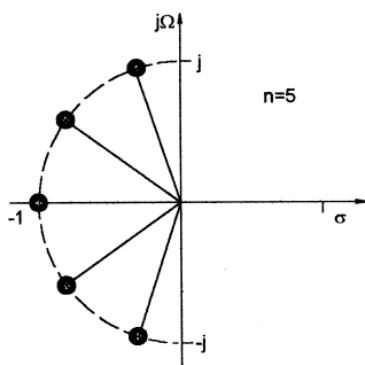


Figura 28 - Resposta polar filtre Chebyshev

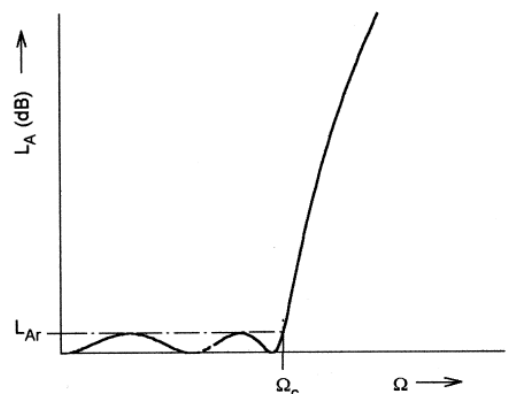


Figura 29 - Pèrdues d'inserció del prototip passa baixos Chebyshev

En el cas dels prototips passa baixos de *Chebyshev* basats en la funció de transferència que hem definit prèviament, el disseny depèn de l'arissat especificat per a la banda de pas L_{Ar} i de la freqüència de tall normalitzada $\Omega_c = 1$ (Figures 28 i 29). Els valors dels elements per a les xarxes de dos ports es determinen mitjançant el següent conjunt de fórmules (37) [2].

$$g_0 = 1.0$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \sin\left(\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right)}{\gamma^2 + \sin^2\left(\frac{(i-1)\pi}{n}\right)} \text{ per } i = 2, 3, \dots, n$$

$$g_{n+1} = 1.0 \text{ per } n \text{ imparell}, g_{n+1} = \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \text{ per } n \text{ imparell} \quad (37)$$

Mantinguen les igualtats (38).

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \quad \gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (38)$$

Alguns valors típics dels elements per a aquests filtres estan tabulats per a diversos arissats a la banda de pas, i per a un ordre del filtre des de $n = 1$ fins a $n = 9$.

Per a un arissat exigit a la banda de pas de " L_{Ar} " dB i una atenuació mínima a la banda rebutjada de " L_{As} " dB a $\Omega = \Omega_s$, amb l'equació (39) podem trobar l'ordre d'un prototip de passa baixos de *Chebyshev* que complirà amb aquesta especificació [2].

$$n \geq \cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}-1}}{10^{0.1L_{Ar}-1}}} \cosh^{-1} \Omega_s \quad (39)$$

3.3.3 TRANSFORMACIONS FREQUÈNCIALS

Fins a aquest punt, l'anàlisi s'ha centrat exclusivament en els prototips de filtre de passa baixos normalitzats, els quals es defineixen per una resistència (R) o conductància (G) de font unitària ($g_0 = 1$) i una freqüència de tall de referència ($\Omega_c = 1$ rad/s).

Per tal d'obtenir les característiques de freqüència i els valors dels elements per a filtres operatius basats en aquests prototips, cal aplicar tècniques de transformació de freqüència i d'elements.

3.3.3.1. MAPEIG DE FREQÜÈNCIA

La transformació de freqüència, també coneguda com a mapeig de freqüència, és el procés per traslladar una resposta determinada (com ara la de *Chebyshev*) des del domini de freqüència del prototip (Ω) cap al domini de freqüència real (ω). Aquest procediment permet expressar la resposta del filtre en les seves variants passa baixos, pas alt, pas banda i elimina banda.

És important subratllar que la transformació de freqüència incideix directament sobre tots els elements reactius del circuit, mentre que els elements resistius romanen inalterats durant aquest procés.

3.3.3.2. ESCALAT D'IMPEDÀNCIA I TRANSFORMACIÓ D'ELEMENTS

A part del mapeig freqüencial, hem d'escalar en impedància tots els valors de g_0 normalitzats, per poder operar correctament amb qualsevol impedància de font específica Z_0 . I per fer aquest procés, tenim un factor d'escalat γ_0 :

$$\gamma_0 = \frac{Z_0}{g_0} \text{ per } g_0 \text{ resistiu i } \gamma_0 = \frac{g_0}{Y_0} \text{ per } g_0 \text{ conductiu}$$

En principi, l'aplicació de l'escalat d'impedància sobre una xarxa de filtratge es realitza de manera que no s'alteri la forma de la resposta. Responent a les següents regles:

- Inductància: L es transforma en $\gamma_0 L$
- Capacitat: C es transforma en $\frac{C}{\gamma_0}$
- Resistència: R es transforma en $\gamma_0 R$
- Conductància: G es transforma en $\frac{G}{\gamma_0}$

Si utilitzem g com a terme genèric per als elements del prototip de passa baixos, podem afirmar que la transformació dels elements g és independent de la transformació de freqüència. Per tant, per a qualsevol classe de filtre, es compleixen les següents relacions per als elements resistius:

- $R = \gamma_0 g$ (quan g representa una resistència)
- $G = \frac{g}{\gamma_0}$ (quan g representa una conductància)

Considerem el cas en què la resposta d'un prototip de passa baixos ha de ser transformada cap a una resposta de pas de banda amb un ample de banda determinat [2].

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad \omega = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (40)$$

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{FBW} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (41)$$

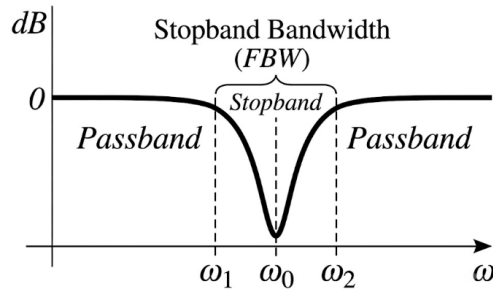


Figura 30 – Resposta en freqüència d'un filtre elimina banda

Tant en les expressions (40) i (41) com a la Figura 30, ω_0 representa la freqüència angular central del filtre i el terme FBW es defineix com l'ample de banda fraccional (*fractional bandwidth*), on ω_1 i ω_2 ens indiquen les freqüències angulars que delimiten els extrems de la banda d'interès.

L'expressió analítica del mapeig de freqüència implica que qualsevol element reactiu g del prototip passa baixos es transforma en un circuit ressonant LC (sèrie o paral·lel) en el domini del filtre de pas banda. Per a un ressonador LC sèrie (Figura 31), on g representa la inductància del prototip, els valors dels elements es determinen considerant simultàniament el mapeig freqüencial i l'escalat d'impedància γ_0 a (42).

$$L_s = \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \gamma_0 g \quad C_s = \frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \frac{1}{\gamma_0 g} \quad (42)$$



Figura 31 – Transformació g en sèrie de passa baixos a pas banda

De manera anàloga, per al cas del ressonador LC paral·lel (on el paràmetre g del prototip correspon a una capacitat), els valors dels elements en el filtre final es calculen a (43), i responen a la Figura 32.

$$C_p = \frac{\Omega_c}{FBW \omega_0} \frac{g}{\gamma_0} \quad L_p = \frac{FBW}{\Omega_c \omega_0} \frac{\gamma_0}{g} \quad (43)$$

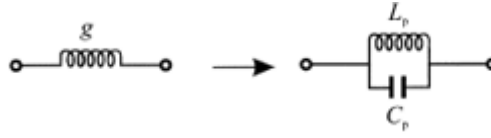


Figura 32 – Transformació g en paral·lel de passa baixos a pas banda

És fonamental observar que, en ambdós casos, es compleix de forma estricta la condició de ressonància a la freqüència central del filtre (44).

$$\omega_0 L_s = \frac{1}{\omega_0 C_s} \quad \omega_0 L_p = \frac{1}{\omega_0 C_p} \quad (44)$$

Com a exemple d'aplicació pràctica, considerem la transformació d'un prototip de *Butterworth* de 3 pols per dissenyar un filtre amb una banda de pas compresa entre 1 i 2 GHz. Mitjançant aquestes relacions d'elements, s'obté una estructura de pas banda on cada node reactiu del prototip original ha estat substituït pel seu ressonador corresponent, garantint la resposta de magnitud desitjada en l'espectre de radiofreqüència especificat. A la Figura 33, trobem el seu esquemàtic.

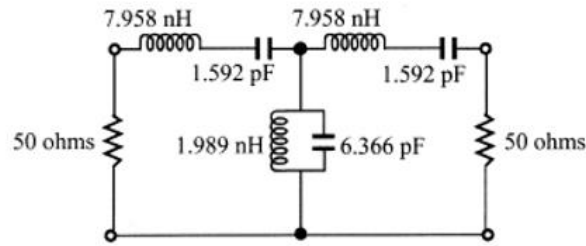


Figura 33 - Transformació circuital del filtre pas baixos a pas banda $n = 3$

La transició des d'un prototip de passa baixos cap a una resposta d'eliminació de banda s'articula mitjançant un mapeig de freqüència que inverteix la relació utilitzada en els filtres de pas banda (45).

$$\Omega = \frac{\Omega_c \cdot FBW}{\frac{\omega_0 - \omega}{\omega - \omega_0}} \quad (45)$$

En aquesta formulació (46), tant la freqüència angular central ω_0 com l'ample de banda fraccional FBW mantenen les seves definicions geomètriques habituals:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}, FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (46)$$

És important, destacar que aquesta transformació opera de manera inversa a la de pas de banda. Un element inductiu o capacitiu (g) del prototip es transforma en un circuit ressonant LC paral·lel o sèrie, respectivament, en l'estructura final. Aplicant l'escalat d'impedància (γ_0), els valors dels elements resultants es calculen de la següent manera:

A. Per a g com a inductància (Ressonador LC paral·lel), responem a la Figura 34.

- $$C_p = \frac{1}{FBW \omega_0 \Omega_c \gamma_0 g}$$
- $$L_p = \frac{\Omega_c FBW \gamma_0 g}{\omega_0}$$

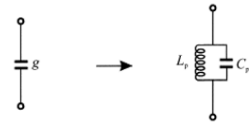


Figura 34 – Transformació g en paral·lel de passa baixos a elimina banda

B. Per a g com a capacítat (Ressonador LC sèrie), responem a la Figura 35.

- $$L_s = \frac{\gamma_0}{FBW \omega_0 \Omega_c g}$$
- $$C_s = \frac{\Omega_c FBW g}{\omega_0 \gamma_0}$$

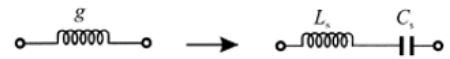


Figura 35 – Transformació g en sèrie de passa baixos a elimina banda

Igual que en els casos anteriors, la consistència del disseny es verifica mitjançant les condicions de ressonància a la freqüència de treball central, garantint que $\omega_0 L_p = \frac{1}{\omega_0 C_p}$ i $\omega_0 L_s = \frac{1}{\omega_0 C_s}$. Aquest procediment és la base per al disseny de filtres d'eliminació de banda pràctics (per exemple, per suprimir el rang d'1 a 2 GHz), on la topologia resultant permet "bloquejar" el pas de l'energia precisament en la banda on els ressonadors entren en acció, responem a la Figura 36.

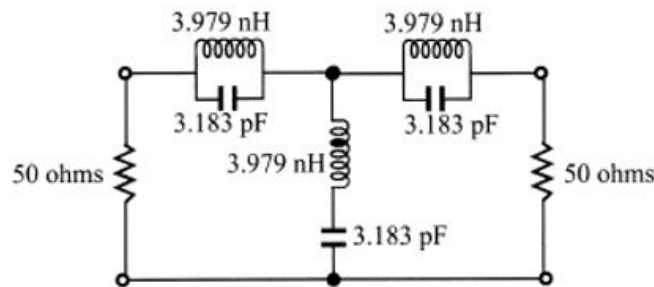


Figura 36 - Transformació Circuital del Filtre Elimina Banda

3.4 FILTRES BASATS EN STUBS DE QUART DE LONGITUD D'ONA

Els transformadors d'immitància o stubs de quart de longitud d'ona tenen la propietat de convertir matemàticament i físicament el comportament d'una impedància en sèrie en una admitància en paral·lel, i viceversa.

Gràcies a aquesta transformació, podem agafar el prototip passa baixos mixt original i, inserint inversors entre els nodes, convertir-lo en una estructura equivalent que utilitza exclusivament un sol tipus de ressonador. Els inversors d'immitància es categoritzen en inversors d'impedància (K) i inversors d'admitància (J).

3.4.1 INVERSORS K I J

Un inversor d'impedància ideal k és una xarxa de dos ports que posseeix una propietat singular: si el port de sortida es tanca amb una impedància de càrrega Z_L , la impedància d'entrada Z_{IN} vista des del port d'entrada queda definida per la relació (47) [2], responnent a la Figura 37.

$$Z_{IN} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (47)$$

En aquesta expressió, K és un valor real que defineix la impedància característica de l'inversor. La conseqüència directa d'aquesta propietat és la transformació de la naturalesa de la càrrega. Una càrrega inductiva es reflecteix com a capacitiva a l'entrada, i viceversa. Aquesta inversió requereix un desfasament elèctric estricte de 90° .

De manera dual, un inversor d'admitància ideal J opera de forma anàloga en el domini de les admitàncies. Si es connecta una admitància de càrrega Y_L , l'admitància d'entrada Y_{IN} obeeix l'expressió (48) [2], responnent a la Figura 37.

$$Y_{IN} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (48)$$

On J representa l'admitància característica de l'inversor.

Tot i que els inversors K i J ideals assumeixen un comportament constant a totes les freqüències, la seva implementació física en línies de transmissió reals (com el transformador de quart de longitud d'ona) ofereix aquest comportament de manera exacta només a la freqüència de disseny f_0 .

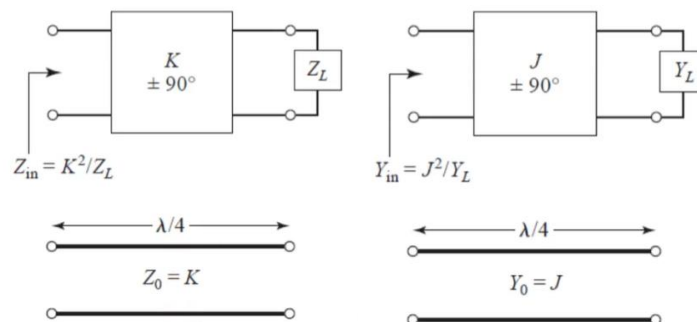


Figura 37 – Esquemes dels Inversors k i J

3.4.2 SECCIÓ DE LÍNIA DE QUART DE LONGITUD D'ONA PER FILTRES DE MICROONES

Considerem una secció de línia de transmissió de longitud l (Figura 38), acabada en circuit obert. Sabem que es comporta com un ressonador LC sèrie prop de la freqüència per la qual la línia té una longitud $\lambda/4$.

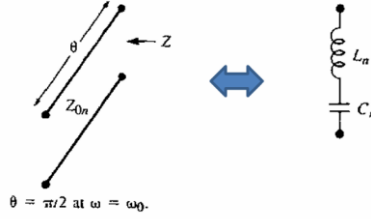


Figura 38 – Esquema del pas de model circuital a tecnologia planar d'un ressonador RC sèrie

On Z_{0n} representa l'impedància característica de la propia línia, Z la impedància d'entrada i θ la longitud elèctrica. La impedància d'un circuit LC es calcula amb (49).

$$Z = j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} = j\sqrt{\frac{L_n}{C_n}}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = 2j\sqrt{\frac{L_n}{C_n}}\frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0} = 2jL_n(\omega - \omega_0) \text{ on } L_n C_n = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (49)$$

I la impedància d'entrada Z de la línia acabada en circuit obert amb (50).

$$Z = -jZ_{0n}\cot\theta \quad (50)$$

Prop de ω_0 , la impedància s'aproxima com (51).

$$Z = jZ_{0n}\tan\frac{\pi\Delta\omega}{2\omega_0} = \frac{jZ_{0n}\pi(\omega - \omega_0)}{2\omega_0} \quad (51)$$

Aquestes dues impedàncies són iguals si es verifica (52).

$$Z_{0n} = \frac{4\omega_0 L_n}{\pi} \quad (52)$$

Fent l'escalat d'impedàncies i transformant en freqüència, obtenim (53).

$$Z_{01} = \frac{4Z_{0n}}{\pi g_1 \Delta}; \quad Z_{01} = \frac{4Z_{0n}}{\pi g_1 \Delta} \text{ amb } \Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (53)$$

Per tant, amb estructures de seccions de línia de $\lambda/4$ en cascada amb línies adaptades, podem replicar exactament el mateix funcionament que un filtre pas banda.

I de fet, per replicar l'elimina banda, el procediment és el mateix, però amb una impedància de càrrega $Z_L = 0$. I per tant (54), s'hauria d'igualar a l'equivalent LC en paral·lel.

$$Z = jZ_{0n}\tan\theta \quad (54)$$

En conseqüència, podem afirmar que les xarxes que sintetitzen aquests filtres responen a la Figura 39.

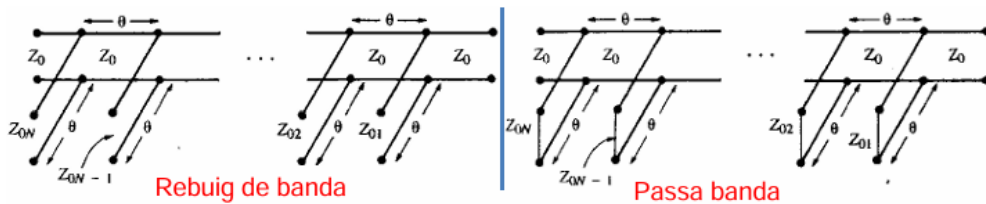


Figura 39 – Model esquemàtic de les seccions basades en línies de $\lambda/4$ -per filtres pas banda i elimina banda

4. DISSENY DE FILTRES PLANARS DE MICROONES BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA REACTIVA

En aquest apartat s'aborda el disseny complet de filtres planars de microones amb estructures de pas banda i elimina banda basades en ressonadors de seccions de línia amb càrrega reactiva i longituds elèctriques de $\lambda/4$ acabades en circuit obert o curtcircuit. Les quals es comporten com un circuit LC sèrie i paral·lel respectivament.

4.1 FILTRES PASSA BANDA BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA CAPACITIVA

A continuació, es presenta el disseny d'un filtre amb una topologia de pas banda basada en la teoria de línies de quart de longitud d'ona centrada a una freqüència fonamental de $f_0 = 1$ GHz, amb un ample de banda fraccional del 50%. Buscant una complexitat manejable, es selecciona una resposta tipus *Chebyshev* amb un arrissat a la banda de pas (ripple) de 0.1 dB.

A l'hora de definir l'ordre del filtre, s'ha optat pel disseny amb tres branques o dit d'una altra manera, $n = 3$. La decisió de descartar els ordres parells es fonamenta en la topologia de la xarxa: els filtres de *Chebyshev* d'ordre senar presenten una estructura perfectament simètrica ($g_1 = g_N$), la qual cosa garanteix que les impedàncies de font i càrrega puguin ser idèntiques (en el nostre cas, els 50 Ω estàndard de qualsevol analitzador de xarxes). Els valors g són:

$$g_{0,2,4,6} = 1 \mid g_{1,5} = 0.3807 \mid g_3 = 0.3423$$

Escalant en impedància, trobem les següents impedàncies:

$$Z_{0,2,4,6} = 50 \Omega \mid Z_{1,5} = 19.0353 \Omega \mid Z_3 = 17.1126 \Omega$$

Un cop obtingudes les dimensions teòriques, s'ha evaluat la xarxa mitjançant la simulació circuital de l'Advanced Design Systems (Figura 40).

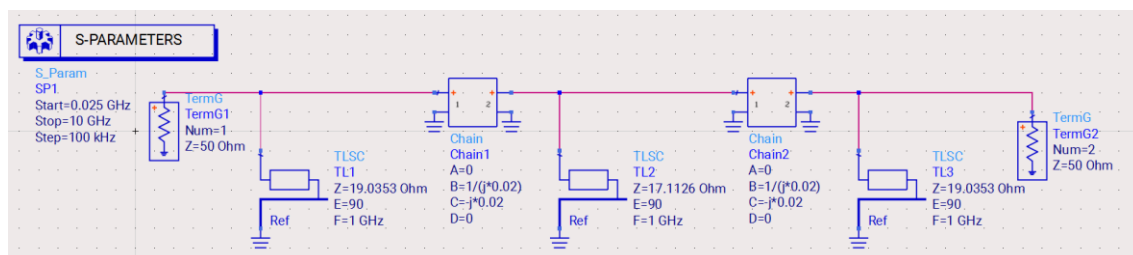


Figura 40 - Model esquemàtic elemental del filtre pas banda $n = 3$

A la Figura 41, es pot observar la magnitud (en dB) dels coeficients de transmissió S_{11} i reflexió S_{21} del model esquemàtic de la Figura 40.

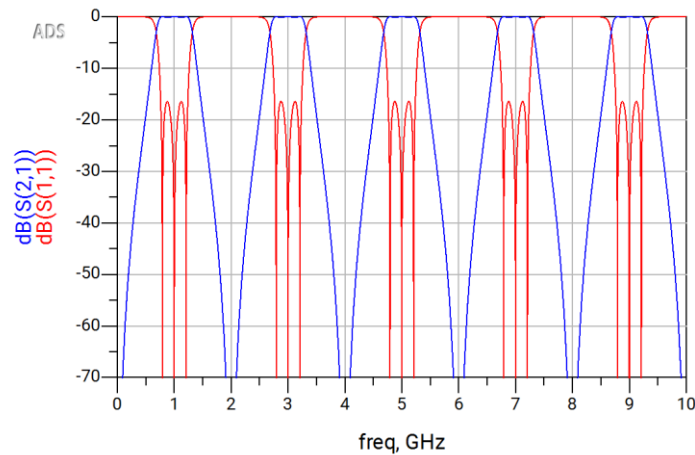


Figura 41 - Resposta en freqüència del filtre pas banda $n = 3$

El filtre presenta bandes espúries a freqüències múltiples senars d' f_0 com 3 GHz, 5 GHz, 7 GHz... L'ample de banda ve definit pel límit superior i inferior del màxim rissat del filtre, com veiem a la Figura 42.

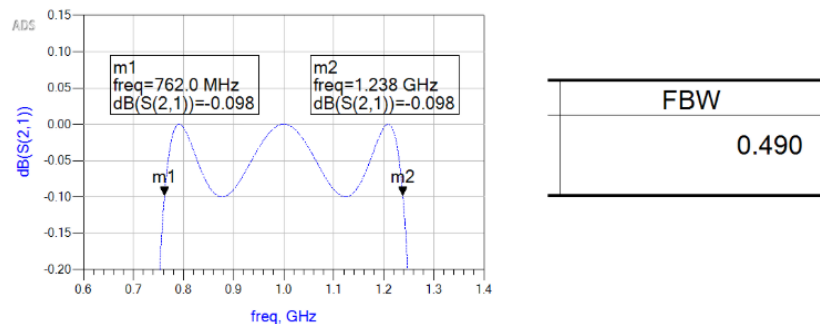


Figura 42 - Comprovació d'ample de banda del filtre

En aquesta primera anàlisi, els inversors sèrie s'han substituït per la seva resposta en funció de la matriu ABCD, però anem a veure què passaria si posem realment els inversors de 90° . Veiem aquest model esquemàtic a la Figura 43.

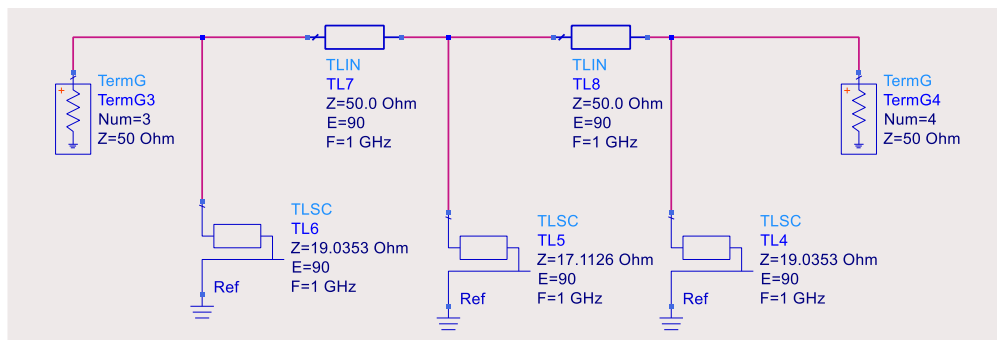


Figura 43 – Model esquemàtic del filtre pas banda $n = 3$

Com s'observa a la Figura 44, la resposta en freqüència dels paràmetres S de la Figura 43, presenta una reducció de l'ample de banda fraccional del 50% al 38%. Aquesta diferència no és important, simplement s'ha de tenir en compte durant el disseny.

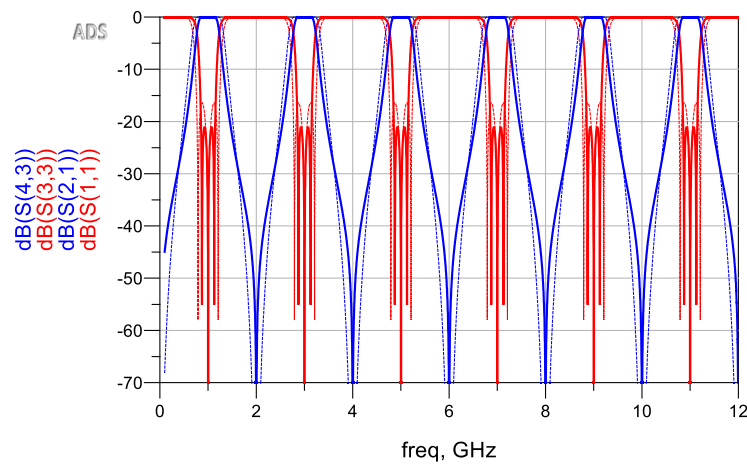


Figura 44 – Comparativa de respostes en freqüència dels models esquemàtics de les Figures 37 i 39

La fresadora mecànica LPKF de control numèric utilitzada per fabricar el filtre (Figura 45), imposa una restricció d'impedància màxima d'aproximadament 96Ω quan es treballa sobre el substrat Rogers RO3010, amb una permitivitat relativa de $\epsilon_r = 10.2$ i un gruix de $h = 1.27\text{mm}$.

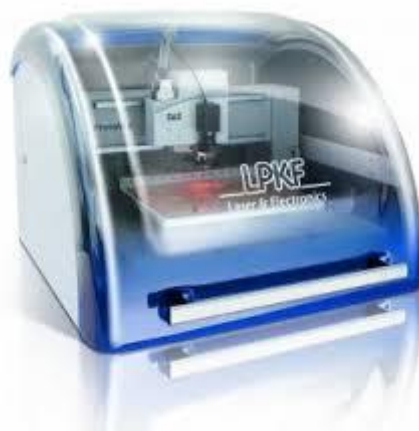


Figura 45 – Fresadora mecànica LPKF ProtoMat S63

Per optimitzar la resposta freqüencial i la fabricabilitat, s'ha pres la decisió de dur a terme la miniaturització utilitzant únicament condensadors en paral·lel. Els valors numèrics de les impedàncies dels stubs en paral·lel, són baixos. Atès que l'ús de bobines en sèrie reduiria encara més aquests valors, l'aposta purament capacitiva ens permet elevar les impedàncies fins a nivells més fàcils de modelar i fabricar.

En canvi, els inversors sèrie s'acostaran al límit dels 96Ω imposats per la fresadora. Per gestionar-ho, s'ha fixat un factor d'ona lenta swr del 60% per a les seccions en sèrie i un swr del 50% per a les seccions en paral·lel.

En l'àmbit d'arquitectura, s'ha optat per una estructura de tres cel·les en derivació, és a dir d'ordre 3 ($N = 3$), un element en sèrie d'ordre 2 ($N = 2$) i un element també en sèrie d'ordre 1 ($N = 1$). Mentre que la resta de branques utilitzen ordres superiors per maximitzar la miniaturització, s'ha decidit mantenir una de les cel·les en sèrie a $N = 1$.

La decisió respon a l'eliminació del primer espuri harmònic. Aquesta cel·la d'ordre 1 posseeix una constant de fase que evoluciona de manera diferent a la de les cel·les d'ordre superior. En arribar a la freqüència on es formaria el primer espuri, aquesta cel·la es troba totalment desfasada respecte a la resta del circuit. Aquest desajust de fase actua com un mecanisme destructiu que impedeix la formació de la ressonància harmònica, garantint una banda eliminada neta just per sobre de la banda de pas.

Després d'aplicar l'exemple de l'apartat 2.6.3, procedim a dissenyar el filtre en esquemàtic. A la Figura 46, trobem el filtre un cop miniaturitzat.

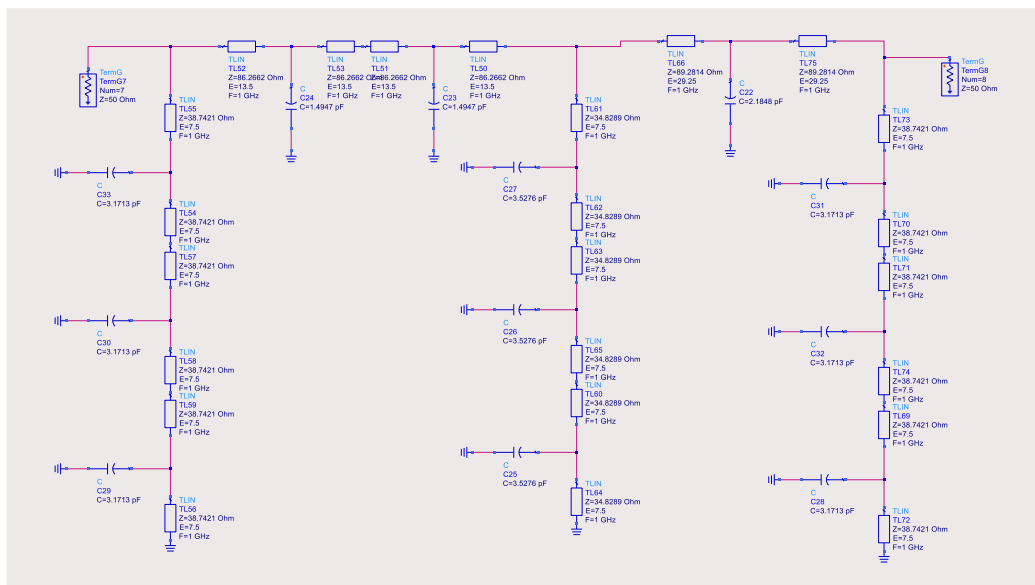


Figura 46 - Filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

A la Figura 47, validem l'eliminació d'espuris que buscàvem. Començant pel primer amb una atenuació d'uns -13dB per a l'espuri menys atenuat, valor del qual es considera filtrat. Per tant, validem la simulació i avancem en el procés de disseny.

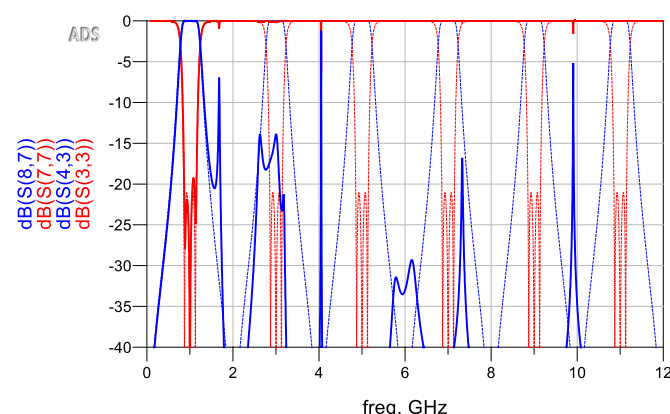


Figura 47 – Resposta en freqüència del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat respecte el seu esquemàtic canònic

Per dissenyar el filtre en *layout*, hem de dissenyar i comprovar les cel·les una a una, començant per la cel·la 1 ($Z_{1,5}$). Hem optat pel disseny del condensador en paral·lel, mantinguen així simetria i respectant l'alta capacitat de la cel·la. A les Figures 48 i 49, veiem aquest disseny en esquemàtic i *layout* respectivament.

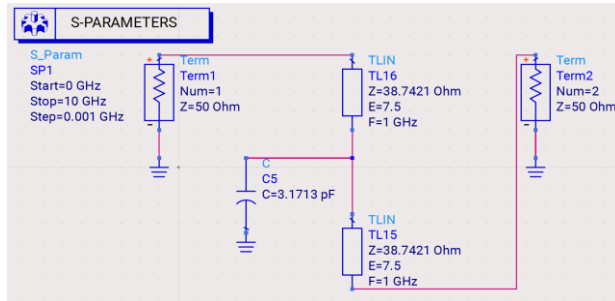


Figura 48 - Cel·la 1 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

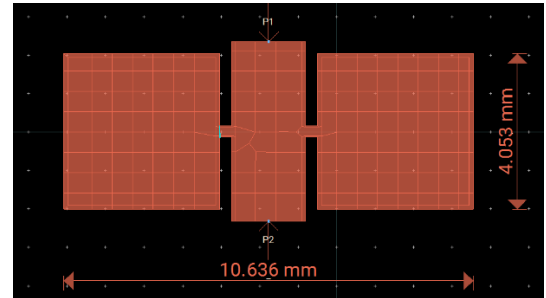


Figura 49 – Layout de la cel·la 1 del filtre pas banda $n = 3$

Per dissenyar tota una branca, no podem simplement replicar la cel·la 3 vegades, sinó que haurem de fer un procés d'optimització ajustant les mides de la cel·la, per aconseguir la resposta desitjada. A les Figures 50 i 51, veiem la primera branca ja dissenyada.

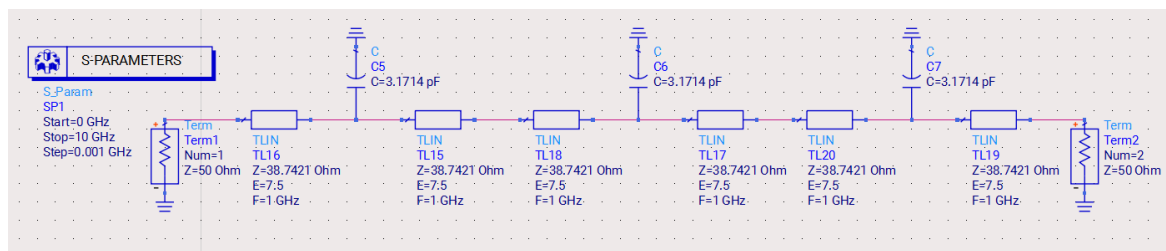


Figura 50 – Esquemàtic de la branca 1 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

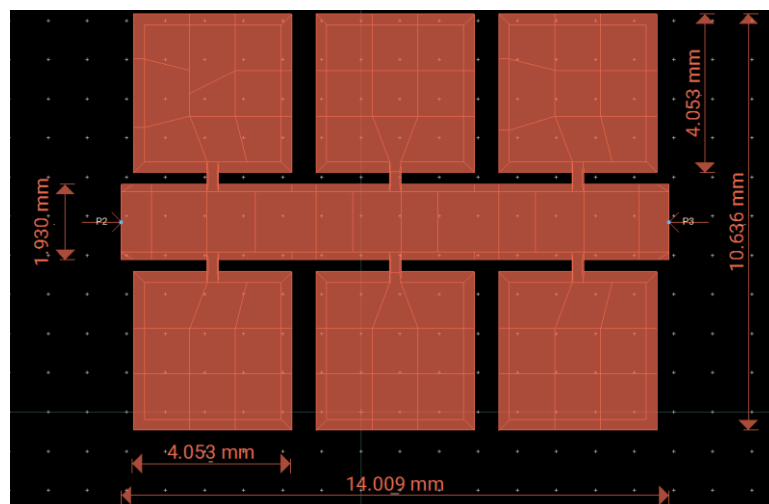


Figura 51 – Layout de la branca 1 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

A la Figura 52, podem veure la comparació en longitud elèctrica i impedància Bloch entre el model esquemàtic (vermell) i el model en *layout* (blau) de la branca 1.

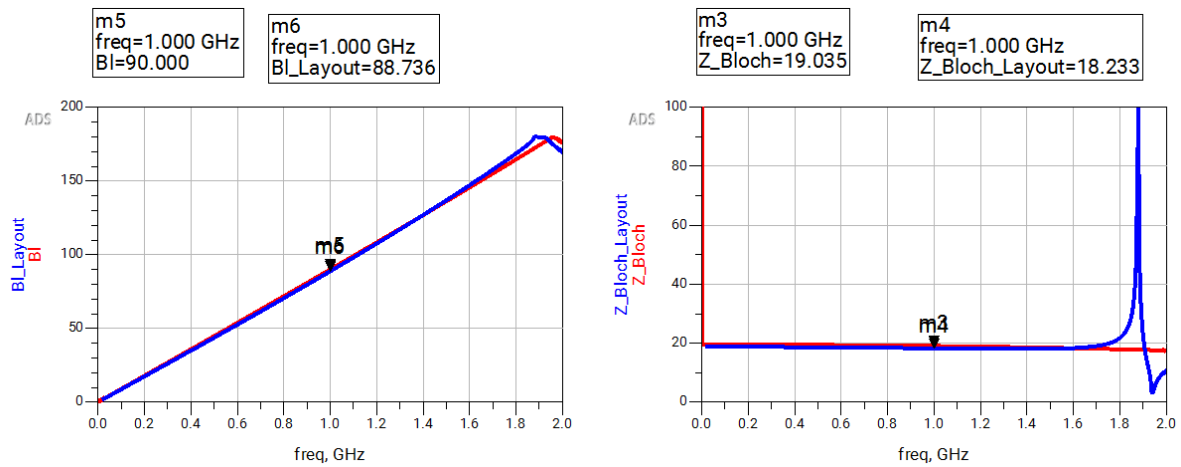


Figura 52 - Comparació de resposta entre esquemàtic i layout de la branca 1 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

Considerem els paràmetres Bloch d'aquesta nova branca com a bons.

Pel disseny de la següent branca en paral·lel (Z_3), repetim el mateix procés, mantenint l'estructura en paral·lel del condensador degut també a l'alta capacitat.

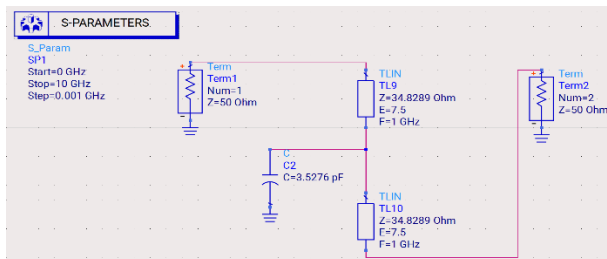


Figura 53 - Cel·la 2 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

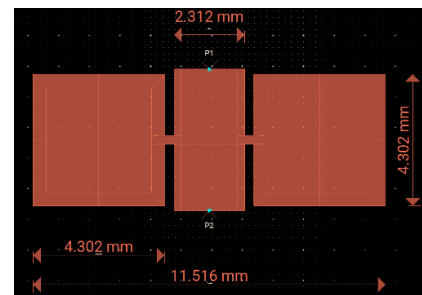


Figura 54 - Layout de la cel·la 2 del filtre pas banda $n = 3$

Tornem a retocar dimensions per optimitzar l'unió final de les cel·les i acabar amb el disseny de la branca 2, quadrant la resposta a l'esperada, com veiem a les Figura 55 i 56.

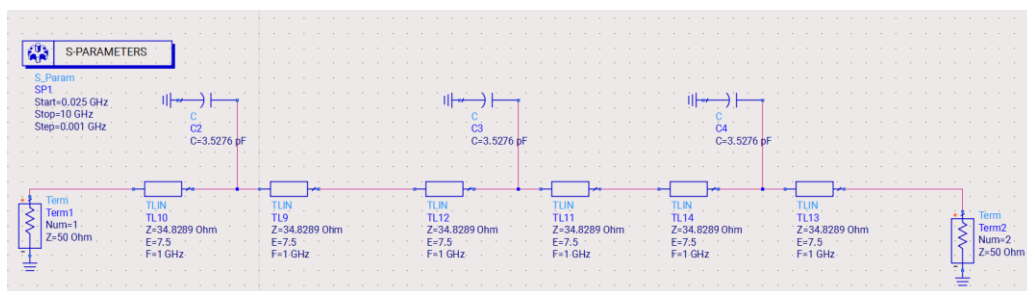


Figura 55 – Esquemàtic de la branca 2 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

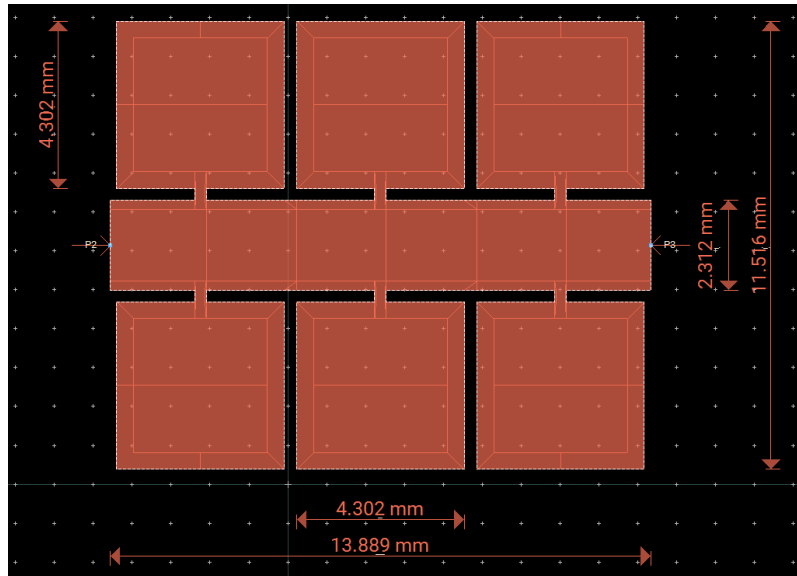


Figura 56 – Layout de la branca 2 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

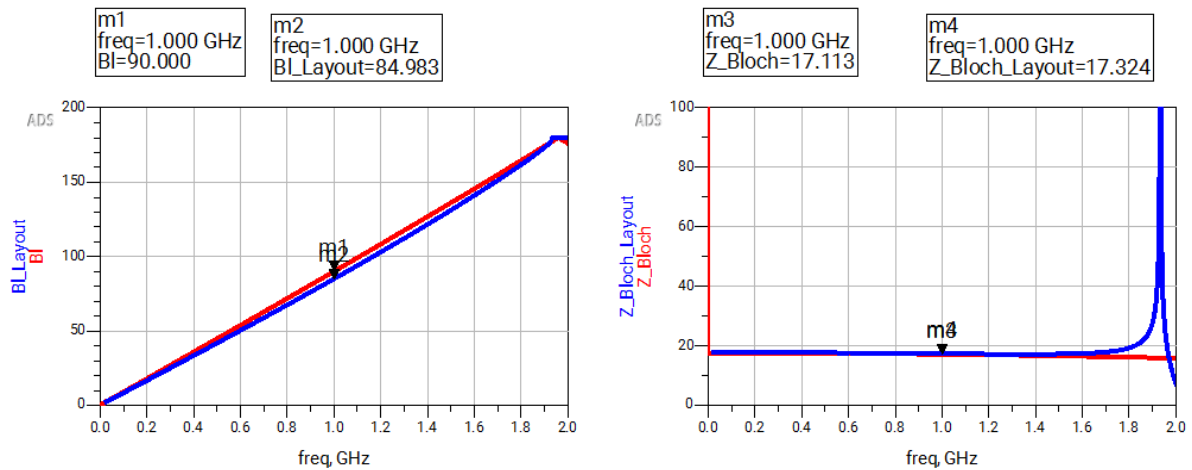


Figura 57 - Comparació de resposta entre esquemàtic i layout de la branca 2 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

A la Figura 57, tornem a validar els paràmetres Bloch d'aquesta nova cel·la, i acabem així el disseny de les branques en paral·lel.

Procedim al disseny de les dues branques en sèrie ($Z_{2,4}$), començant per la d'ordre 2, com veiem a la Figura 58.

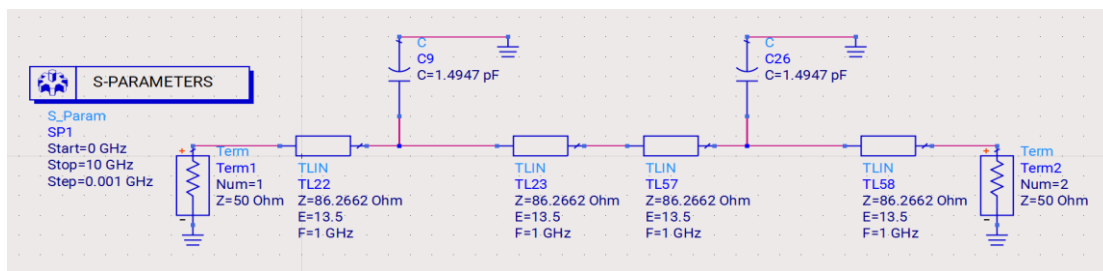


Figura 58 - Esquemàtic de la branca sèrie del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

Les línies d'unió es troben a els 86.2662Ω , per tant, seran bastant primes tenint en compte la limitació del dielèctric ROGERS RO3010, com veiem a la Figura 59.

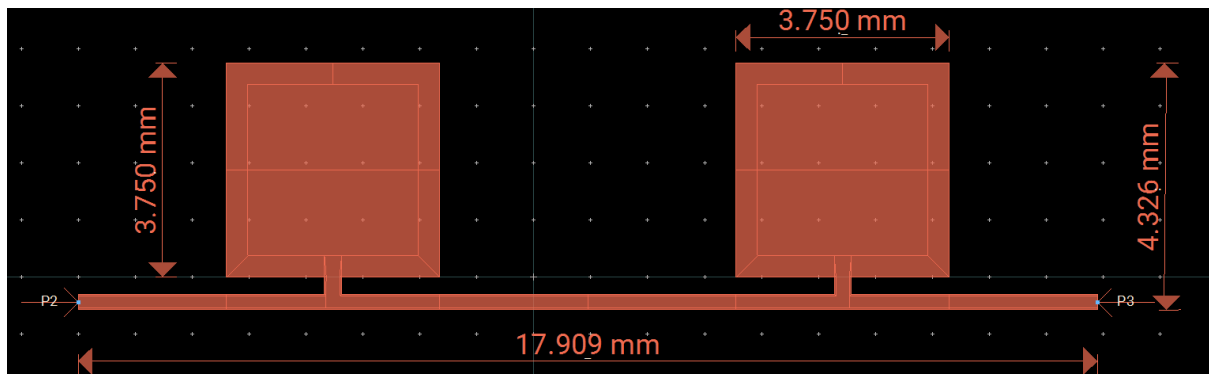


Figura 59 - Layout de la branca sèrie del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

Les capacitats, no són tan elevades com a les branques en paral·lel, i per tant, no ens cal mantenir la seva estructura en paral·lel.

Com veiem a la Figura 60, tornem a validar els paràmetres Bloch d'aquesta nova cel·la.

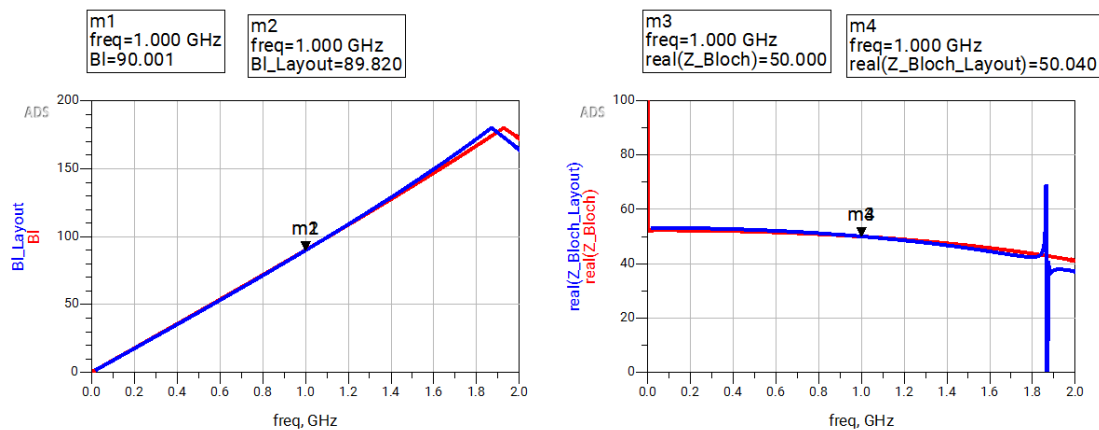


Figura 60 - Comparació de resposta entre esquemàtic i layout de la branca 2 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

Repetim el procés per dissenyar la cel·la que eliminarà el primer espuri (Figures 61 i 62).

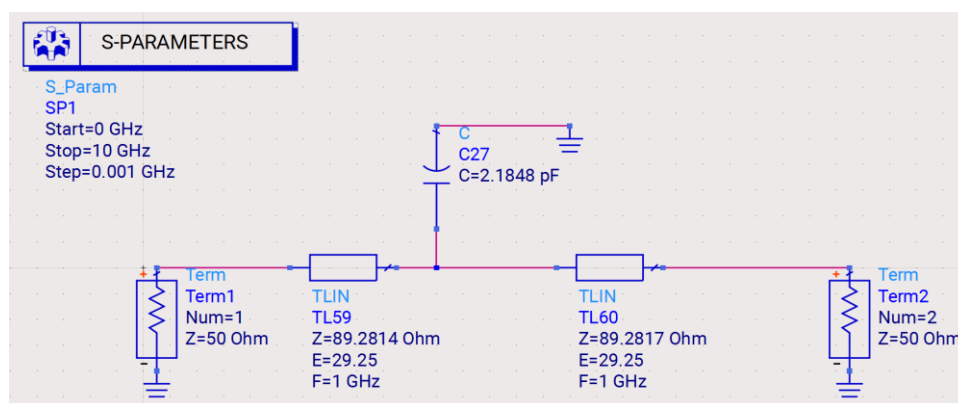


Figura 61 – Esquemàtic de la branca sèrie del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

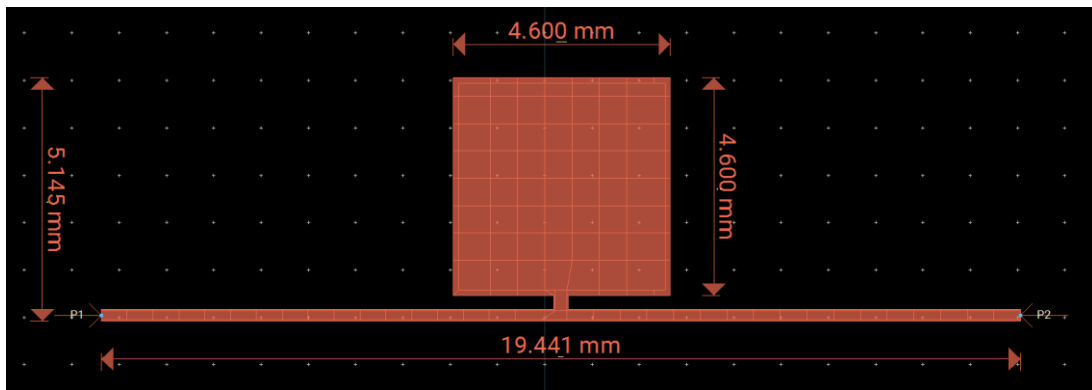


Figura 62 – Layout de la branca sèrie del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

Com veiem a la Figura 63, tornem a validar els paràmetres Bloch d'aquesta nova cel·la.

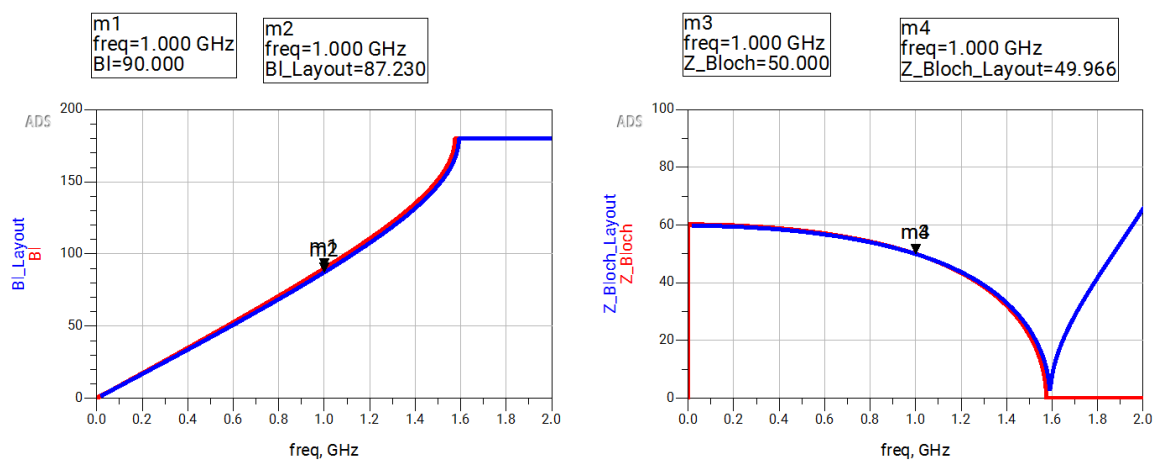


Figura 63 - Comparació de resposta entre esquemàtic i layout de la branca 2 del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

Un cop acabat el disseny de cada branca procedim a unir-les per aconseguir el filtre final. A la Figura 64, trobem el *layout* amb totes les branques unides, optimitzades i amb les línies d'accès per soldar els connectors. Aquestes línies d'accès, tenen un ample de 1.179 mm, per mantenir la impedància característica adaptada a 50 Ω , i la mateixa longitud a cada port per mantenir adaptació en fase.

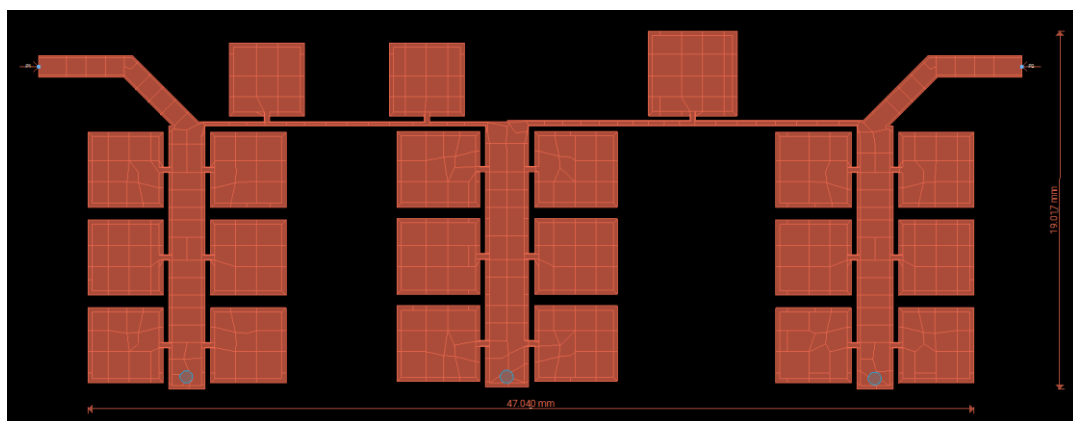


Figura 64 – Layout del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat

Validem la resposta en freqüència dels paràmetres S, com veiem a la Figura 65.

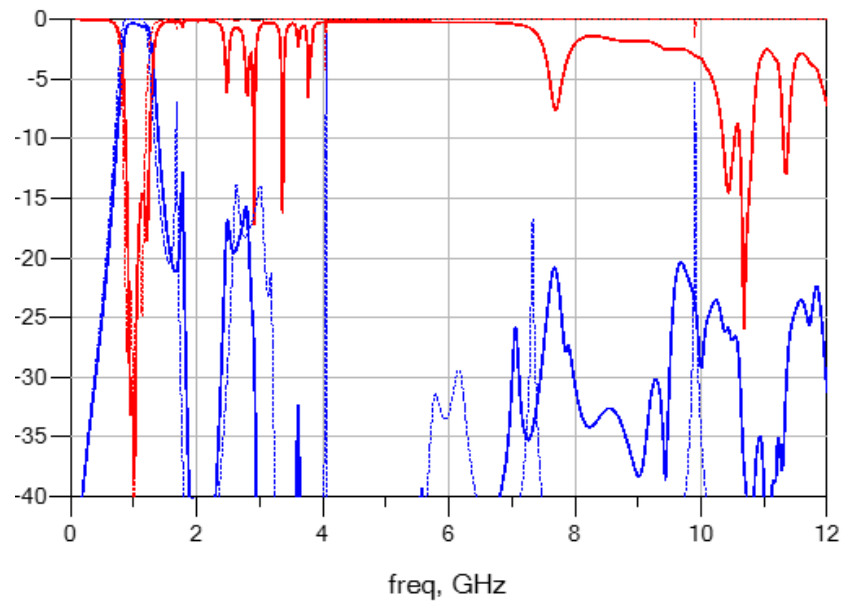


Figura 65 – Comparativa de la resposta en freqüència de la Figura 42 i la simulació electromagnètica amb pèrdues de la Figura 64

Passem a fabricar el filtre (Figura 66) (juntament amb les vies a massa), per parametritzar aquestes propietats amb més rigor.

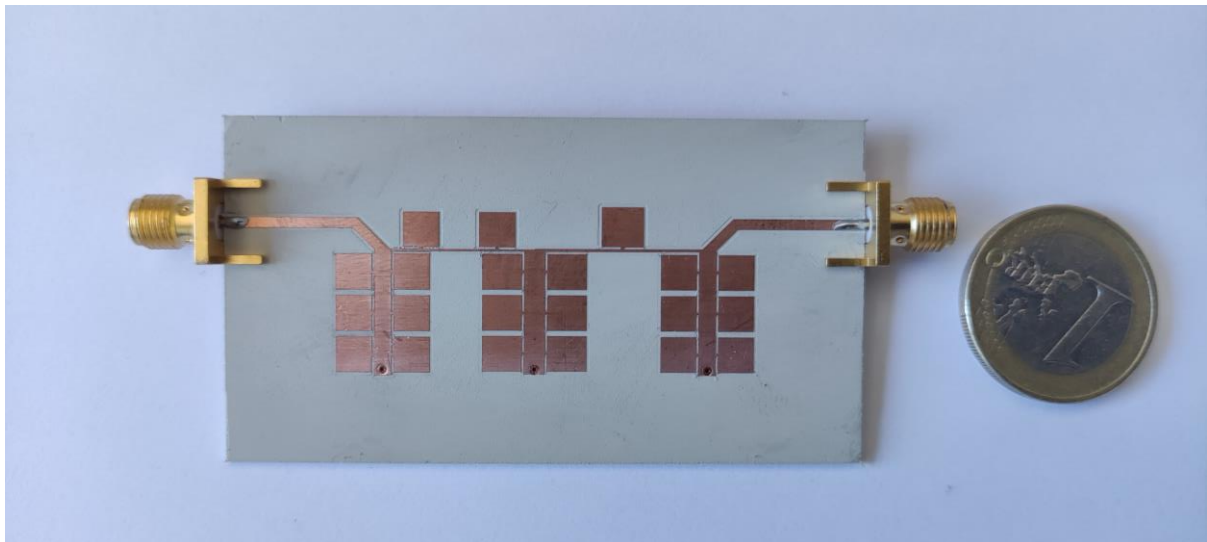


Figura 66 – Filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat i fabricat

A la caracterització del filtre fabricat (Figura 68) feta amb la VNA de 4 ports de la Figura 67, veiem com es manté correctament l'ample de banda fraccional dissenyat i el perfil de *Chebyshev*, garantint una bona adaptació d'impedàncies.



Figura 67 - SIGLENT SNA5014A, 9kHz~8.5GHz, 4-port, High Performance VNA

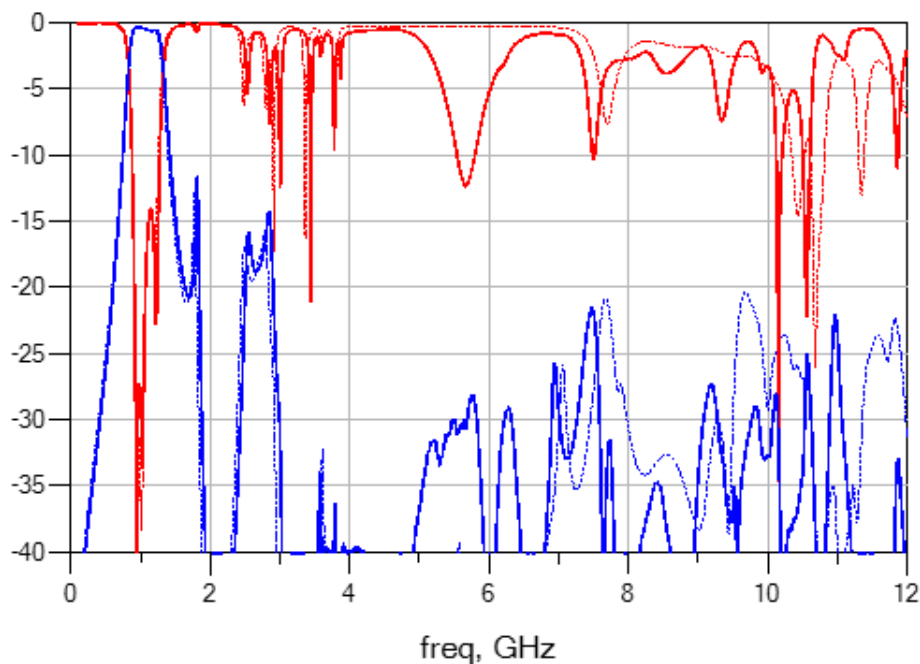


Figura 68 – Resposta en freqüència del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat i fabricat

Veient la Figura 69, sabem que les pèrdues d'inserció de la banda de pas d'aquest filtre, són més petites que 0.858 dB (m48 a 1.255GHz).

Per tant, validem també una bona transmissió dins la banda passant.

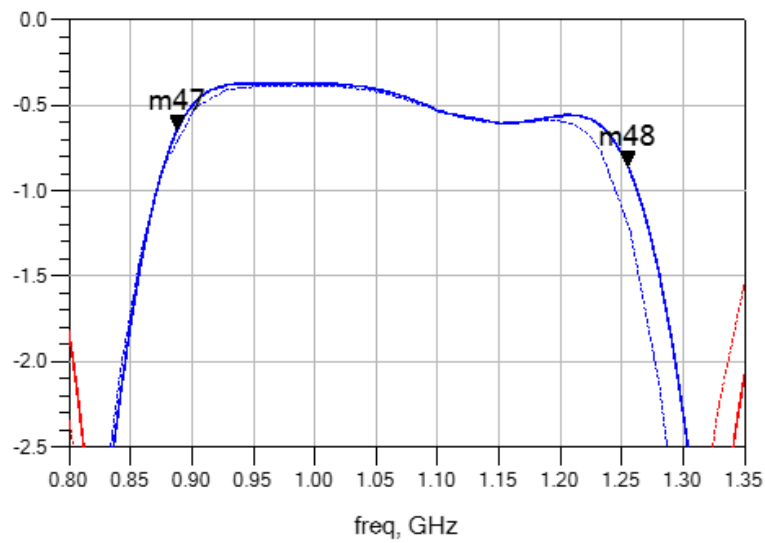


Figura 69 – Avaluació de les pèrdues d'inserció del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat i fabricat

Analitzant ara els espuris, trobem la Figura 70, la qual situa un marker als múltiples senars d' f_0 , que són les freqüències a on s'originen aquests espuris.

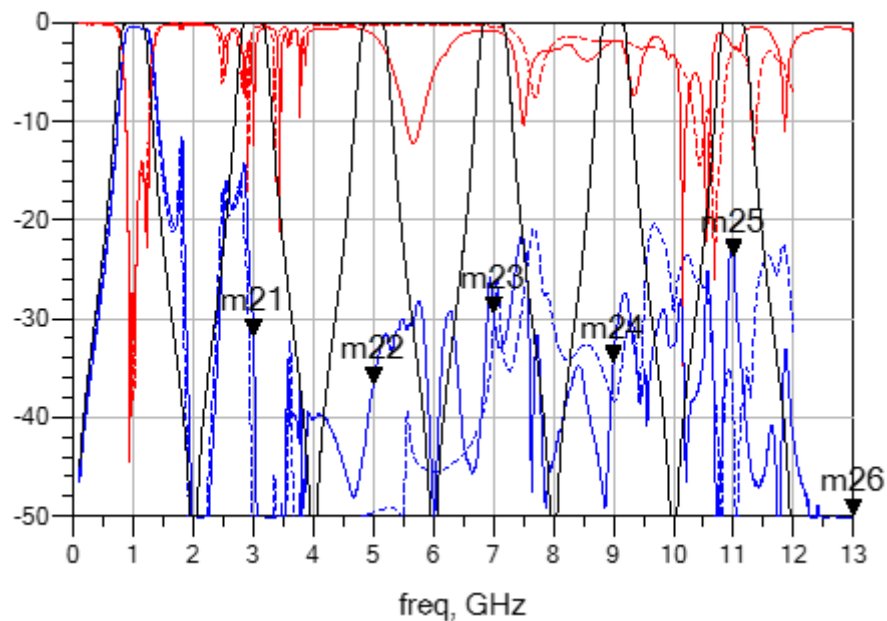


Figura 70 – Avaluació de l'atenuació espúrica del filtre pas banda $n = 3$ miniaturitzat i fabricat

Aquests espuris, en mesura, tenen una atenuació més gran de 23 dB (m25 a 11 GHz) fins a $13f_0$.

Dins la banda d'interès, trobem els 3 pics de mínima atenuació (Figura 71) de la reflexió, per sota els 13.731 dB (m46, 0.888 GHz)

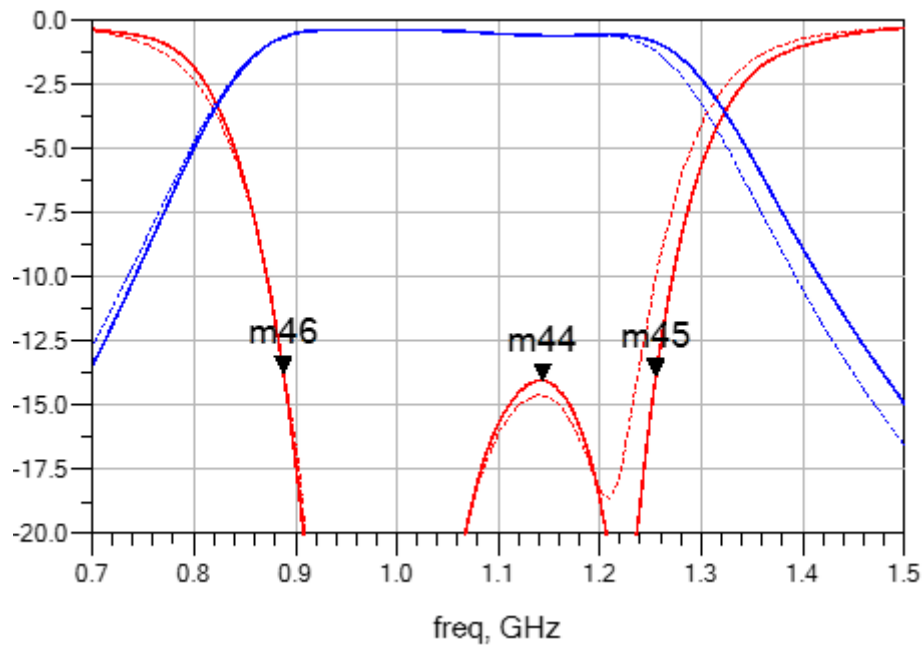


Figura 71 – Resposta en freqüència de la reflexió dins la banda passant del filtre pas banda $n = 3$ fabricat

Finalment, ens toca analitzar la reducció d'àrea total entre el filtre canònic i el miniaturitzat. Com veiem a la Figura 67, tenim les següents mesures:

Àrea del filtre canònic = $2.755 \text{ cm} \times 5.7344 \text{ cm} = 15.79 \text{ cm}^2$

Àrea del filtre miniaturitzat = $1.868 \text{ cm} \times 4.704 \text{ cm} = 8.79 \text{ cm}^2$

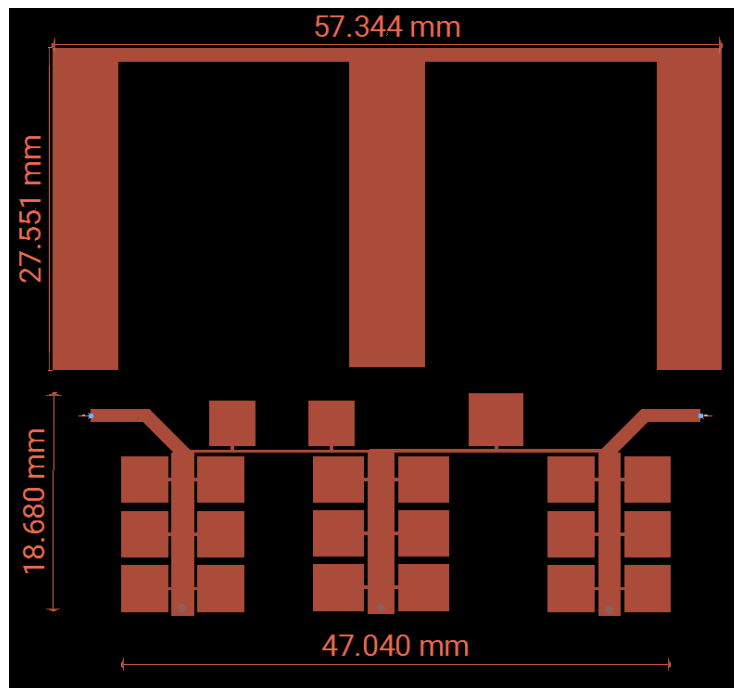


Figura 72 – Comparativa en dimensions físiques del filtre canònic amb el miniaturitzat del pas banda $n = 3$

La qual cosa ens deixa amb una reducció total del 44.43 % d'àrea.

4.2 FILTRES ELIMINA BANDA BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA CAPACITIVA/INDUCTIVA

L'evolució natural d'aquest estudi ens porta a abordar el disseny d'una nova topologia: un filtre Elimina Banda.

L'objectiu d'aquest disseny és augmentar la complexitat de la xarxa, elevat l'ordre del filtre fins a un $n = 5$ i introduint elements inductius en el circuit. Per a establir una comparació analítica, es conserven idèntics tant la freqüència central de treball, l'ample de banda fraccional i el model Chebyshev amb un nivell d'arissat de 0.1 dB establerts per al filtre pas banda anterior.

A partir d'aquestes especificacions i mitjançant la síntesi matemàtica corresponent, s'han calculat els valors teòrics ideals de les impedàncies característiques requerides per a cadascuna de les branques del circuit, els quals es presenten a continuació:

$$g_{0,2,4,6,8,10} = 1 \mid g_{1,9} = 1.8504 \mid g_{3,7} = 1.5476 \mid g_5 = 1.0744$$

$$Z_{0,2,4,6,8,10} = 50 \Omega \mid Z_{1,9} = 92.5181 \Omega \mid Z_{3,7} = 77.3793 \Omega \mid Z_5 = 53.7224 \Omega$$

Amb aquests valors, construïm el primer esquemàtic del filtre elimina banda d'ordre 5, mantinguen les branques sèrie amb el seu equivalent ABCD com veiem a la Figura 73.

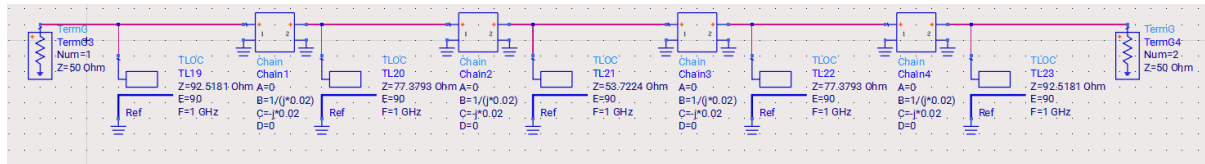


Figura 73 – Model esquemàtic elemental del filtre elimina banda $n = 5$

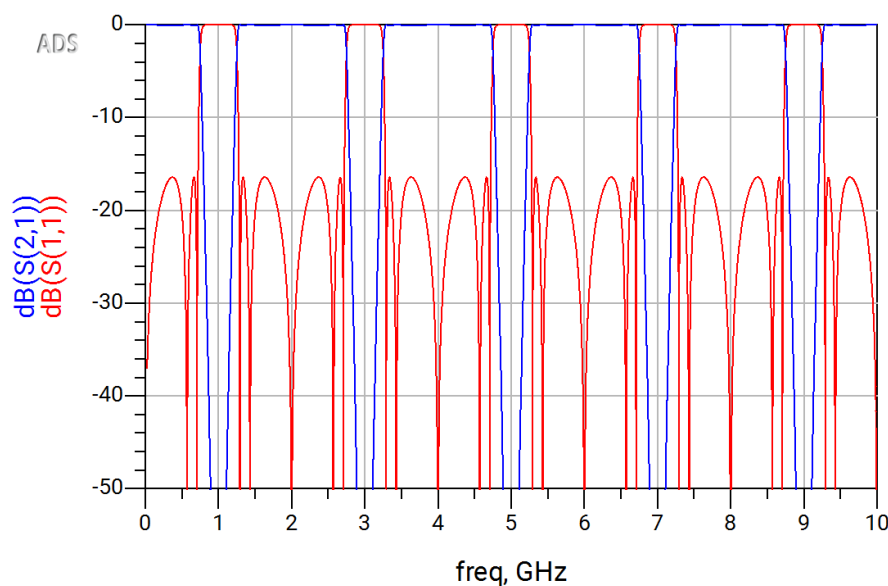


Figura 74 – Resposta en freqüència del model esquemàtic elemental del filtre elimina banda $n = 5$

En contraposició, a la Figura 75, tenim la implementació d'aquest filtre amb inversors de 90° en sèrie, adaptats a 50Ω . Fet que ens suposen una diferència en resposta respecte el model elemental.

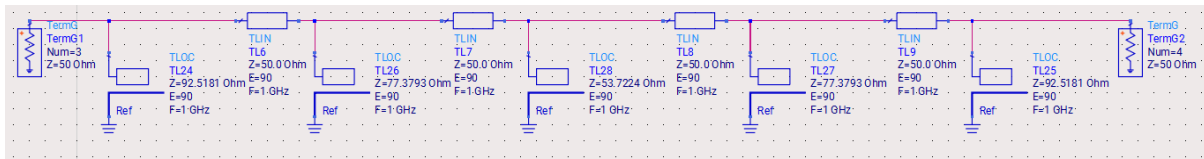


Figura 75 - Model esquemàtic del filtre elimina banda $n = 5$

A la Figura 76, tenim l'estudi comparatiu entre les respostes en freqüència dels paràmetres S del filtre ideal (Figura 74) i la seva implementació amb inversors.

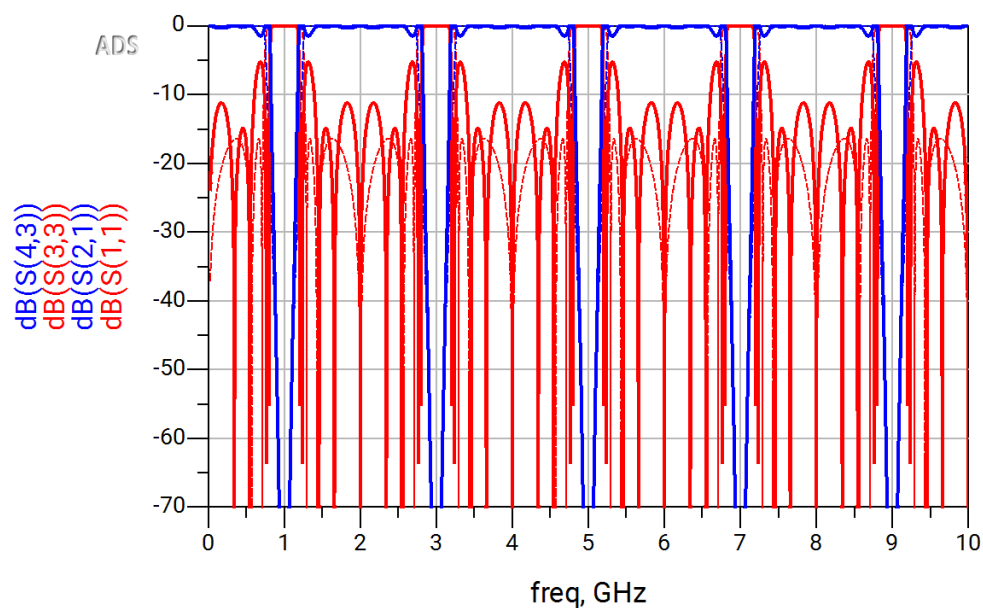


Figura 76 - Comparativa de respostes en freqüència dels models esquemàtics de les Figures 67 i 69

I efectivament, igual que a l'apartat anterior, a la Figura 76 tenim una reducció en banda d'aproximadament el 15 %. Però simplement, ho tenim en compte durant el disseny.

A les Figures 77 i 78, trobem l'esquemàtic del filtre un cop miniaturitzat i la seva respectiva resposta en freqüència dels seus paràmetres S.

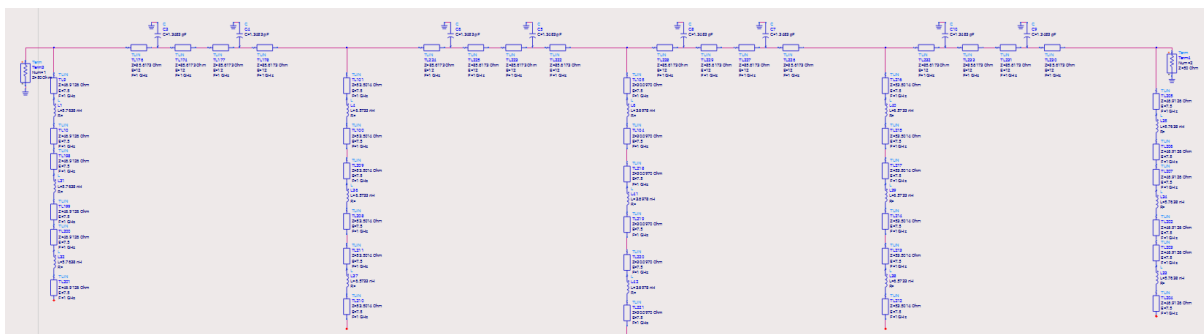


Figura 77 - Filtre Elimina Banda Miniaturitzat | $n = 5$

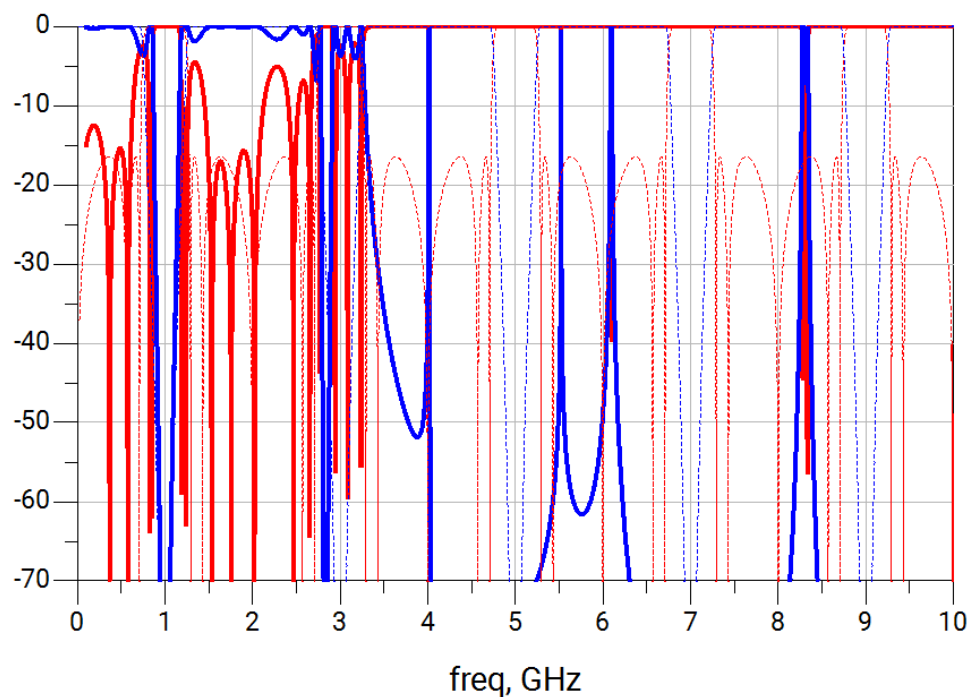


Figura 78 – Resposta en Freqüència del Filtre Elimina Banda Miniaturitzat | $n = 5$

Validem la resposta i procedim a dissenyar el *layout*. Igual que el filtre pas banda, dissenyem cel·la a cel·la, començant per la cel·la 1 ($Z_{1,9}$).

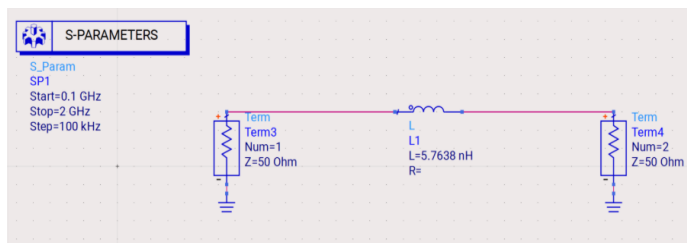


Figura 79 – 1a bobina del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat



Figura 80 – Layout de la 1ra bobina del filtre elimina banda $n = 5$

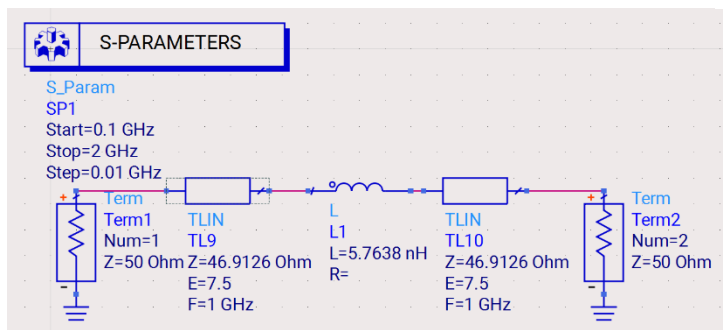


Figura 81 – Cel·la 1 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

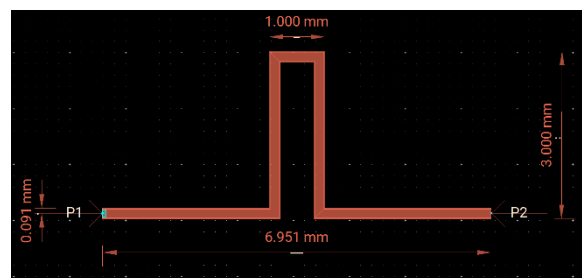


Figura 82 – Layout de la cel·la 1 del filtre elimina banda $n = 5$

A la Figura 80, he posat -el que seria en longitud- la bobina sola, per poder apreciar que és més llarga que tota la cel·la (Figura 82) després d'unir la mateixa bobina amb les dues línies i crear l'estructura de meandre.

Per tant, entenem que el disseny d'aquest filtre tindrà una capa més de complexitat en el disseny respecte al pas banda. Ja que el fet de plegar una línia per generar el meandre, no és trivial, i dues estructures diferents poden tenir la mateixa resposta.

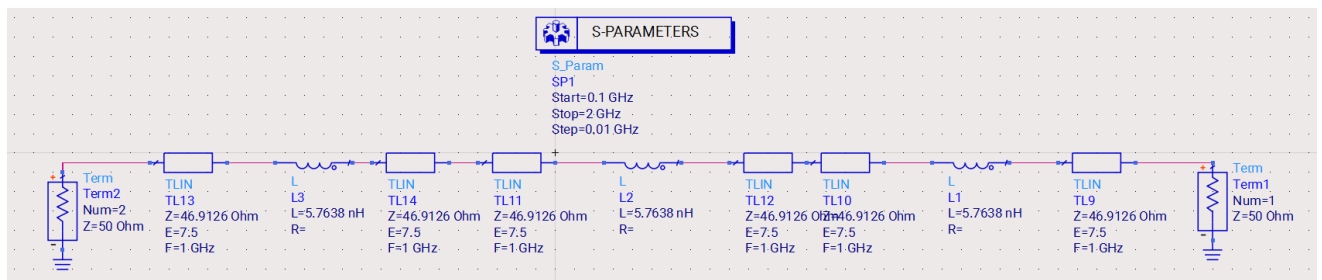


Figura 83 – Branca 1 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

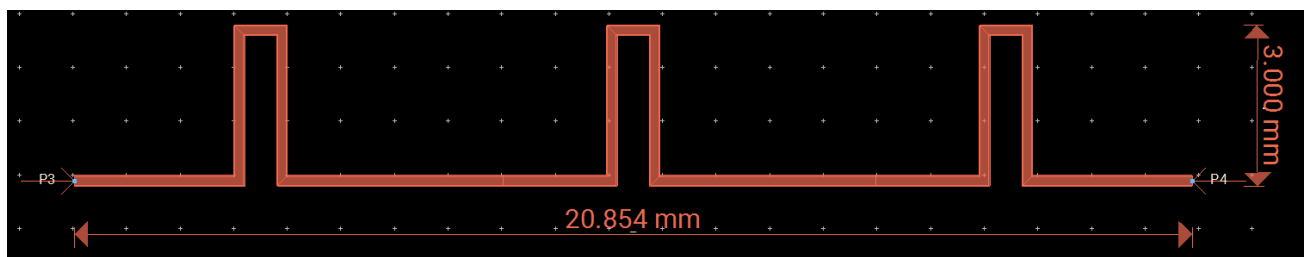


Figura 84 – Layout de la branca 1 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

Passem a comprovar la resposta en freqüència de la branca completa (Figura 85).

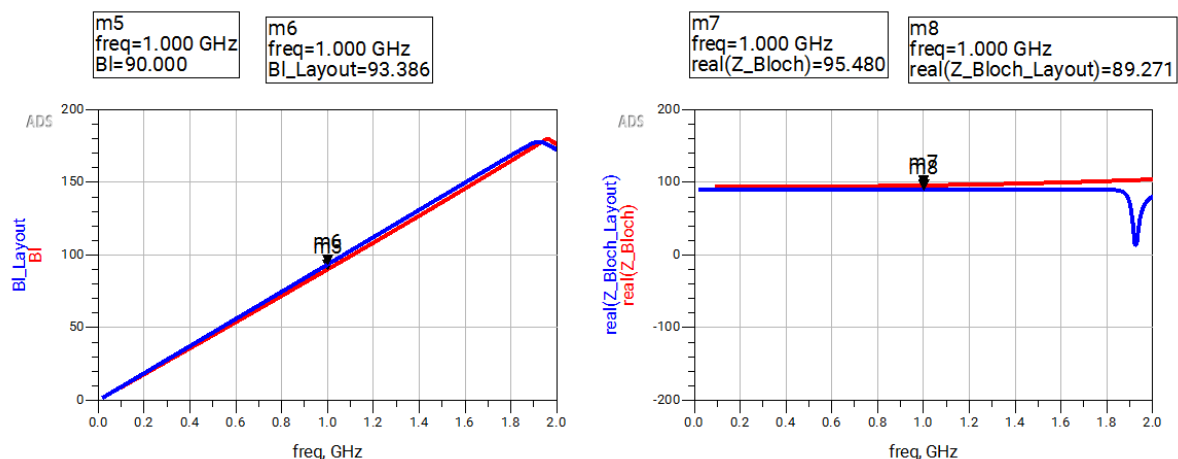


Figura 85 – Comparació resposta entre esquemàtic i layout de la branca 1 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

A la Figura 85, validem la resposta en paràmetres Bloch de la branca 1.

Passem al disseny de la branca 2 $Z_{3,7}$. A les Figures 86 i 87, trobem el disseny de la cel·la en esquemàtic i en layout respectivament.

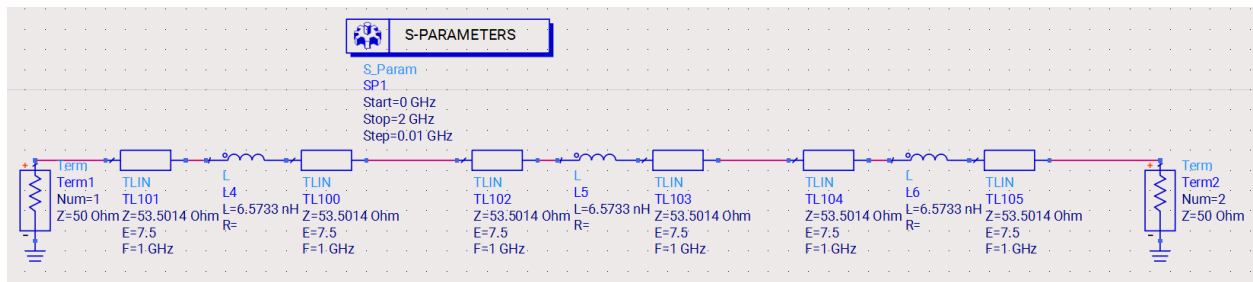


Figura 86 – Branca 2 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

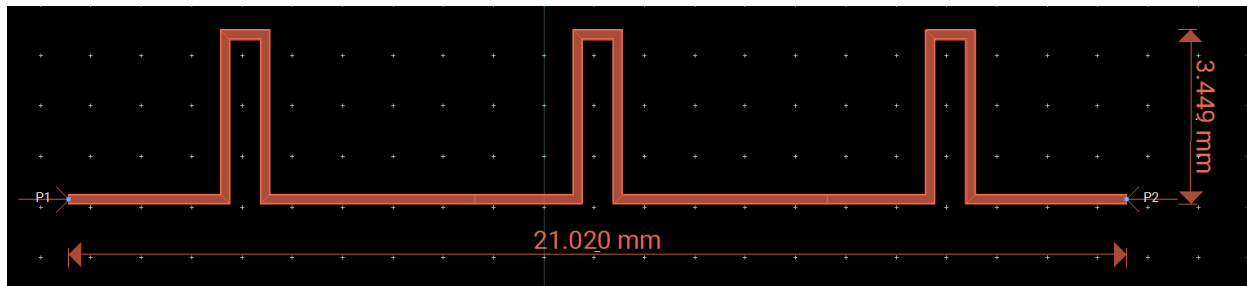


Figura 87 – Layout de la branca 2 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

Després de dur a terme el procés d'optimització de la cel·la, trobem la seva resposta amb els paràmetres Bloch a la Figura 88.

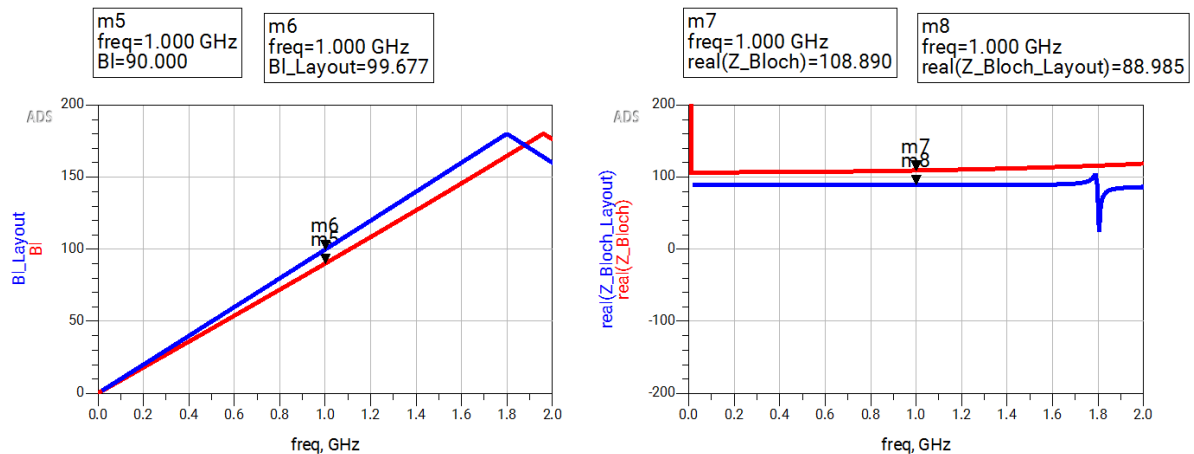


Figura 88 – Comparació resposta entre esquemàtic i layout de la branca 2 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

A la Figura 89, trobem el disseny de la darrera branca en paral·lel (Z_5).

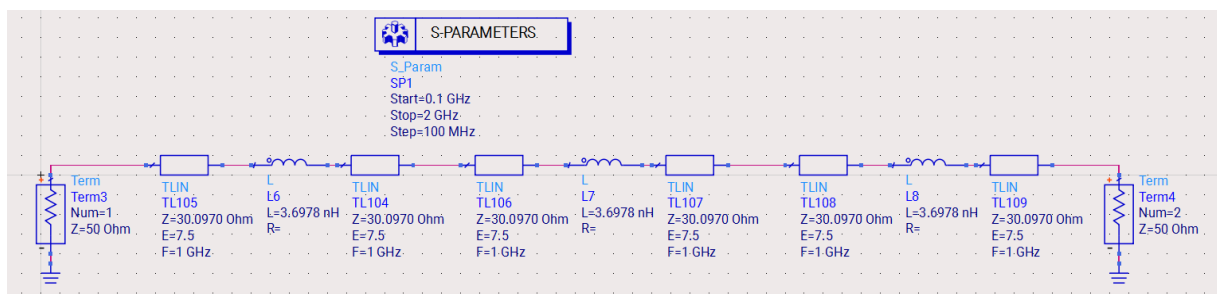


Figura 89 – Branca 3 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

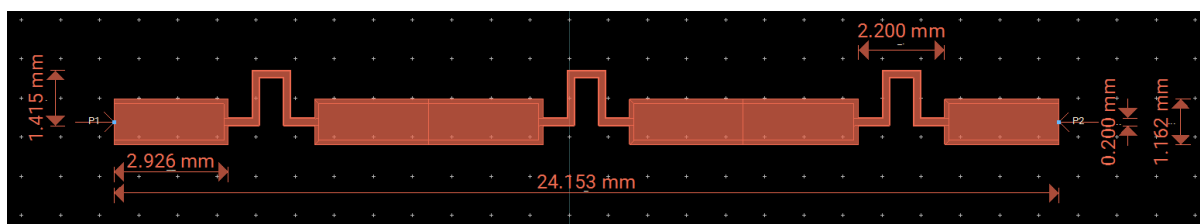


Figura 90 – Layout de la branca 3 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

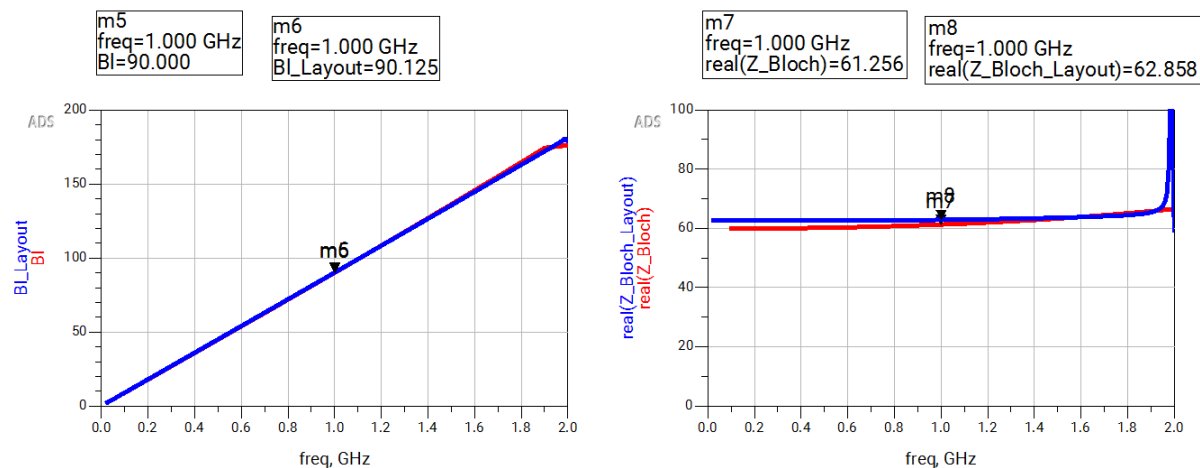


Figura 91 - Comparació resposta entre esquemàtic i layout de la branca 3 del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

A les Figures 92 i 93, veiem el disseny de la branca sèrie ($Z_{2,4,6,8}$).

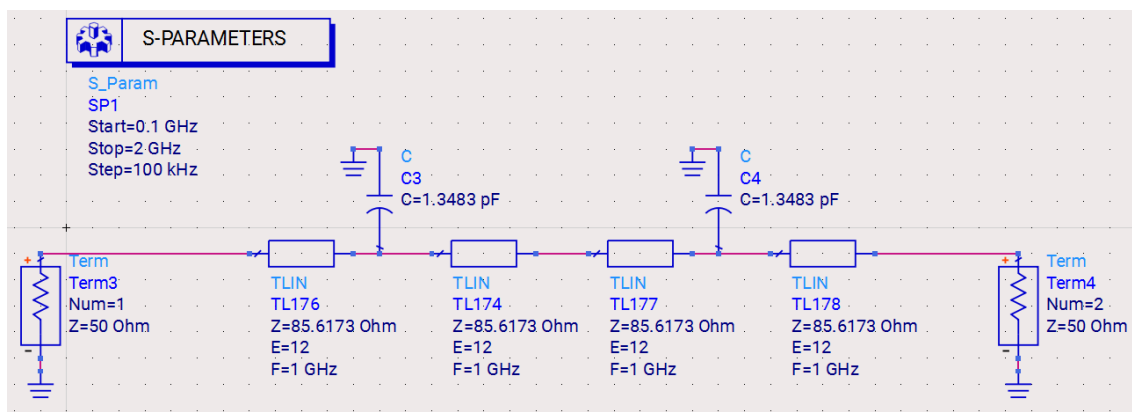


Figura 92 – Branca sèrie del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

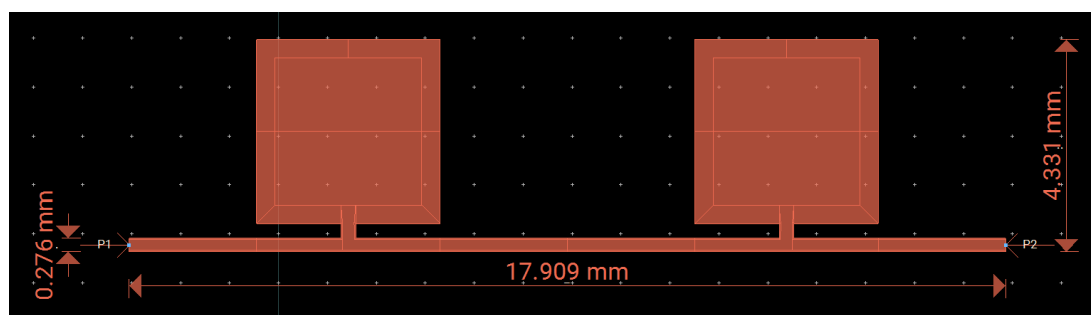


Figura 93 - Layout de la branca sèrie del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

A la Figura 94, validem els paràmetres Bloch de la miniaturització de l'última branca.

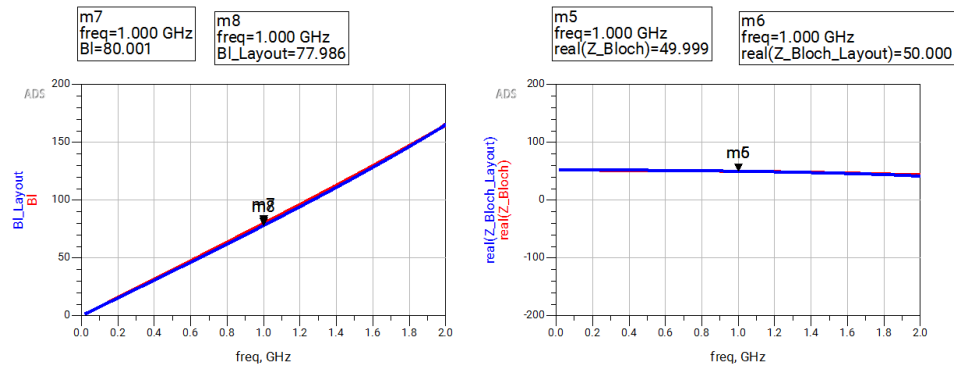


Figura 94 - Comparació entre esquemàtic i layout de la branca sèrie del filtre elimina banda $n=5$ miniaturitzat

Un cop dissenyades totes les branques, procedim a unir-les (Figura 95).

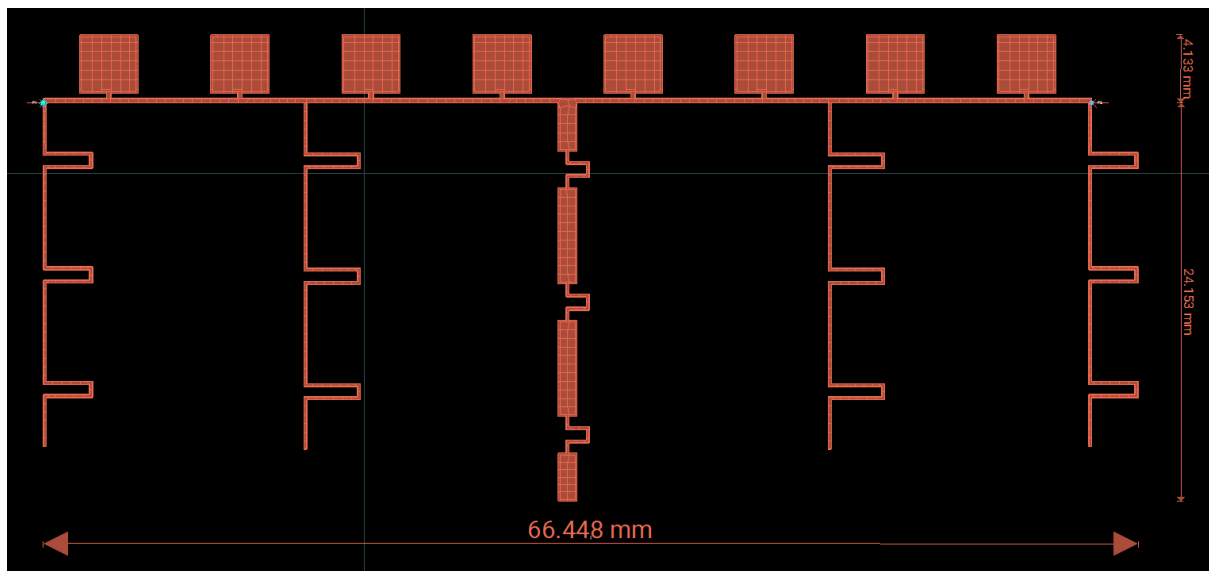


Figura 95 – Layout del filtre elimina banda $n=5$ després de miniaturitzar

I d'aquí, passem directament a fabricar el filtre, per mesurar-lo amb el nostre VNA. Veiem el filtre un cop fabricat a la Figura 96.

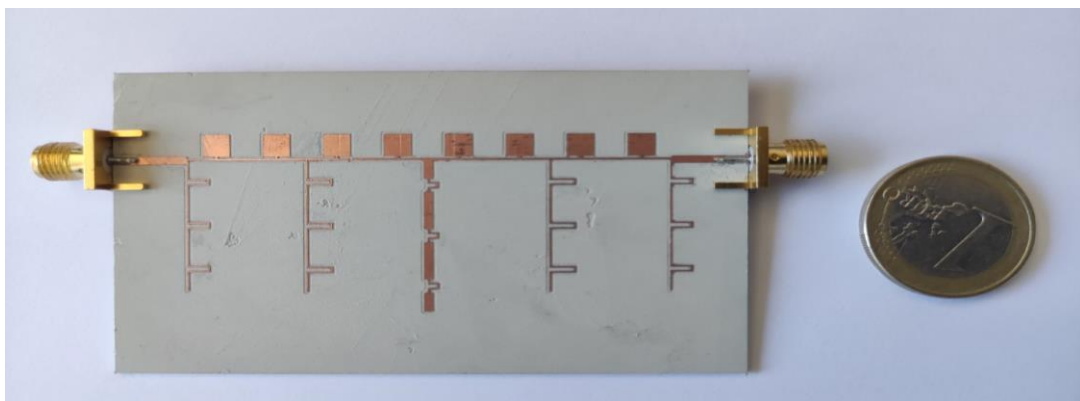


Figura 96 - Filtre elimina banda $n=5$ fabricat després de miniaturitzar

A la Figura 97, veiem la comparació entre les Figures 95 i 96.

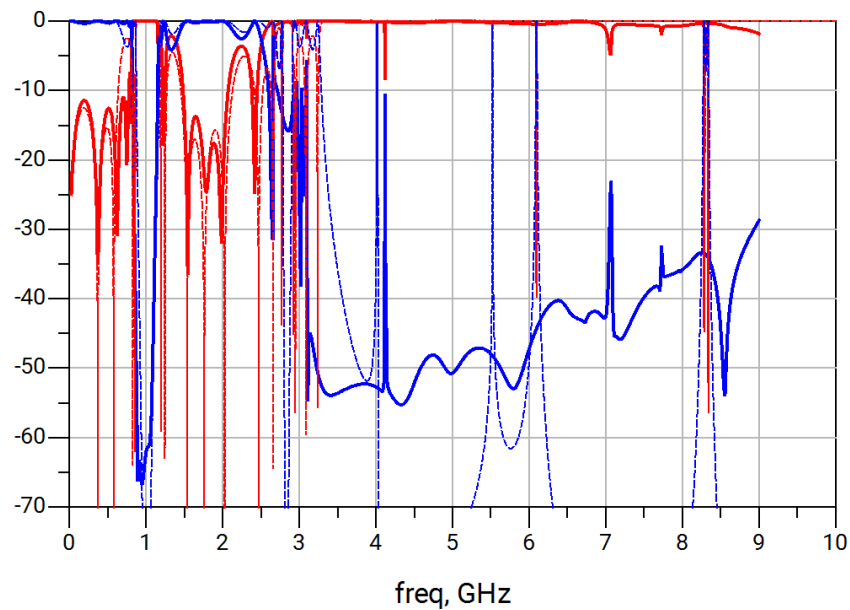


Figura 97 – Resposta en Magnitud del filtre – Espectre Freqüencial

Tot i aquesta bona correspondència general, s'observa una particularitat morfològica en la resposta del filtre fabricat. Presenta una caiguda extremadament abrupta en el primer pic de ressonància (Figura 98), fet que desplaça lleugerament l'inici teòric de la banda eliminada cap a l'esquerra de l'espectre.

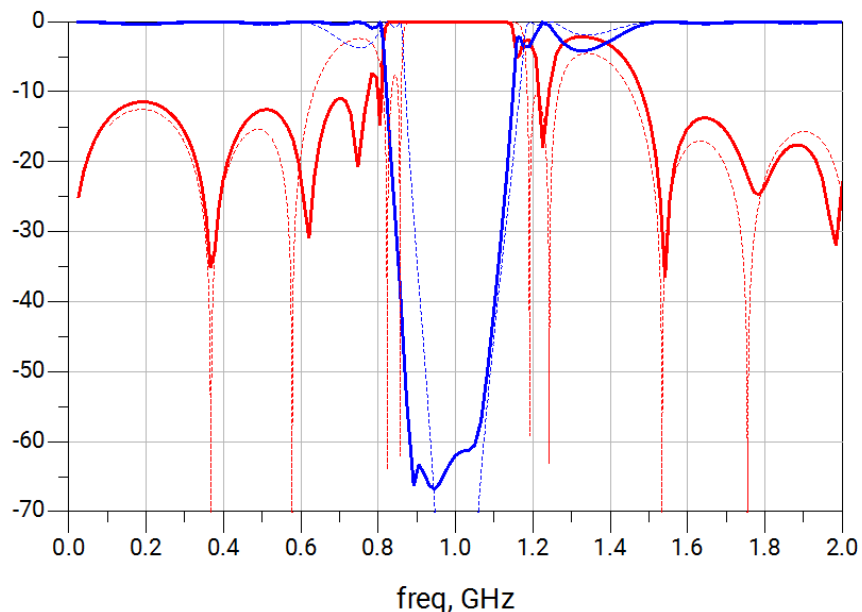


Figura 98 – Resposta en freqüència de la banda d'interès del filtre elimina banda $n = 5$

Vist en perspectiva, atès que els estàndards comercials consideren acceptable un rebuig a la banda eliminada d'entre -15 i -20 dB, hauria estat més encertat donar prioritat

a l'acoblament de fase. El marge d'atenuació del qual disposàvem (fins a -60 dB) permetia sacrificar certa profunditat de rebuig per assegurar una simetria perfecta a les vores de la banda.

Si s'observa la Figura 99, es veu la resposta en freqüència del filtre fabricat en banda ampla (estesa fins als 9 GHz), on s'evidencia que la supressió d'espuris és tan severa que el comportament global de la xarxa s'assimila al d'un filtre passa baixos.

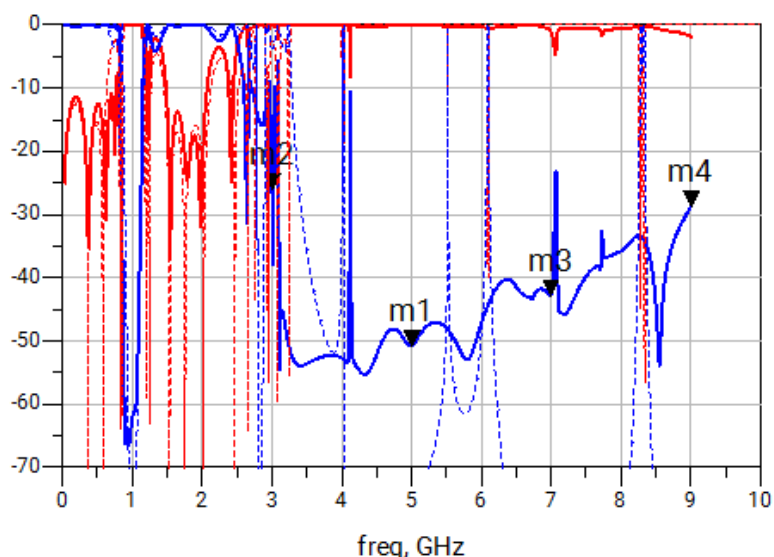


Figura 99 – Resposta Espúrica del filtre elimina banda $n = 5$ miniaturitzat

Trobem tots els espuris amb una atenuació mínima de 25.924 db (m_2 a 3 GHz), respectant així, l'atenuació proposada anteriorment.

Les pèrdues d'inserció, les podem considerar nul·les, com veiem a la Figura 100.

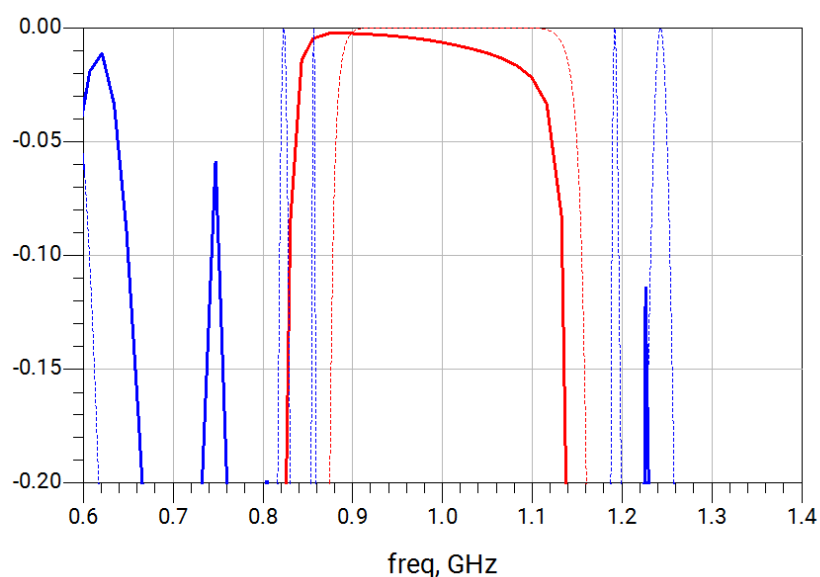


Figura 100 – Resposta en freqüència de la transmissió en la banda passant en el filtre elimina banda $n = 5$

I la pròpia atenuació de la banda passant, la trobem per sota els -60 dB, i per tant, validem també el bon rebuig dins la banda eliminada, com veiem a la Figura 101.

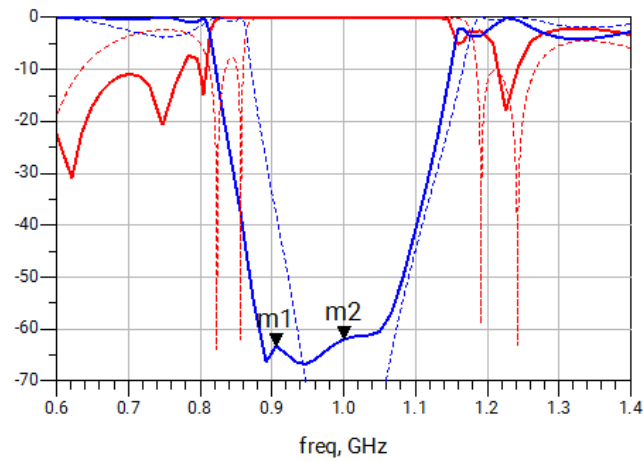


Figura 101 – Resposta en freqüència de la reflexió de la banda passant en el filtre elimina banda $n = 5$

Finalment, avaluem la miniaturització del filtre.

Veiem la comparació entre els dos *layouts* a la Figura 102.

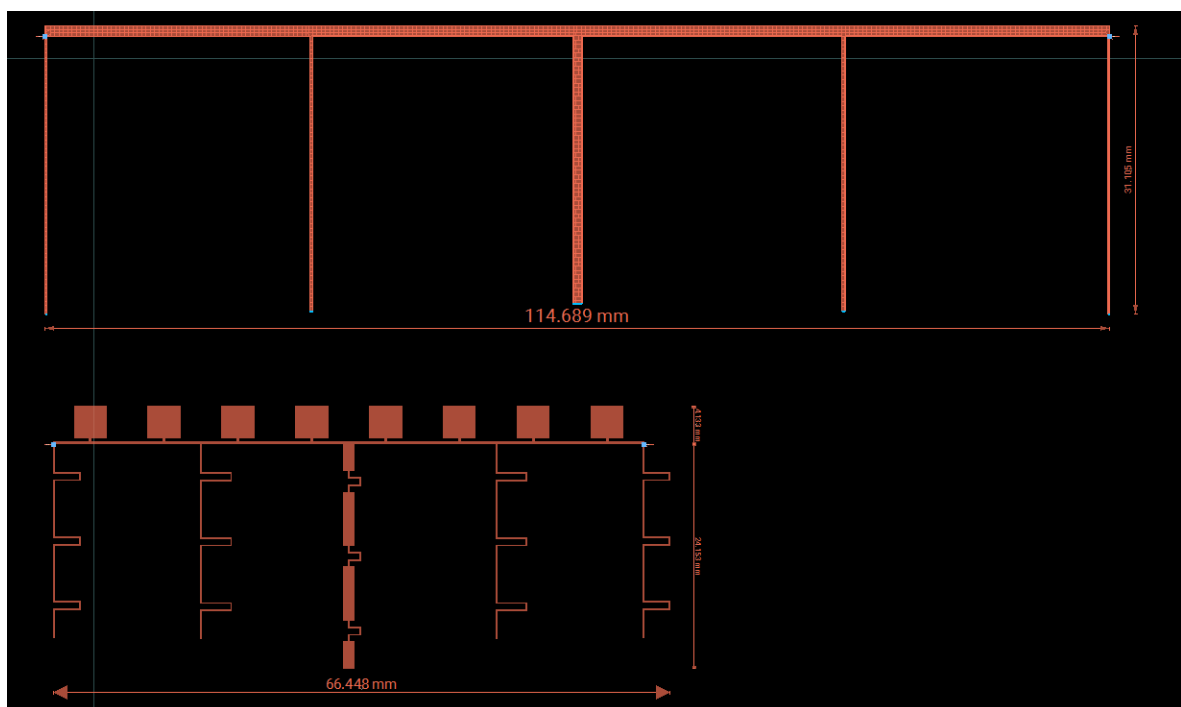


Figura 102 – Comparativa final dels layouts dels filtres elimina banda $n = 5$, canònic i miniaturitzat

Àrea del filtre canònic = $11.4689 \text{ cm} \times 3.1105 \text{ cm} = 35.674 \text{ cm}^2$

Àrea del filtre miniaturitzat = $6.6448 \text{ cm} \times 2.8286 \text{ cm} = 18.7955 \text{ cm}^2$

Aconseguint una miniaturització del 47.21%

5. CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES

Aquest treball s'ha centrat en el disseny, fabricació i caracterització de filtres planars de microones basats en línies de transmissió amb càrrega reactiva (capacitats en derivació i inductàncies sèrie) de manera periòdica. Aquest tipus de línies de transmissió permeten reduir les dimensions finals dels filtres plantejats degut a la reducció de la velocitat de fase envers les línies de transmissió convencionals així com la supressió de bandes espúries degut a l'efecte *Bragg* present en estructures periòdiques.

Com a demostradors, s'han dissenyat filtres planars de microones basats en *stubs* de un quart de longitud d'ona en tecnologia *microstrip* (s'ha considerat un substrat *RO3010* de constant dielèctrica $\epsilon_r=10.2$, tangent de pèrdues 0.0032 i un gruix de 1.27 mm). En aquest projecte s'han dissenyat filtres planar de microones seguint una aproximació Chebyshev amb resposta tipus passa banda i s'ha estès el flux de disseny per tal d'aconseguir respostes tipus elimina banda.

En concret, en aquest projecte s'han dissenyat, fabricat i caracteritzat un filtre passa banda d'ordre 3 amb un arrissat a la banda de pas de 0.1 dB centrat a 1 GHz i un filtre elimina banda d'ordre 5 centrat a la mateixa freqüència (1 GHz), tot seguint una aproximació *Chebyshev*. Els filtres presentats en aquesta memòria presenten una reducció en àrea aproximadament del 44% i 47% respectivament. Cal destacar que les respostes en freqüència obtingudes per els filtres dissenyats suprimeixen les bandes espúries (degudes al caràcter distribuït de les línies de transmissió convencionals) fins a $13f_0$. El mètode de disseny presentat i validat en aquesta memòria permet la supressió de les bandes espúries mantenint la resposta en banda el més proper a la resposta del filtre canònic. El filtre passa banda fabricat presenta unes pèrdues per retorn $|R_L| \geq 14.03$ dB en la banda de pas ($FBW=38\%$), així com unes pèrdues per inserció màximes a la banda de pas $|I_L| \leq 0.83$ dB. Per altra banda, el filtre elimina banda fabricat presenta un rebuig dins de la banda d'operació superior a 60 dB.

Tot i que en aquest treball s'ha presentat el disseny de filtres planars de microones basats en línies de transmissió amb càrrega reactiva per tal de miniaturitzar les topologies escollides, cal posar de manifest que la contribució fonamental del treball no son les topologies finals presentades sinó la validació d'una tècnica de disseny aplicable als dispositius de microones. La importància del projecte recau en haver demostrat que la miniaturització de components de microones pot abordar-se de manera sistemàtica i extrapolable, capaç de mantenir el rendiment electromagnètic mentre redueix de manera significativa l'àrea ocupada pels components.

Com a línies futures d'aquest treball podem destacar les següents:

- Considerar un model de línia de transmissió amb càrrega reactiva simultània (capacitat en derivació i inductància sèrie) per tal d'obtenir més graus de llibertat a l'hora de dissenyar els dispositius de microones.
- Aplicar la tècnica proposada en aquest treball per tal de dissenyar altres tipus de components de microones com poden ser divisors de potencia, acobladors o amplificadors entre d'altres.
- Considerar el disseny d'aquest tipus de seccions de línies de transmissió amb càrrega periòdica d'elements reactius en tecnologies coplanar, stripline...

6. BIBLIOGRAFIA

- [1] Pozar, D. M. (2011). *Microwave Engineering* (4a edició). John Wiley & Sons.
- [2] Hong, J.-S., & Lancaster, M. J. (2001). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons.
- [3] J. Selga, P. Velez, J. Bonache, F. Martín, “Slow wave EBG-based transmission lines and applications” 2016 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Cairns, QLD, Australia, 2016, pp. 484-486
- [4] P. Vélez, J. Selga, J. Bonache and F. Martín, “Slow-wave inductively-loaded electromagnetic bandgap (EBG) coplanar waveguide (CPW) transmission lines and application to compact power dividers”, European Microw. Conf. (EuMC’16), London, UK, 3-7 Oct. 2016.
- [5] J. Selga, J. Coromina, P. Vélez, J. Bonache, F. Martín “Application of Electromagnetic Bandgaps Based on Capacitively-Loaded Lines to the Reduction of Size and Suppression of Harmonic Bands in Microwave Devices”, IEEE MTT-S International Conference on Numerical Elec. And Opt. (NEMO) 2017
- [6] A. Görür, “A novel coplanar slow-wave structure”, IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 4, no. 3, pp. 86–88, March 1994.
- [7] V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh, “Broad-band power amplifier using dielectric photonic bandgap structure”, IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 8, no. 1, pp. 13-14, Jan. 1998.
- [8] Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, and W. S. Park, “Application of electromagnetic bandgap (EBG) superstrates with controllable defects for a class of patch antennas as spatial angular filters”, IEEE Trans. Ant. Propag., vol. 53, no. 1, Jan. pp. 224-235, Jan. 2005.
- [9] E. Yablonovitch, “Photonic band gap structures”, J. Opt. Soc. Amer. B 10, pp. 283-295, 1993
- [10] T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. Hernández, M. Bacaicoa, D. Benito, M.J. Garde, M. Sorolla and M. Guglielmi, “New microstrip wiggly-line filters with spurious passband suppression”, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 49, pp 1593 1598, 2001.
- [11] F. Martín, J. Bonache, L. Pérez-Cuevas, M. Sorolla, “Microstrip wiggly line band pass filters with multispurious rejection”, IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 14, pp.531-533, 2004.df