

mm studio 40 estructuras de b80da prohibida 120
electromagnética (EBG) para la reducción de
acoplamiento mutuo entre antenas *microstrip*

40

Federico Luna

Facultad de Ingeniería,
Universidad de Buenos Aires

fluna@fi.uba.ar

Tutores: Dr. Ing. W. Gustavo Fano y Mg. Ing. Silvina Boggi

80

Resumen

mm

40

60

80

100

120

- 1 Presentación del problema

40

- 2 Conceptos básicos de electromagnetismo

60

- 3 Fundamentos de EBGs

80

Objetivo

mm

40

60

80

100

120

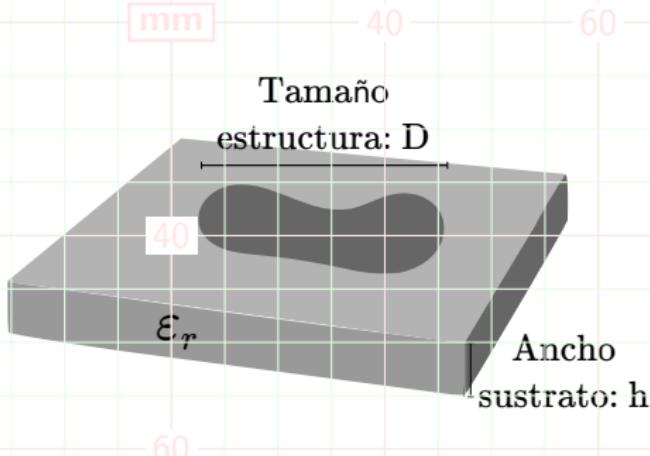
- Propagación de ondas de superficie.
- Estructuras periódicas.
40
- Comportamiento de EBGs uniplanares.
- Modelo circuital equivalente de una celda unitaria.
- Programa de simulación en el dominio del tiempo.
60
- Introducción al uso de EBGs en antenas.

80

Reseña histórica

- 1873: **Maxwell**. Bases de teoría electromagnética clásica.
- 1885-1887: **Heaviside**. Simplificación de expresiones: Notación vectorial.
- 1887-1891: **Hertz**. Validación de teoría de ondas electromagnéticas.
Primer antena dipolo y parabólica.
- 1897: **Rayleigh**. Propagación de ondas en guías metálicas.
- 1926: **Yagi-Uda**. Conjunto de antenas, fase fija.
- 1935-1945: Antenas de fase variable.
- 1953: **Deschamps**. Antenas *microstrip*.
- 1970': Uso en aplicaciones prácticas. Solución a problemas de dispersión y modos indeseados.

Ventajas de las estructuras *microstrip*



- Bajo costo.
- Bajo peso.
- Construcción sencilla (fotolitografía).
- Cómodas para implantación de componentes discretos.
- Alto Q (resonantes).

Aplicaciones: filtros microondas, acopladores direccionales, transformadores de impedancia, planos de tierra y redes de distribución de circuitos impresos.

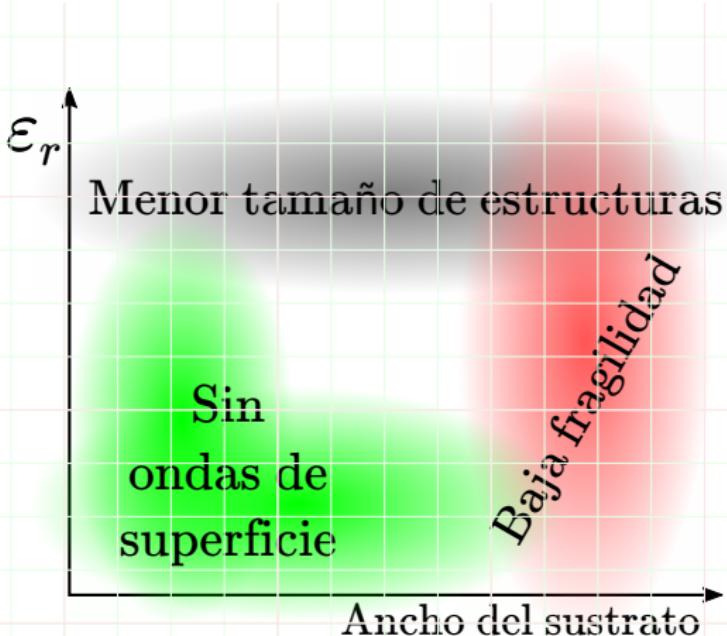
Problemas de las estructuras *microstrip*

El tamaño de las antenas y estructuras *microstrip* depende de la permitividad del dielectro ϵ_r del sustrato y de la longitud de trabajo l .

- $\downarrow D \Rightarrow \uparrow \epsilon_r, \uparrow SW$.
- $\uparrow \epsilon_r \Rightarrow \uparrow Q, \downarrow BW$.
- $\downarrow Q \Rightarrow \uparrow h$.
- $\uparrow h \Rightarrow \uparrow SW, \uparrow \text{modos}$.

Las ondas de superficie:

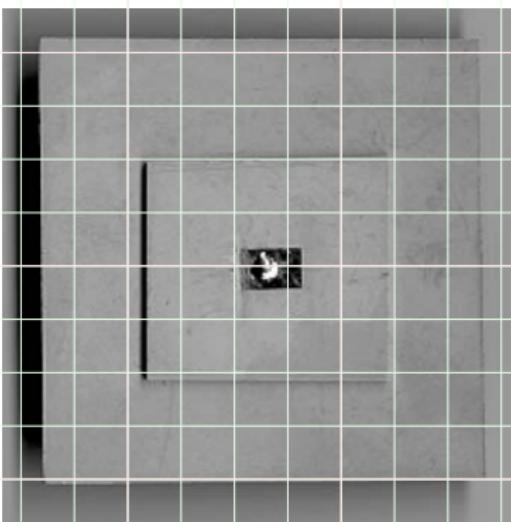
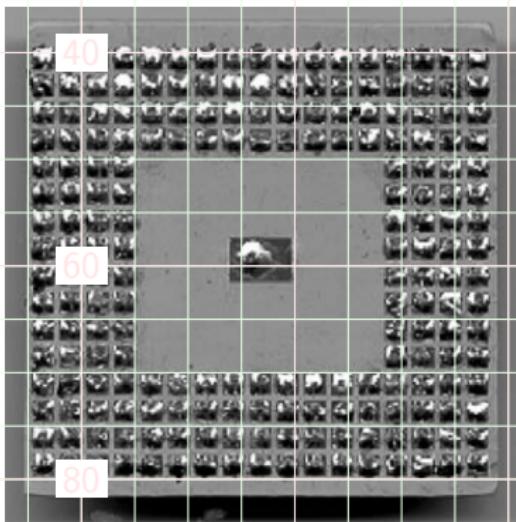
- \downarrow potencia radiada.
- \uparrow acoplamiento.
- Diagrama de radiación:
 \uparrow lóbulos secundarios.



SW: Ondas de superficie. BW: Ancho de banda. D : Tamaño de la estructura. h : Ancho del sustrato.

Soluciones propuestas en la literatura

- Separación del plano de tierra de las estructuras.
- Modificar la altura o la perm...vidad del sustrato a cierta distancia.
- Estructuras periódicas: EBG, DGS.



Conceptos básicos de electromagnetismo

mm

40

60

80

100

120

1 Presentación del problema

2 Conceptos básicos de electromagnetismo

- Ecuaciones de Maxwell
- Ondas electromagnéticas
- Antenas
- Ondas de superficie
- Antenas *microstrip*

3 Fundamentos de EBGs

80

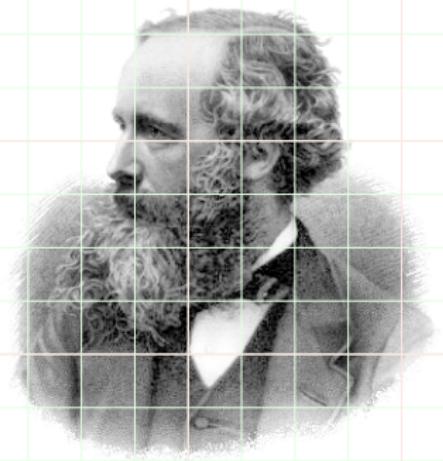
Ecuaciones de Maxwell

$$\left. \begin{array}{l} \text{Faraday} \quad \nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \mathbf{M} \\ \text{Ampère} \quad \nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \\ \text{Gauss} \quad \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \\ \text{Gauss} \quad \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \end{array} \right\}$$

$$\Rightarrow \left. \begin{array}{l} \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} - \mathbf{M} \\ \nabla \times \mathbf{H} = j\omega \mathbf{D} + \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \end{array} \right\}$$

Si:

- No hay dispersión. (ϵ y μ independientes de ω).
- Material isotrópico.
- Estudio macroscópico.
- Con comportamiento armónico.
- Régimen permanente.



Campos en medios materiales

Si el medio es lineal, isotrópico y homogéneo:

mm

40

60

80

100

120

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e = \epsilon_0 (1 + \chi_e) \mathbf{E} = \epsilon \mathbf{E} = (\epsilon' - j\epsilon'') \mathbf{E}$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{P}_m) = \mu_0 (1 + \chi_m) \mathbf{H} = \mu \mathbf{H} = (\mu' - j\mu'') \mathbf{H}.$$

40

Si el material posee una conductividad σ independiente del campo eléctrico aplicado, se cumple la Ley de Ohm:

60

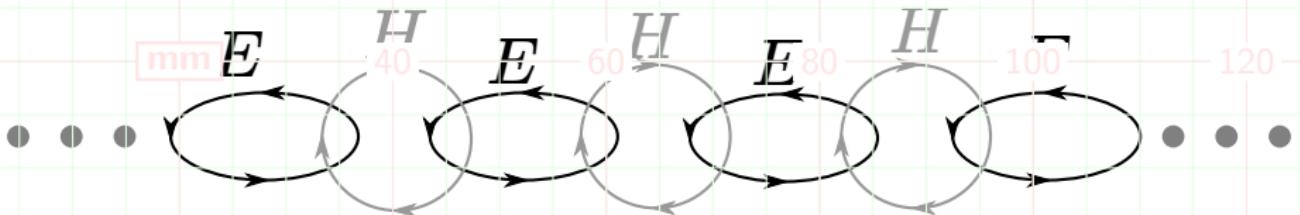
$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \Rightarrow \mathbf{D} = \left(\epsilon' - j\epsilon'' - j\frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E}.$$

Tangente de pérdidas

80

$$\tan \delta = \frac{\omega \epsilon'' + \sigma}{\omega \epsilon'}.$$

Ondas electromagnéticas (I)



En una ⁴⁰ región libre de fuentes, se pueden deducir las ecuaciones de Helmholtz para ondas monocromáticas, a partir de las ecuaciones de Maxwell.

$$\left. \begin{array}{l} \nabla^2 \mathbf{E} + \gamma^2 \mathbf{E} = 0 \\ \nabla^2 \mathbf{H} + \gamma^2 \mathbf{H} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{E}(x, y, z) = \mathbf{E}_0 e^{\pm j\gamma \cdot \mathbf{r}} \\ \mathbf{H}(x, y, z) = \mathbf{H}_0 e^{\pm j\gamma \cdot \mathbf{r}} \end{array} \right.$$

⁸⁰ $\gamma = -j\alpha + \beta = j\omega \sqrt{\mu(\epsilon' - j\epsilon'') - j\sigma\epsilon/\omega}$.

$$\gamma = \gamma_x + \gamma_y + \gamma_z$$

Ondas electromagnéticas (II)

Para las ondas planas,

mm

40

60

80

100

120

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \pm \frac{\hat{\beta} \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)}{\eta}.$$

I **40**medancia de onda

$$\eta = \frac{j\omega\mu}{\gamma}.$$

Prof. penetración

$$\delta_s = -1/\alpha = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}.$$

60elocidad de fase

$$v_p = \omega/\beta = c/\sqrt{\mu_r\epsilon_r}.$$

Velocidad de grupo

$$v_g = d\omega/d\beta.$$

Componentes del campo eléctrico que se desplaza en dirección z

$$E_i(z) = E_i e^{-j\gamma z} = E_i e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}, \quad i = x, y.$$

Fuentes de ondas electromagnéticas: Antenas

Antena

Interfaz para las ondas electromagnéticas entre el espacio libre y un dispositivo de guía, generalmente metálico.

Objetivo: Recibir y transmitir energía eficientemente.

40

60

80

Fuentes de ondas electromagnéticas: Antenas

Antena

Interfaz para las ondas electromagnéticas entre el espacio libre y un dispositivo de guía, generalmente metálico.

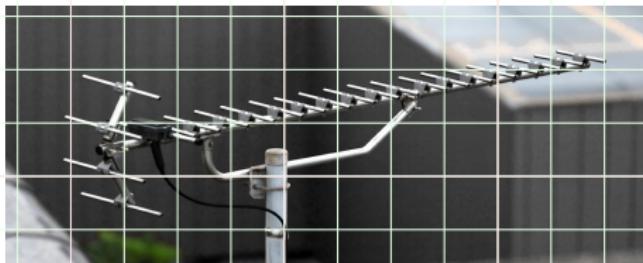
Objetivo: Recibir y transmitir energía eficientemente.

Se suelen utilizar en conjuntos radiantes, dispuestas geométricamente.

-1926: Yagi-Uda.

-Segunda guerra mundial: Conjuntos de antena de fase variable.

-1950: Desfasadores de ferrita, fase completa.



Acoplamiento entre antenas

Respon^{mm}s

40

50

80

100

120

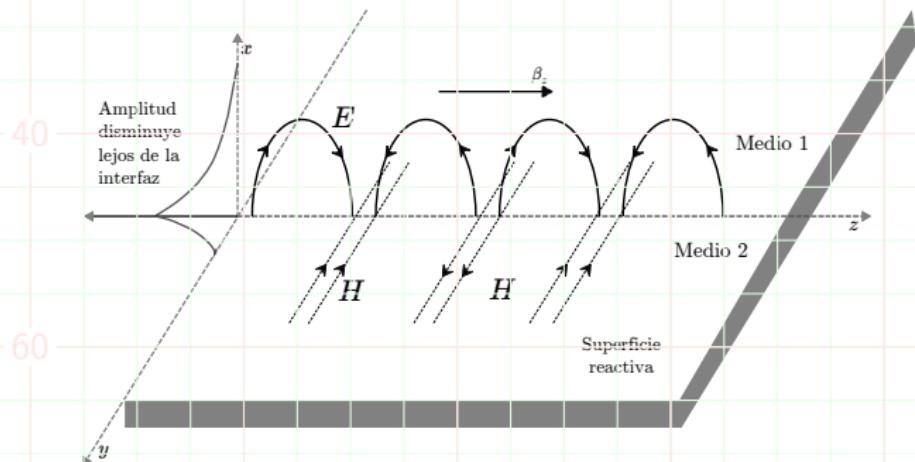
- Acoplamiento espacial entre elementos por onda espacial ($\downarrow \propto 1/\rho$).
- Acoplamiento espacial por onda de superficie ($\downarrow \propto 1/\sqrt{\rho}$).
- Acoplamiento por red de alimentación (alimentación no independiente).
⁴⁰

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{12} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{1N} & Z_{2N} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix}}_Z \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$

Ondas de superficie

Se propagan en un plano.

Comportamiento evanescente en la dirección normal.



- Planos conductores.
- Planos conductores recubiertos de dieléctrico.
- Planos corrugados.
- Interfaz entre dos medios distintos.

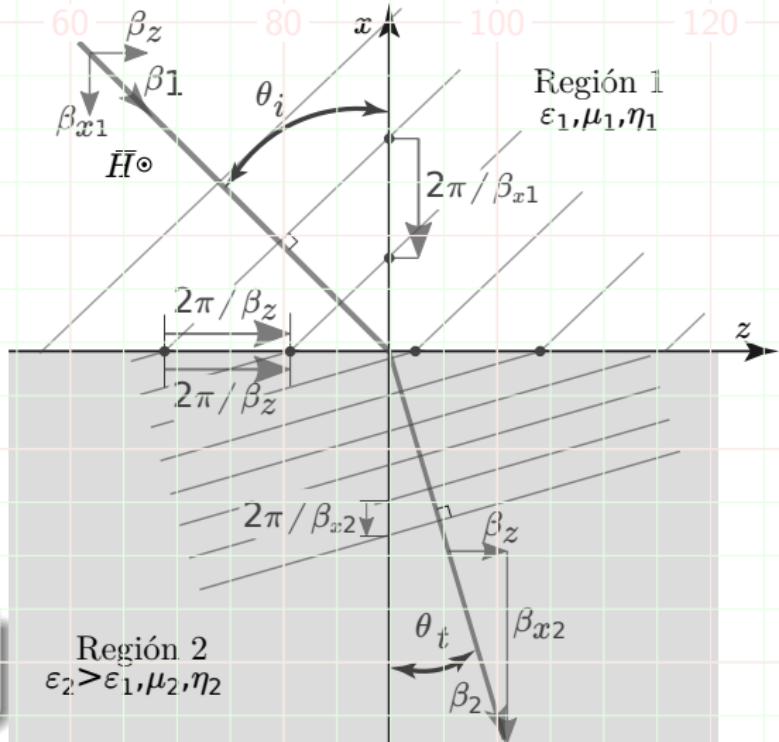
Ondas de Zenneck

- TM. mm
- Bajas pérdidas.
- Ángulo de Brewster:
 $Z_1 = Z_2$

$$Z_1 = \frac{E_{z1}}{H_{y1}} = \eta_0 \cos \theta_i = \frac{\gamma_{x1}}{\gamma_1} \eta_0$$

$$Z_2 = \frac{E_{z2}}{H_{y2}} = \eta_2 \cos \theta_t = \frac{\gamma_{x2}}{\gamma_2} \eta_2$$

γ a uno v otro lado de la
interraz es complejo.



Impedancia de superficie y constante de propagación (TM)

Si se asume una impedancia de superficie $Z_s = R_s + jX_s$, al igualar la impedancia de onda a la de superficie:

TM

$$\gamma_{x_1} \frac{Z_1}{\eta_0} = \gamma_1 Z_s = \gamma_1 R_s + j\gamma_1 X_s,$$

$$\gamma_z = \beta_z - j\alpha_z = \sqrt{(\gamma_1^2 - \gamma_{x_1}^2)} = \gamma_1 \sqrt{1 + X_s^2 - R_s^2 - 2jR_s X_s}.$$

- $X_s > 0$: Reactancia inductiva:
 - $\uparrow \alpha_x$: Decrecimiento exponencial en x .
 - $\alpha_z > 0$: Decrecimiento exponencial en z .
 - Menor v_p .

- Si $R_s X_s$ es pequeño: Baja atenuación en z .

Para ondas de superficie TM:

- $\uparrow X_s$
- $\downarrow R_s$.

Impedancia de superficie y constante de propagación (TM)

Si se asume una impedancia de superficie $Z = R_s + jX$ al igualar la impedancia de onda a la de superficie:

TM

$$\gamma_{x_1} \frac{Z_1}{\eta_0} = \gamma_1 Z_s = \gamma_1 R_s + j\gamma_1 X_s,$$

$$\gamma_z = \beta_z - j\alpha_z = \sqrt{(\gamma_1^2 - \gamma_{x_1}^2)} = \gamma_1 \sqrt{1 + X_s^2 - R_s^2 - 2jR_s X_s}.$$

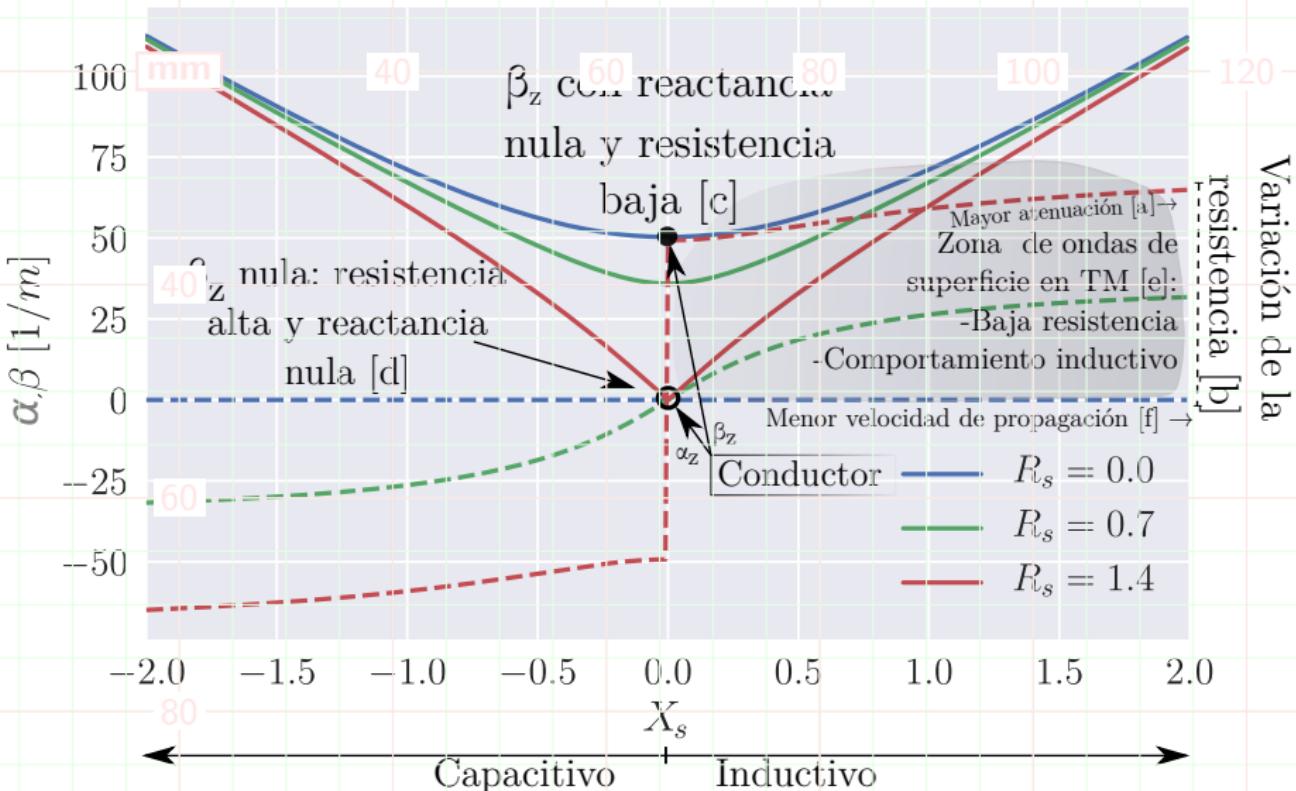
TE

60

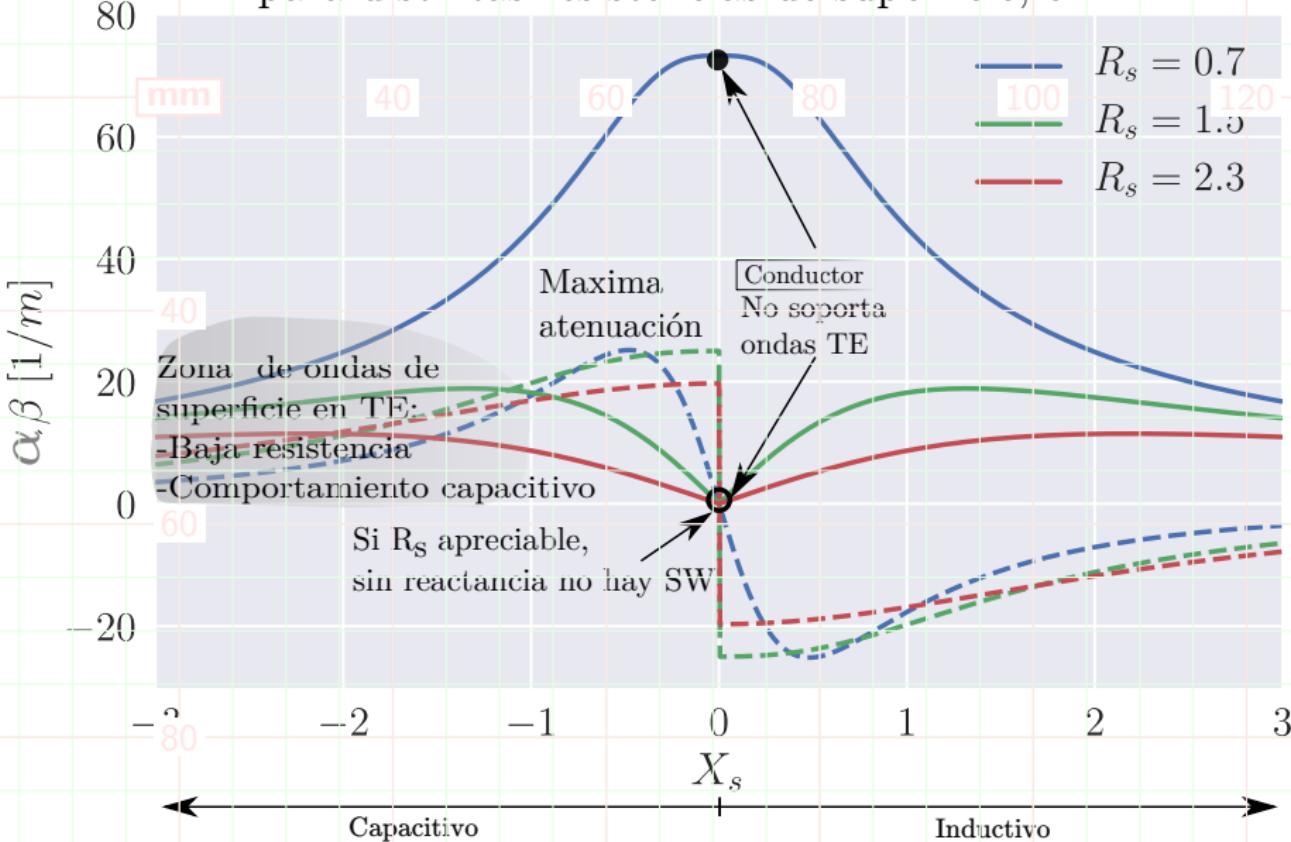
$$\gamma_{x_1} = -\frac{\gamma_1}{Z_s} = -\gamma_1 \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} - j \frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2},$$

$$\gamma_z = \frac{\gamma_1}{R_s^2 + X_s^2} - j\alpha_z = \sqrt{(\gamma_1^2 - \gamma_{x_1}^2)} = \frac{\gamma_1}{R_s^2 + X_s^2} \sqrt{1 + X_s^2 - R_s^2 + 2jR_s X_s}.$$

Valor de $\gamma_z = \beta_z - ja_z$ en función de la reactancia de superficie para distintas resistencias de superficie, en TM



Valor de $\gamma_z = \beta_z - j\alpha_z$ en función de la reactancia de superficie para distintas resistencias de superficie, en TE



Condiciones para la propagación sobre un plano conductor

mm

40

60

80

100

120

Polarización TM

- Comportamiento **inductivo**.
- Resistividad baja.

40

Polarización TE

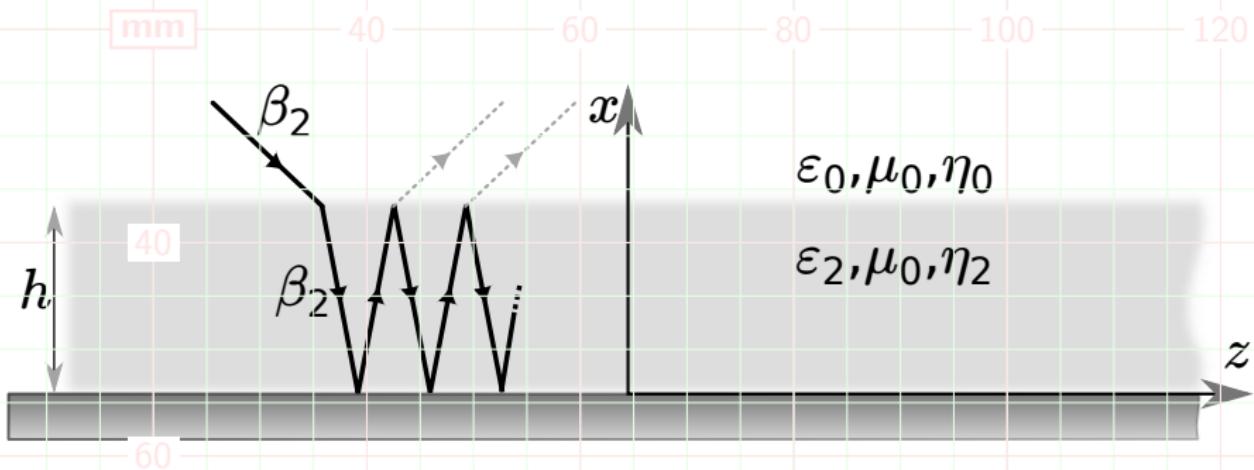
- Comportamiento **capacitivo**.
- Resistividad baja.

60

Para volver más inductiva a la superficie, se puede recubrir al plano conductor con un dieléctrico.

80

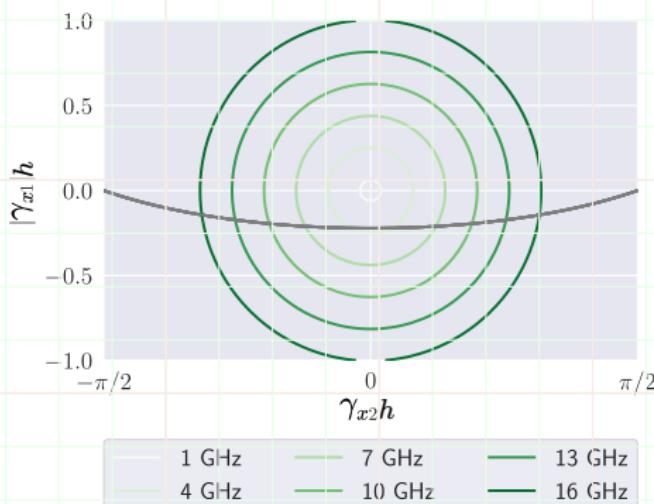
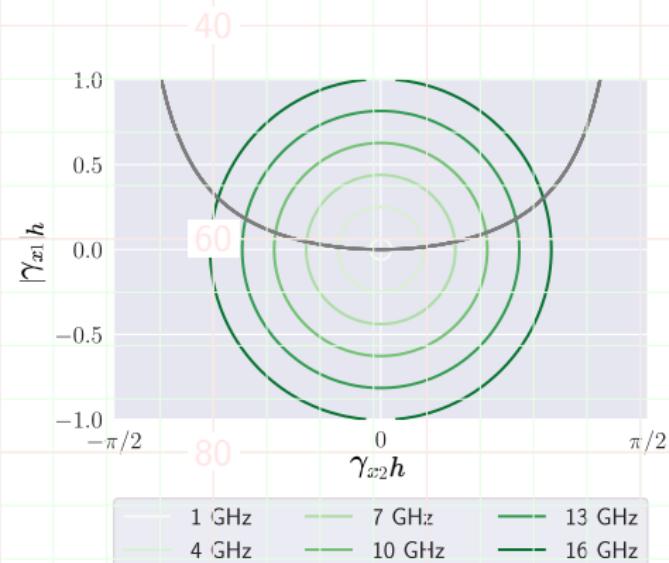
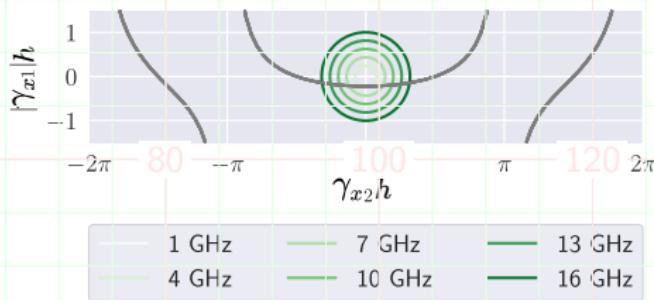
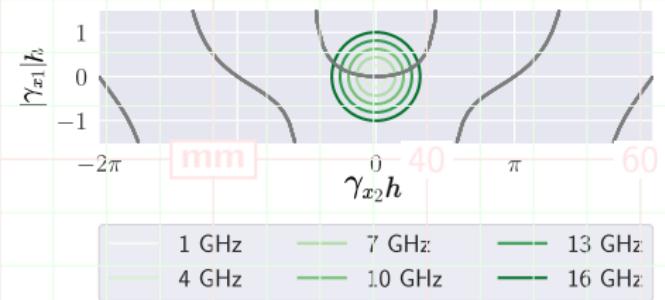
Comportamiento para plano de tierra cubierto por un dieléctrico fino



Caso TM:

$$\begin{cases} (\gamma_{x_2} h)^2 + (\alpha_{x_1} h)^2 = (\epsilon_{r_2} - 1)(\gamma_1 h)^2 \\ \gamma_{x_2} h \tan(\gamma_{x_2} h) = |\alpha_{x_1}| \epsilon_{r_2} h. \end{cases}$$

$$\begin{cases} (\gamma_{x_2} h)^2 + (\alpha_{x_1} h)^2 = (\epsilon_{r_2} - 1)(\gamma_1 h)^2 \\ \gamma_{x_2} h \cot(\gamma_{x_2} h) = -|\alpha_{x_1}| \epsilon_{r_2} h. \end{cases}$$



Impedancia de superficie: GND+FR4

mm

40

60

80

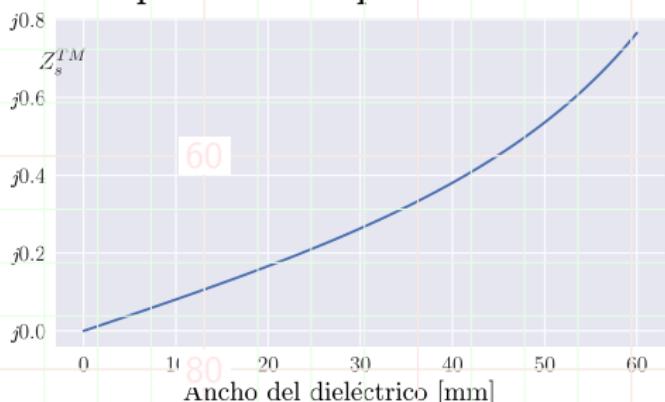
100

120

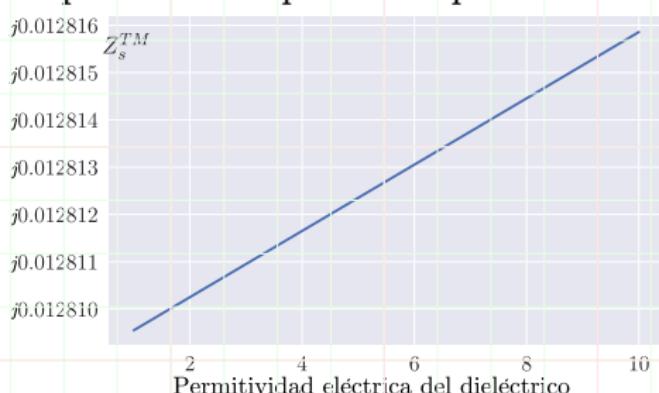
$$Z_s^{TM} = j \frac{\cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(\gamma_2 h \cos \theta_t) = j \frac{\cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(\omega \sqrt{\epsilon_r \mu_0 \epsilon_0} h \cos \theta_t)$$

40

Impedancia de superficie vs. ancho



Impedancia de superficie vs. permitividad



En resumen

mm

40

60

80

100

120

No existirán ondas de superficie de polarización TE en el plano de tierra reabierto por 1.6 mm de espesor de FR4, hasta los 25 GHz.

40

↑ ancho del sustrato \Rightarrow ↑ ondas de superficie (TM)

60

↑ per...tividad eléctrica del sustrato \Rightarrow ↑ ondas de superficie (TM)

80

Antenas *microstrip*

mm

40

60

80

100

120

- Bajo costo, peso y perfil.
- Construcción sencilla.
- Alto Q (resonantes).
- Bajo acoplamiento con elementos cercanos. Campos contenidos en el sustrato.
- Baja eficiencia.
- Baja potencia.
- Polarización impura.
- Alto acoplamiento con elementos ubicados sobre la superficie.

$\uparrow \epsilon_r \Rightarrow \downarrow$ acoplamiento.

$\uparrow \epsilon_r \Rightarrow \uparrow$ acoplamiento.

80

Modelo de líneas de transmisión

mm

40

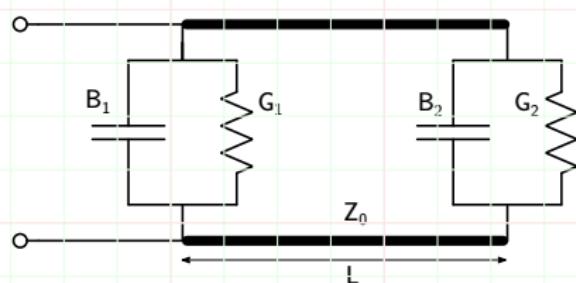
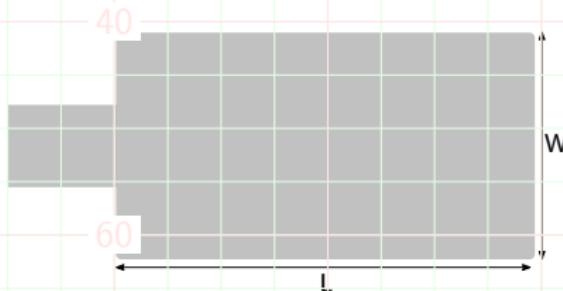
60

80

100

120

Antena rectangular: Dos aperturas radiantes de ancho W y altura h , separadas una distancia L por una línea de trasmisión de impedancia característica conocida Z_0 .



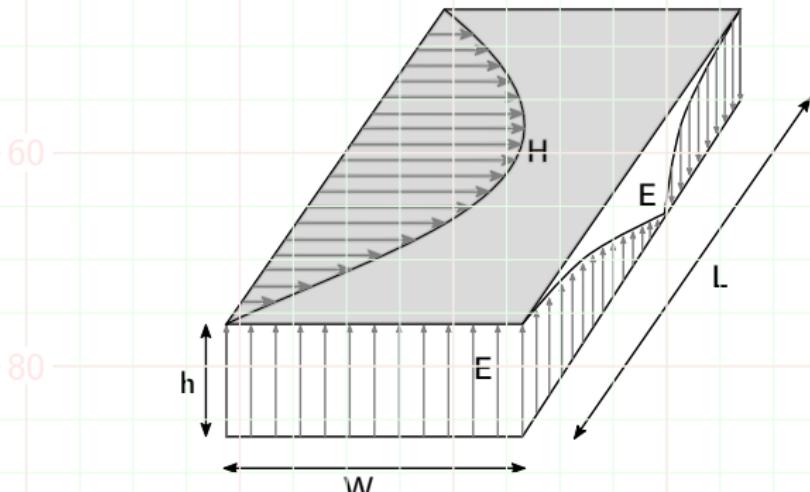
Fringing: Considerado mediante el uso de una $L_{eff} = L + 2\Delta L$.

80

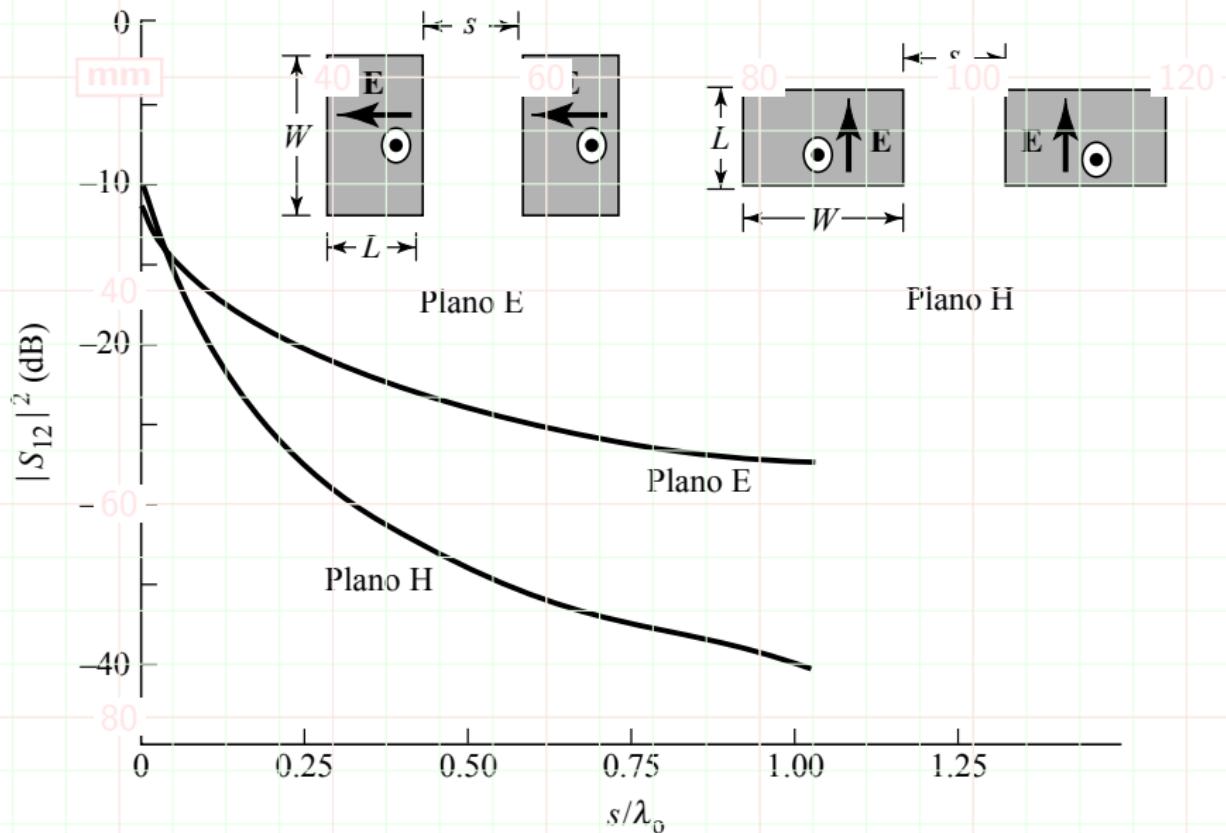
Modelo de cavidades multimodo

Antena rectangular: Cavidad cargada dieléctricamente, limitada por conductos eléctricos en sus caras superior e inferior, y conductos magnéticos en sus caras laterales.

$$(f_r)_{nmp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}$$



Acoplamiento mutuo en antenas microstrip



Fundamentos básicos de EBGs

mm

40

60

80

100

120

1 Presentación del problema

2 Conceptos básicos de electromagnetismo

3 Fundamentos de EBGs

• Bragg, Bloch-Floquet y espacio recíproco

60

80

Metamateriales y EBGs

Metamateriales

mm

40

60

Estructuras artificiales **efectivamente homogéneas** para la longitud de onda de interés, que presentan **propiedades electromagnéticas que no se encuentran en la naturaleza.**

EBGs, PBGs, cristales fotónicos

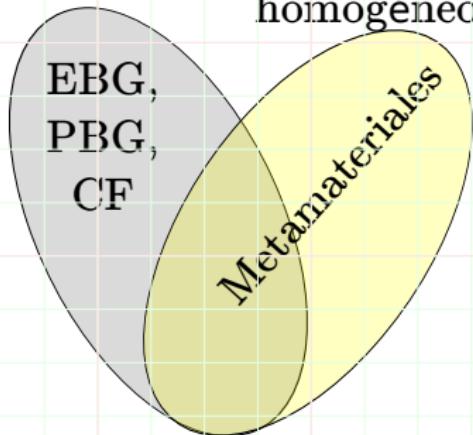
Estructuras artificiales con capacidades para controlar (en general, atenuar) ondas electromagnéticas en un **rango de frecuencias** a partir de la **variación periódica** en el espacio de las propiedades del medio respecto de la propagación electromagnética.

80 100 120

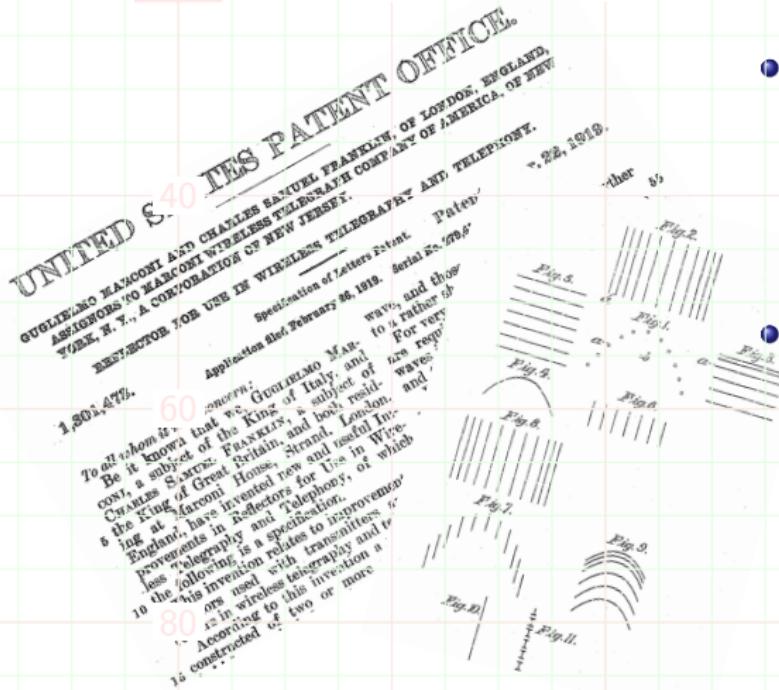
Periódicos

EBG,
PBG,
CF

Efectivamente
homogéneos



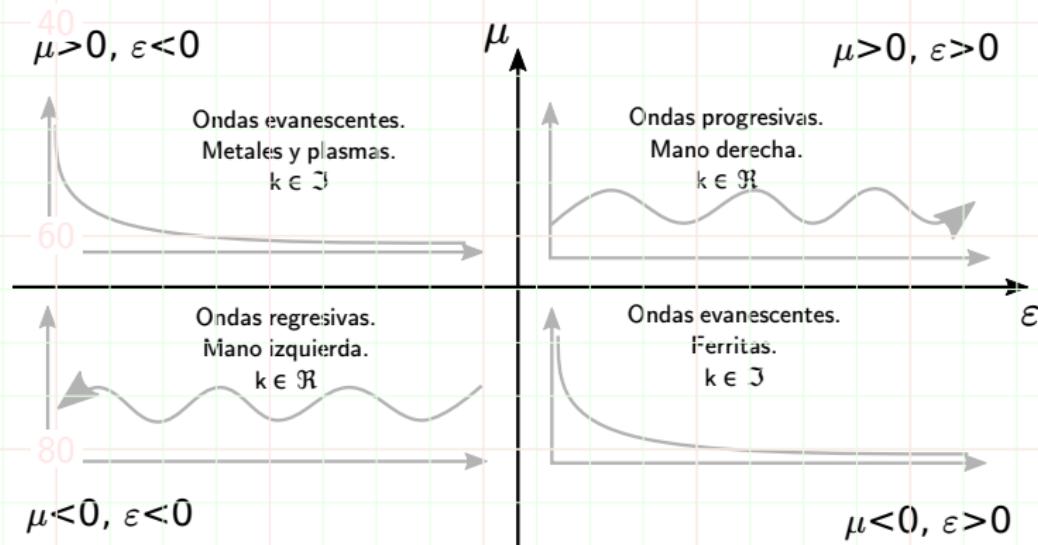
Reseña histórica



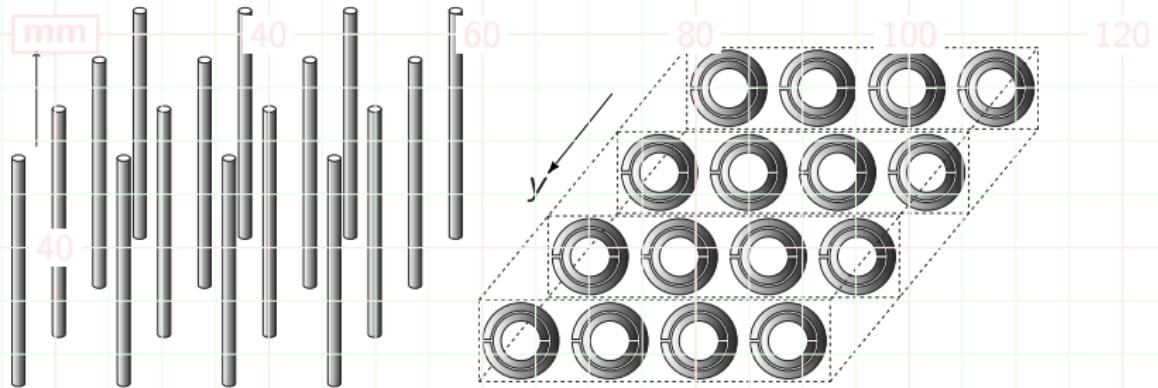
- Fines del siglo XVIII:
Rittenhouse observó que algunos colores desaparecían cuando se veía luz a través de un pañuelo.
- 1919: **Guglielmo Marconi**, **Charles Samuel Franklin**: Conductores horizontales como superficie reflectiva para cierta frecuencia (**¿Primer FSS?**)

Reseña histórica

- 1946: Louis Brillouin: *Wave propagation in periodic structures:*
Ele~~mm~~ filters ai~~40~~ crystal lat~~60~~ es. Restrik~~80~~nes a los~~100~~ tores de~~120~~ onda γ en un medio periódico.
- 1968: Viktor Veselago: Descripción teórica de LHS, velocidad de grupo antiparalela a la velocidad de fase.

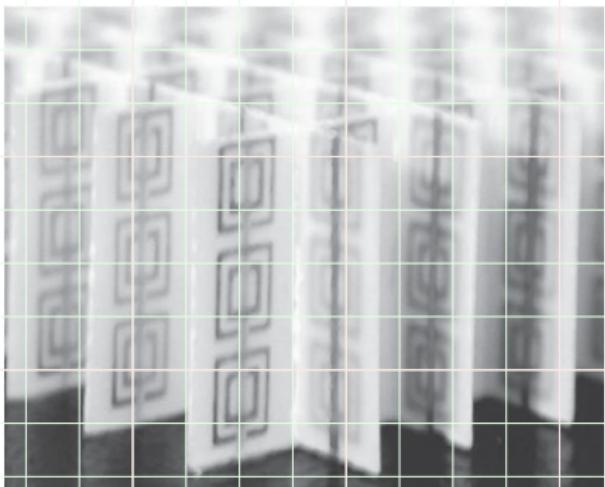
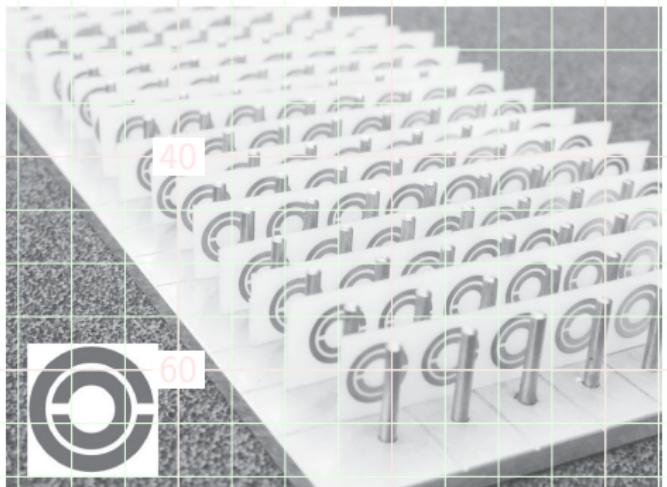


Reseña histórica



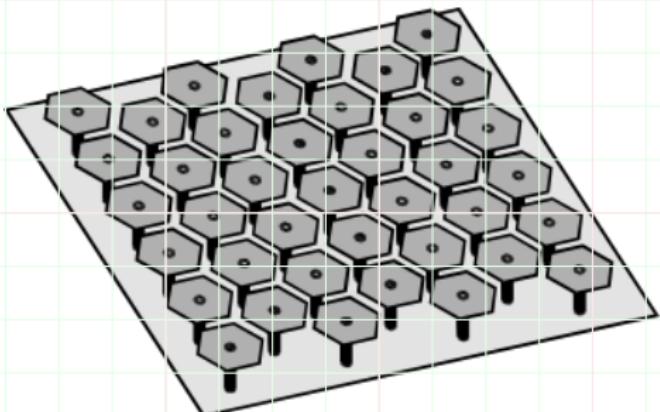
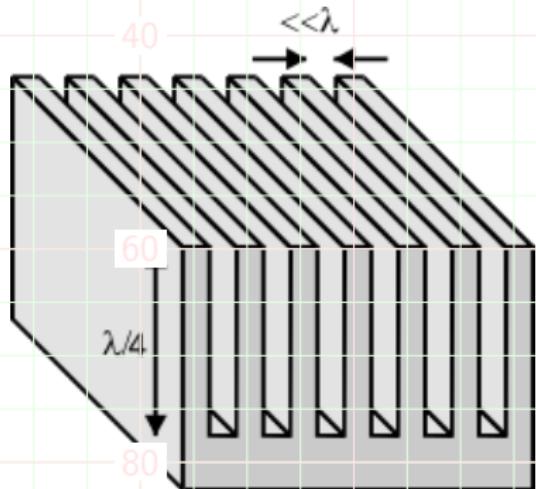
- 1990: **Smith**: Split Ring Resonators en base a los trabajos de Pendry. Se construyó en 2000.
- 1990: **Ho, Chan, Soukoulis**: Conjunto periódico de esferas dieléctricas. Banda prohibida.
- 1990: **Yablonovitch**. Estructura cristalina. Agujeros cilíndricos.

Reseña histórica

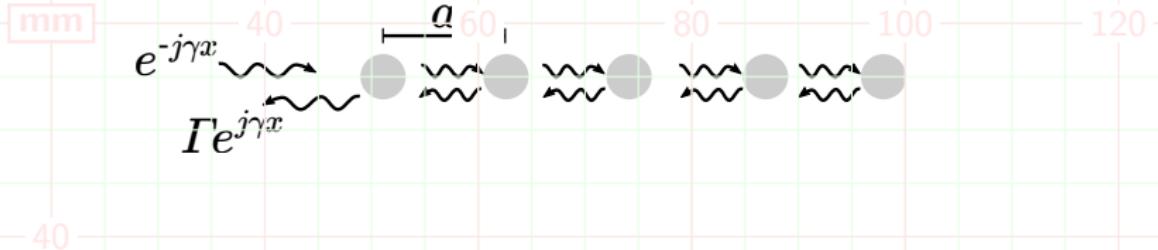


Reseña histórica

- 1999: **Sievenpiper**: HIS. Mushrooms. AMIC + EBG.
- 2001: **Yang**: Uniplanar EBG (¿FSS o EBG?)



Difracción de Bragg



$$\Gamma_t = \Gamma e^{-j\gamma x} + \Gamma e^{-2j\gamma a} e^{-j\gamma x} + \Gamma e^{-4j\gamma a} e^{-j\gamma x} + \dots = \Gamma e^{-j\gamma x} \frac{1}{1 - e^{-2j\gamma a}},$$

Si $e^{-2j\gamma a} = 1$, la expresión diverge.

Condición de Bragg

$$\gamma = \frac{n\pi}{a}$$

Y γ está relacionado a la frecuencia, según el material.

Relación entre γ y ω en el vacío: Diagrama de dispersión

mm

1D

40

60

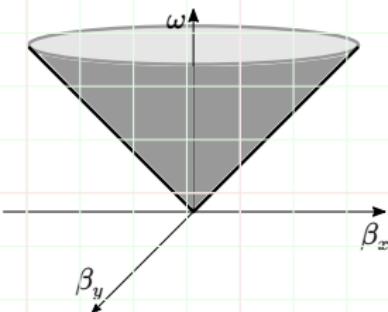
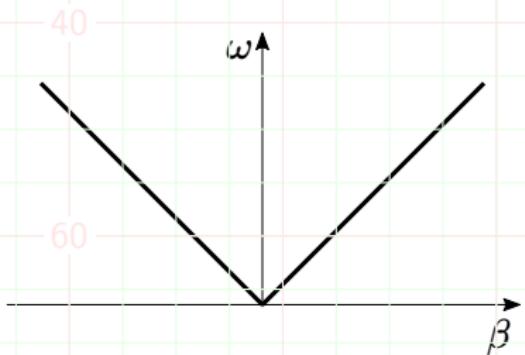
2D

100

120

$$\omega = c\beta$$

$$\omega = c\sqrt{\beta_x^2 + \beta_y^2}$$



Si hay **n** **eros** de onda prohibidos, ¿podría haber frecuencias prohibidas?

Problema de autovalores

mm

Desacoplando las dos ecuaciones del motor, se consigue

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\epsilon_r} \nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}) \right) = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r}).$$

40

Se puede considerar un operador Θ :

$$\hat{\Theta} = \nabla \times \frac{1}{\epsilon_r} \nabla \times$$

60

De forma que

$$\hat{\Theta} \mathbf{H}(\mathbf{r}) = \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r})$$

80

Problema de autovalores: Física cuántica

mm

40

60

80

100

120

Cuántica

Electromagnetismo

40 ampo

$$\Psi(\mathbf{r}, t) = \Psi(\mathbf{r}) e^{j\omega t}$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{H}(\mathbf{r}) e^{i\omega t}$$

Problema de autovalores

$$\hat{H}\Psi(\mathbf{r}) = E\Psi(\mathbf{r})$$

$$\hat{\Theta}\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \mathbf{H}(\mathbf{r})$$

Operador

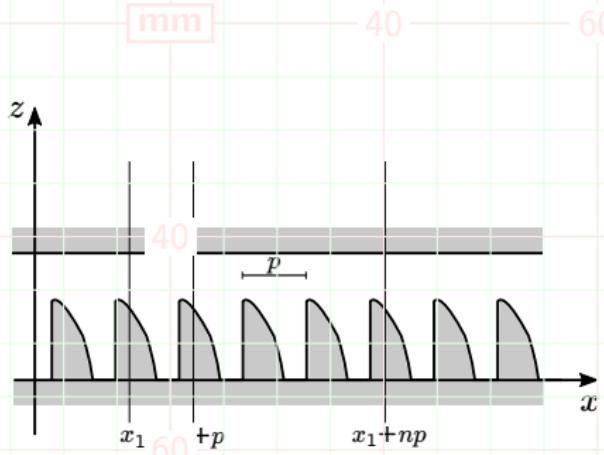
$$\hat{H} = -\frac{\hbar^2 \nabla^2}{2m} + V(\mathbf{r})$$

$$\hat{\Theta} = \nabla \times \frac{1}{\epsilon_r} \nabla \times$$

Además, al igual que el Hamiltoniano, el operador Θ es hermítico.

80

Teorema de Bloch-Floquet



Gaston Floquet, 1883.

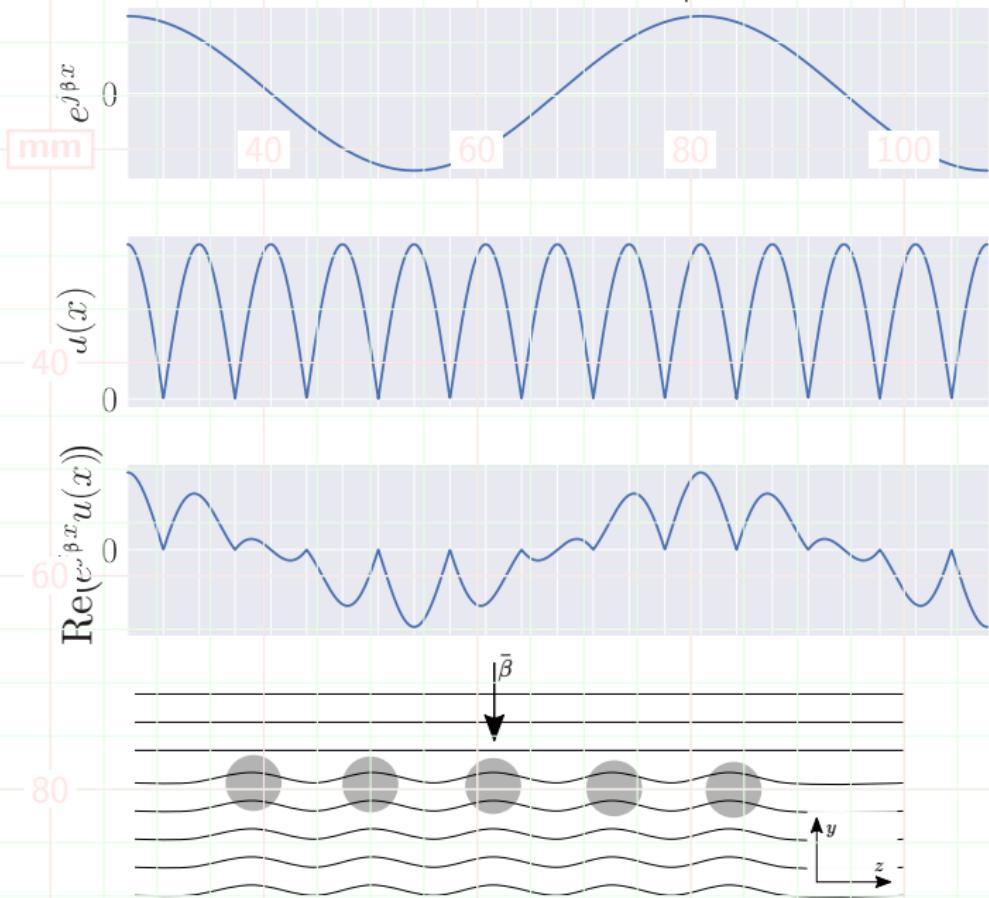
Teorema de Bloch:

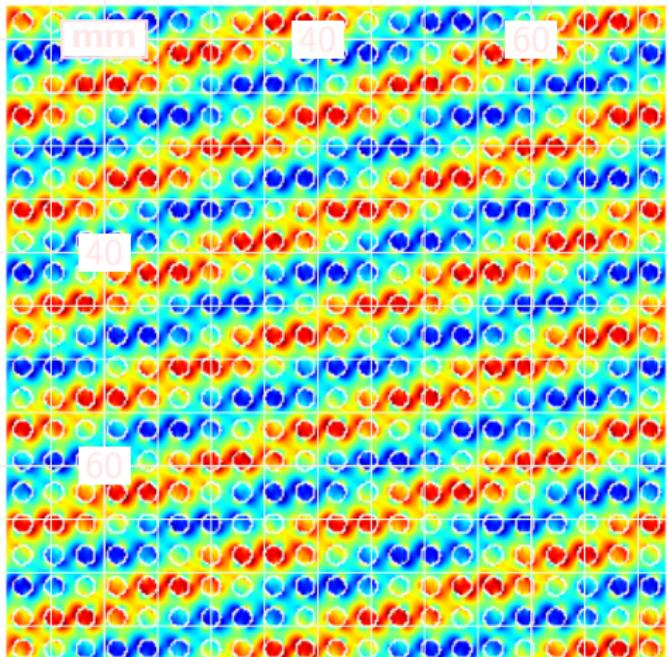
Soluciones a la función de onda de un electrón en un cristal.

$$\phi(\mathbf{r}) = e^{j\gamma \cdot \mathbf{r}} u(\mathbf{r})$$

$$E(x + d, y, z) = e^{-j\beta d} E(x, y, z),$$

Efecto del teorema de Bloch-Floquet





mm

40

50

70

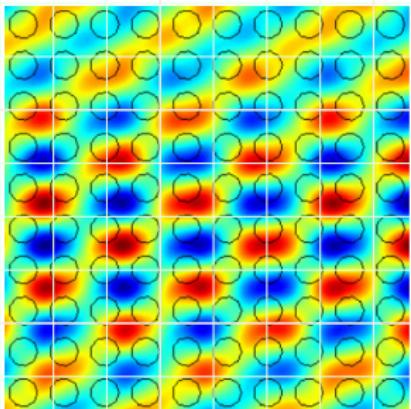
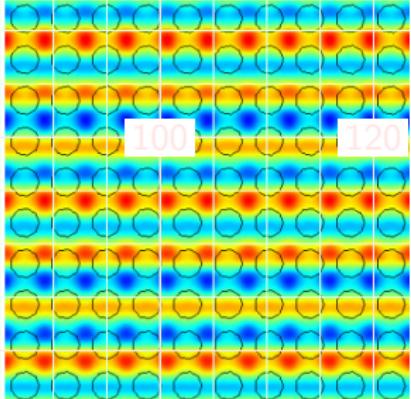
60

80

80

100

120



Armónicos espaciales y Celda de Brillouin

Para una periodicidad en una dirección (x) en que el espacio tiene com. amiento iódico, se ede desar ar la Tra rmada de Fourier:

$$F(x, y, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n(y, z) e^{-jn\frac{2\pi}{p}x}$$

Tras aplicar las condiciones de Bloch:

$$E(x, y, z, t) = e^{j\omega t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_n(y, z) e^{-j\gamma_n x},$$

$$\gamma_n = \gamma_0 + n \frac{2\pi}{p}.$$

Campo en un medio periódico:
Suma de **infinitas armónicas**.

Cada término: armónica espacial asociada a un γ_n .

Armónicos espaciales y Celda de Brillouin

mm

40

$$\gamma_n = \beta_0 + n \frac{2\pi}{p}$$

80

100

120

La **velocidad de fase** es distinta para cada modo.

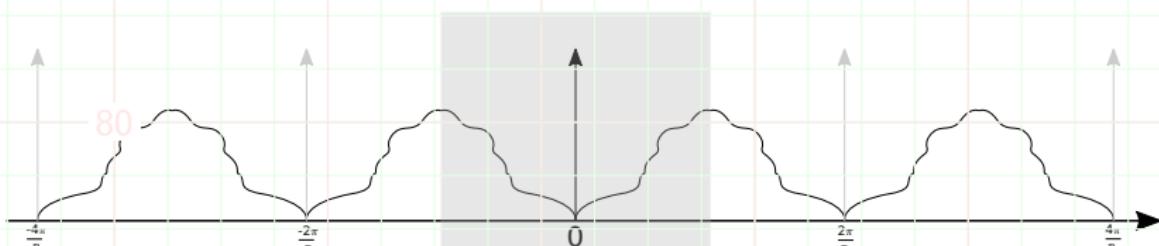
40

$$v_p^n = \frac{\omega}{\beta_n} = \frac{\omega}{\beta_0 + 2\pi n/p}$$

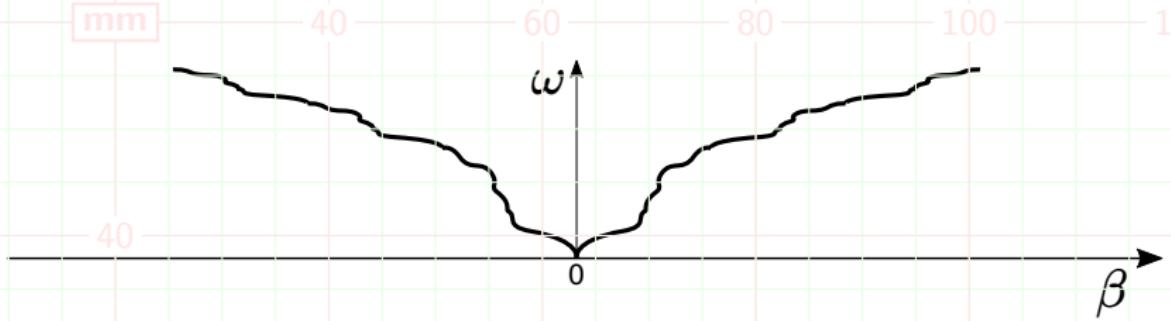
La **velocidad de grupo** es la misma para todas las armónicas.

60

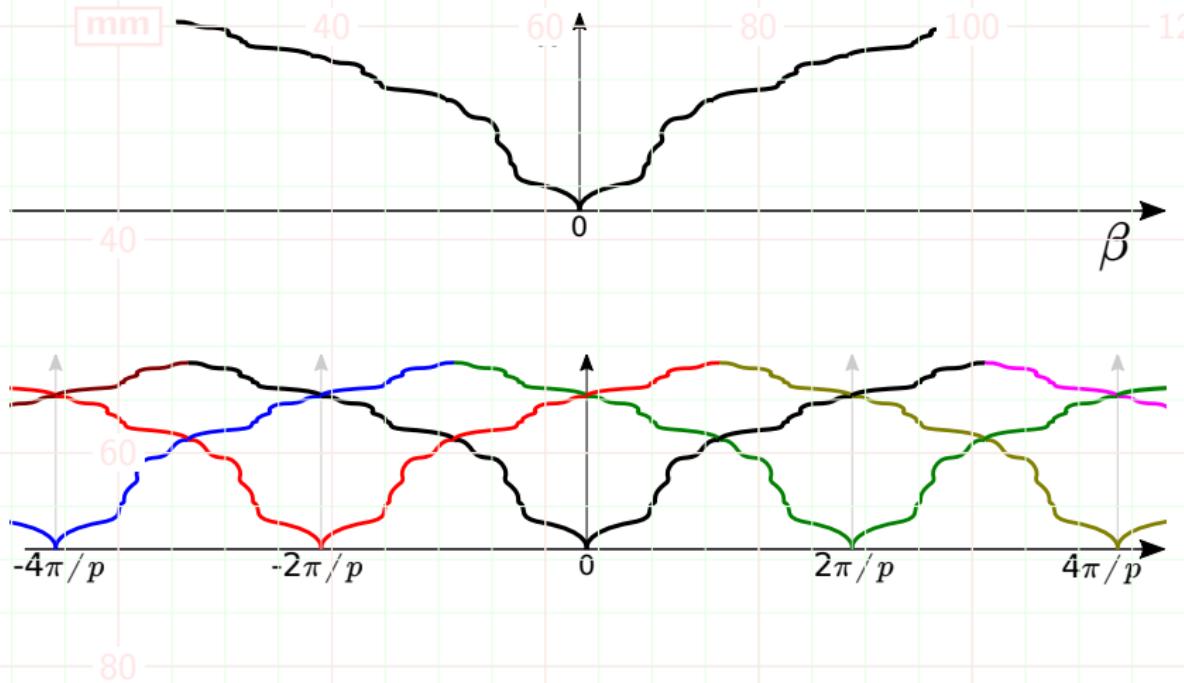
$$v_g^n = \frac{d\omega}{d\beta_n} = \frac{d\omega}{d(\beta_0 + 2\pi n/p)} = \frac{d\omega}{d\beta_0} = v_g^0.$$



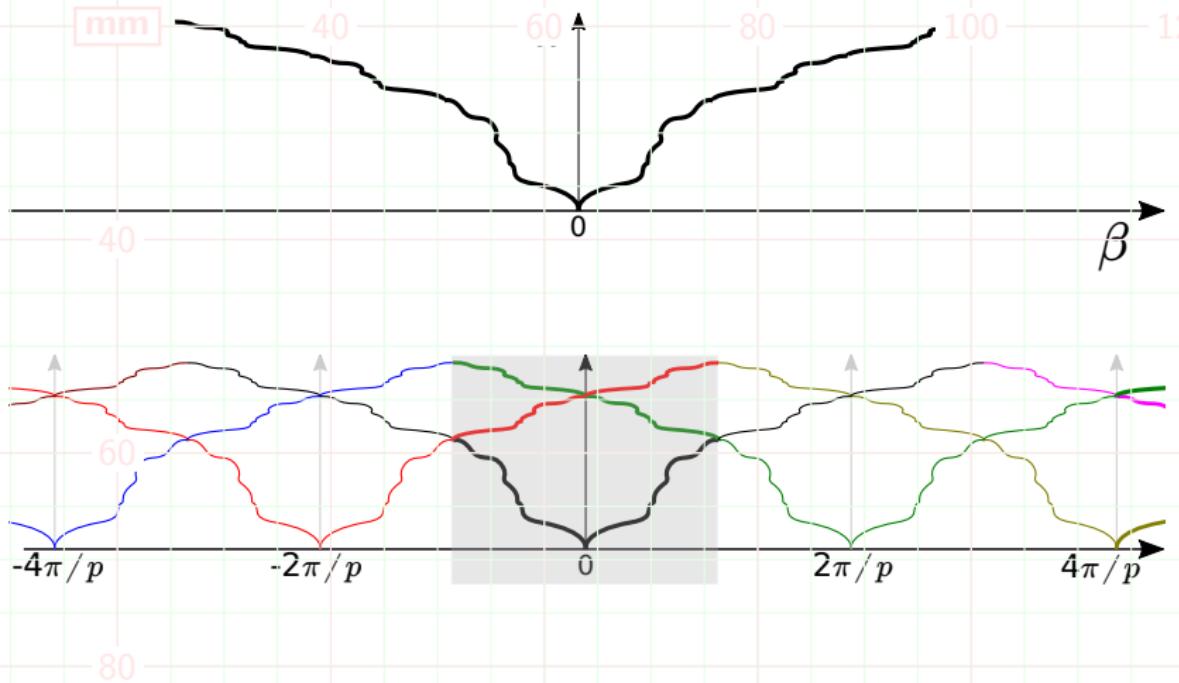
Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



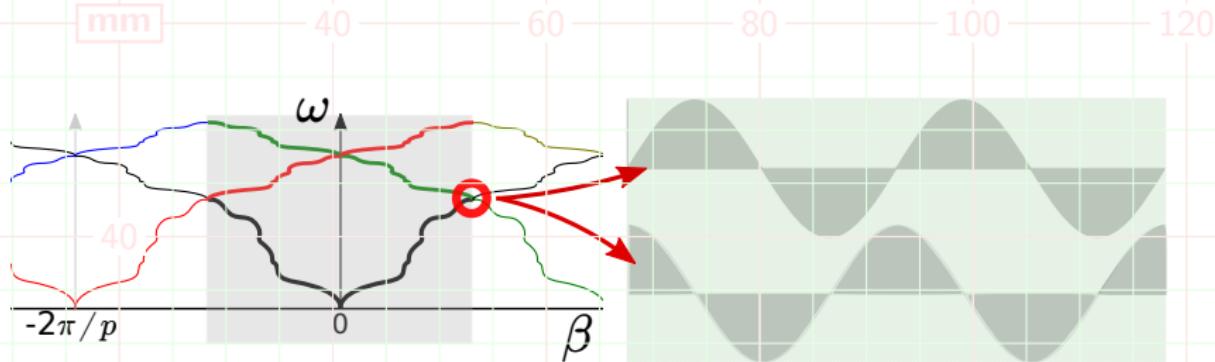
Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



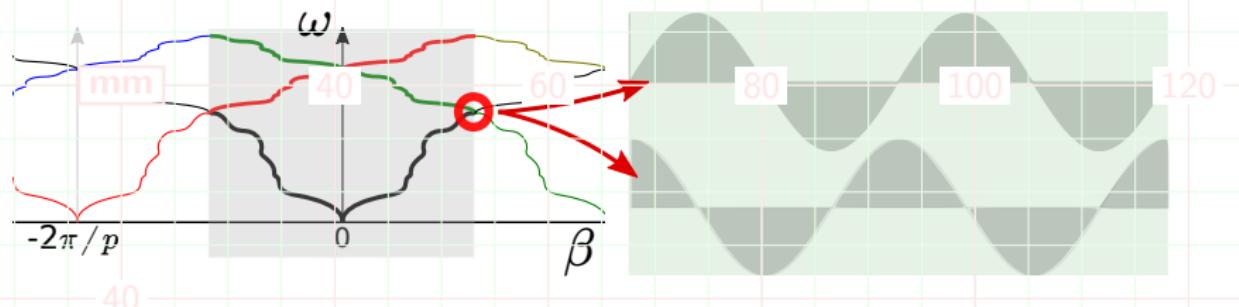
Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



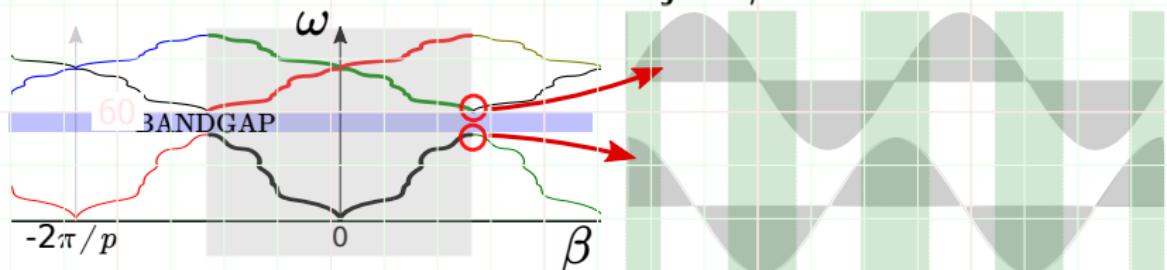
Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



Armónicos espaciales y Celda de Brillouin

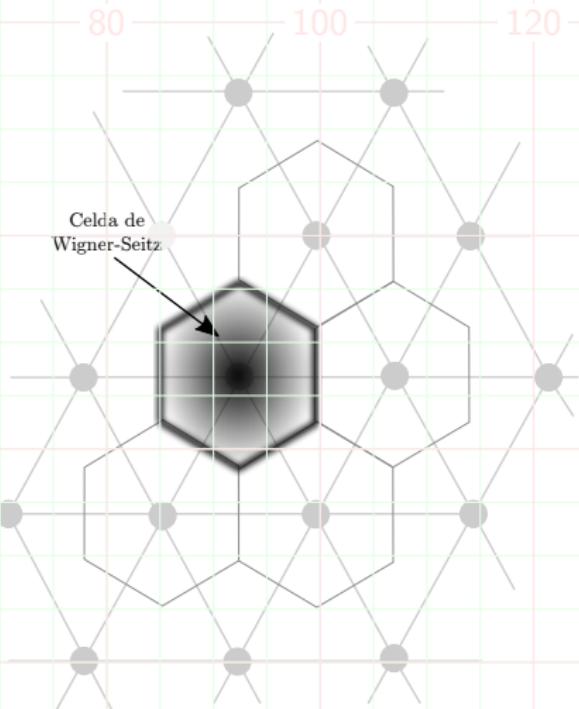
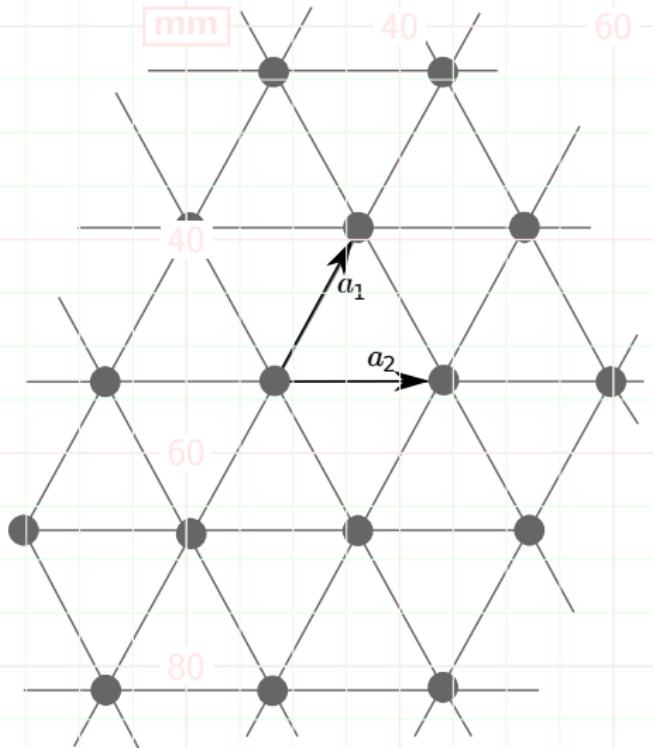


Principio variacional: Los estados de menor energía la concentran en la zona de mayor ϵ_r .

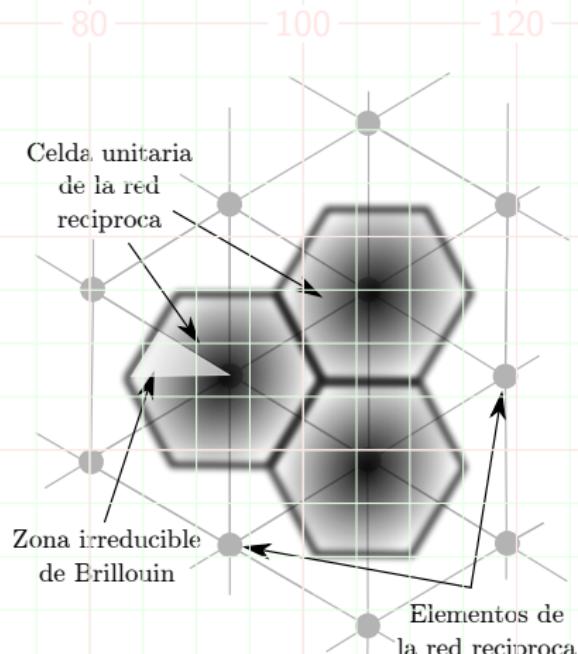
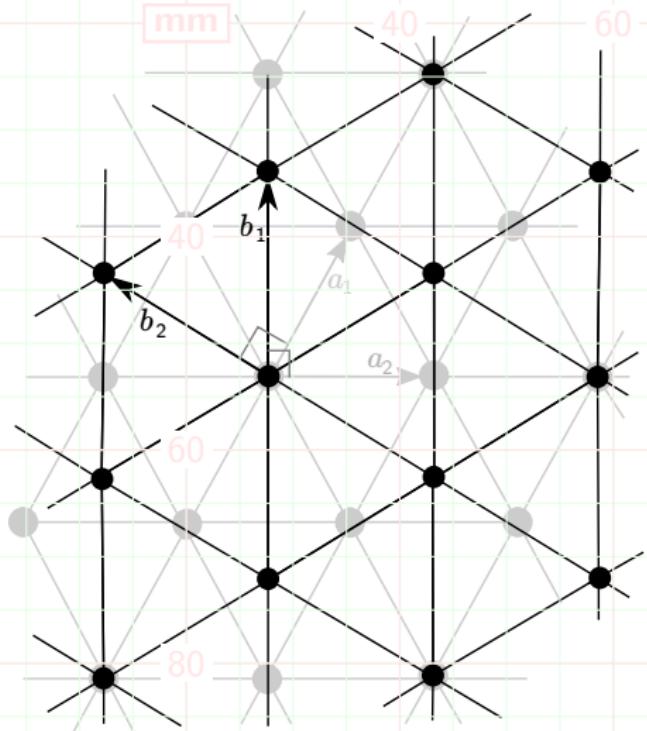


Debido a la ortogonalidad de los autoestados asociados al operador, existen estados, de mayor energía, donde la misma se concentra en el menor ϵ_r para el mismo β .

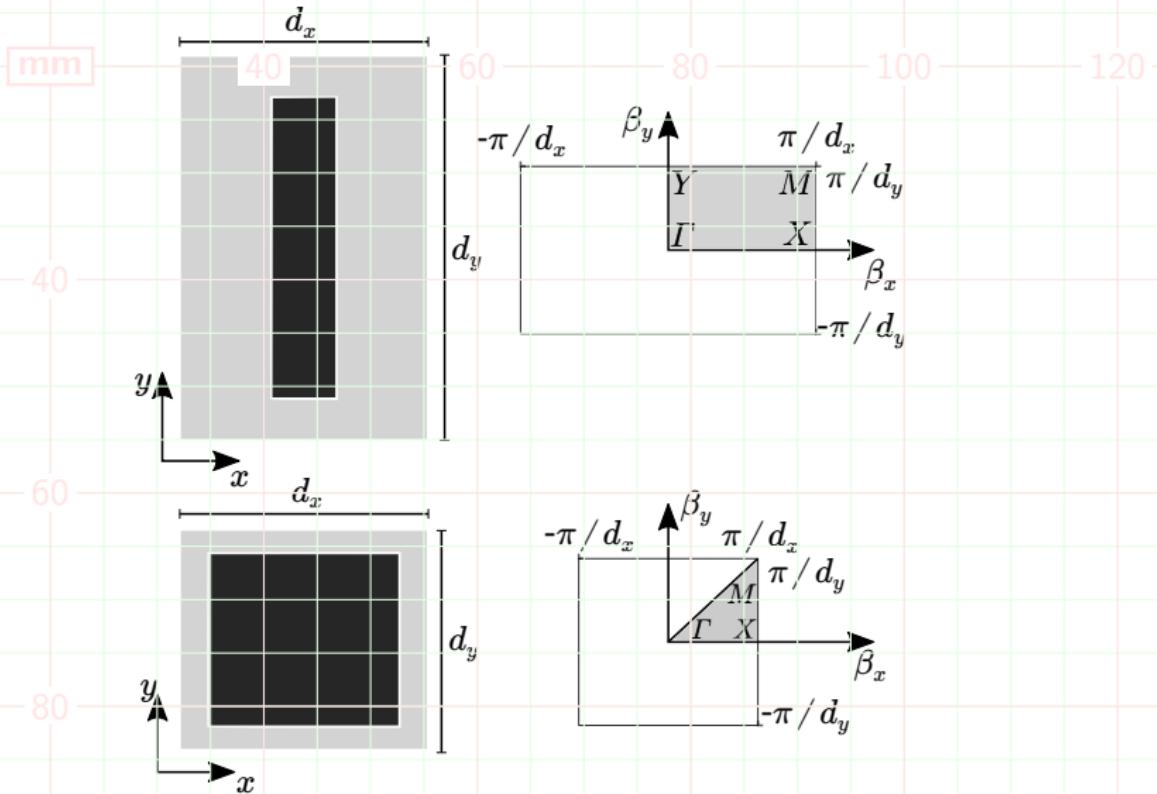
Red de Bravais y Celda de Wigner-Seitz

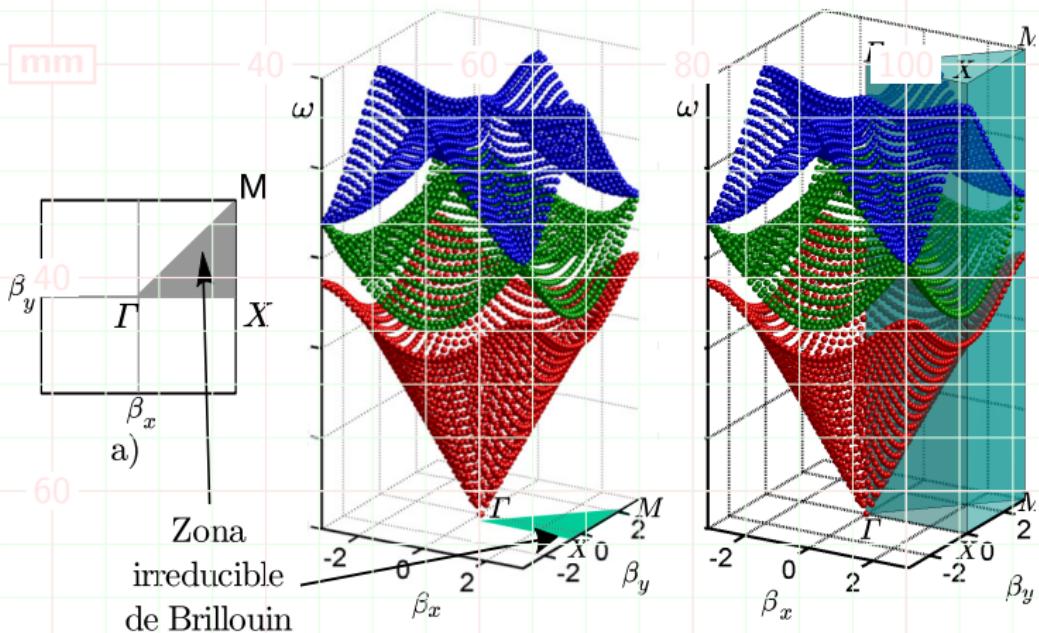


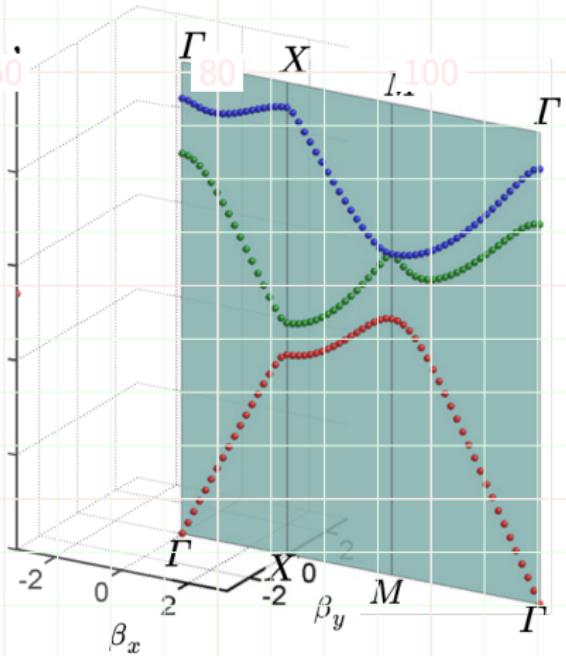
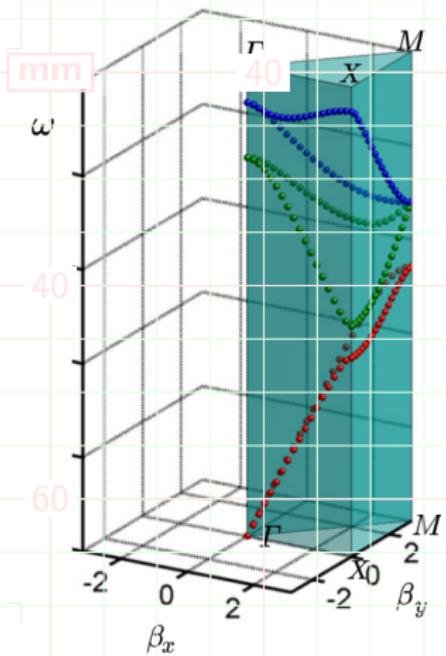
Red reciproca y Celda de Brillouin

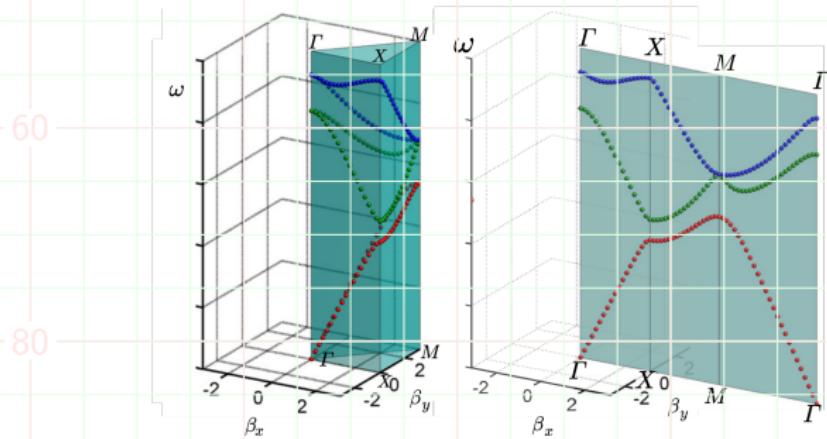
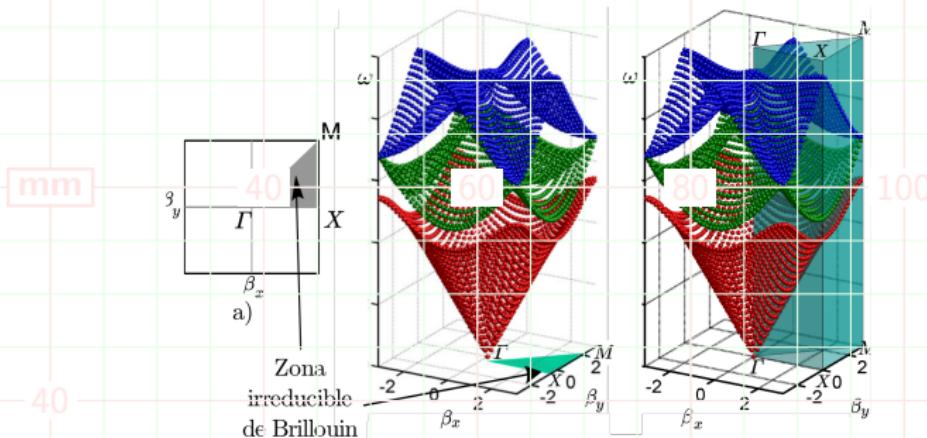


Red de Bravais y red recíproca para celdas rectangulares









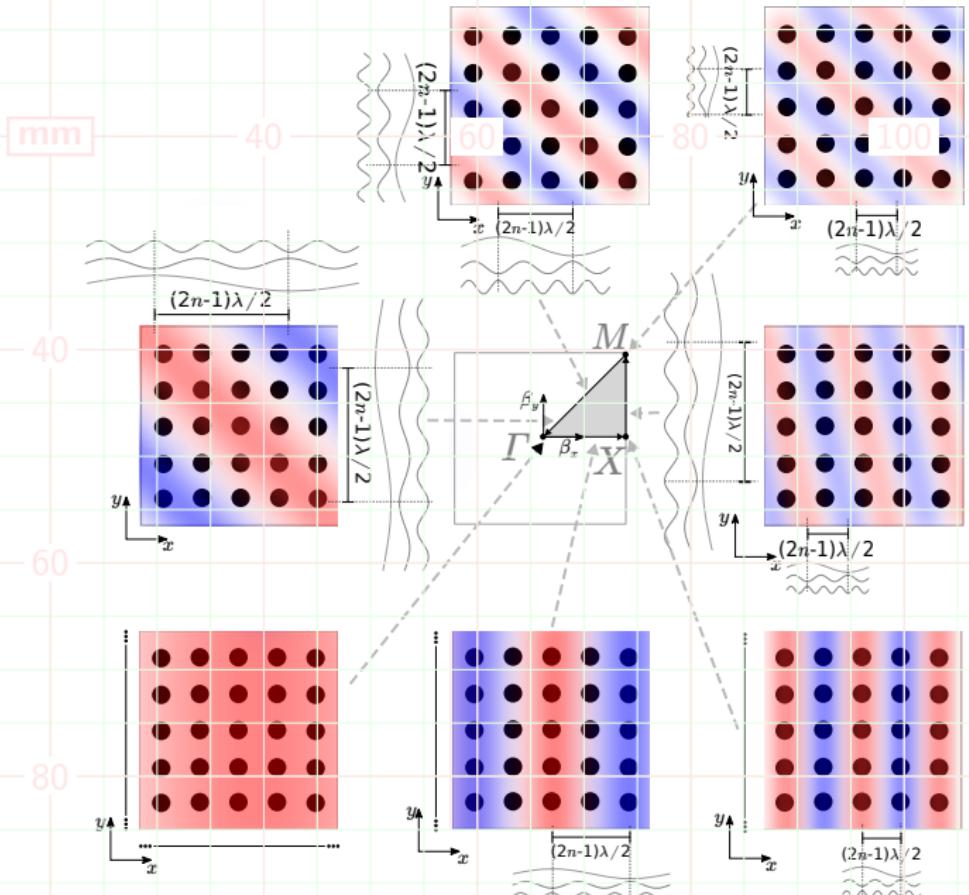
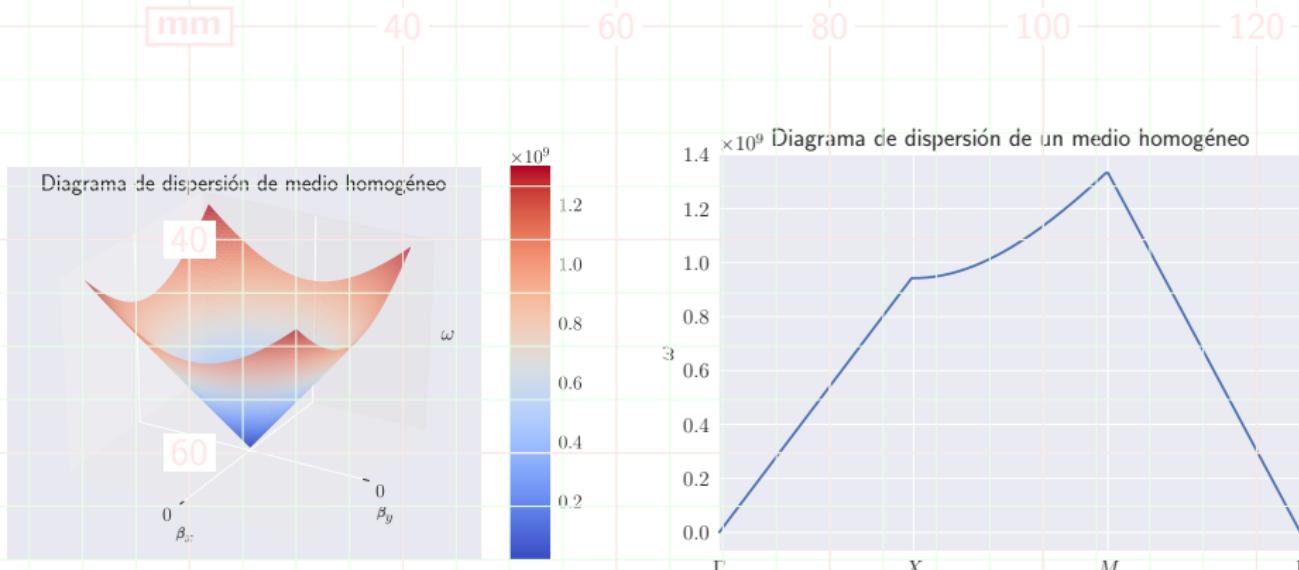
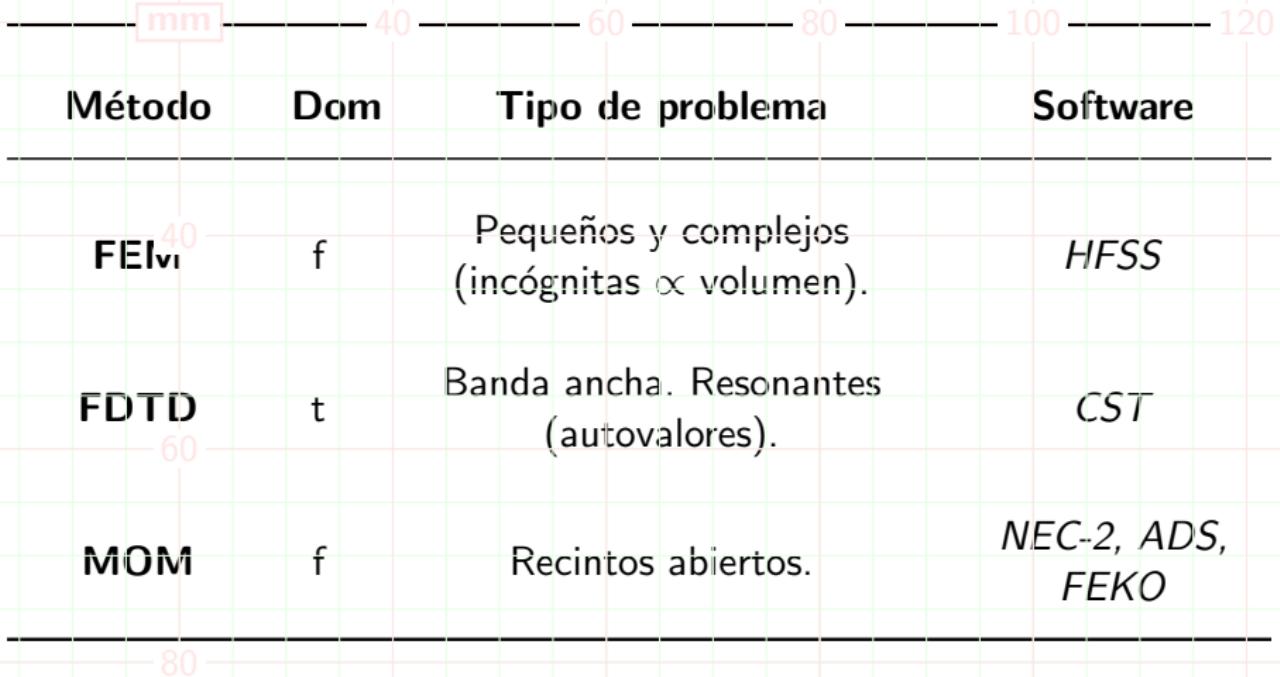


Diagrama de dispersión bidimensional en medio homogéneo



Modelado de estructuras EBG



Modelado de estructuras EBG

mm

40

60

80

100

120

Métodos semianalíticos:

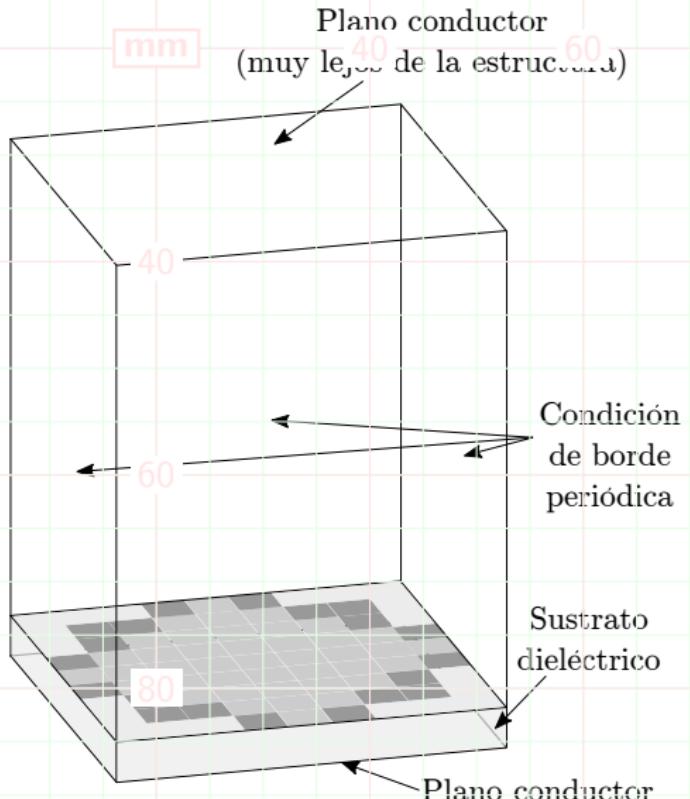
- **TMM**: Método de matrices de transmisión (2D).
- **TLI**: Método de matrices de líneas de transmisión (2D, 3D).
- **Circuitos equivalentes** (primer modo, bajas frecuencias, 2D).

60

El modelo de circuitos equivalentes no es capaz, por sí mismo, de predecir diagramas de dispersión.

80

Problema de autovalores con métodos de onda completa



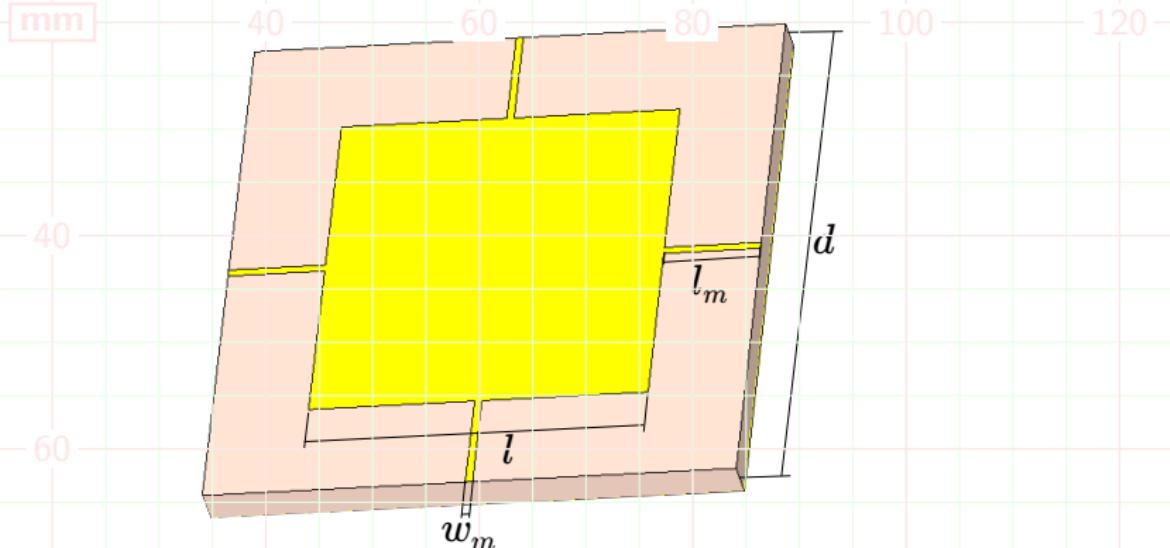
Simulación de una única celda unitaria describe la estructura infinita.

PBC

Bloch: Campo periódico con igual periodicidad que el material, a excepción de un factor de fase.

Condición de borde:
Diferencia de fase entre paredes enfrentadas.

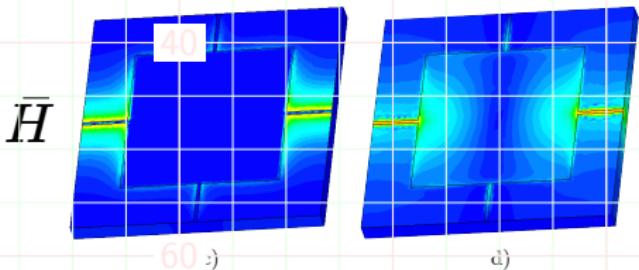
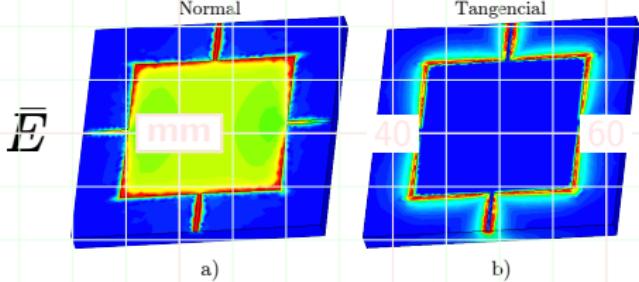
Parches cuadrados unidos por trazas *microstrip*



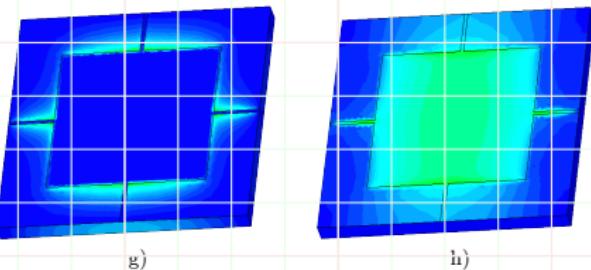
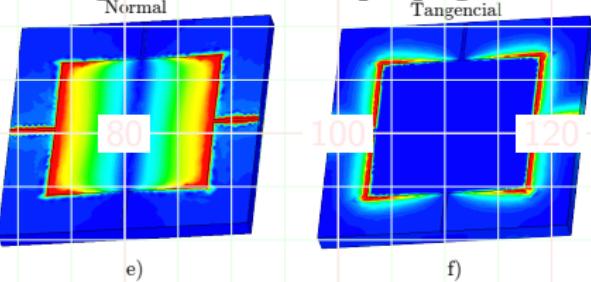
80

Zona de Brillouin triangular.

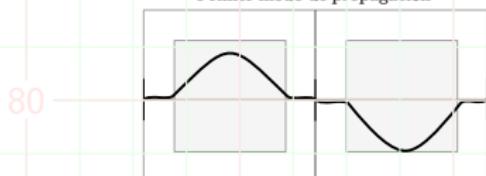
Primer modo de propagación



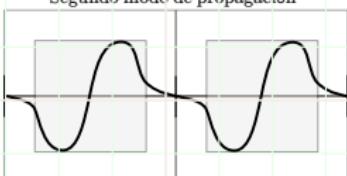
Segundo modo de propagación



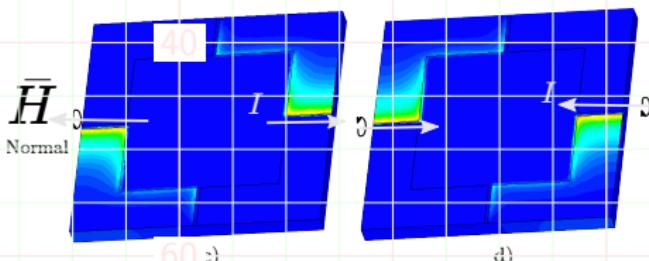
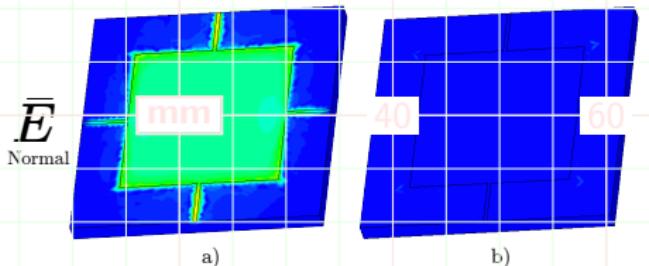
Primer modo de propagación



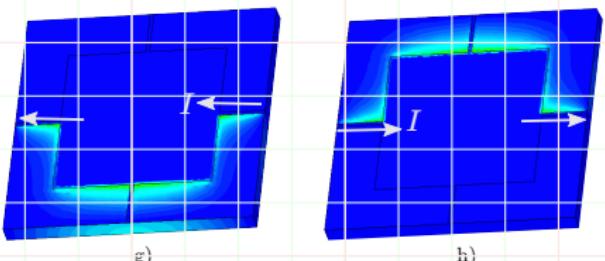
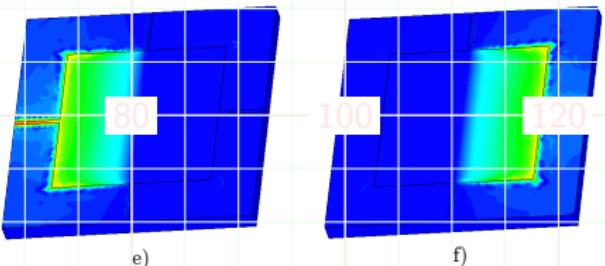
Segundo modo de propagación



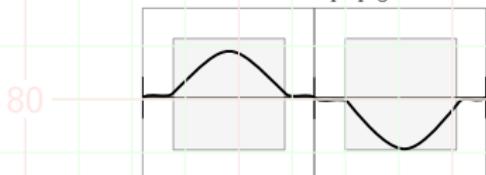
Primer modo de propagación



Segundo modo de propagación



Primer modo de propagación



Segundo modo de propagación

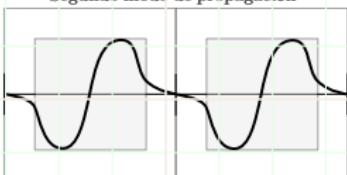


Diagrama de dispersión por método de onda completa

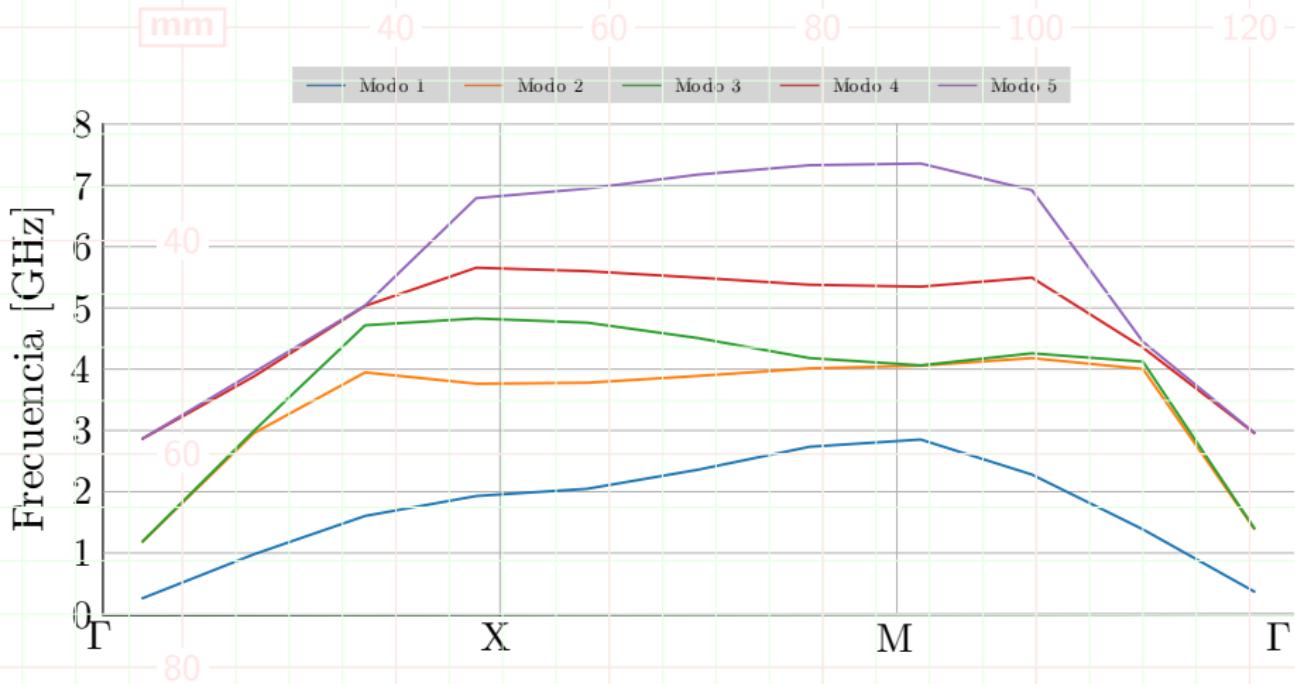


Diagrama de dispersión por método de onda completa

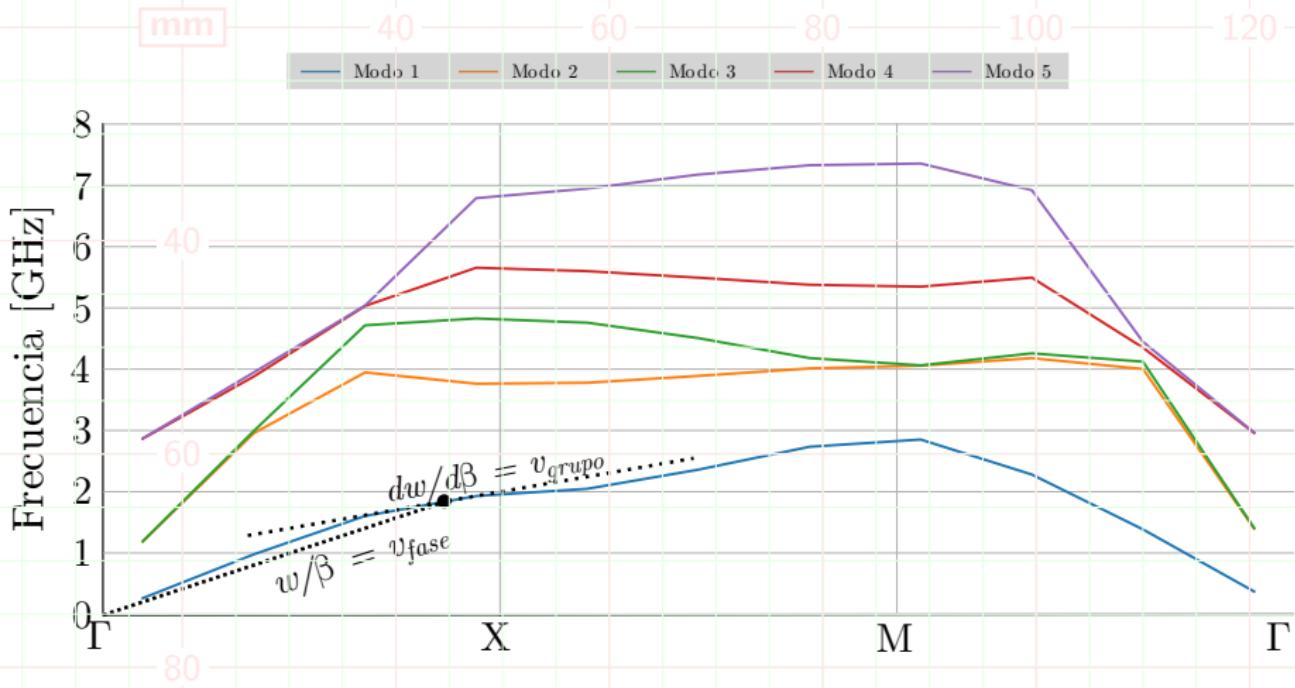
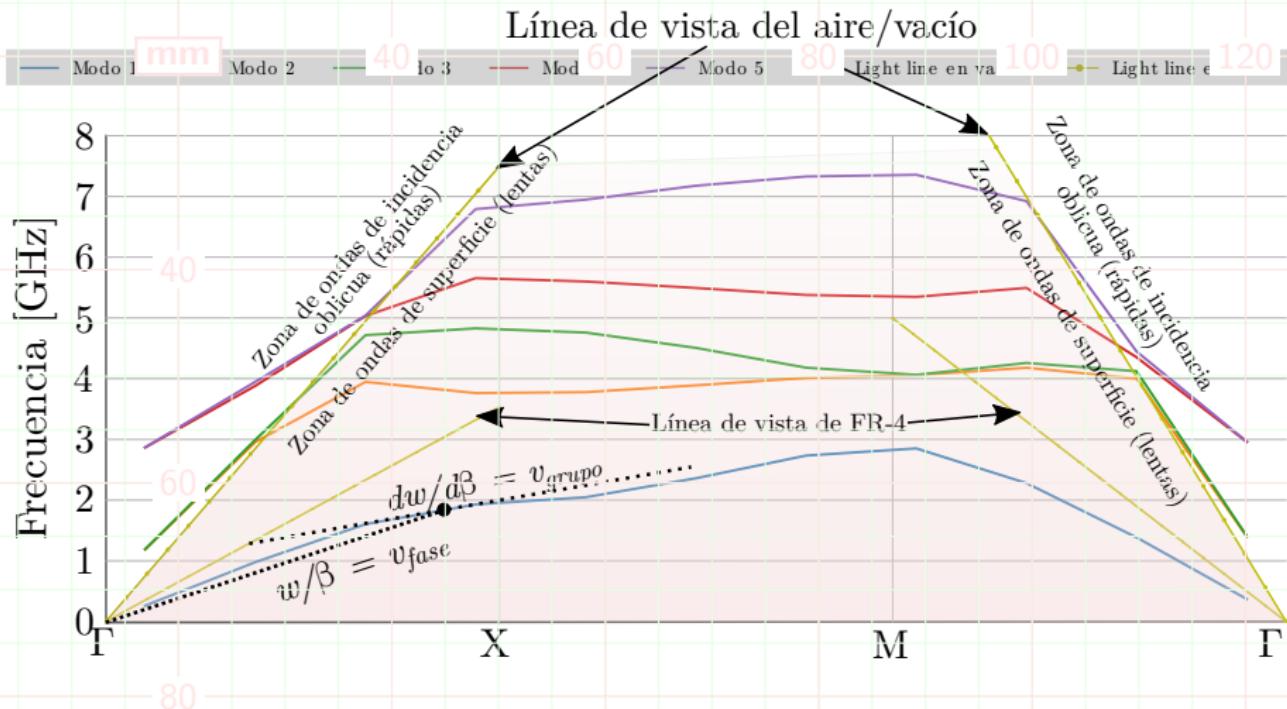
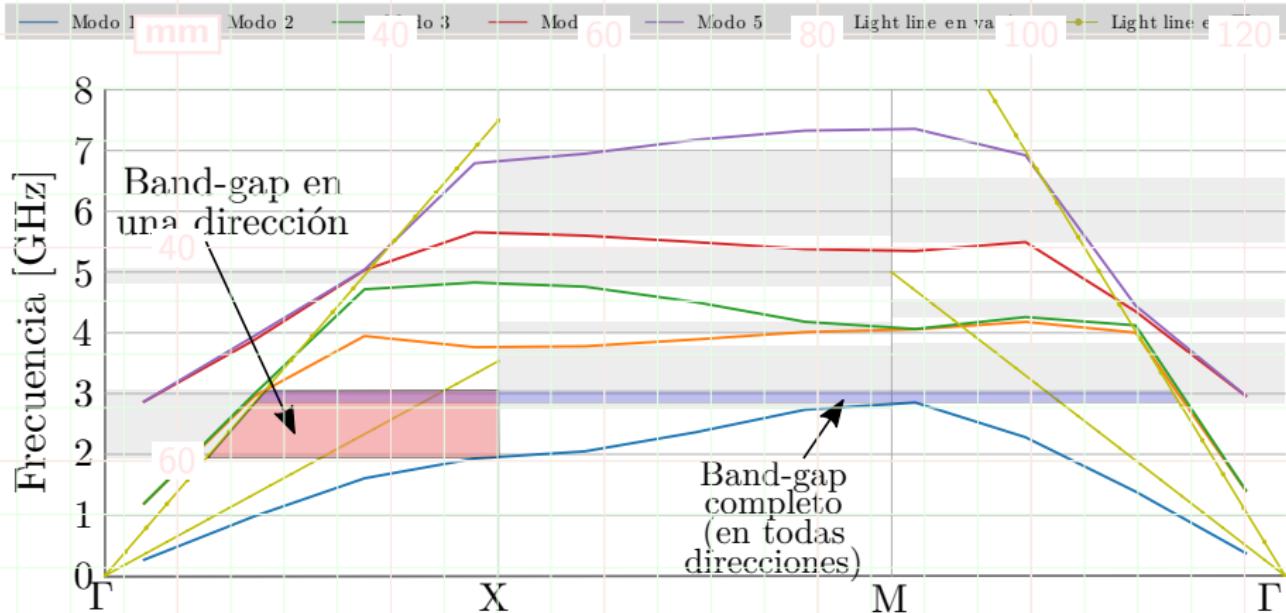


Diagrama de dispersión por método de onda completa



Línea de vista: Comportamiento de onda plana que circula por un medio homogéneo de ese material.

Diagrama de dispersión por método de onda completa



Bandgaps: Se calculan para las tres direcciones en forma separada, por debajo de la línea de vista del vacío.

Análisis paramétrico de la celda

Variación del ancho del puente

mm

40

60

80

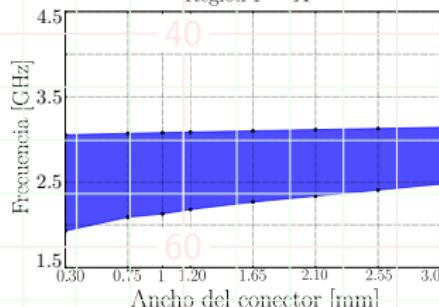
100

120

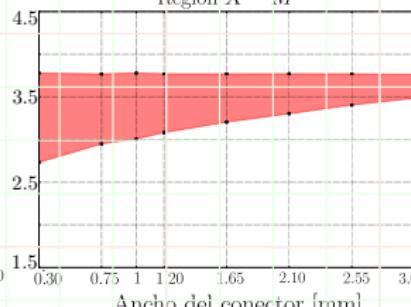
Variación, según región, del primer bandgap en función de la variación de ancho del conector

Lado de celda: 20 mm. Lado de parche 18 mm. ϵ_r : 4.5. Ancho FR4: 1.6 mm

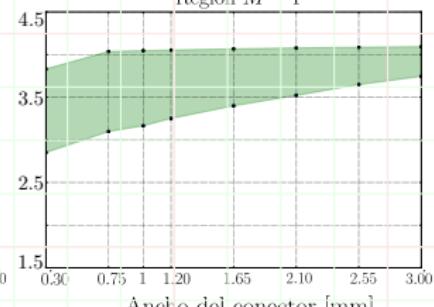
Región $\Gamma - X$



Región $X - M$



Región $M - \Gamma$



Análisis paramétrico de la celda

Variación del largo del puente

mm

40

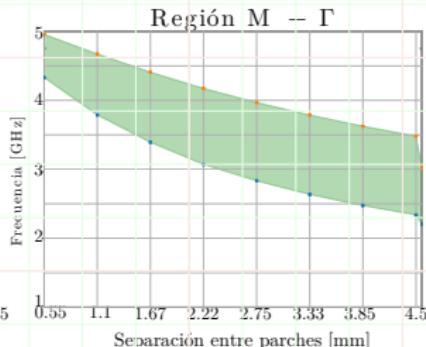
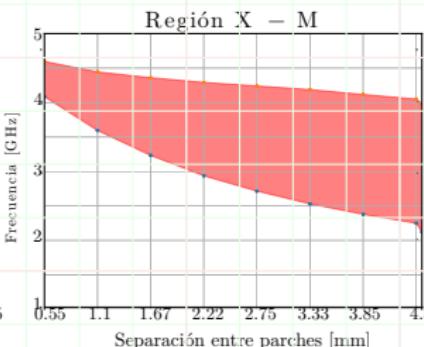
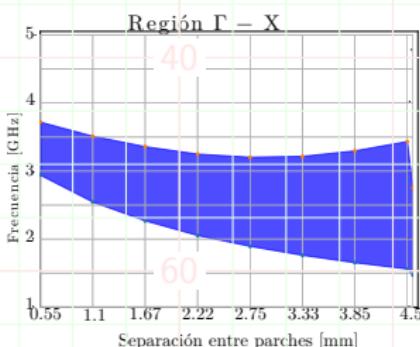
60

80

100

120

Variación, según región, del primer bandgap en función de la variación del largo de los puentes
Lado del parche: 15 mm. Ancho del puente: 1 mm. ϵ_r : 4.5. Ancho de FR4: 1.6 mm.

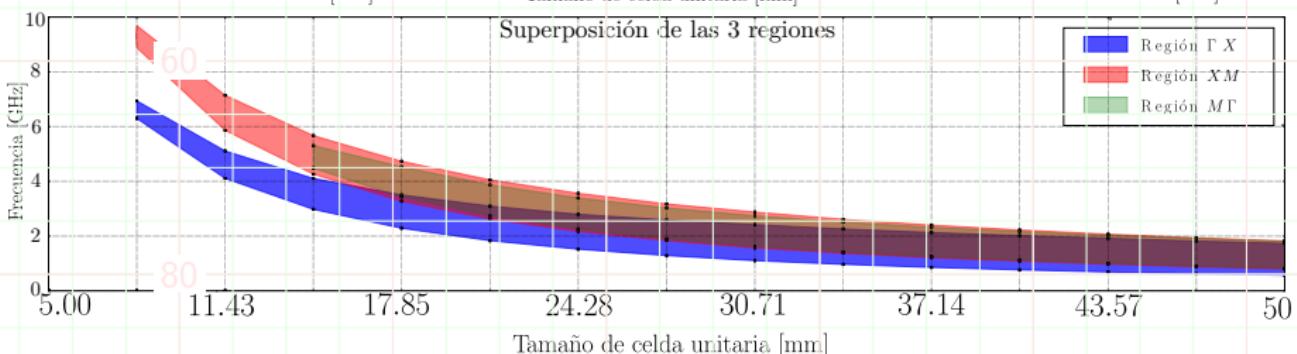
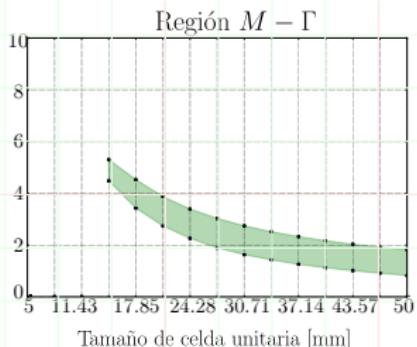
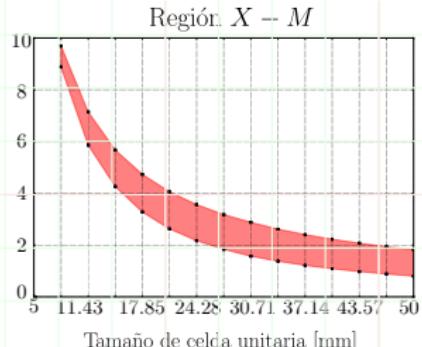
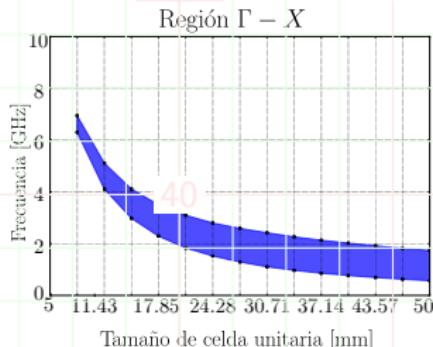


Análisis paramétrico de la celda

Variación del tamaño de celda

Variación, según región, del primer bandgap en función de la variación de tamaño de celda unitaria

1 mm trapezoide 3/4 (Lado 40, $\epsilon_r = 4.5$, Ancho de 60 nte: 1 mm, Ancho 80 R4: 1.6 mm (a tan 100 mushroom fijo) 120

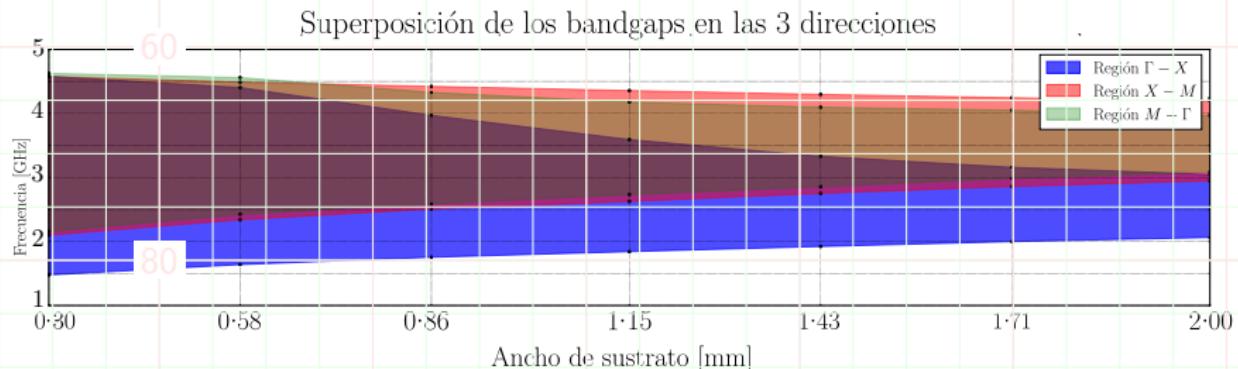
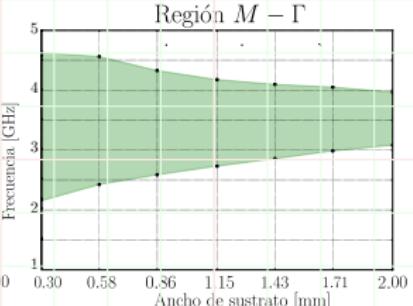
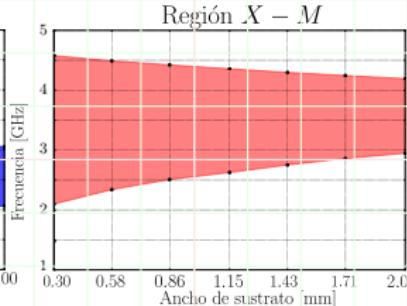
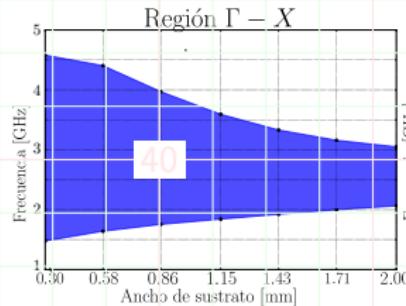


Análisis paramétrico de la celda

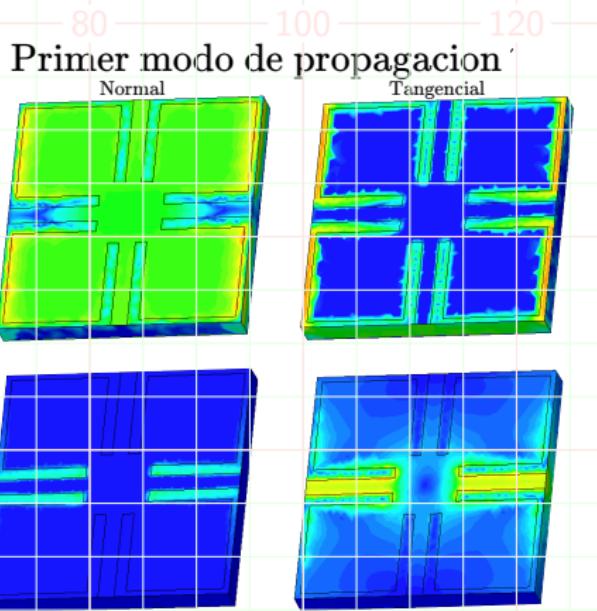
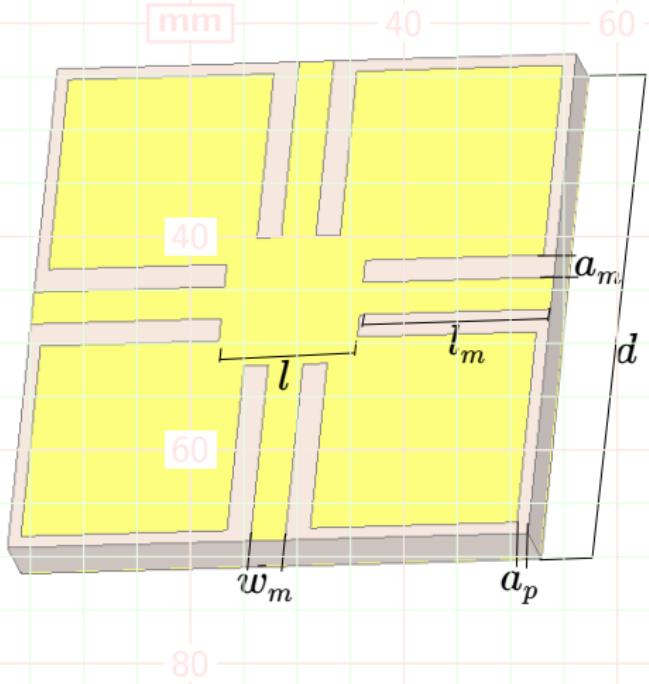
Variación del ancho del sustrato

Variación, según región, del primer bandgap en función de la variación de ancho de sustrato

Lado de mm: 20 mm. Lado de mushroom: 15 mm. $\epsilon_r = 3.5$. Ancho de mm. Ancho de mm: 1 mm.

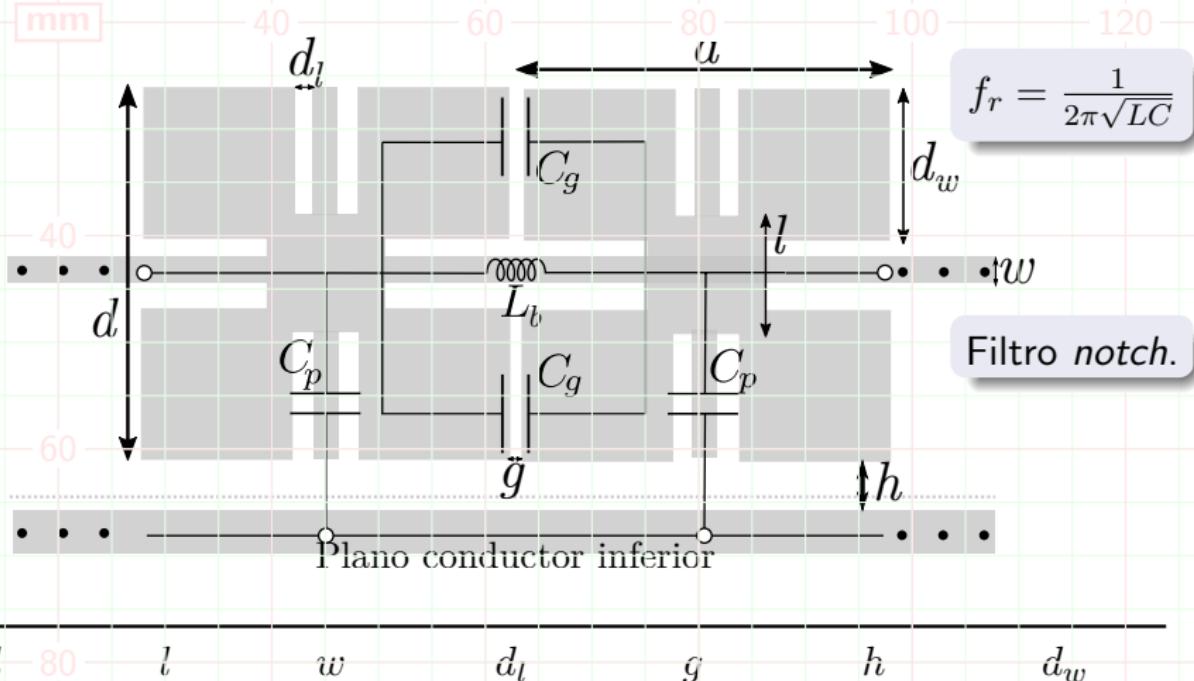


Celda de Yang, Ma, Qian e Itoh



Modelo circuitual I

No se tendrán en cuenta efectos de alta frecuencia.



Modelo circuitual I

Inductancia de puente, L_b

mm

40 res acerca 60 entos dist 80 os:

100

120

- Kim, Schutt-Ainé (2008)):

$$L_b = 0,2 \text{ nH/mm} \cdot \ln \left(2\pi \frac{h}{w} \right)$$

- C. Paul (2010):

$$L_b = \begin{cases} \frac{60l}{c} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) & \text{para } \frac{w}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi l}{c} \frac{1}{w/h+1,393-0,667 \ln(w/h+1,444)} & \text{para } \frac{w}{h} > 1 \end{cases}$$

- Ansys Q3D Extractor, usando BEM (*Boundary Element Method*).

80 Kim, Shutt-Ainé C. Paul Ansys Q3D Extractor

7,34 nH

8,2 nH

7,7 nH

Modelo circuitual I

Capacidad entre celdas vecinas, C_g , y con plano de tierra, C_p

mm

40 Dos acerc. 60 entos dist. 80 os:

100

120

- C. Paul (2010):

$$C_g = \frac{d_w \epsilon_0 (1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d_w + g}{g} \right)$$

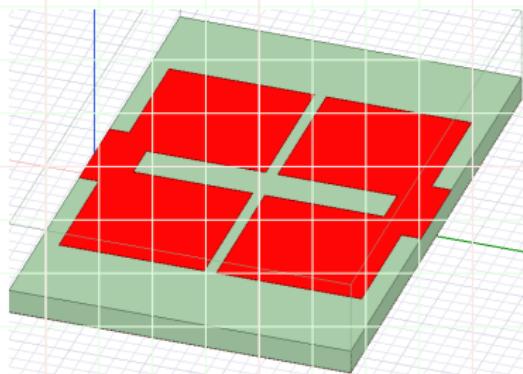
- Ansys Q3D Extractor.

C. Paul Ansys Q3D Extractor

475 fF 130 fF

- Placas planas paralelas:

$$C_p = A \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{h}$$

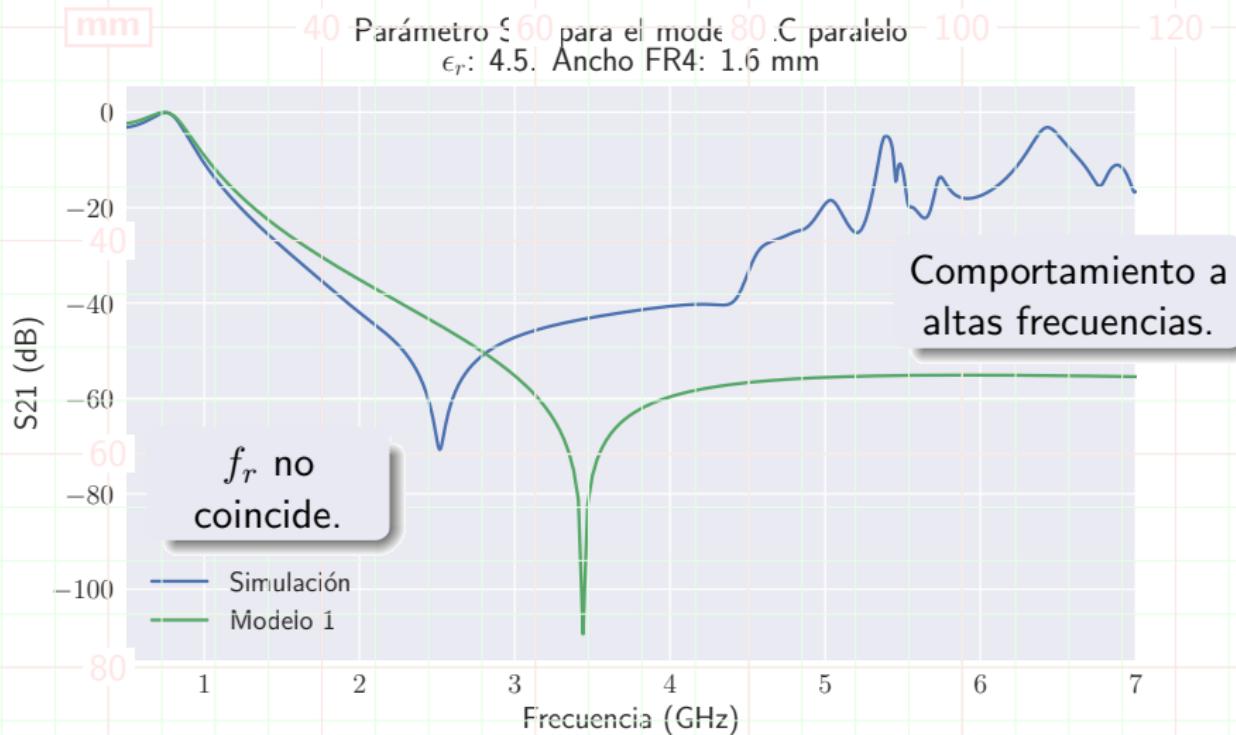


Placas planas	Ansys Q3D Extractor
11,14 pF	12,26 pF

- Ansys Q3D Extractor.

Modelo circuitual I

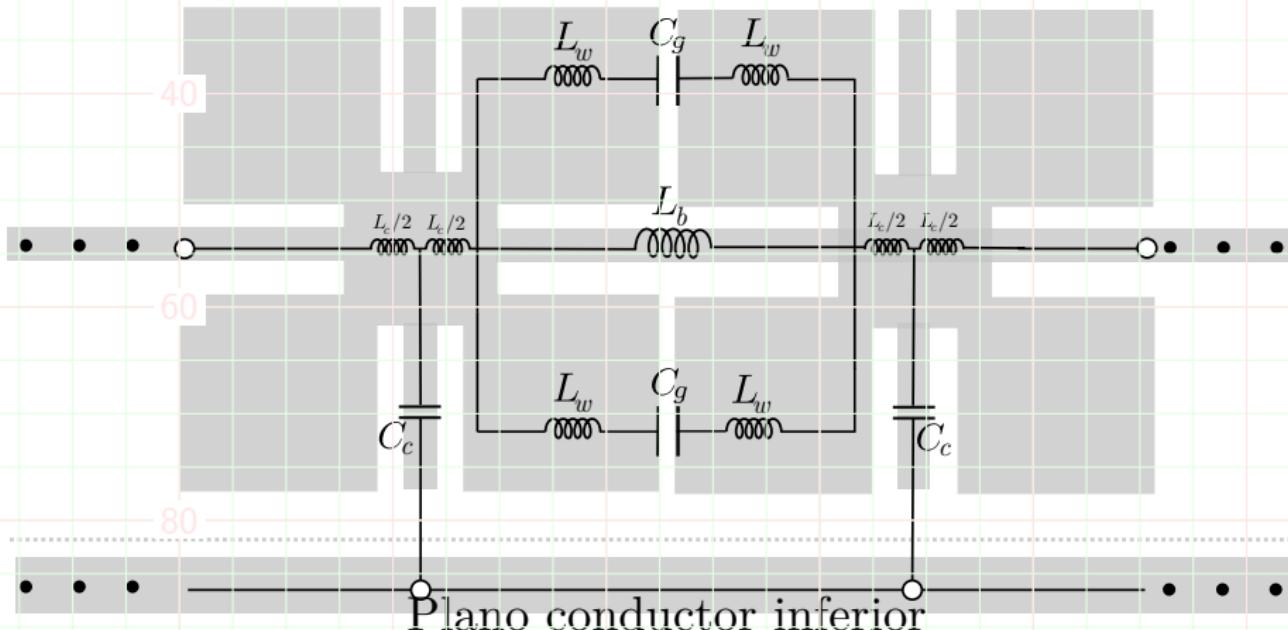
Resultado de la simulación



Modelo circuitual II

Las esquinas presentan inductancia no despreciable:

- Re~~mm~~acia serie 40 n camino 60 menor im~~80~~ dancia, ↓ 100% del bandgap.
- ↓ f_r^p : C_g resuena con una inductancia mayor.



Modelo circuitual II

Kim, Shutt-Ainé C. Paul Ansys Q3D Extractor

mm

2 nH

1,5 μ H

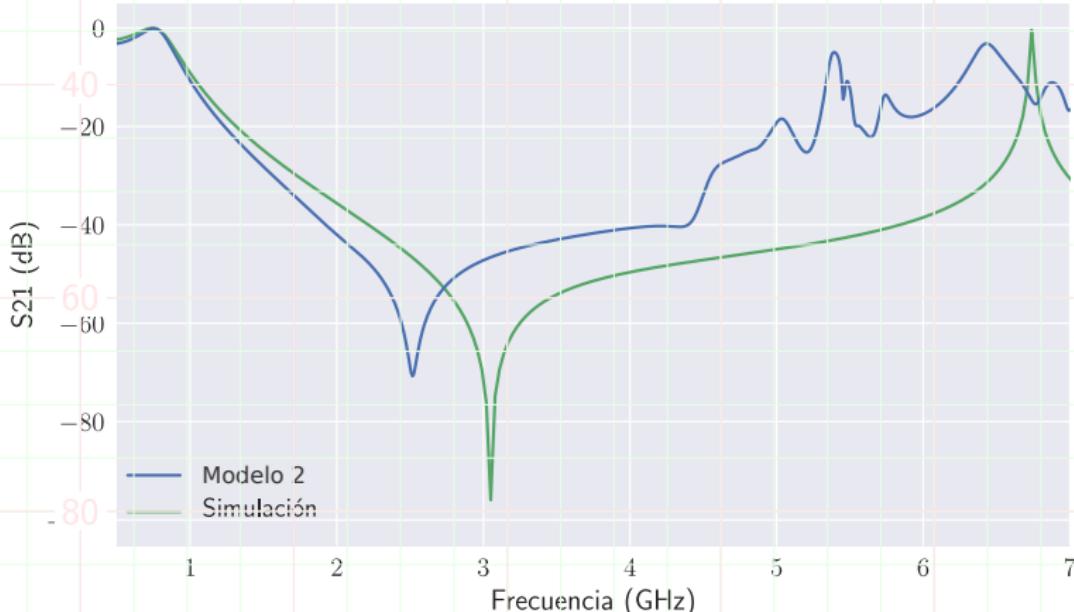
80 4 nH

100

120

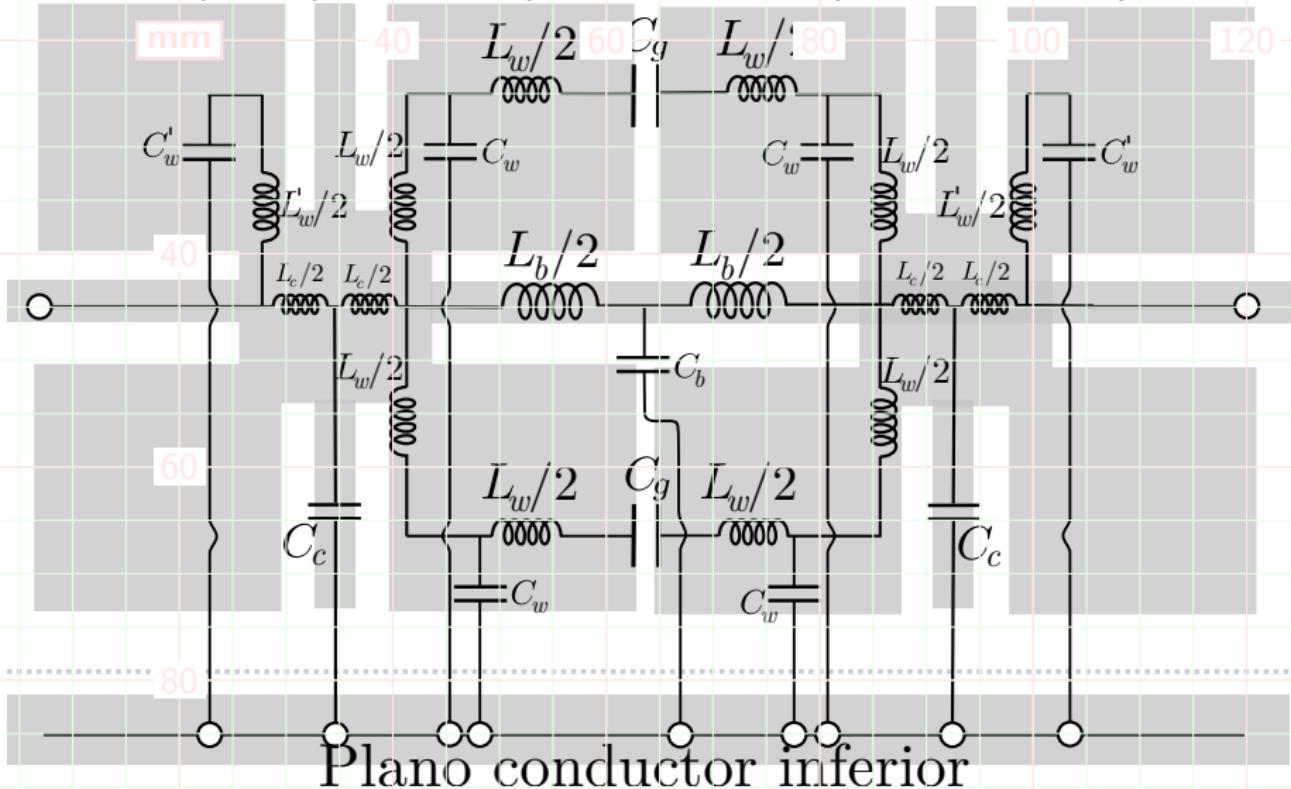
Parámetro S21

ϵ_r : 4.5. Ancho FR4: 1.6 mm



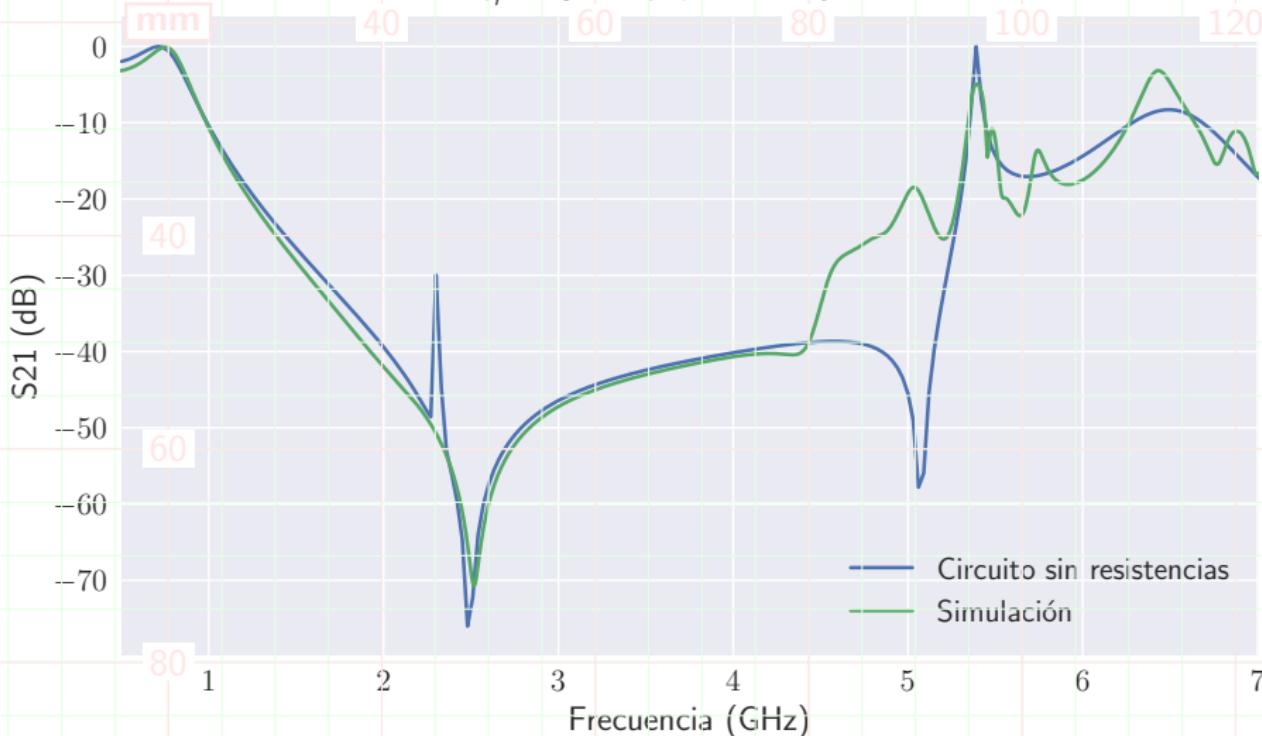
Modelo circuitual III

Las esquinas presentan capacidad contra el plano de tierra aparte.



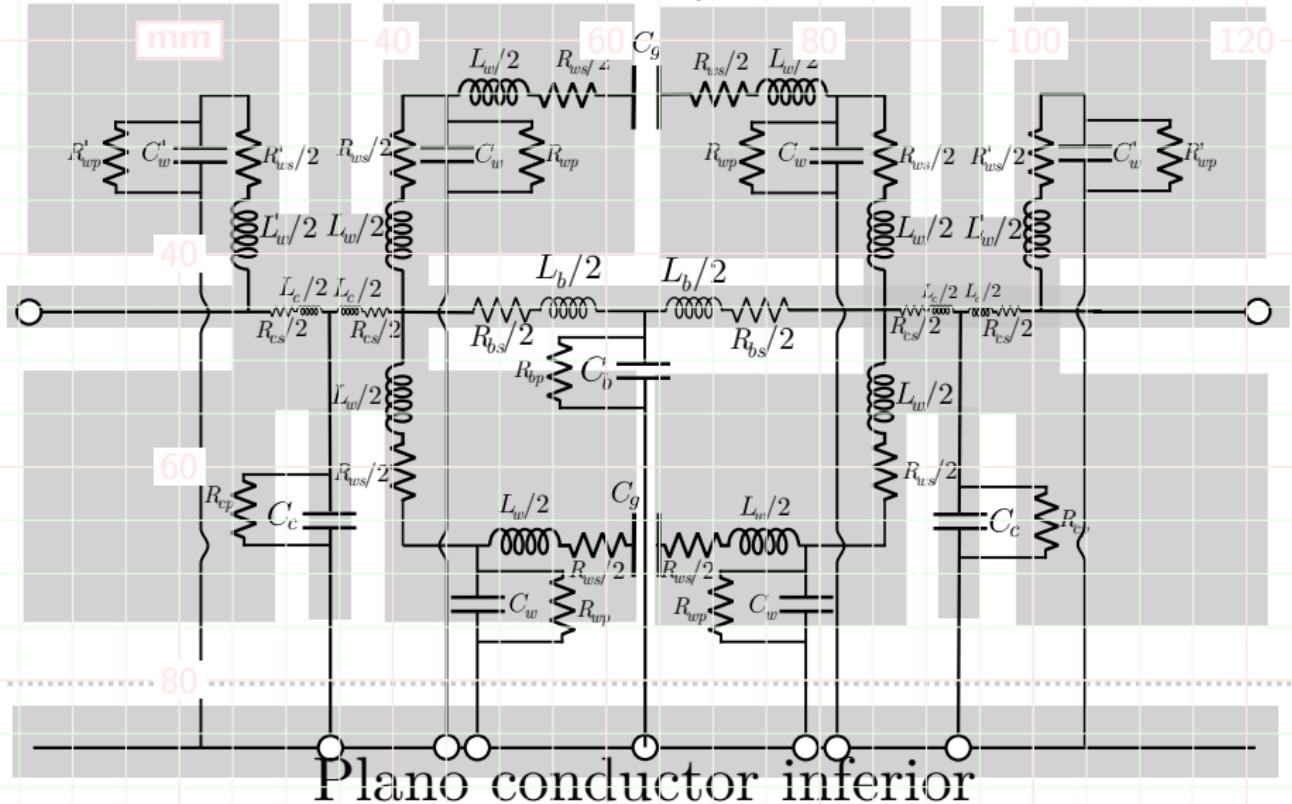
Modelo circuitual III

Parámetro S21
 $\epsilon_r: 4.5$. Ancho FR4: 1.6 mm



Modelo circuitual III

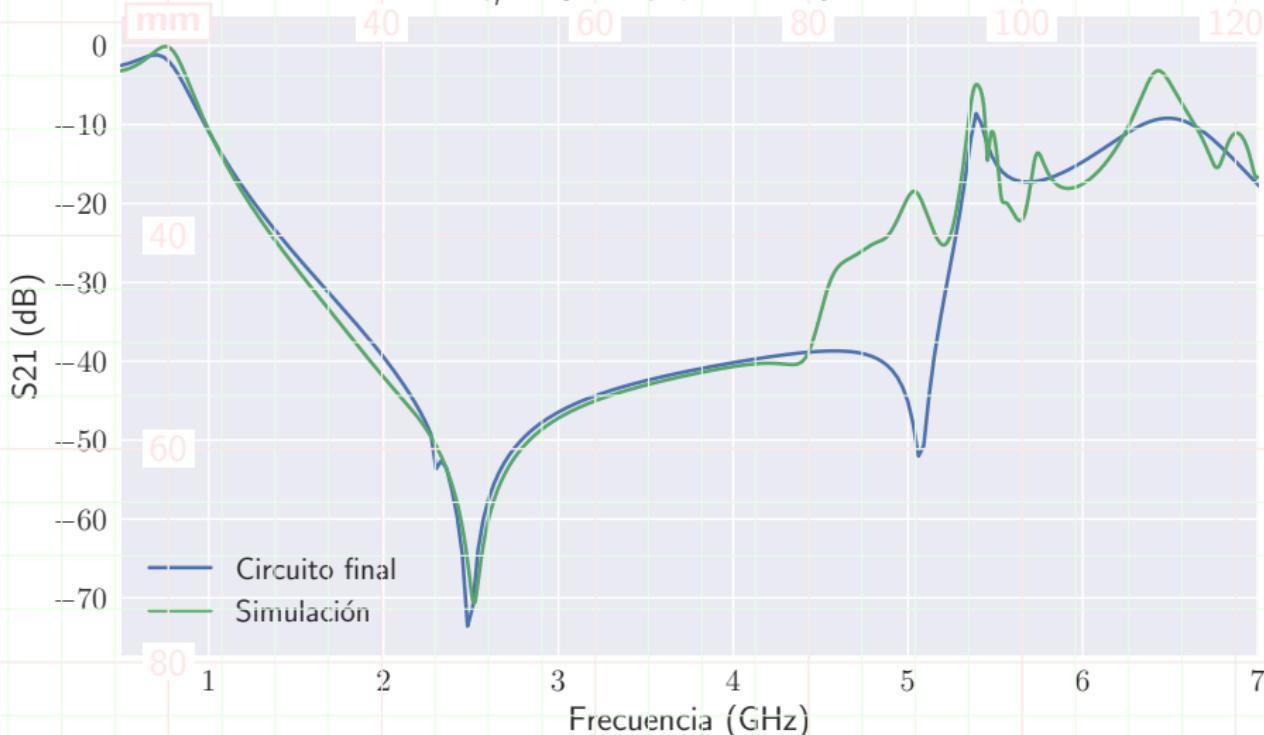
Considerando pérdidas:



Plano conductor inferior

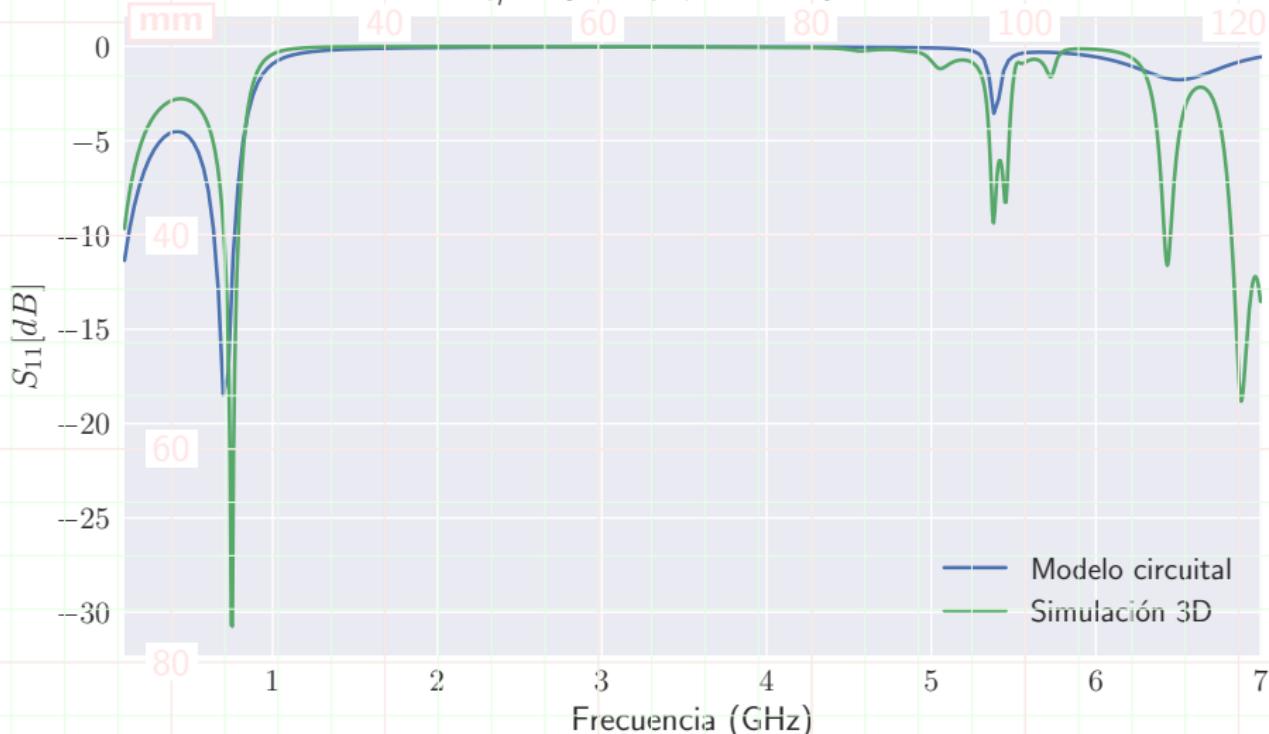
Modelo circuitual III

Parámetro S21 del circuito final propuesto
 $\epsilon_r: 4.5$. Ancho FR4: 1.6 mm



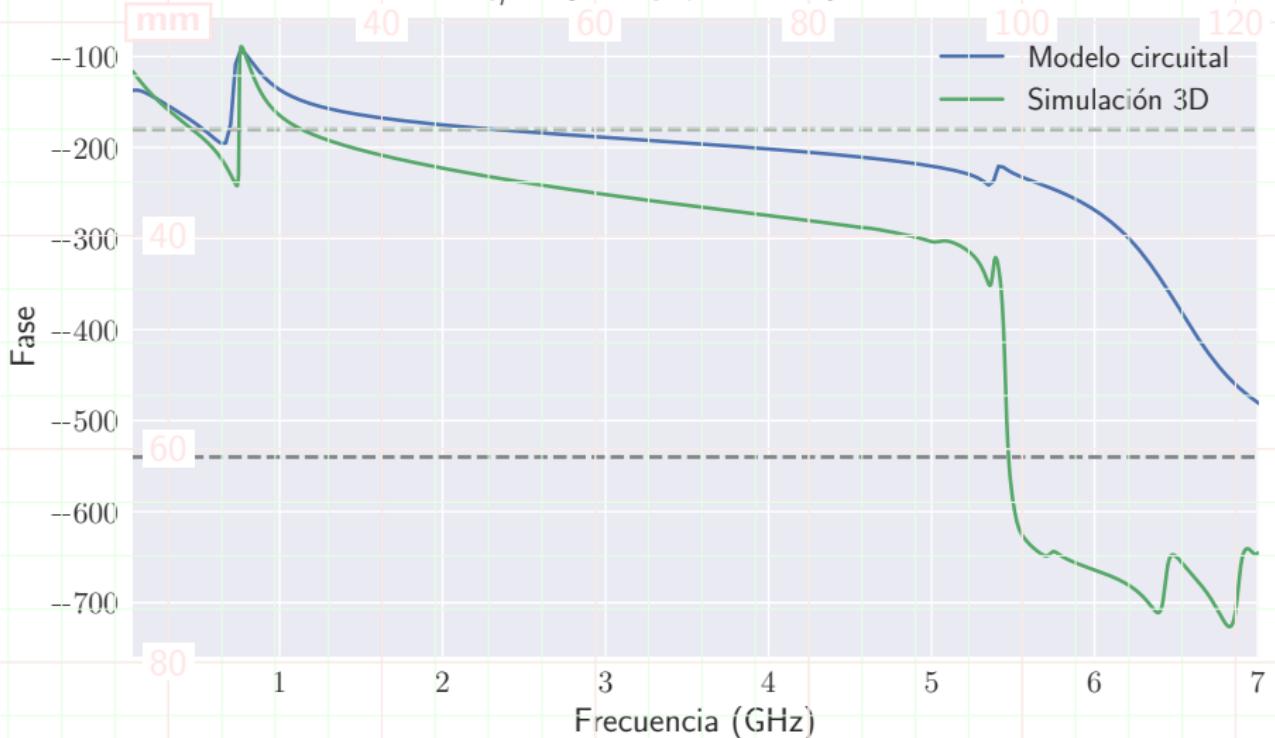
Modelo circuitual III

Parámetro S11
 $\epsilon_r: 4.5$. Ancho FR4: 1.6 mm

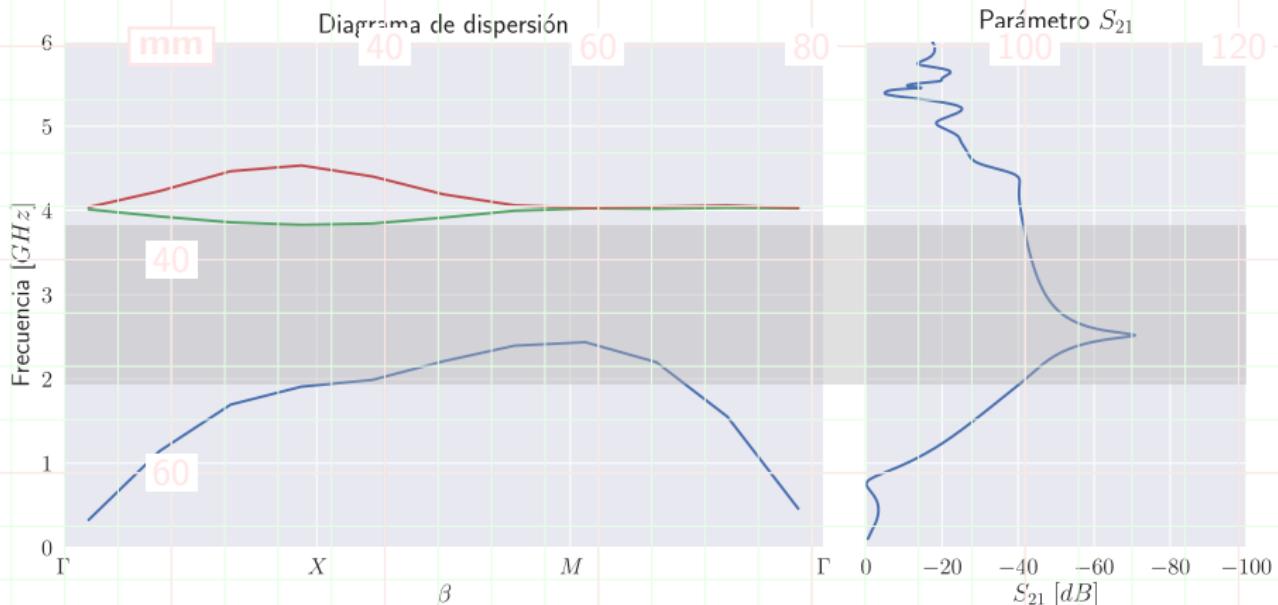


Modelo circuitual III

Fase del parámetro S11
 $\epsilon_r: 4.5$. Ancho FR4: 1.6 mm

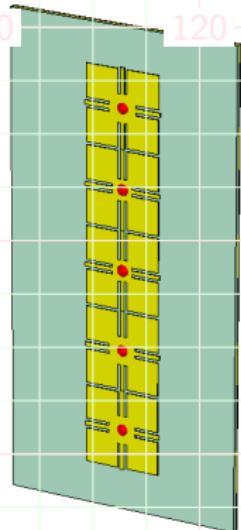
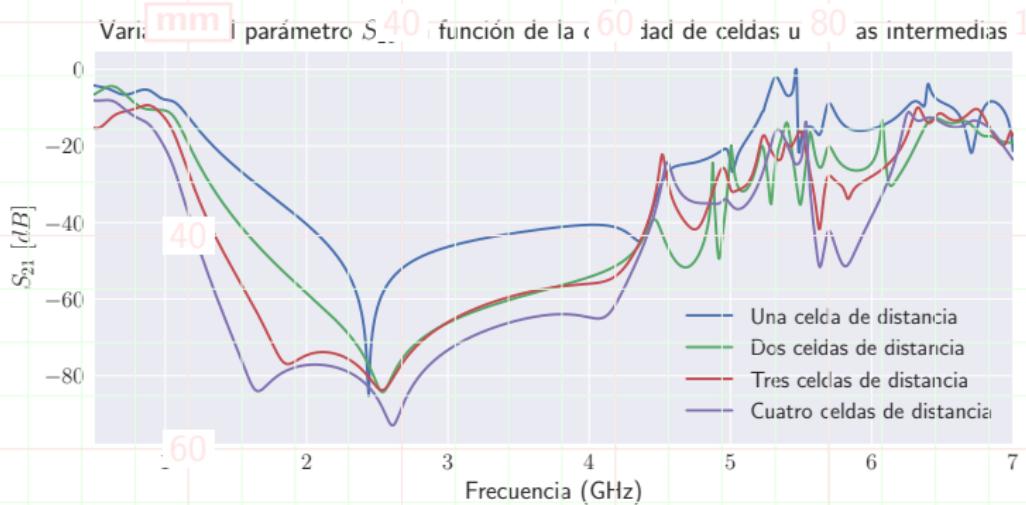


Modelo circuitual III



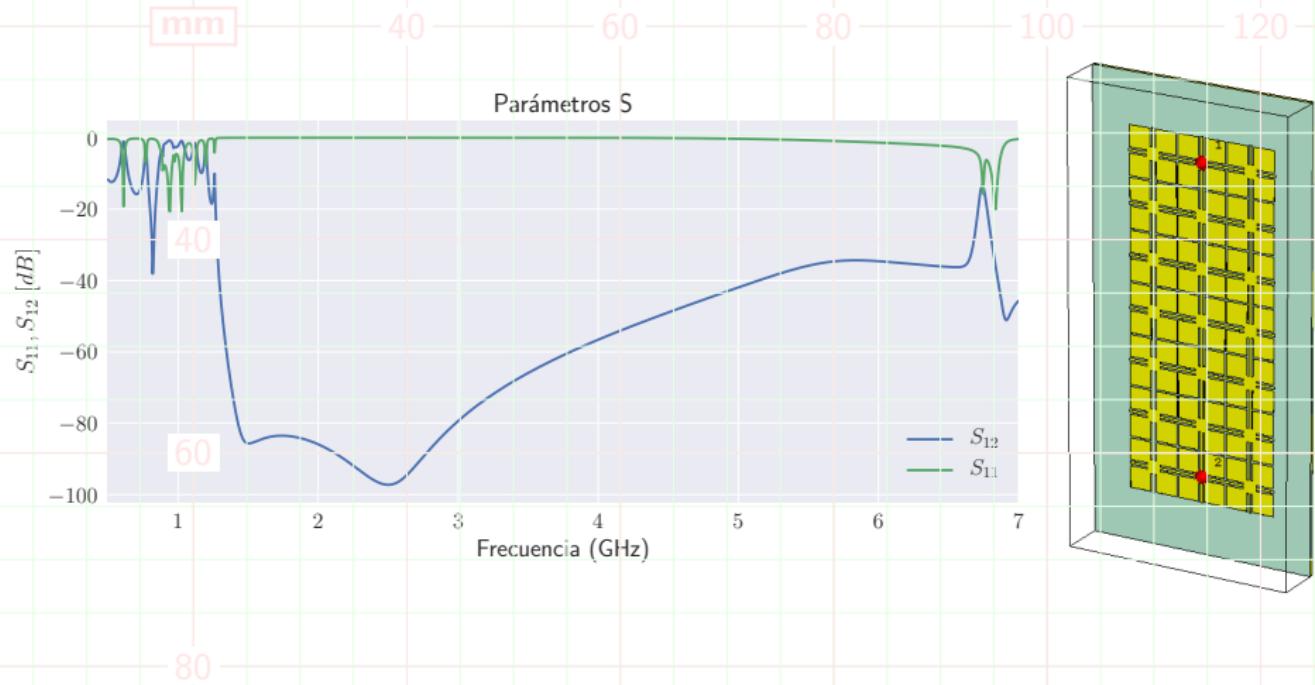
La zona demarcada corresponde al *bandgap* de la primera región.

Comportamiento de una fila de celdas unitarias



A mayor cantidad de celdas, mayor es el ancho de banda del *bandgap*, y más notorios los efectos de orden superior.

Comportamiento de una estructura bidimensional



mm

40

60

80

40

60

80

100

120