

# Estudio de estructuras de banda prohibida electromagnética (EBG) para la reducción de acoplamiento mutuo entre antenas *microstrip*

Federico Luna

Facultad de Ingeniería,  
Universidad de Buenos Aires

*fluna@fi.uba.ar*

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

# Resumen

- 1 Presentación del problema
- 2 Conceptos básicos de electromagnetismo
- 3 Fundamentos de EBGs
- 4 Modelado numérico de estructuras EBG
- 5 Aplicación a conjuntos de antenas
- 6 Conclusiones y propuestas

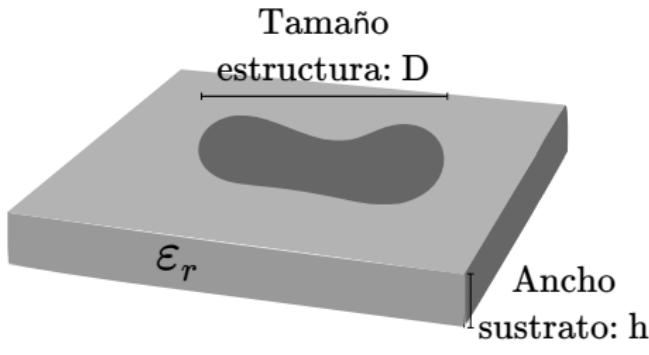
# Objetivo

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

# Reseña histórica

- 1873: **Maxwell**. Bases de teoría electromagnética clásica.
- 1885-1887: **Heaviside**. Simplificación de expresiones: Notación vectorial.
- 1886-1891: **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.
- 1938-1945: 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*

- Alto **Q**.
- Difícil **estudio analítico**.
  - Modos superiores.
  - Lóbulos secundarios en antenas.
  - Efectos de borde.
- Baja **eficiencia**.
- Polarización impura.
- **Fragilidad**.
- **Tamaño** proporcional a las frecuencias de trabajo.
- **Acoplamiento mutuo** con estructuras cercanas.
  - Acoplamiento por campo cercano.
  - Acoplamiento por red de alimentación compartida.
  - **Acoplamiento por ondas de superficie** con otras estructuras con las que comparte plano de tierra.

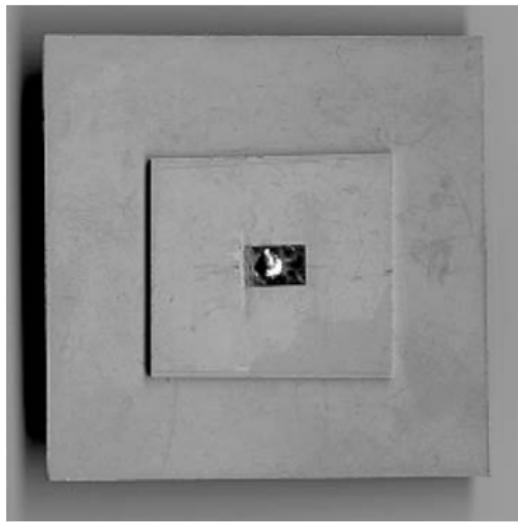
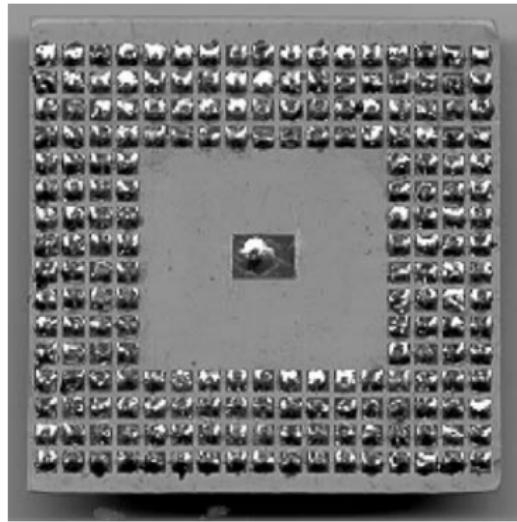
# Problemas de las estructuras *microstrip*

- Alto **Q**.
- Difícil **estudio analítico**.
  - Modos superiores.
  - Lóbulos secundarios en antenas.
  - Efectos de borde.
- Baja **eficiencia**.
- Polarización impura.
- **Fragilidad**.
- **Tamaño** proporcional a las frecuencias de trabajo.
- **Acoplamiento mutuo con estructuras cercanas**.
  - Acoplamiento por campo cercano.
  - Acoplamiento por red de alimentación compartida.
  - **Acoplamiento por ondas de superficie** con otras estructuras con las que comparte plano de tierra.



# Soluciones propuestas en la literatura

- **Separación del plano de tierra** de las estructuras.
- **Modificar la altura** o la permitividad del sustrato a corta distancia.
- **Estructuras periódicas:** EBG, DGS.



F. Yang e Y. Rahmat-Samii, Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering, Cambridge University Press, 2009.

# Conceptos básicos de electromagnetismo

1 Presentación del problema

2 Conceptos básicos de electromagnetismo

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

3 Fundamentos de EBGs

4 Modelado numérico de estructuras EBG

5 Aplicación a conjuntos de antenas

# Ecuaciones de Maxwell

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

Sin dispersión,  
isotrópico,  
armónico,  
rég. perm.



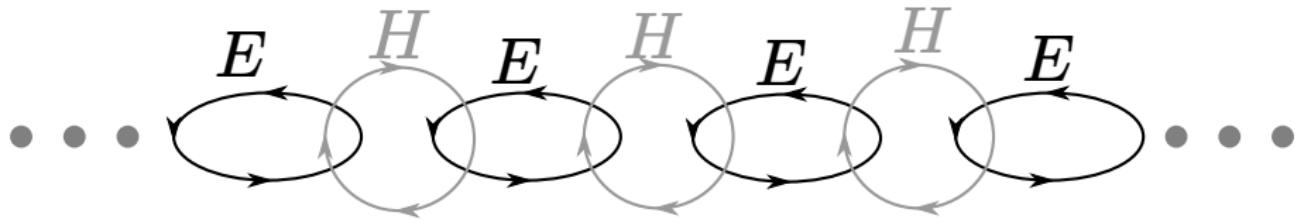
$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B} - \mathbf{M} \\ \nabla \times \mathbf{H} = j\omega \mathbf{D} + \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \end{array} \right.$$

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_e = \epsilon_0 (1 + \chi_e) \mathbf{E} = \epsilon \mathbf{E} = (\epsilon' - j\epsilon'') \mathbf{E} \\ \mathbf{B} &= \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{P}_m) = \mu_0 (1 + \chi_m) \mathbf{H} = \mu \mathbf{H} = (\mu' - j\mu'') \mathbf{H}. \end{aligned}$$

Medio  
lineal,  
isotrópico  
homogéneo.

$\sigma$  indep. del campo  
aplicado: **Ohm.**  $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \Rightarrow \mathbf{D} = \left( \epsilon' - j\epsilon'' - j \frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E}.$

# Ondas electromagnéticas (I)



## Ecuaciones de Helmholtz

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

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

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

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

# Ondas electromagnéticas (II)

Para las ondas planas,

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

Impedancia de onda

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

Prof. penetración

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

Velocidad de fase

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

Velocidad de grupo

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

# 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.

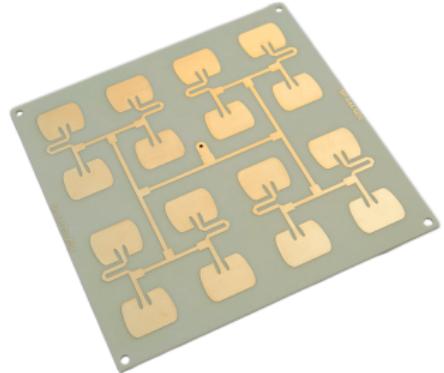


# Acoplamiento entre antenas *microstrip*

## Responsables

- 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).

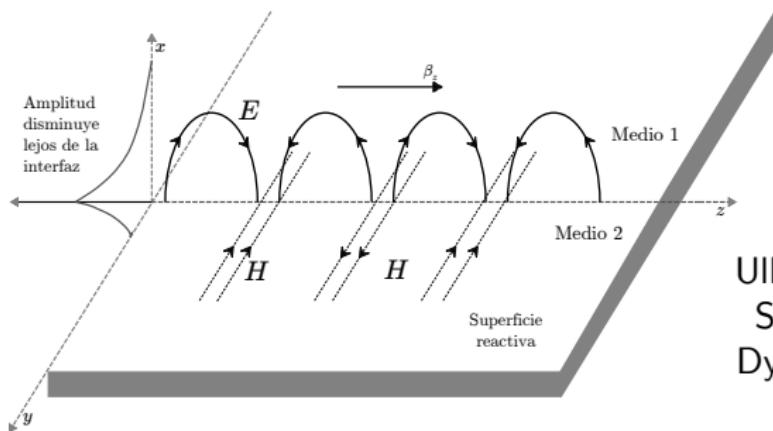
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{12} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ Z_{1N} & Z_{2N} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix}}_Z \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$



# Ondas de superficie

Se propagan en un plano.

Comportamiento evanescente en la dirección normal.



Uller, Zenneck,  
Sommerfeld,  
Dyakonov, etc.

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

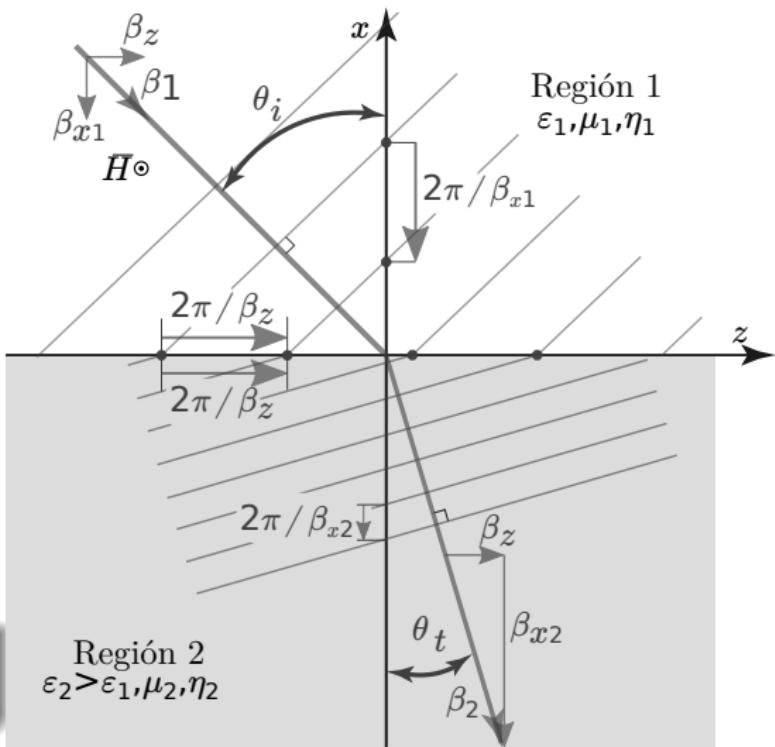
# Ondas de Zenneck

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

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

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

$\gamma$  a uno y otro lado de la interfaz 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

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

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

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

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

Para ondas de superficie TM:  
 $\uparrow X_s \quad \downarrow R_s$ .

# 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

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

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

- $X_s > 0$ : Reactancia inductiva;
  - $\uparrow \alpha_x$ : Decrecimiento exponencial en  $x$ .
  - $\alpha_z > 0$ : Decrecimiento exponencial en  $z$ .
  - $\uparrow \beta_z, \downarrow v_p$ .

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

Para ondas de superficie TM:

$$\uparrow X_s \quad \downarrow R_s.$$

# 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

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

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

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

- 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  $Z_s = R_s + jX_s$ , al igualar la impedancia de onda a la de superficie:

TM

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

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

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

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

Para ondas de superficie TM:

$$\uparrow X_s \quad \downarrow R_s.$$

# 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

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

Condiciones TM

$$\uparrow X_s \quad \downarrow R_s.$$

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

TE

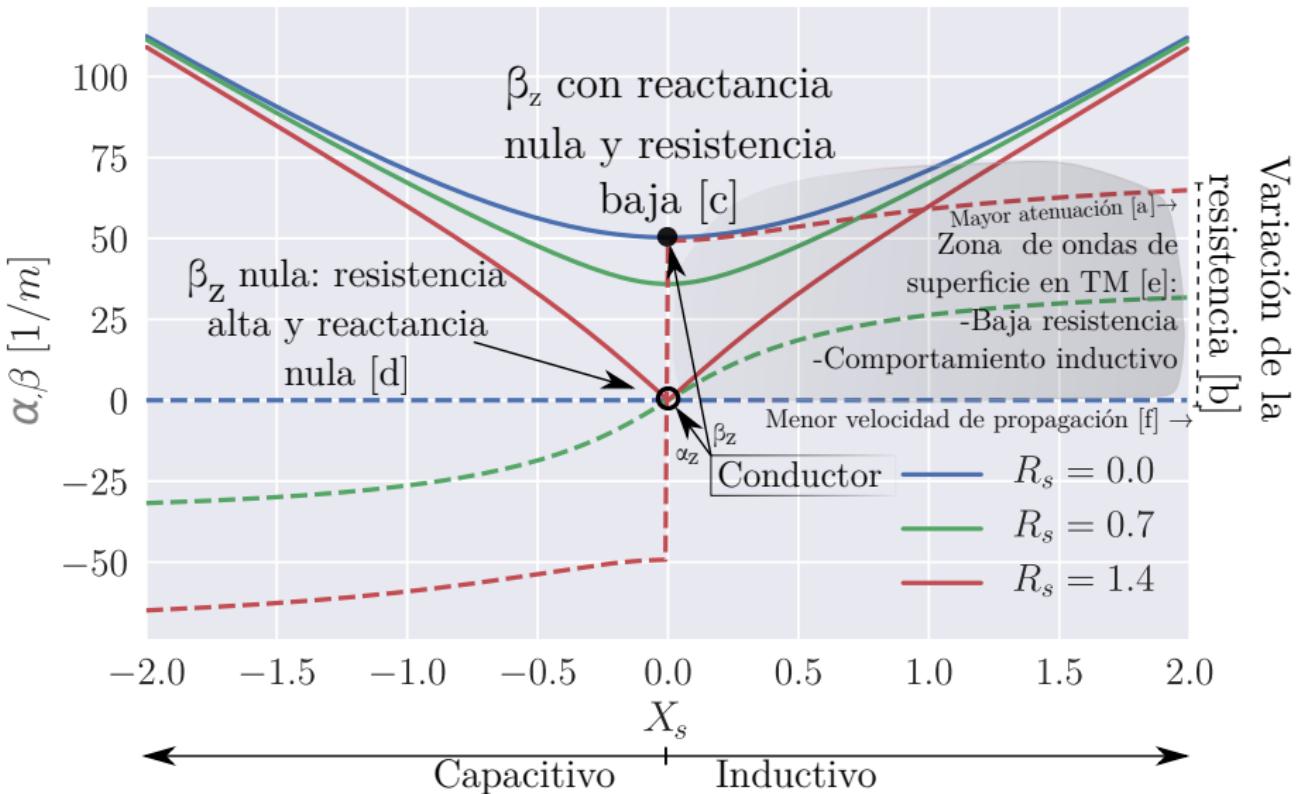
$$\gamma_{x_1} = -\frac{\gamma_1}{Z_s} = -\gamma_1 \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} - j \frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2},$$

Condiciones TE

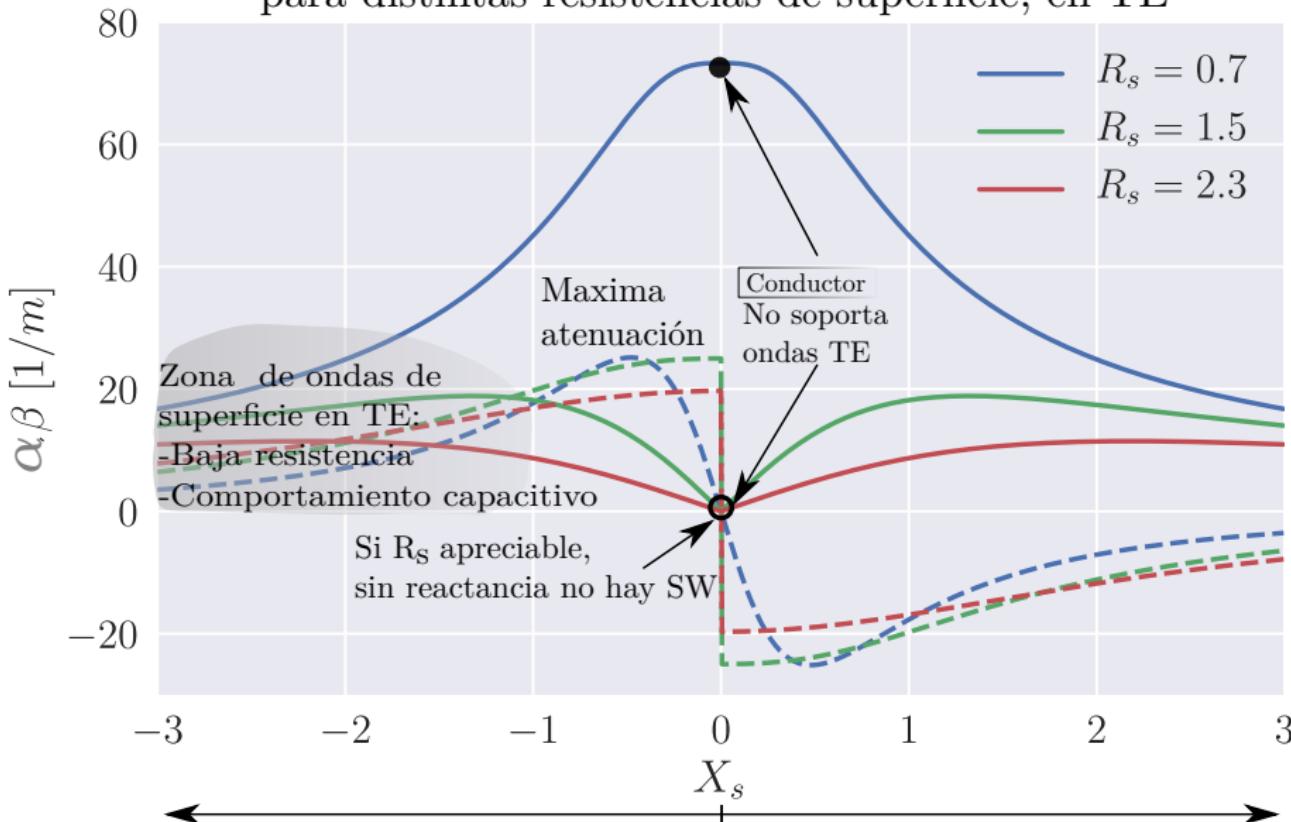
$$\downarrow X_s \quad \downarrow R_s.$$

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

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

## Polarización TM

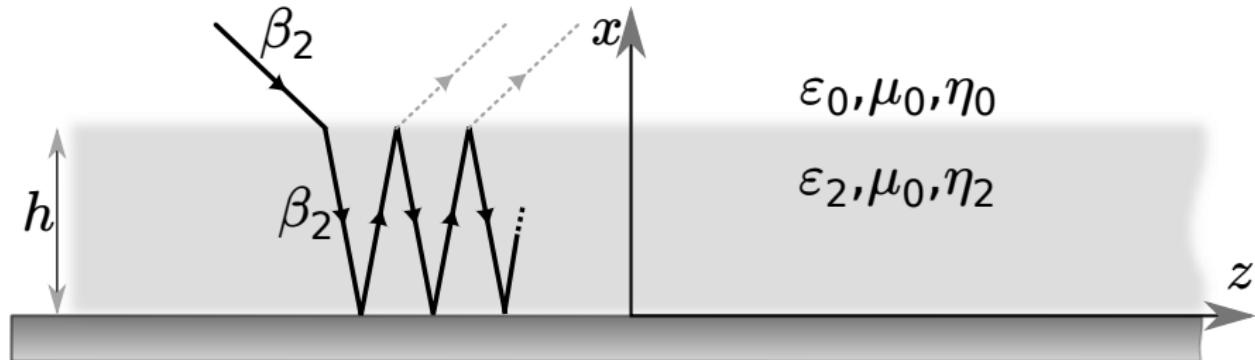
- Comportamiento **inductivo**.
  - Resistividad baja.

## Polarización TE

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

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

# Comportamiento para plano de tierra cubierto por un dieléctrico fino



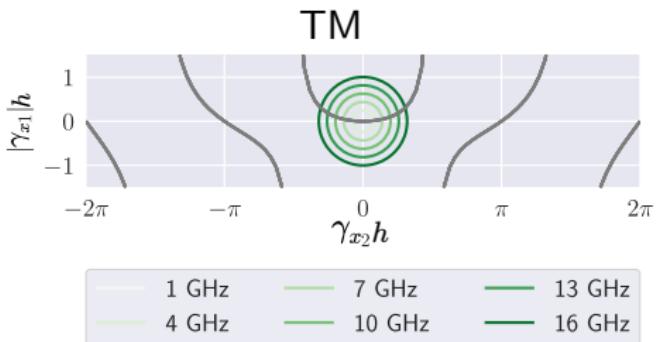
Caso TM:

$$\begin{cases} (\gamma_{x_2}h)^2 + (\alpha_{x_1}h)^2 = (\epsilon_{r_2} - 1)(\gamma_1h)^2 \\ \gamma_{x_2}h \tan(\gamma_{x_2}h) = |\alpha_{x_1}|\epsilon_{r_2}h. \end{cases}$$

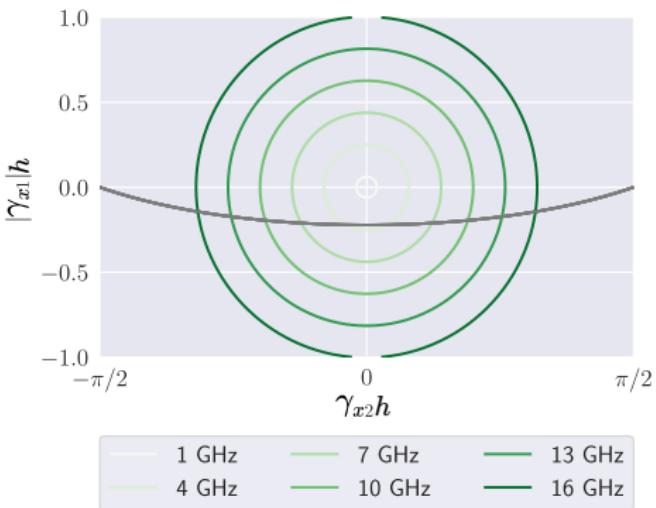
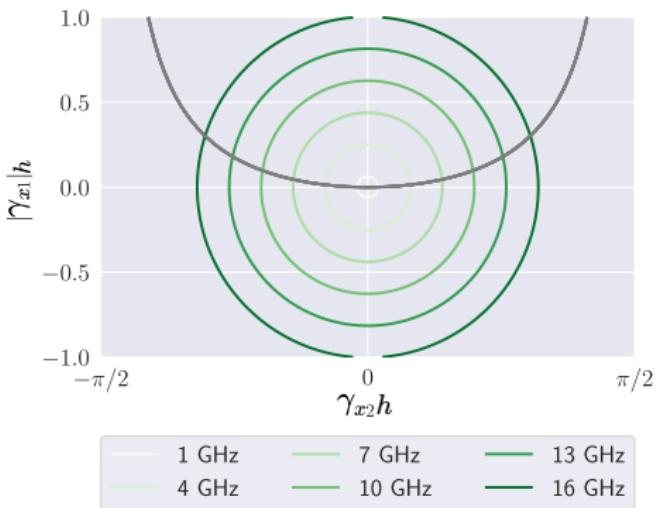
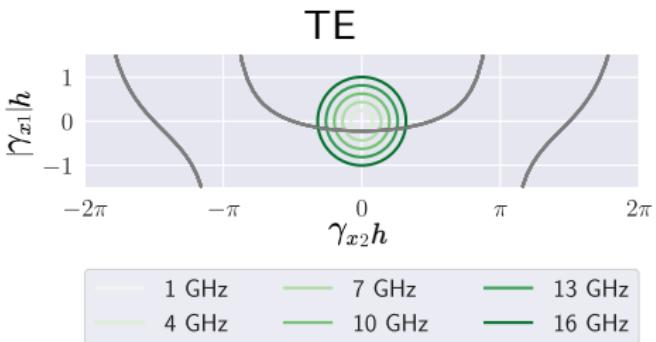
Caso TE:

$$\begin{cases} (\gamma_{x_2}h)^2 + (\alpha_{x_1}h)^2 = (\epsilon_{r_2} - 1)(\gamma_1h)^2 \\ \gamma_{x_2}h \cot(\gamma_{x_2}h) = -|\alpha_{x_1}|\epsilon_{r_2}h. \end{cases}$$

TM



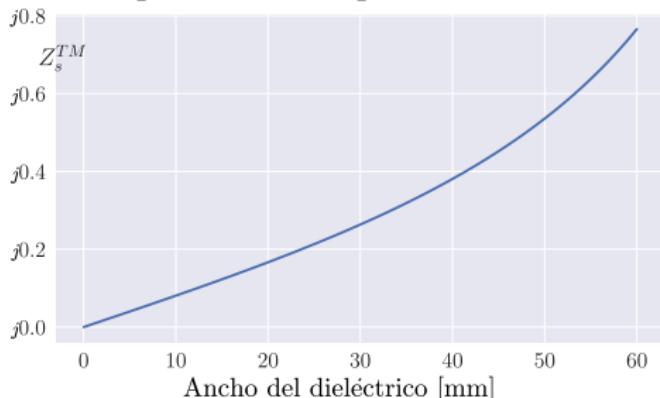
TE



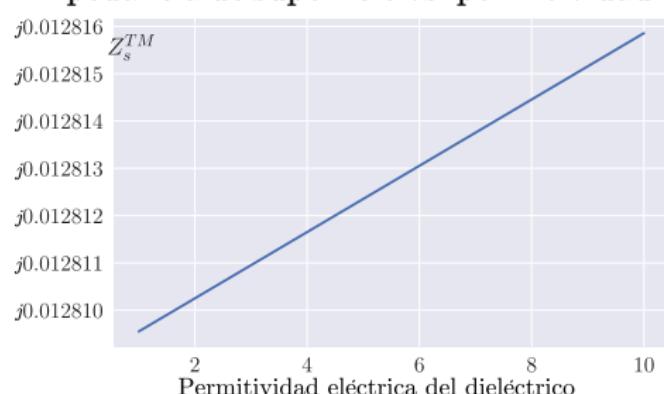
# Impedancia de superficie: GND+FR4

$$Z_s^{TM} = j \frac{\cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \tan(\gamma_2 h \cos \theta_t) = j \frac{\cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \tan(\omega \sqrt{\epsilon_{r2} \mu_0 \epsilon_0} h \cos \theta_t)$$

Impedancia de superficie vs. ancho



Impedancia de superficie vs. permitividad



A más alta la impedancia de superficie, mayor incidencia de ondas de superficie.

## En resumen

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

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

↑ permitividad eléctrica del sustrato  $\Rightarrow$  ↑ ondas de superficie (TM)

# Antenas *microstrip*

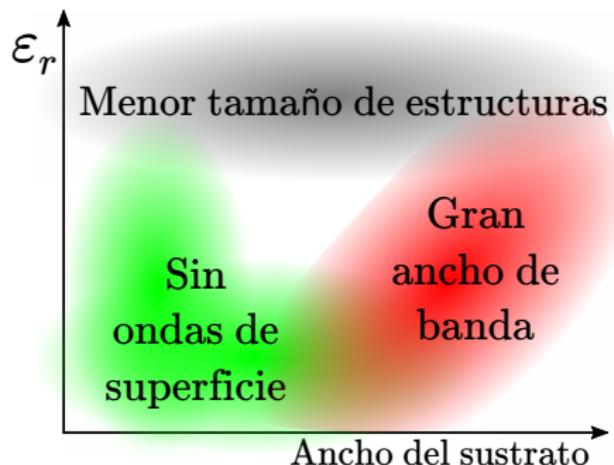
Alto acoplamiento con elementos ubicados sobre la superficie.

$\uparrow \epsilon_r \Rightarrow$   
 $\uparrow$  acoplamiento,  
 $\downarrow$  pot. radiada,  
 $\uparrow$  lóbulos secundarios.

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

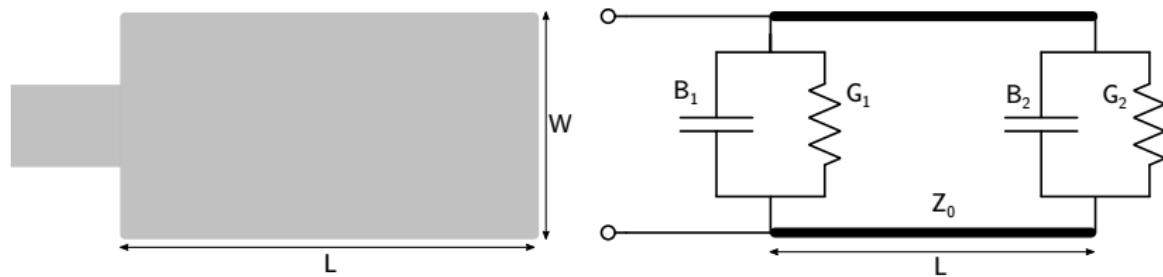
Bajo acoplamiento con elementos cercanos. Campos contenidos en el sustrato.

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



# Modelo de líneas de transmisión

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

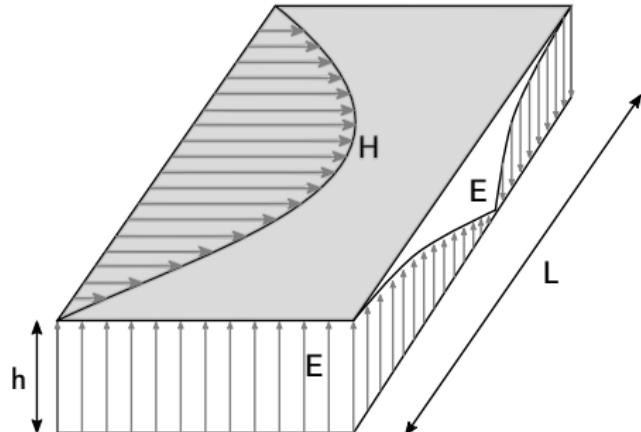


*Fringing:* Considerado mediante el uso de una  $L_{eff} = L + 2\Delta L$ .

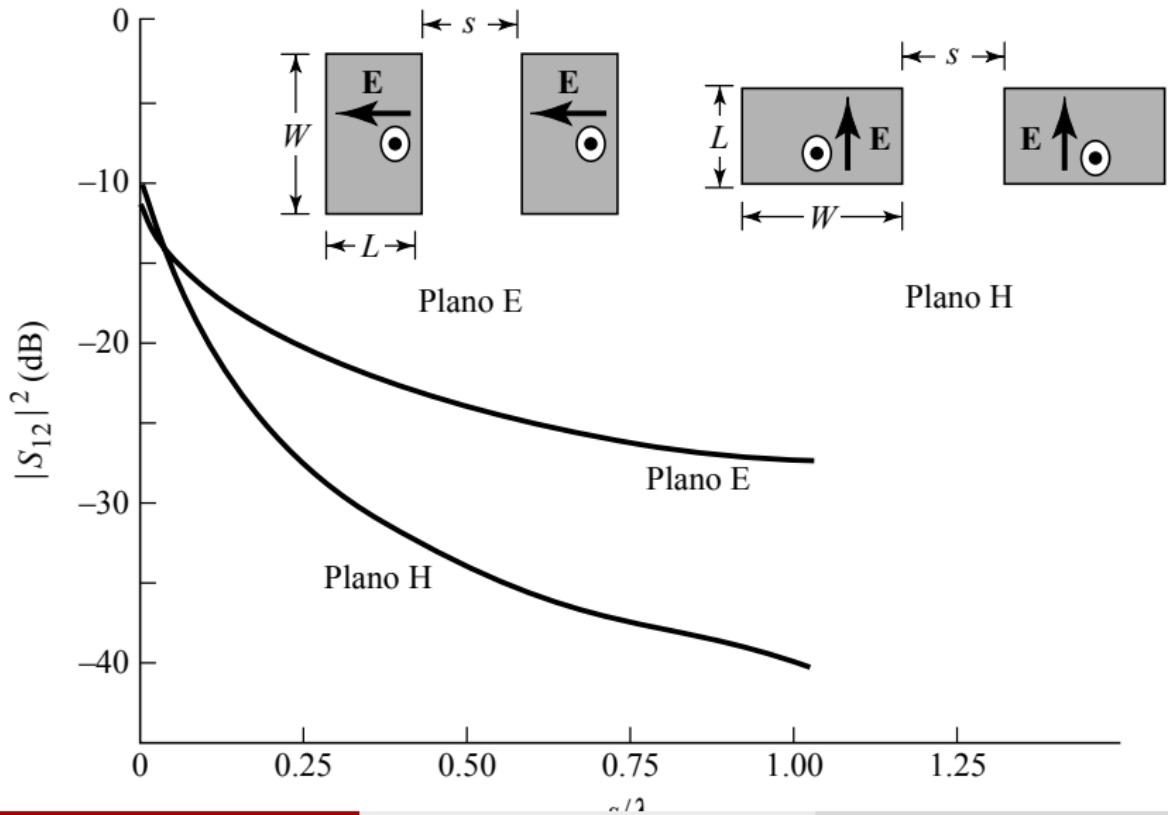
# Modelo de cavidades multimodo

Antena rectangular: Cavidad cargada dieléctricamente, limitada por conductores eléctricos en sus caras superior e inferior, y por conductores 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

- 1 Presentación del problema
- 2 Conceptos básicos de electromagnetismo
- 3 Fundamentos de EBGs
  - Definiciones básicas
  - Bragg, Bloch-Floquet y espacio recíproco
  - Teorema de Bloch-Floquet
  - Diagrama de dispersión de una estructura periódica
  - Red de Bravais y red recíproca
- 4 Modelado numérico de estructuras EBG
- 5 Aplicación a conjuntos de antenas

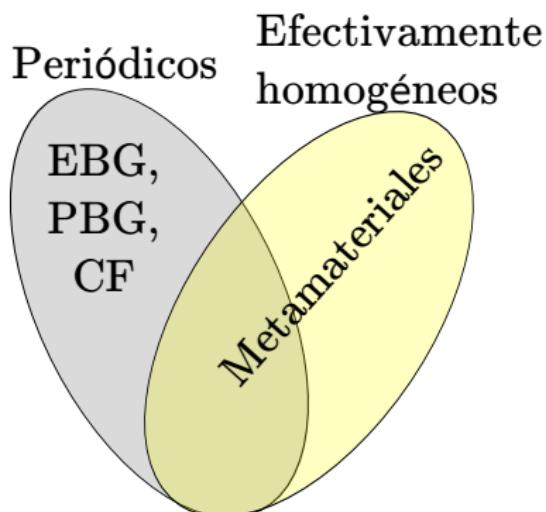
# Metamateriales y EBGs

## Metamateriales

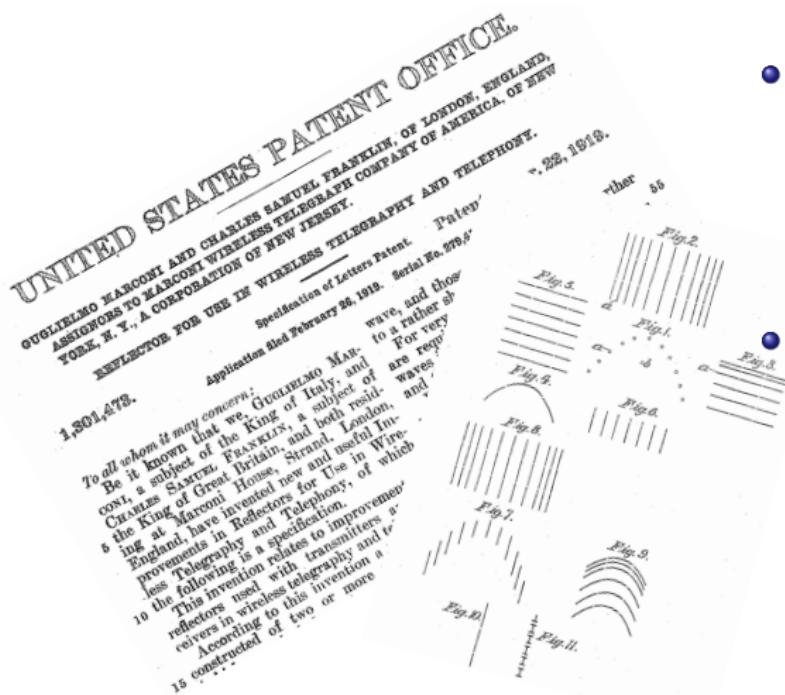
Estructuras artificiales **efectivamente homogéneas** para la longitud de onda de interés, que presentan **propiedades electromagnéticas que no se encuentran en la naturaleza.**

## 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.



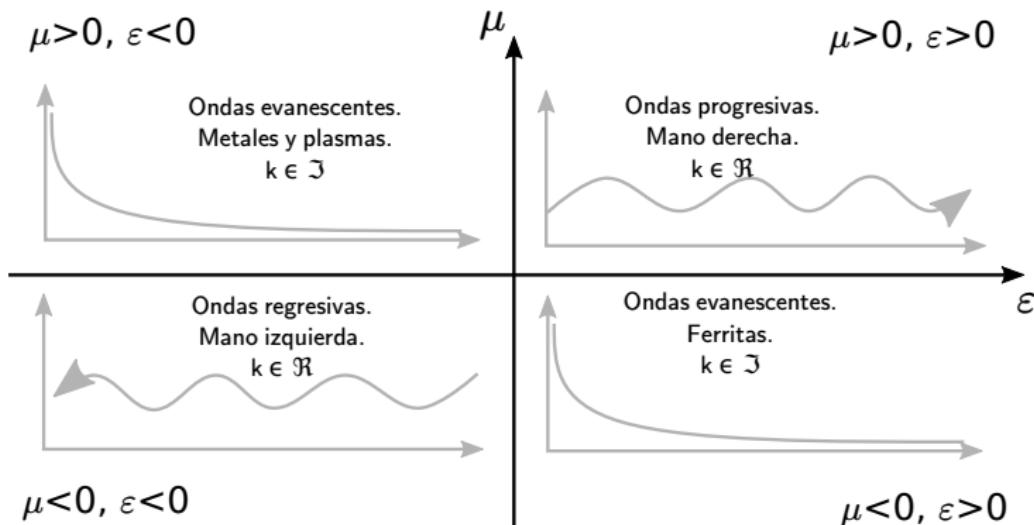
# Reseña histórica



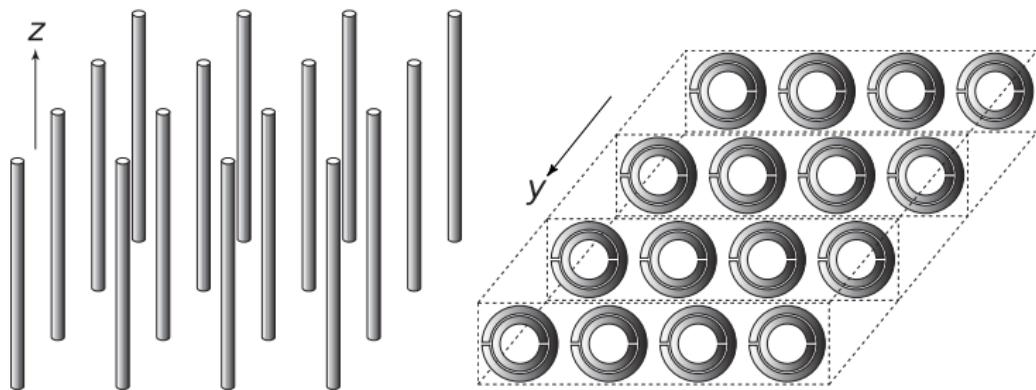
- Fines del siglo XVIII: **Rittenhouse** observó que algunos colores desaparecían cuando se veía luz a través de un pañuelo.
- 1919: Guglielmo **Marconi**, Charles Samuel **Franklin**: Conductores horizontales como superficie reflectiva para cierta frecuencia (¿Primer FSS?)

## Reseña histórica

- 1946: Louis Brillouin: *Wave propagation in periodic structures: Electric filters and crystal lattices.* Restricciones a los vectores de onda  $\gamma$  en un medio periódico.
- 1968: Viktor Veselago: Descripción teórica de LHS, velocidad de grupo antiparalela a la velocidad de fase.

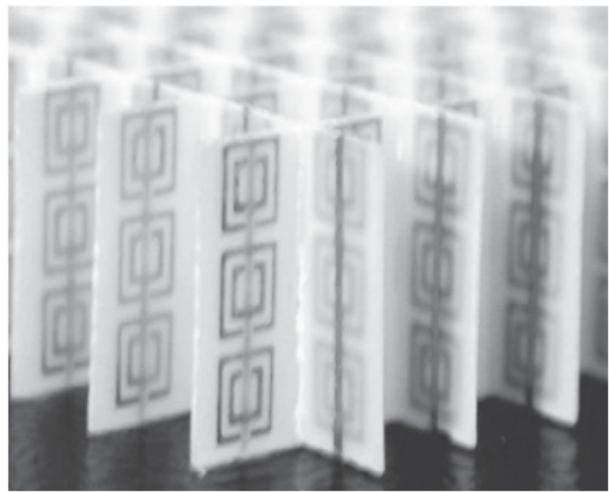
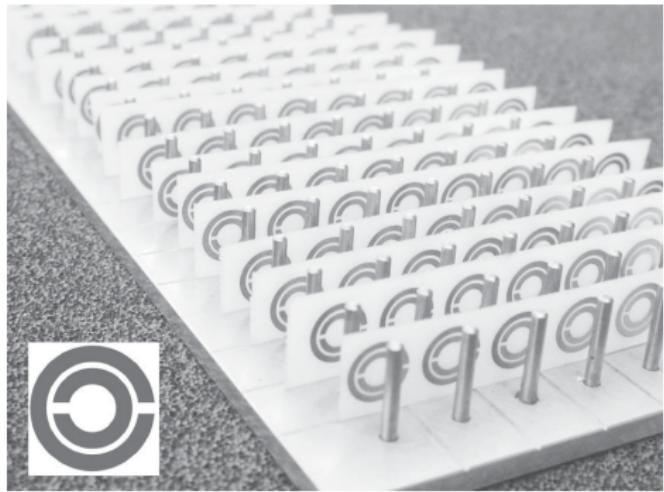


## Reseña histórica



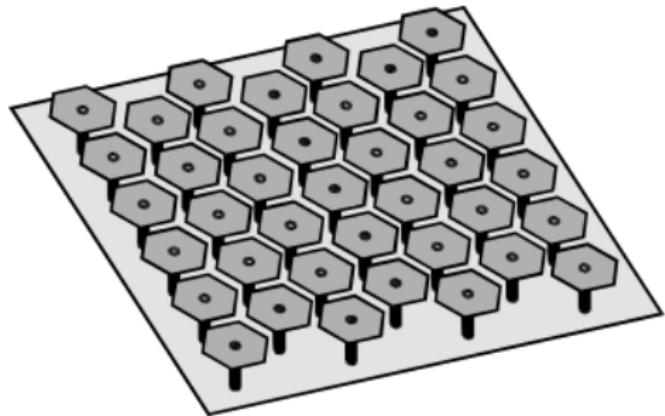
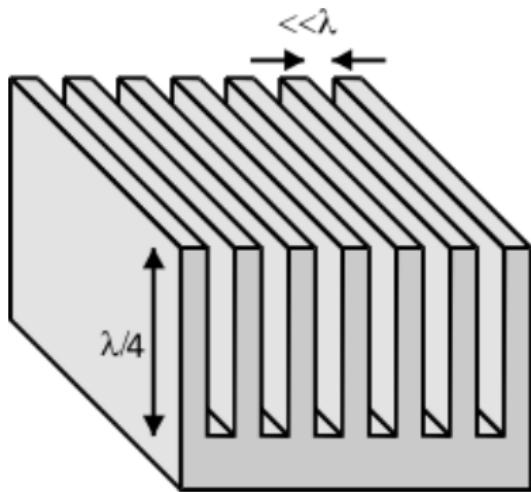
- 1990: **Smith**: Split Ring Resonators en base a los trabajos de Pendry. Se construyó en 2000.
- 1990: **Ho, Chan, Soukulis**: Conjunto periódico de esferas dieléctricas. Banda prohibida.
- 1990: **Yablonovitch**. Estructura cristalina. Agujeros cilíndricos.

# Reseña histórica

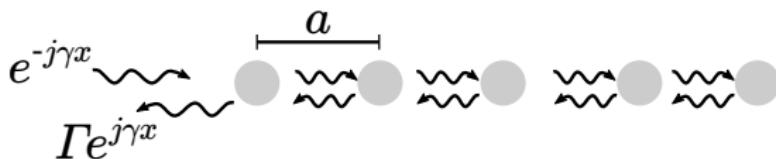


## Reseña histórica

- 1999: **Sievenpiper**: HIS. Mushrooms. AMC + 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

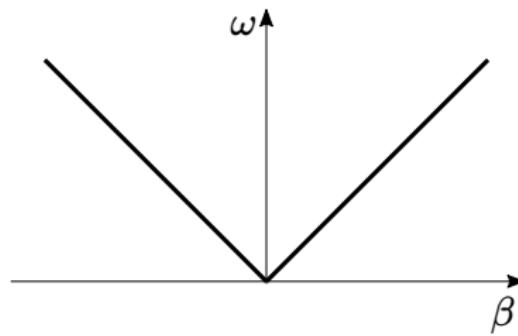
$$\gamma = \frac{n\pi}{a}$$

Y  $\gamma$  está relacionado a la frecuencia, según el material.

# Relación entre $\gamma$ y $\omega$ en el vacío: Diagrama de dispersión

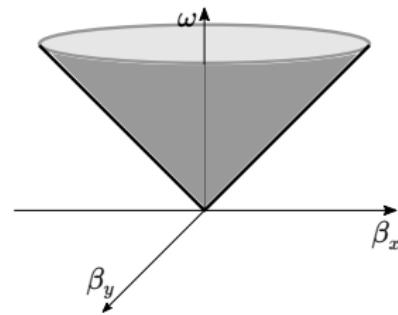
1D

$$\omega = c\beta$$



2D

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



Si hay números de onda prohibidos, ¿podría haber frecuencias prohibidas?

# Problema de autovalores

Desacoplando las dos ecuaciones del rotor, se obtiene

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

Se puede considerar un operador  $\Theta$ :

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

De forma que

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

# Problema de autovalores: Física cuántica

## Cuántica

## Electromagnetismo

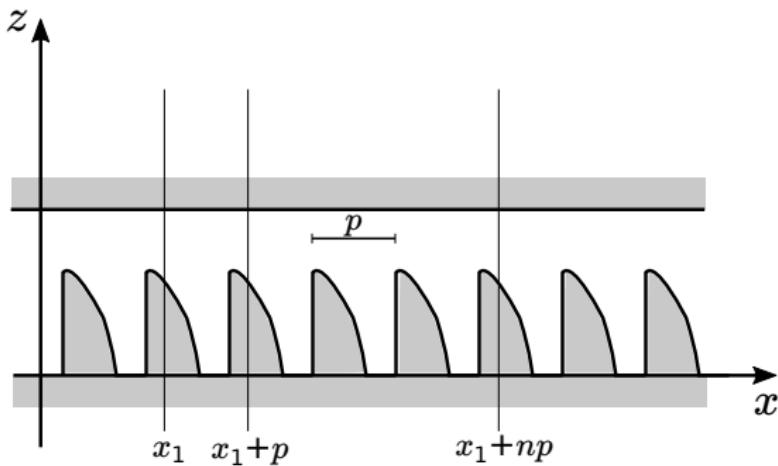
Campo       $\Psi(\mathbf{r}, t) = \Psi(\mathbf{r})e^{j\omega t}$        $\mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{H}(\mathbf{r})e^{i\omega t}$

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  $\Theta$  es hermítico.

# Teorema de Bloch-Floquet



Gaston Floquet, 1883.

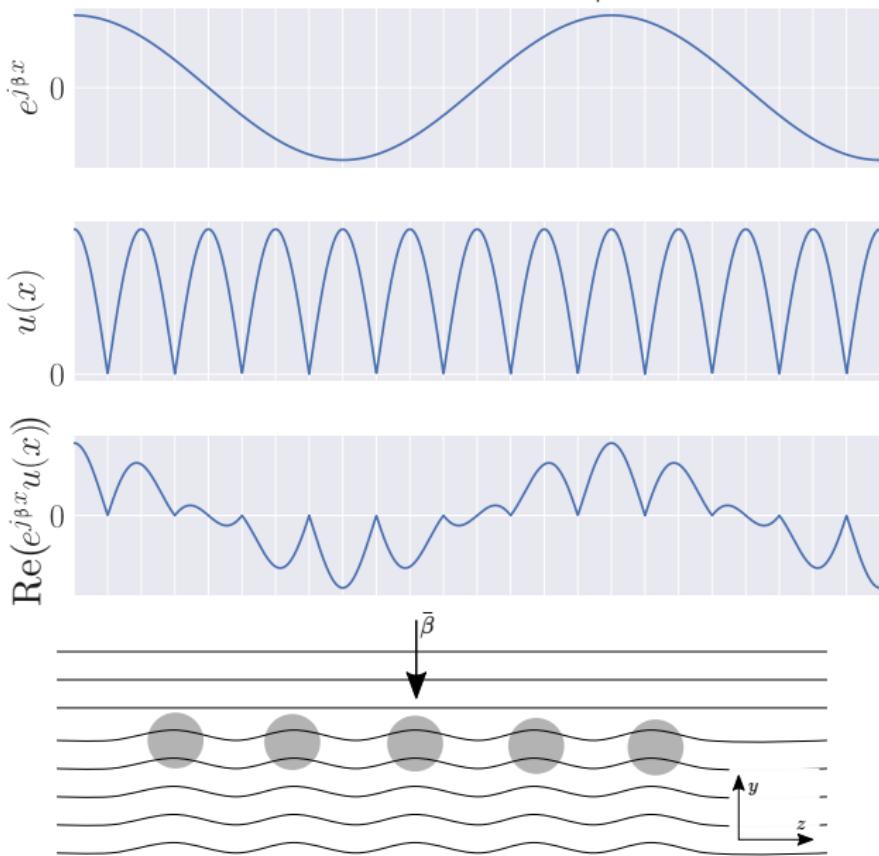
## Teorema de Bloch:

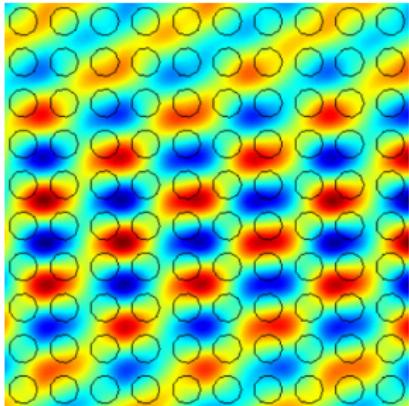
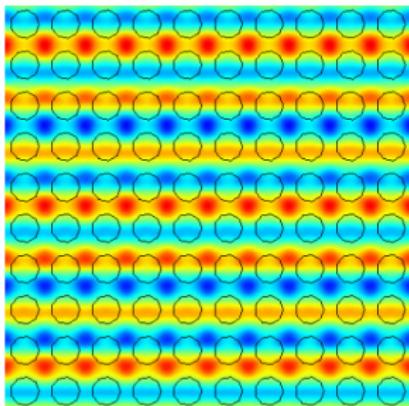
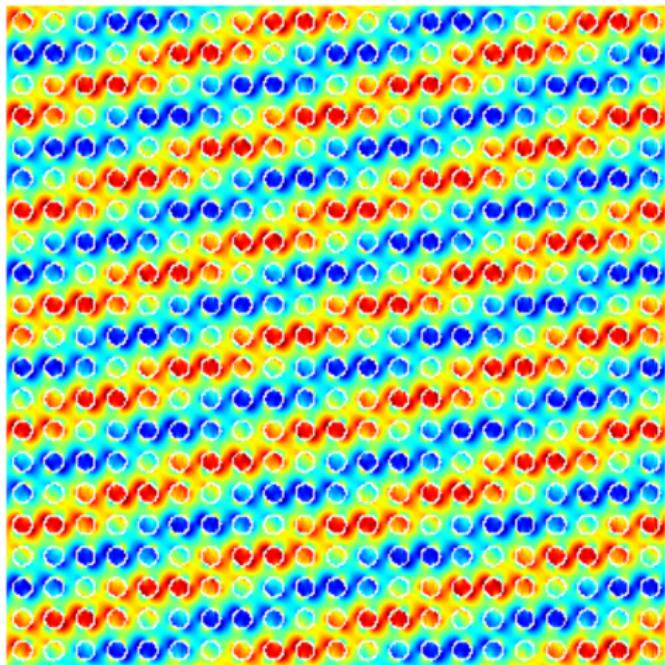
Soluciones a la función de onda de un electrón en un cristal.

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

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

## Efecto del teorema de Bloch-Floquet





# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin

Para una periodicidad en una dirección ( $x$ ) en que el espacio tiene comportamiento periódico, se puede desarrollar la Transformada 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  $\gamma_n$ .

# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin

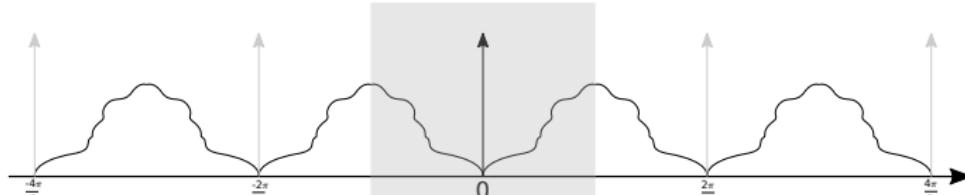
$$\gamma_n = \gamma_0 + n \frac{2\pi}{p}$$

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

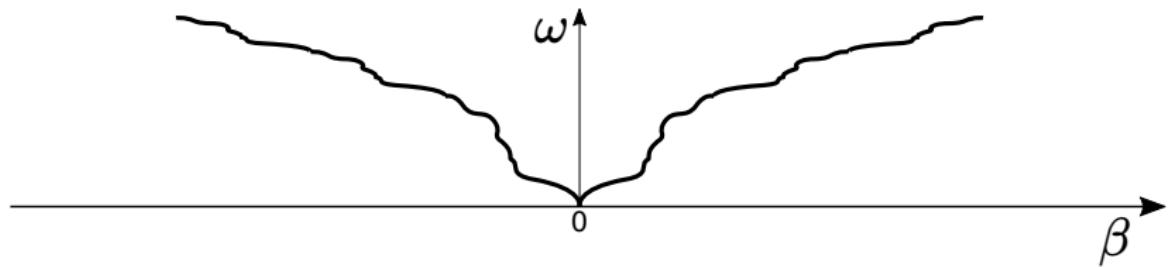
$$v_p^n = \frac{\omega}{\beta_n} = \frac{\omega}{\beta_0 + 2\pi n/p}$$

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

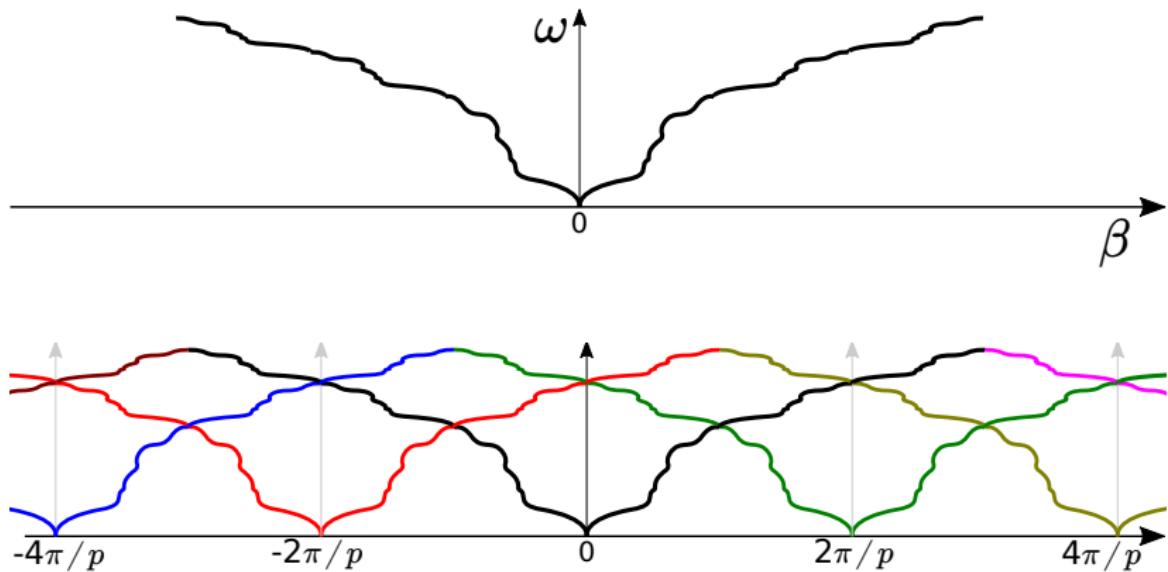
$$v_g^n = \frac{d\omega}{d\beta_n} = \frac{d\omega}{d(\beta_0 + 2\pi n/p)} = \frac{d\omega}{d\beta_0} = v_g^0.$$



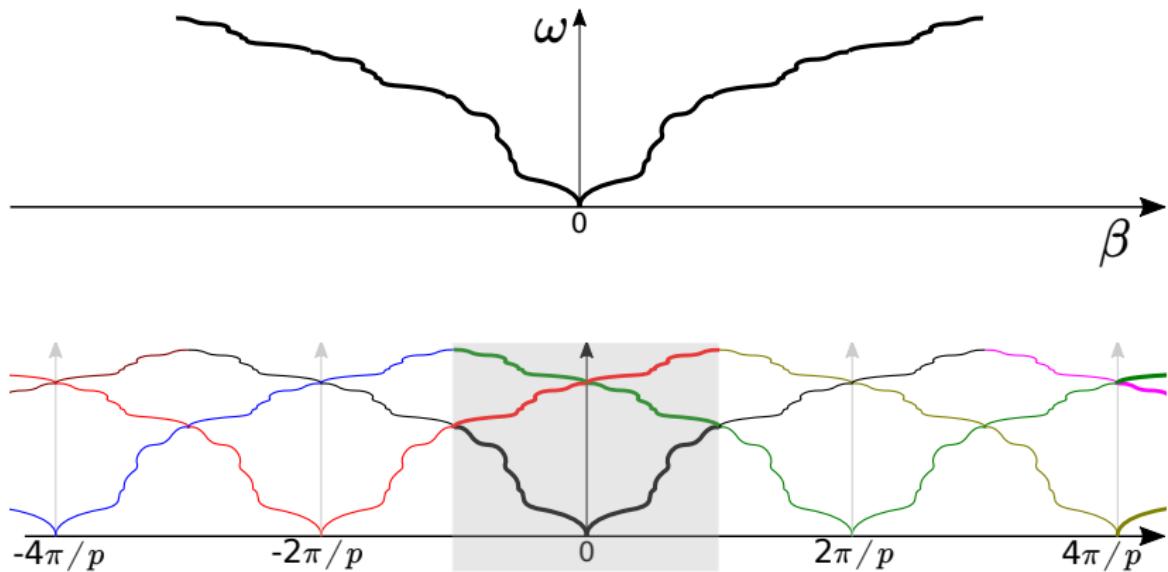
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



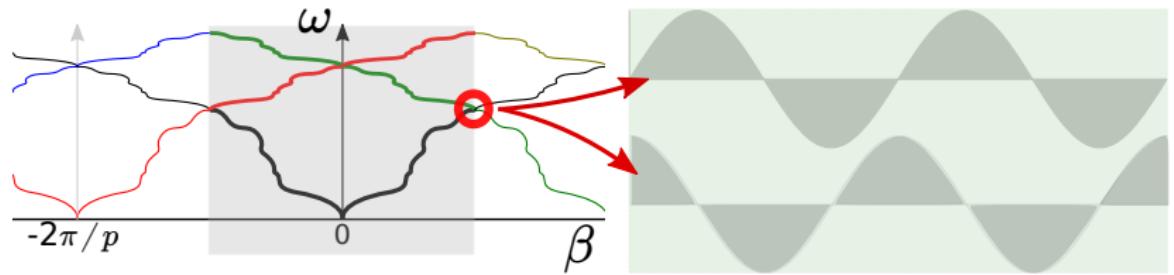
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



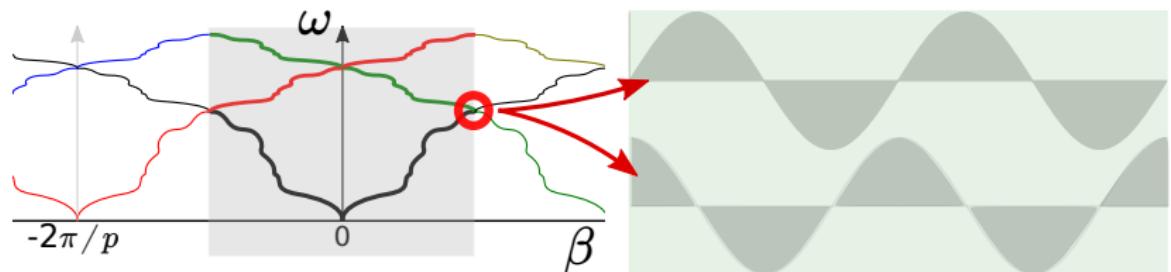
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



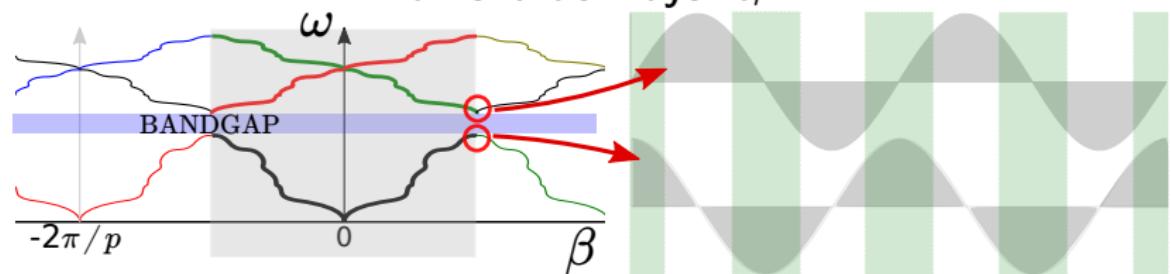
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin

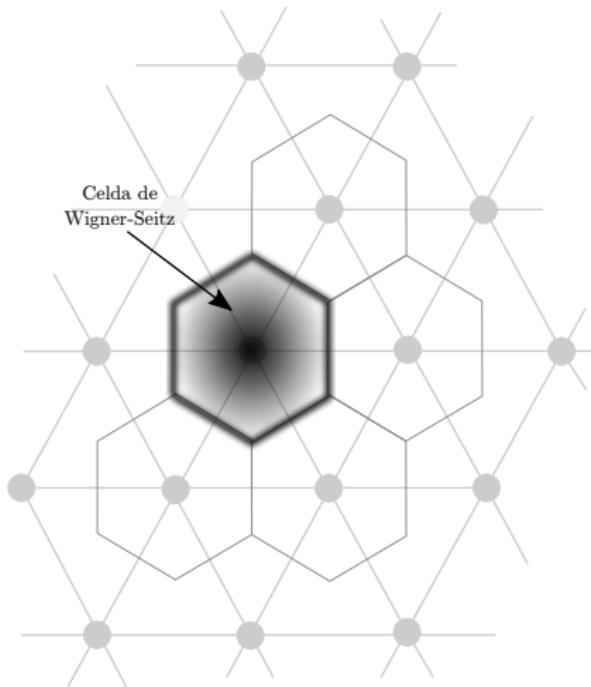
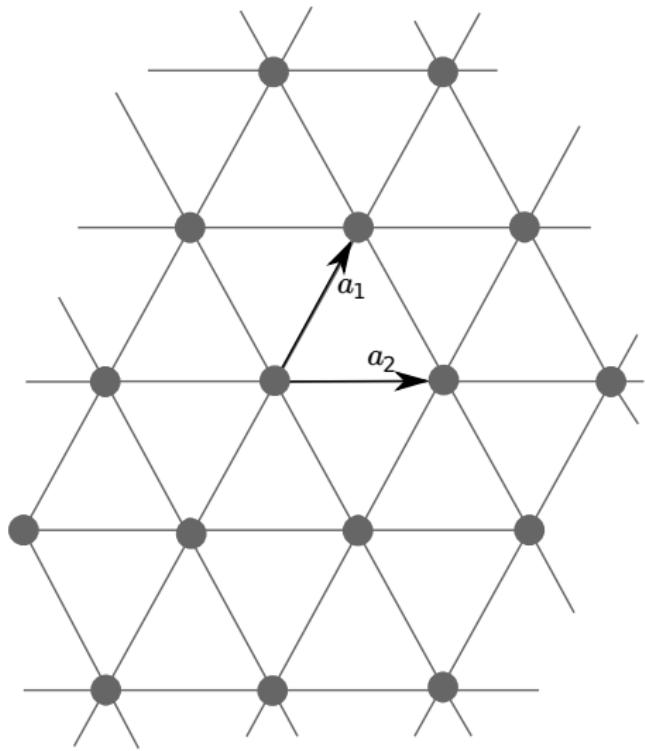


**Principio variacional:** Los estados de menor energía la concentran en la zona de mayor  $\epsilon_r$ .

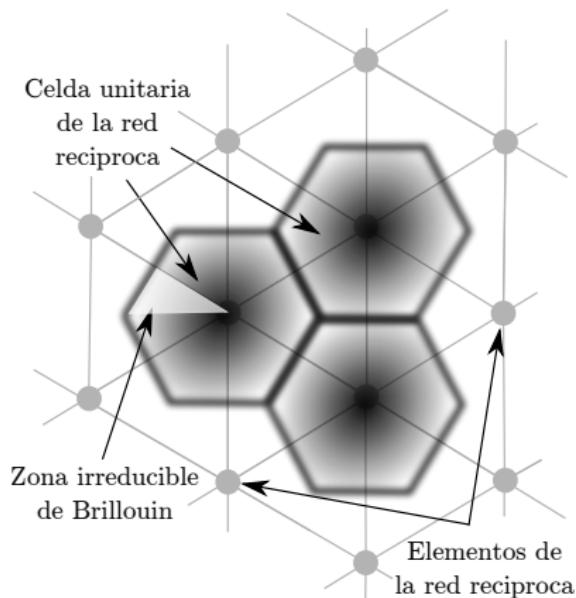
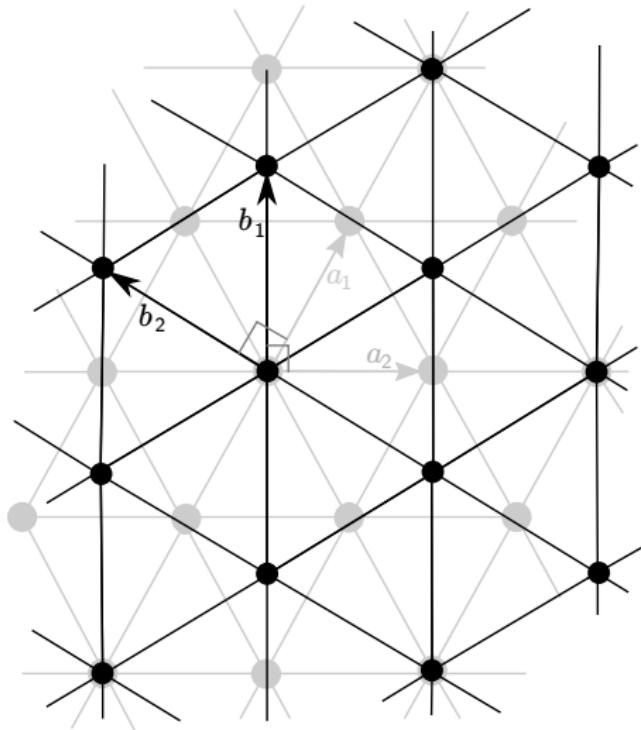


Debido a la ortogonalidad de los autoestados asociados al operador, existen estados, de mayor energía, donde la misma se concentra en el menor  $\epsilon_r$  para el mismo  $\beta$ .

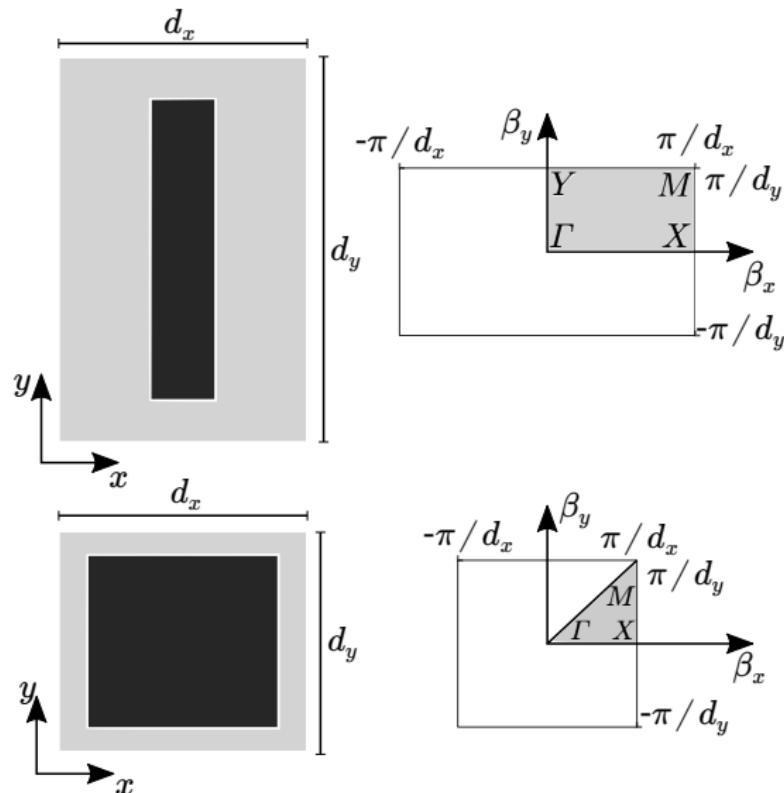
# Red de Bravais y Celda de Wigner-Seitz

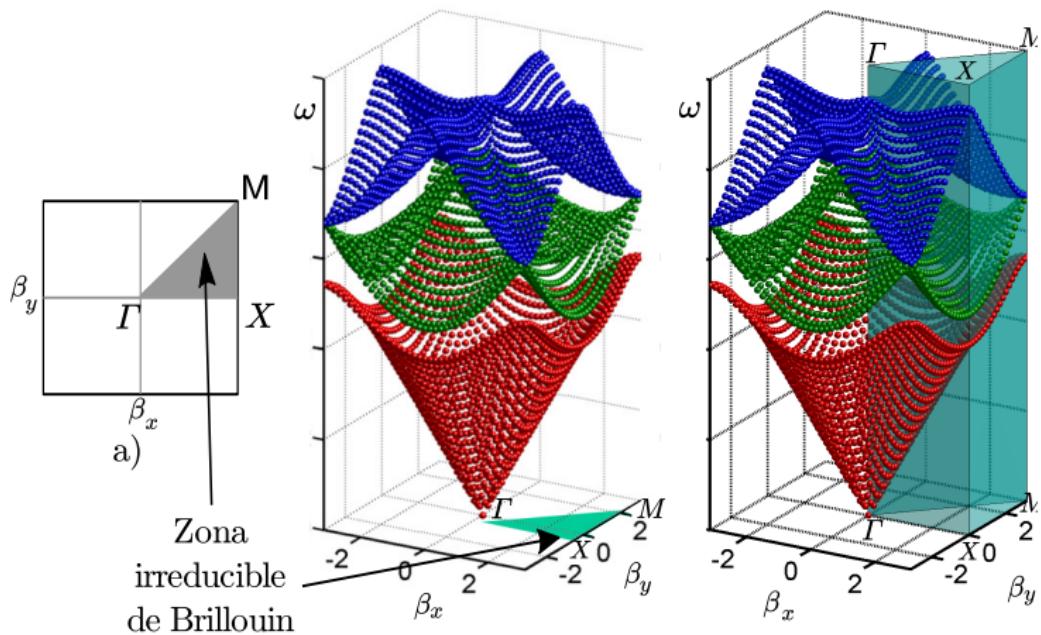


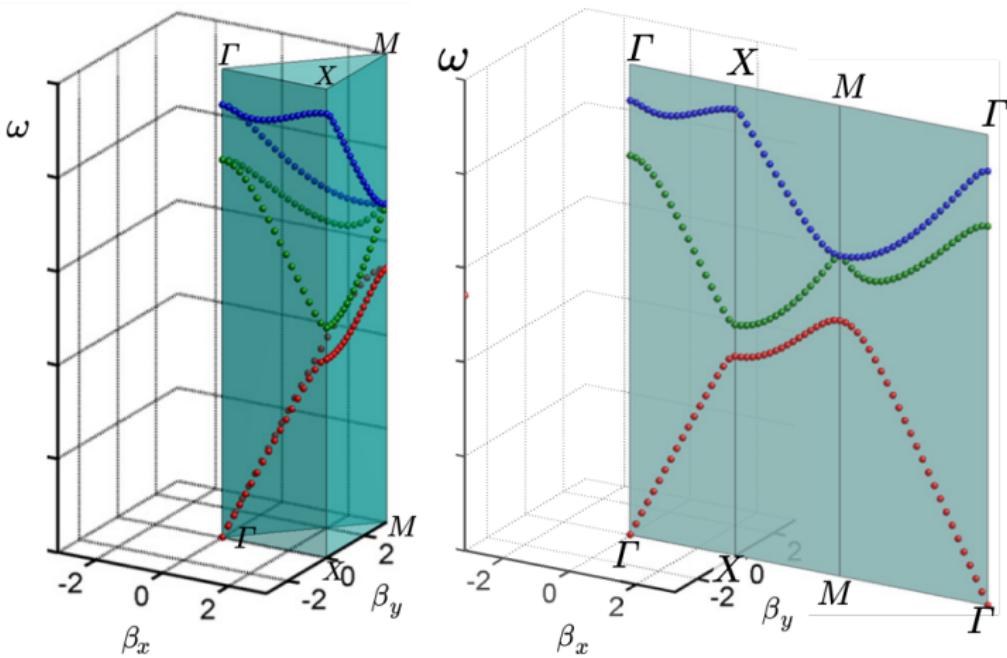
# Red recíproca y Celda de Brillouin

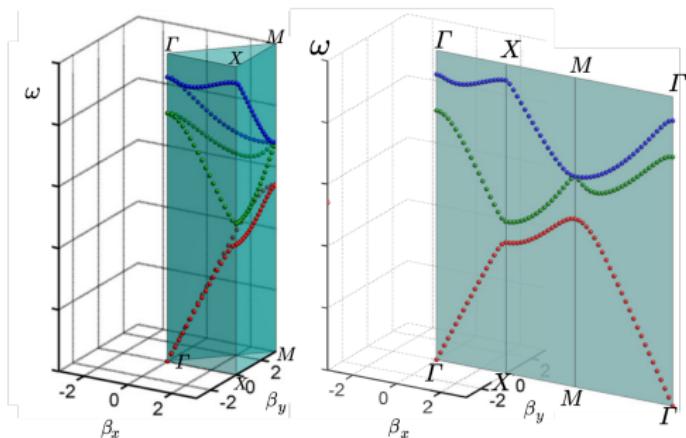
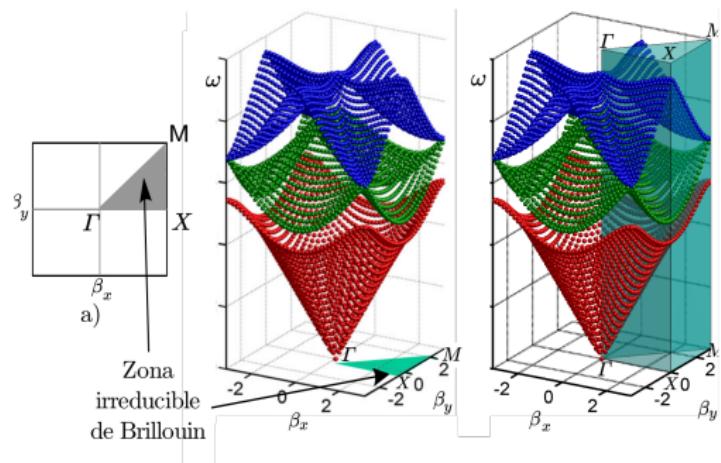


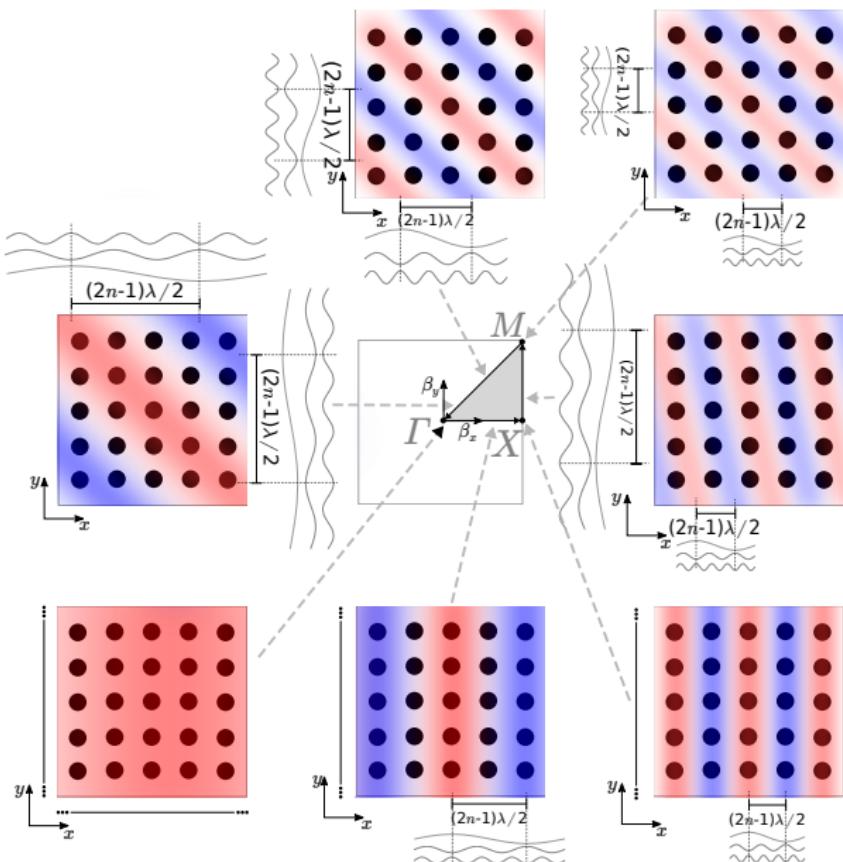
# Red de Bravais y red recíproca para celdas rectangulares



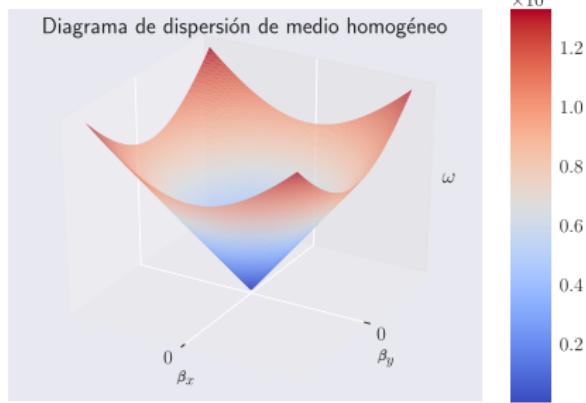








# Diagrama de dispersión bidimensional en medio homogéneo



# Modelado numérico de estructuras EBG

- 1 Presentación del problema
- 2 Conceptos básicos de electromagnetismo
- 3 Fundamentos de EBGs
- 4 Modelado numérico de estructuras EBG
  - Parches unidos por trazas *microstrip*
  - Celda de Yang: Modelo circuital
  - Algoritmo propuesto
- 5 Aplicación a conjuntos de antenas
- 6 Conclusiones y propuestas

# Modelado de estructuras EBG

---

Método	Dom	Tipo de problema	Software
FEM	f	Pequeños y complejos (incógnitas $\propto$ volumen).	HFSS
FDTD	t	Banda ancha. Resonantes (autovalores).	CST
MOM	f	Recintos abiertos.	NEC-2, ADS, FEKO

---

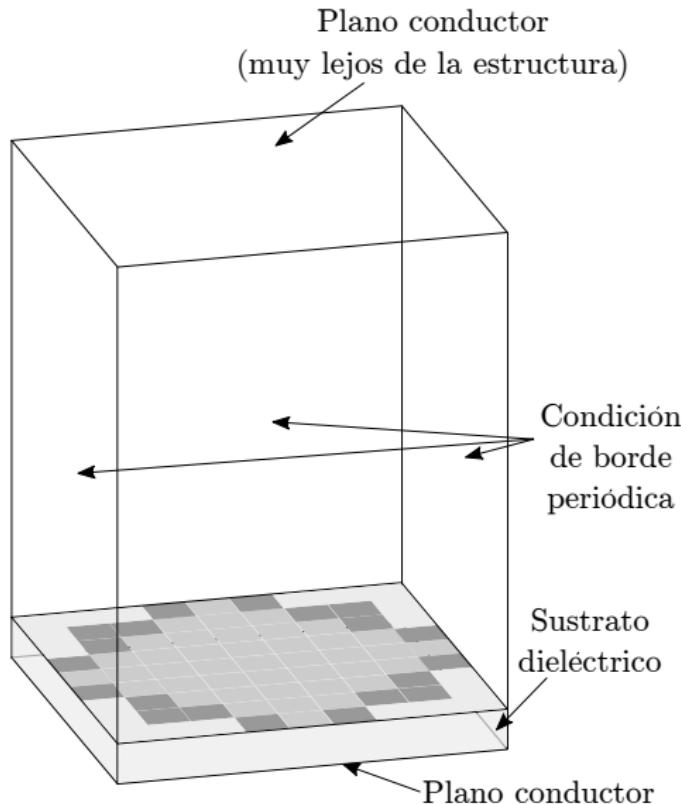
# Modelado de estructuras EBG

Métodos semianalíticos:

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

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

# Problema de autovalores con métodos de onda completa



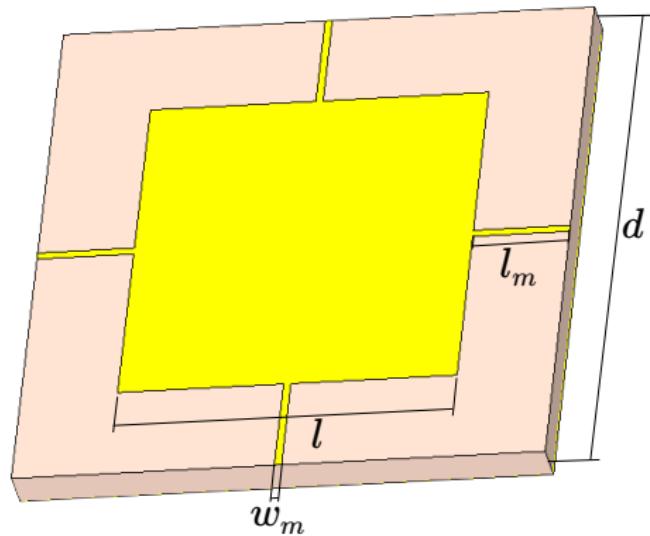
Simulación de una única celda unitaria describe la estructura infinita.

## PBC

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

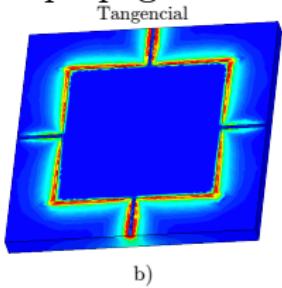
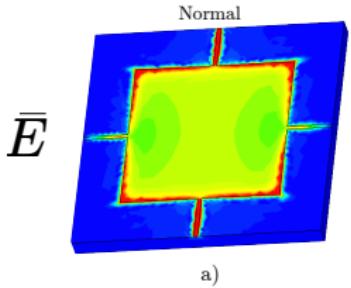
**Condición de borde:  
Diferencia de fase entre  
paredes enfrentadas.**

# Parches cuadrados unidos por trazas *microstrip*



Zona de Brillouin triangular.

## Primer modo de propagación

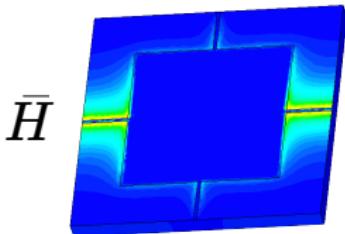


$\bar{E}$

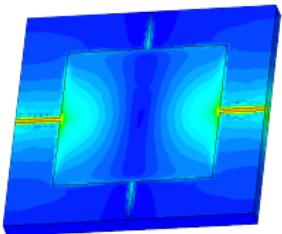
a)

b)

$\bar{H}$

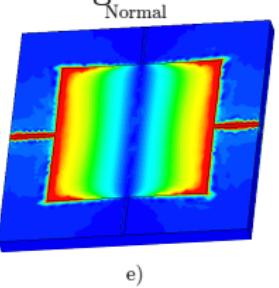


c)

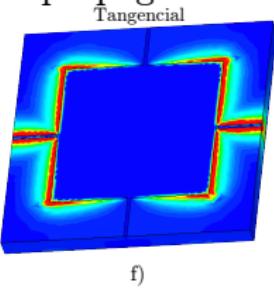


d)

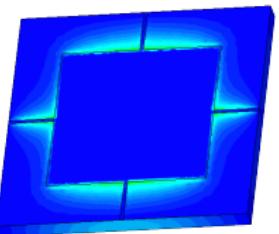
## Segundo modo de propagación



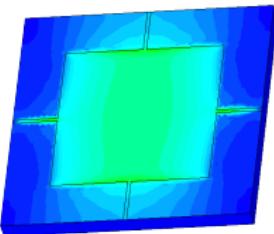
e)



f)

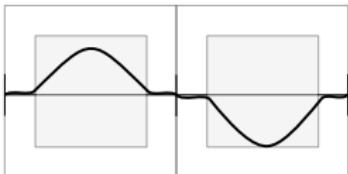


g)

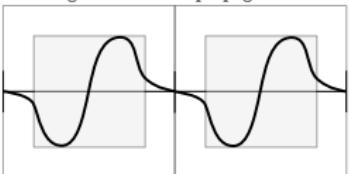


h)

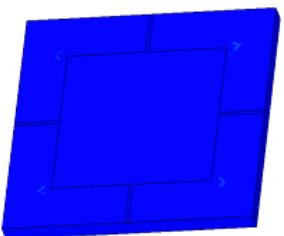
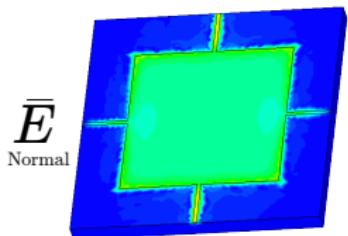
## Primer modo de propagación



## Segundo modo de propagación

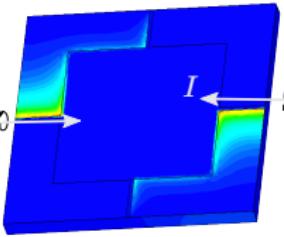
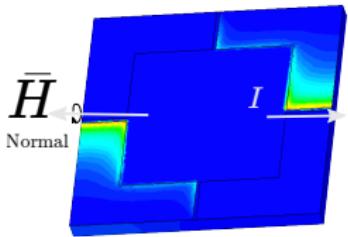


## Primer modo de propagación



a)

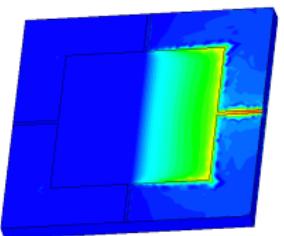
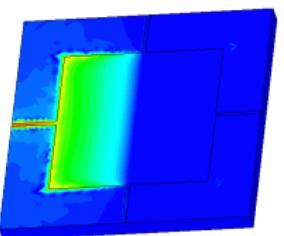
b)



c)

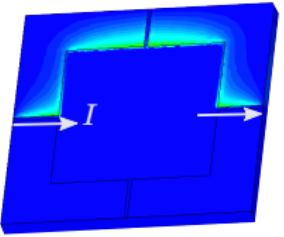
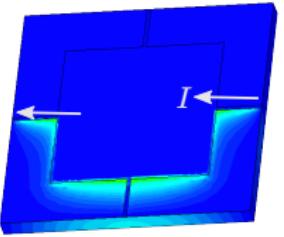
d)

## Segundo modo de propagación



e)

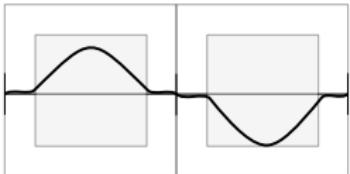
f)



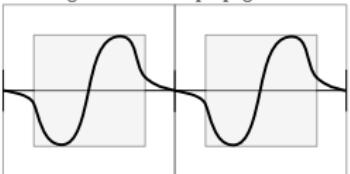
g)

h)

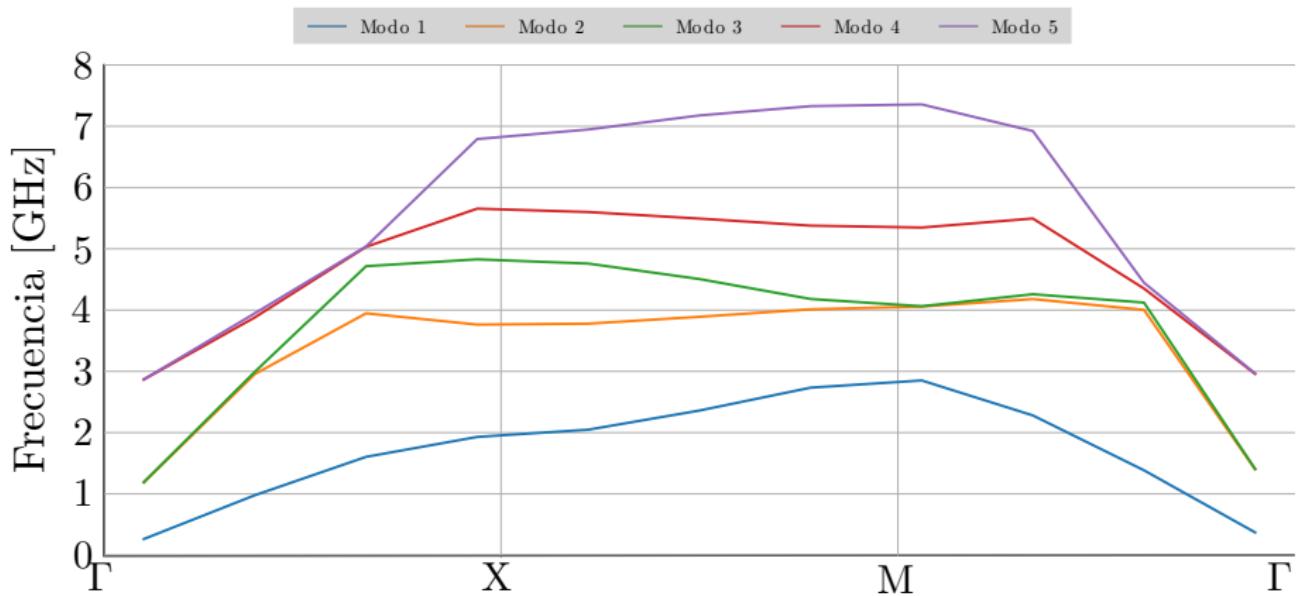
## Primer modo de propagación



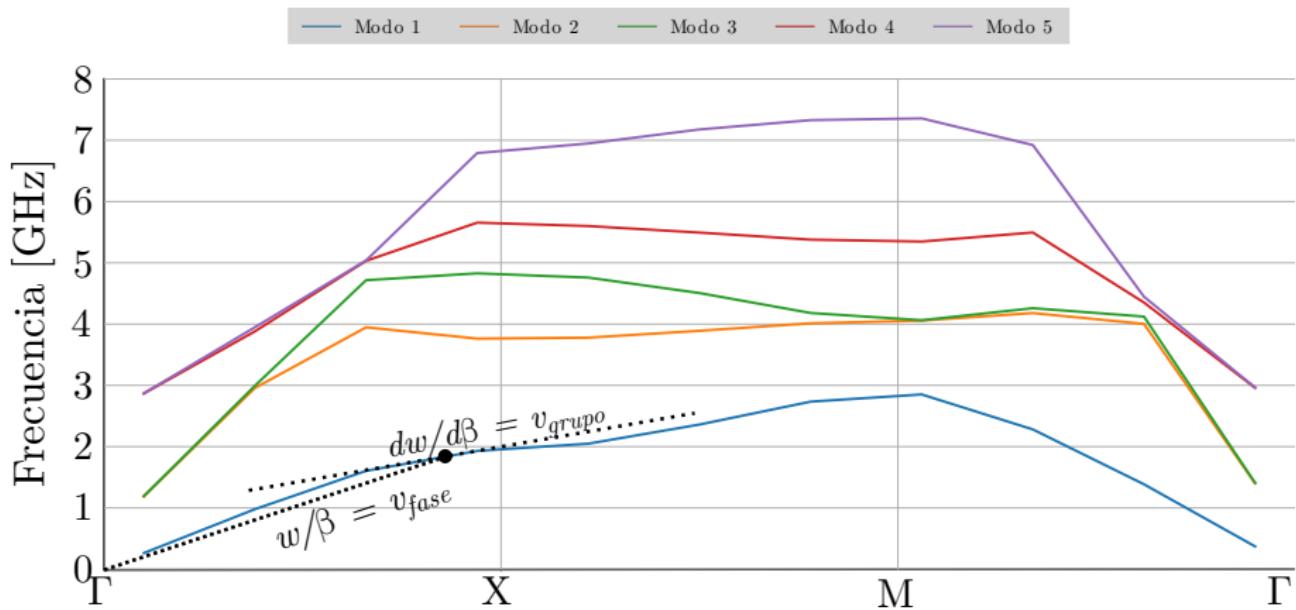
## Segundo modo de propagación



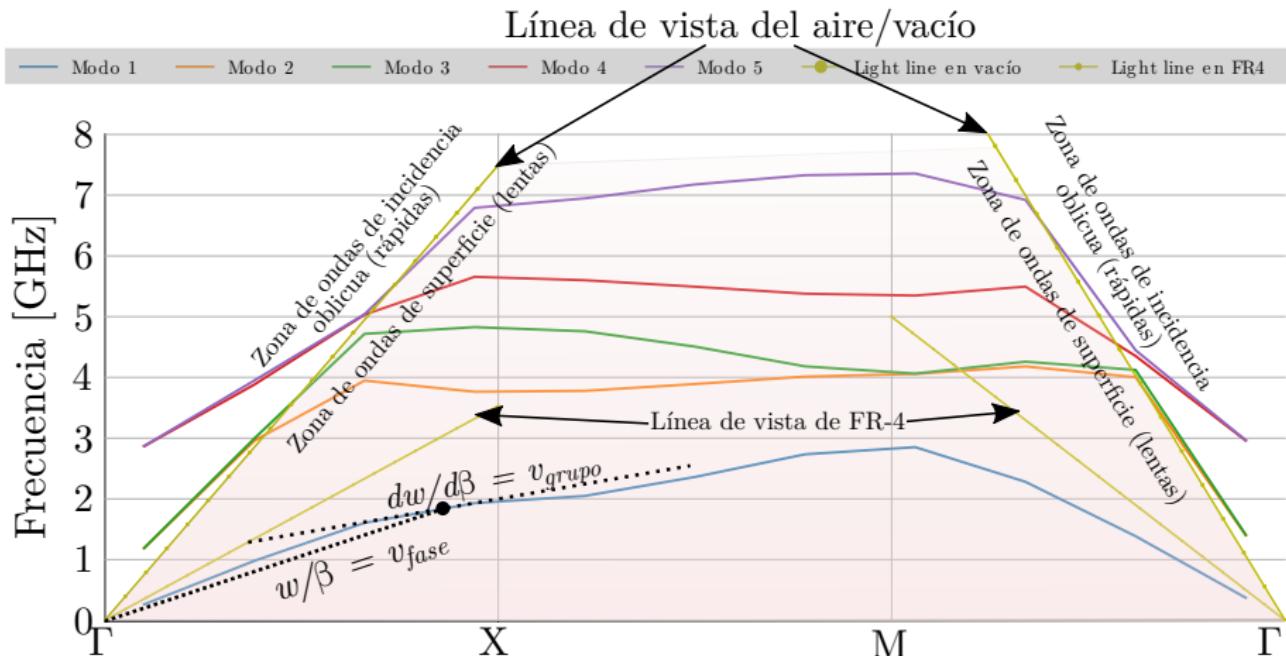
# Diagrama de dispersión por método de onda completa



# Diagrama de dispersión por método de onda completa

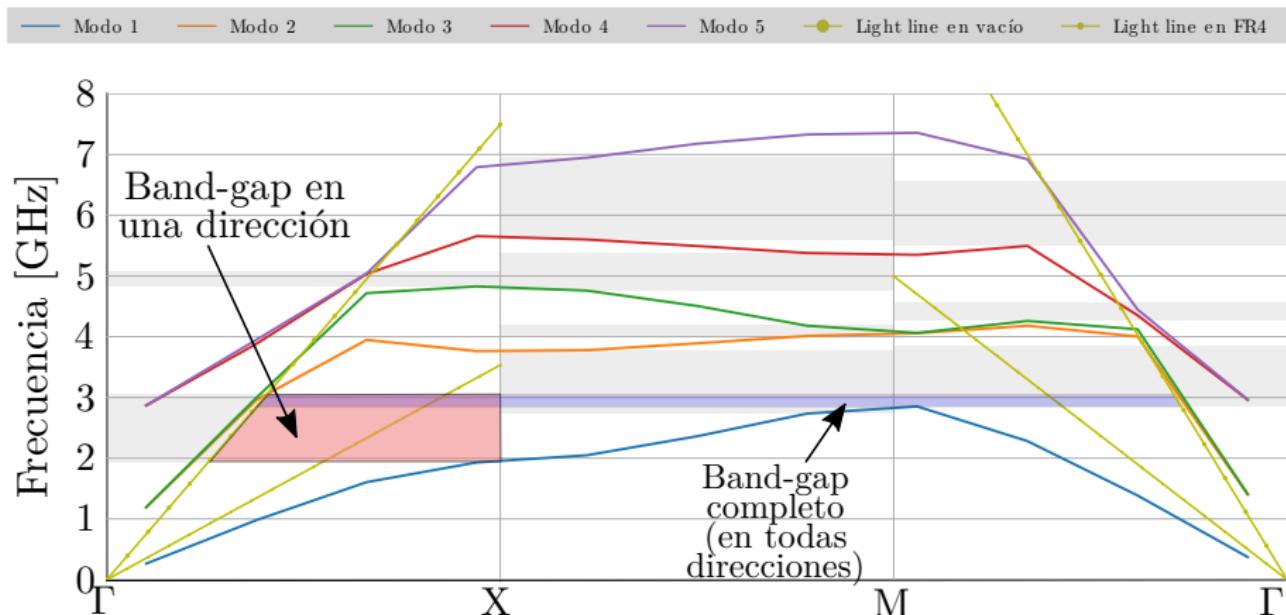


# Diagrama de dispersión por método de onda completa



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

# Diagrama de dispersión por método de onda completa



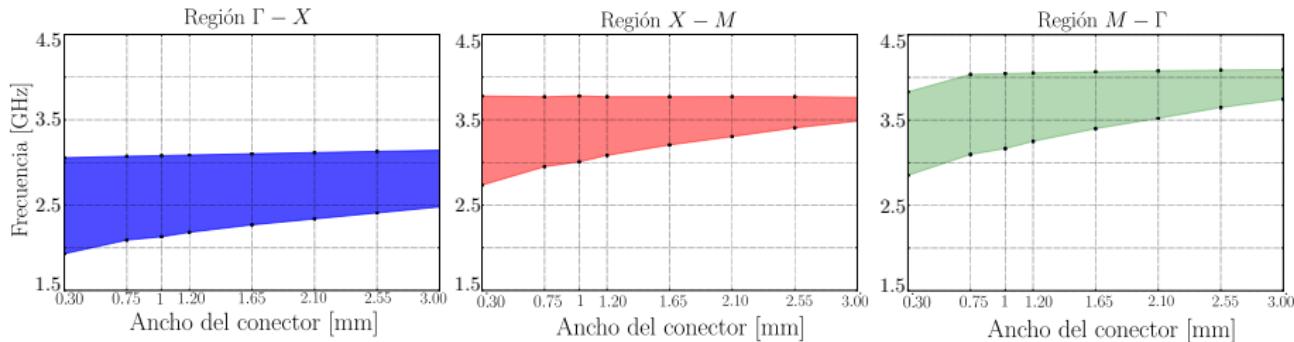
*Bandgaps:* Se calculan para las tres direcciones en forma separada, por debajo de la línea de vista del vacío.

# Análisis paramétrico de la celda

## Variación del ancho del puente

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

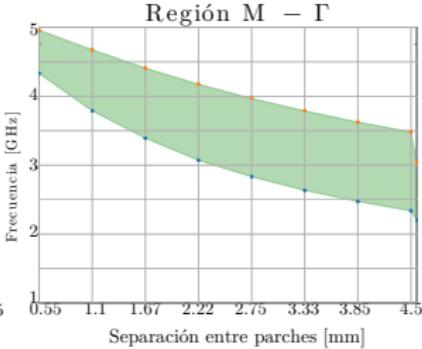
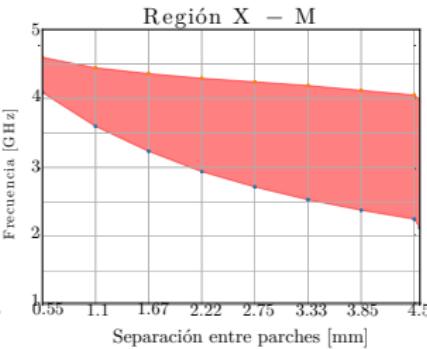
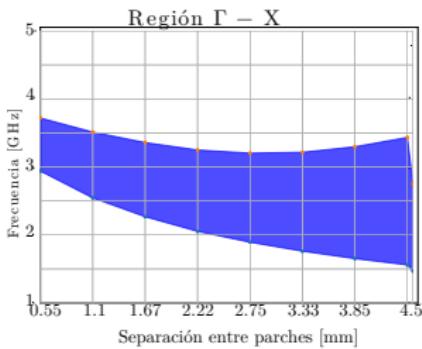


# Análisis paramétrico de la celda

## Variación del largo del puente

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.  $\epsilon_r$ : 4.5. Ancho de FR4: 1.6 mm.

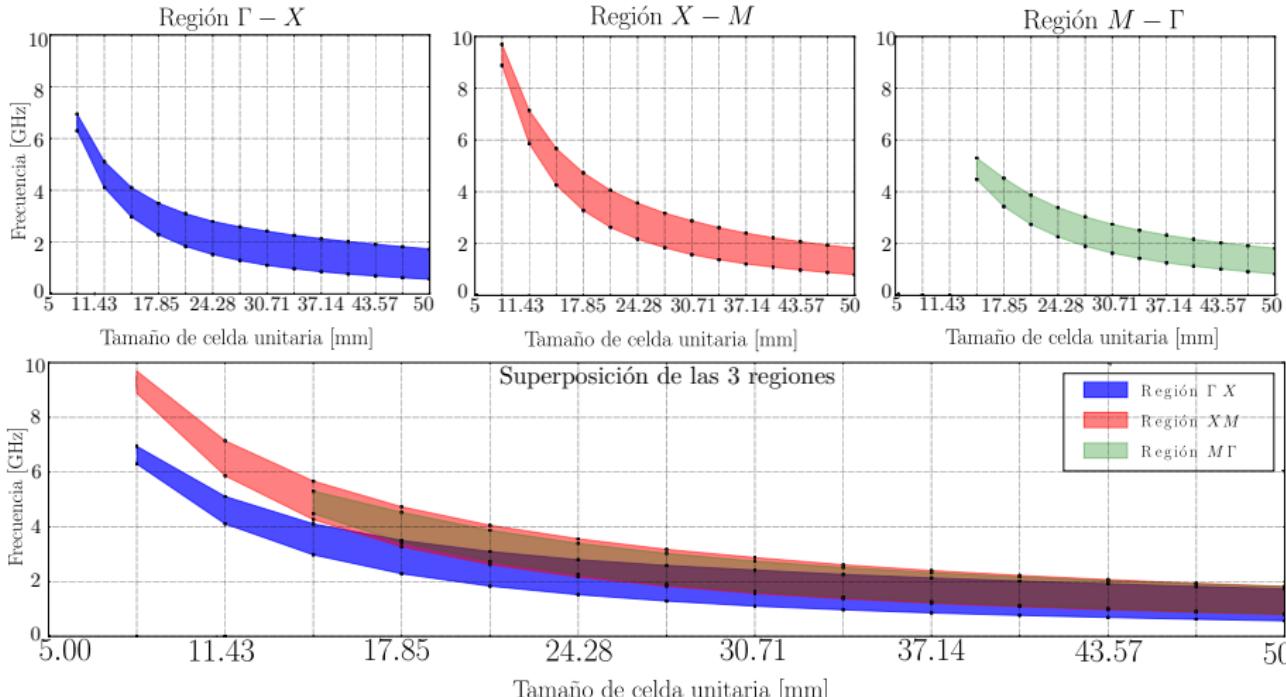


# Análisis paramétrico de la celda

## Variación del tamaño de celda

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

Lado de parche 3/4 (LadoCelda).  $\epsilon_r$ : 4.5. Ancho del puente: 1 mm. Ancho de FR4: 1.6 mm (a tamaño de mushroom fijo)

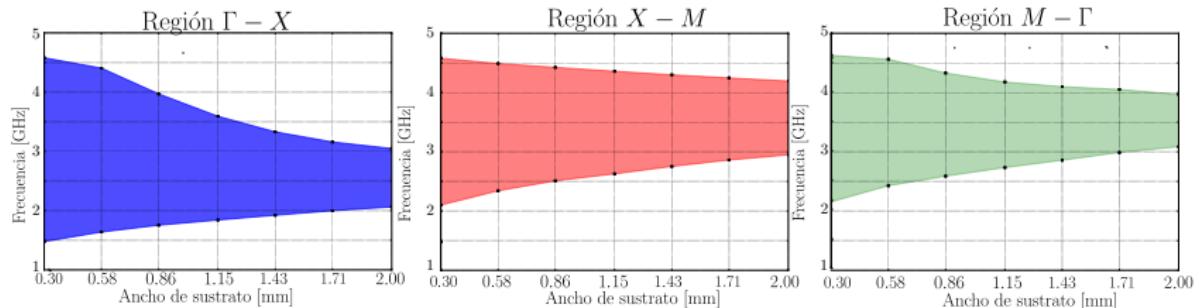


# Análisis paramétrico de la celda

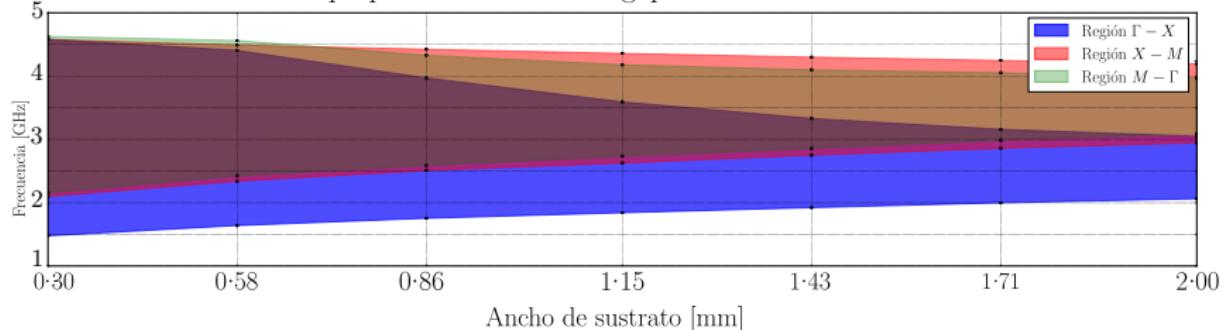
## Variación del ancho del sustrato

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

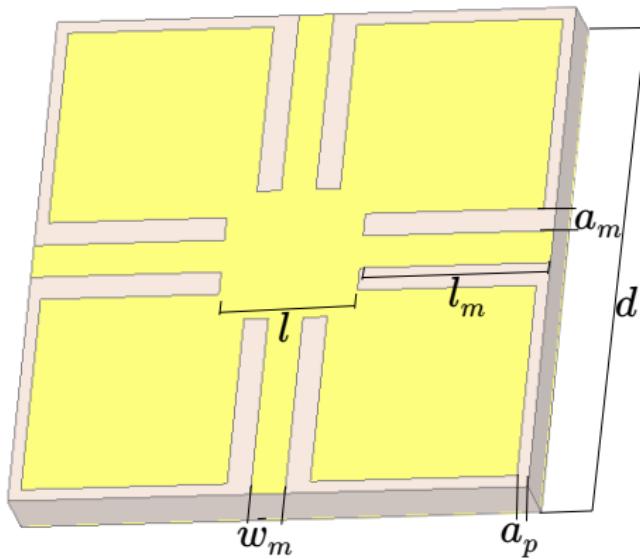
Lado de celda: 20 mm. Lado de mushroom: 15 mm.  $\epsilon_r$ : 4.5. Ancho del puente: 1 mm.



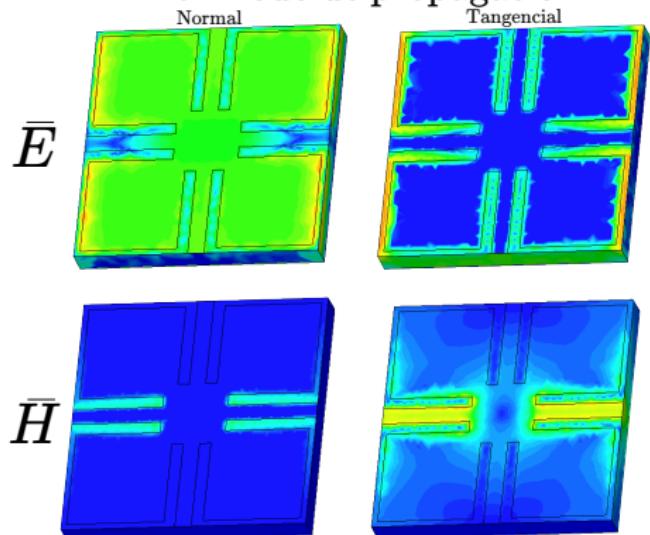
Superposición de los bandgaps en las 3 direcciones



# Celda de Yang, Ma, Qian e Itoh

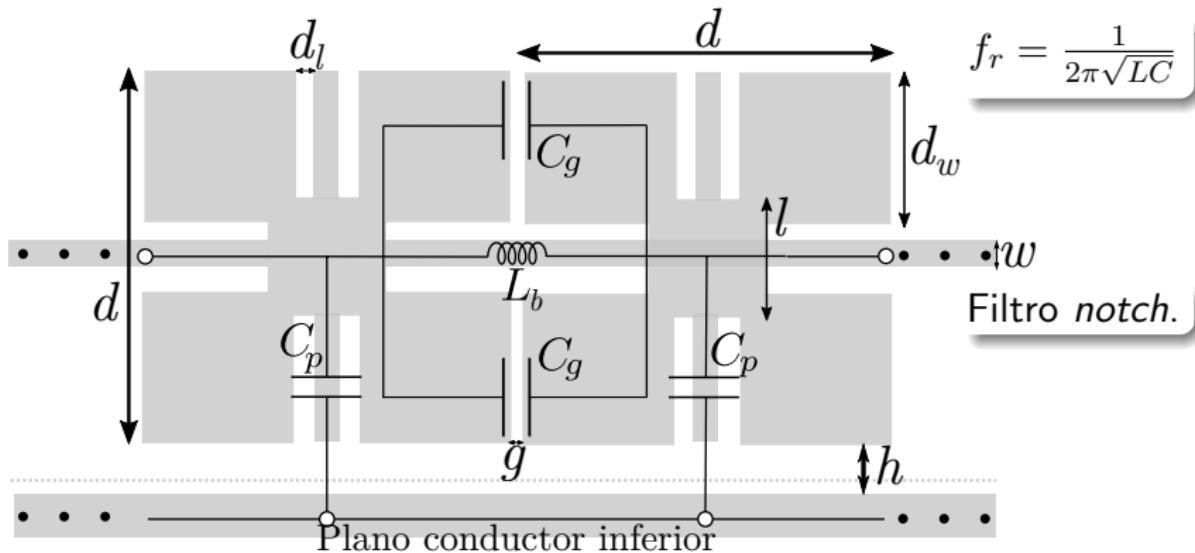


Primer modo de propagación



# Modelo circuital I

No se tendrán en cuenta efectos de alta frecuencia.



$d$	$l$	$w$	$d_l$	$g$	$h$	$d_w$
22,6 mm	6 mm	1,1 mm	0,8 mm	0,8 mm	1,6 mm	16,6 mm

# Modelo circuital I

## Inductancia de puente, $L_b$

Tres acercamientos distintos:

- 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*).

---

Kim, Shutt-Ainé	C. Paul	Ansys Q3D Extractor
7,34 nH	8,2 nH	7,7 nH

---

# Modelo circuital I

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

Dos acercamientos distintos:

- 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

---

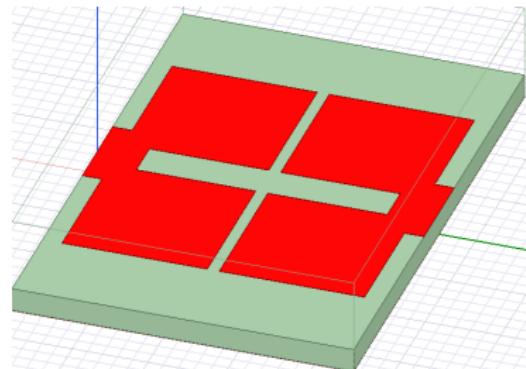
475 fF                  130 fF

---

- Placas planas paralelas:

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

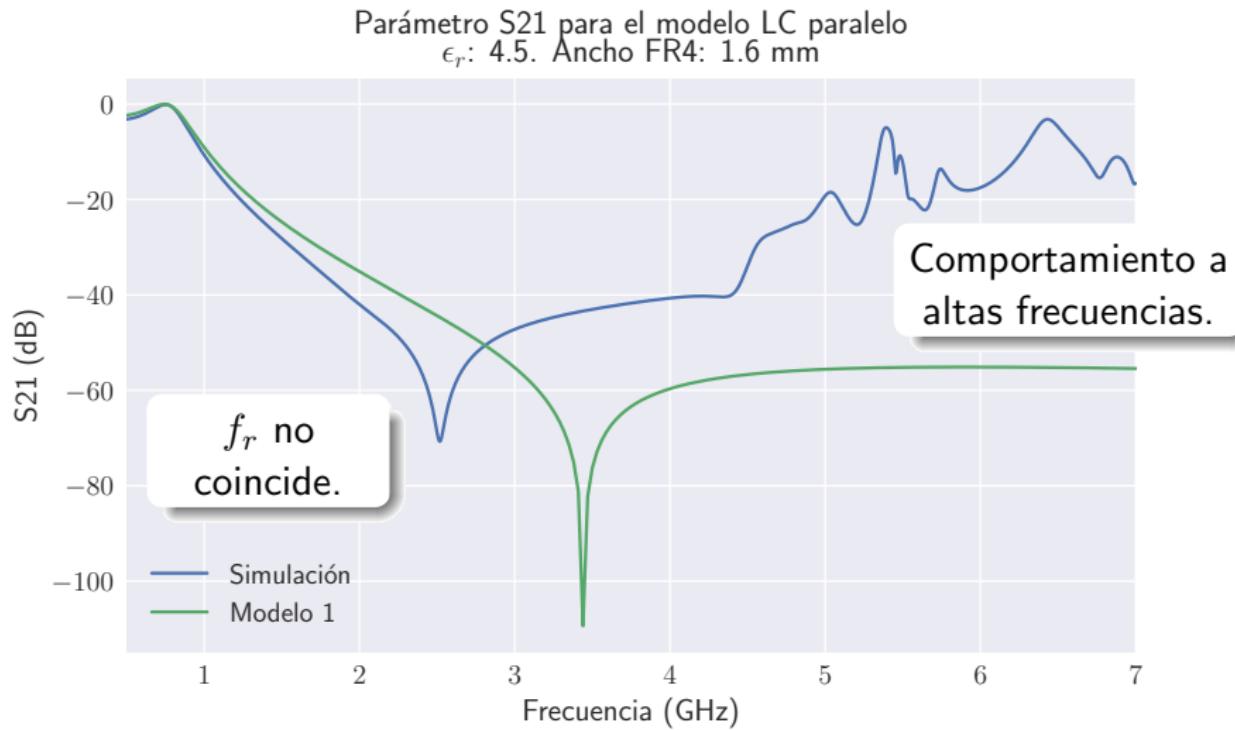
- Ansys Q3D Extractor.



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

# Modelo circuital I

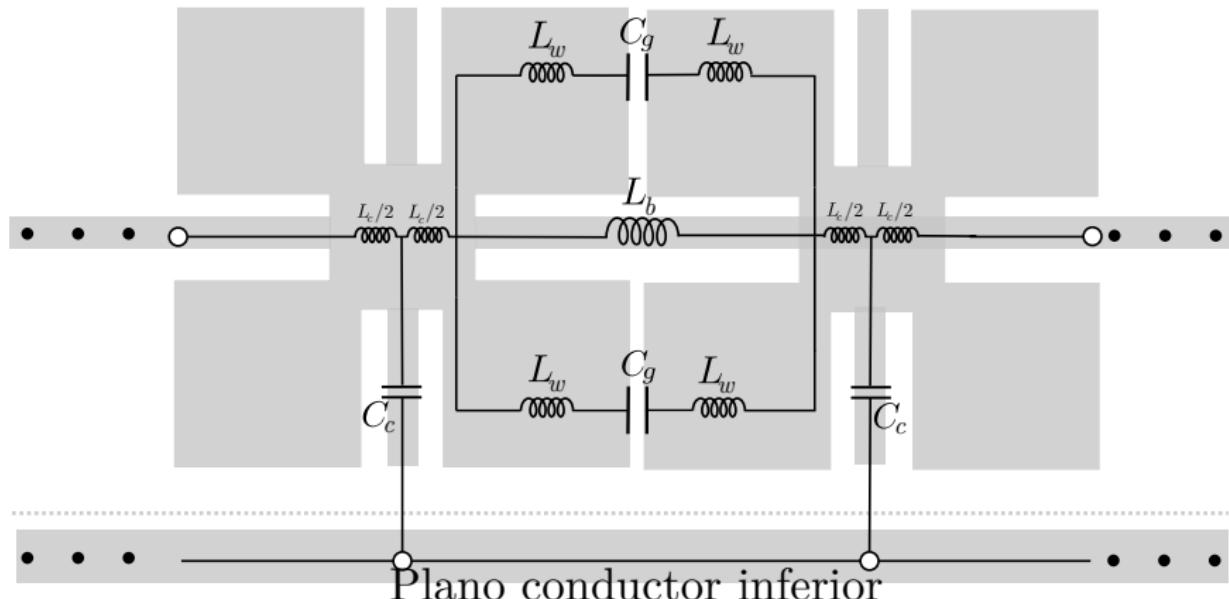
## Resultado de la simulación



# Modelo circuital II

Las **esquinas** presentan **inductancia** no despreciable:

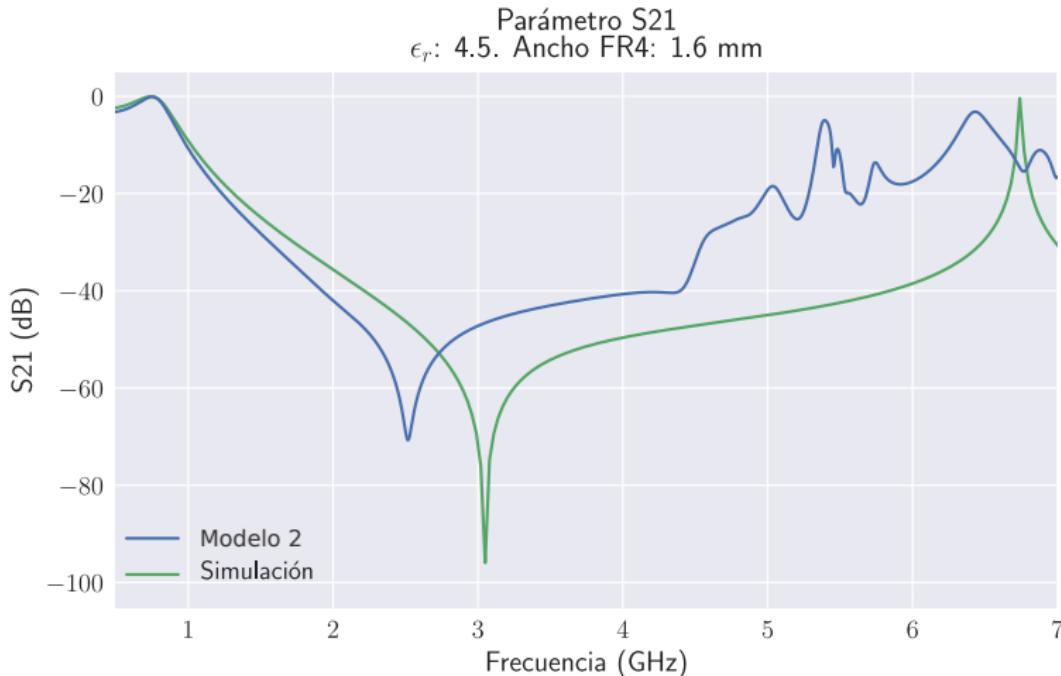
- Resonancia serie, un camino de menor impedancia,  $\downarrow$  BW del *bandgap*.
  - $\downarrow f_r^p$ :  $C_g$  resuena con una inductancia mayor.



# Modelo circuital II

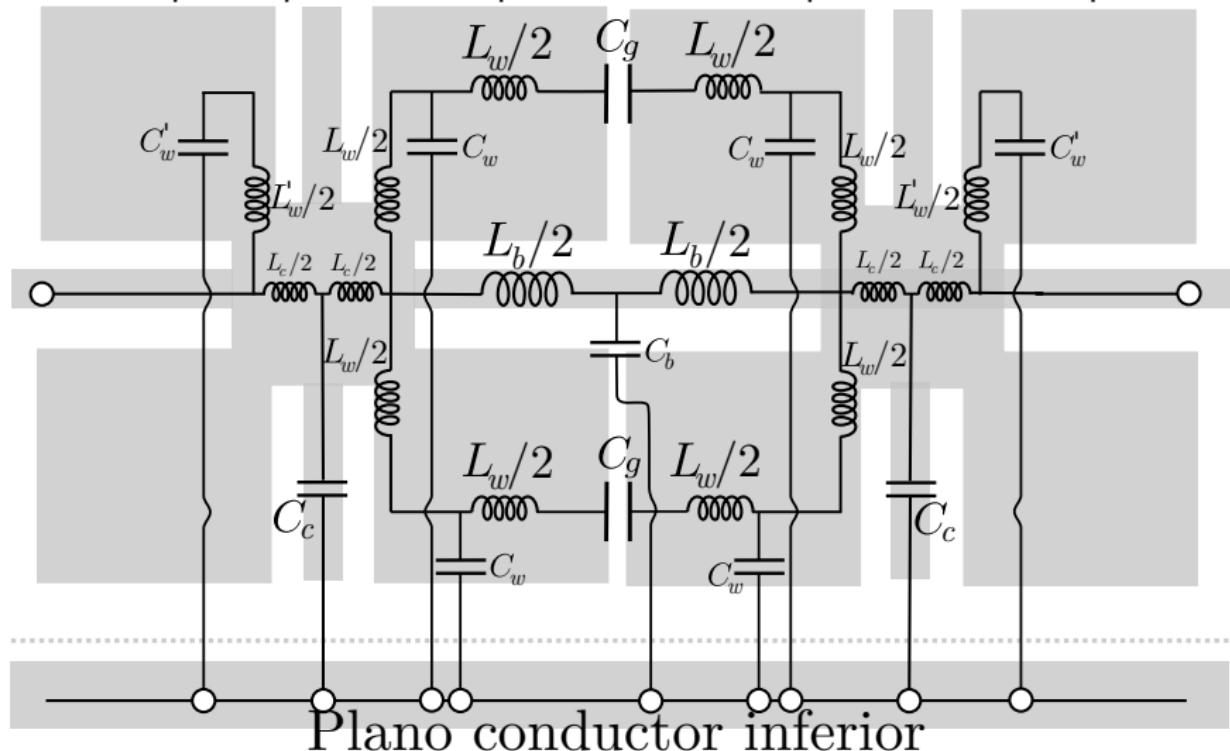
$L_w$ .

Kim, Shutt-Ainé	C. Paul	Ansys Q3D Extractor
$2 \text{ nH}$	$1,55 \text{ nH}$	$4 \text{ nH}$



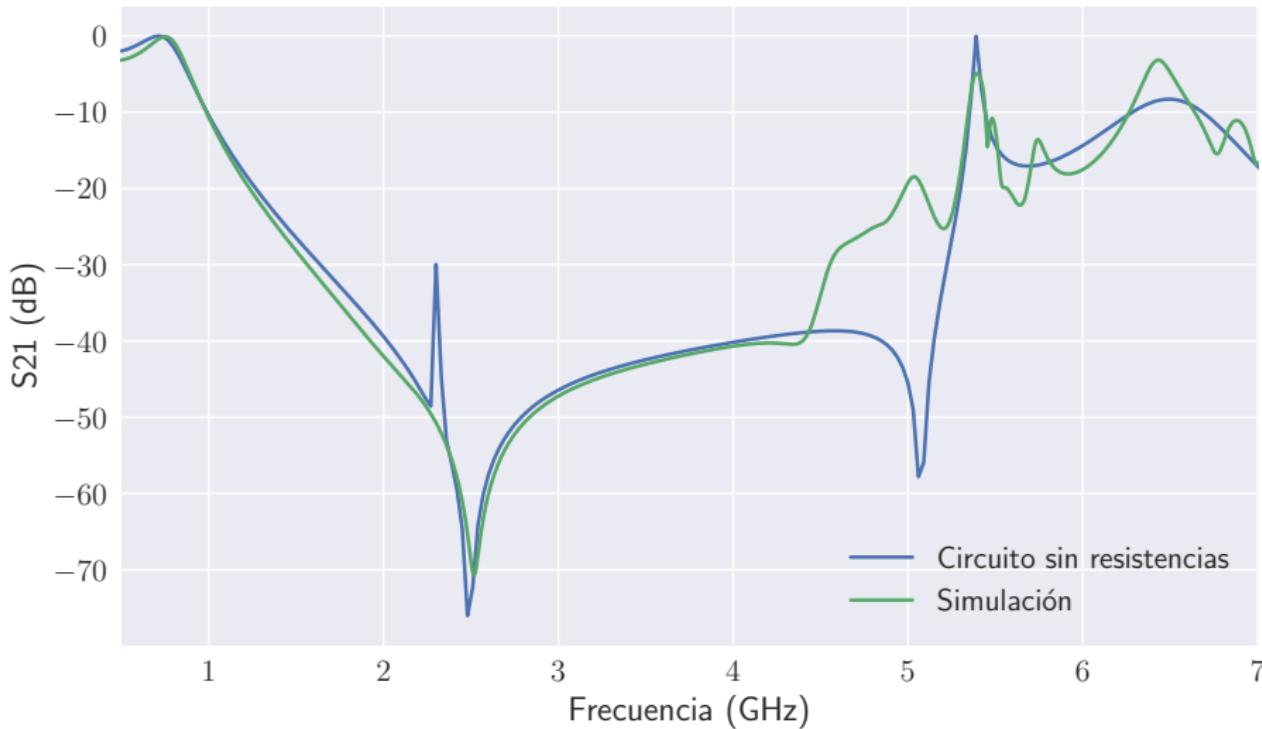
# Modelo circuital III

Las esquinas presentan capacidad contra el plano de tierra aparte.



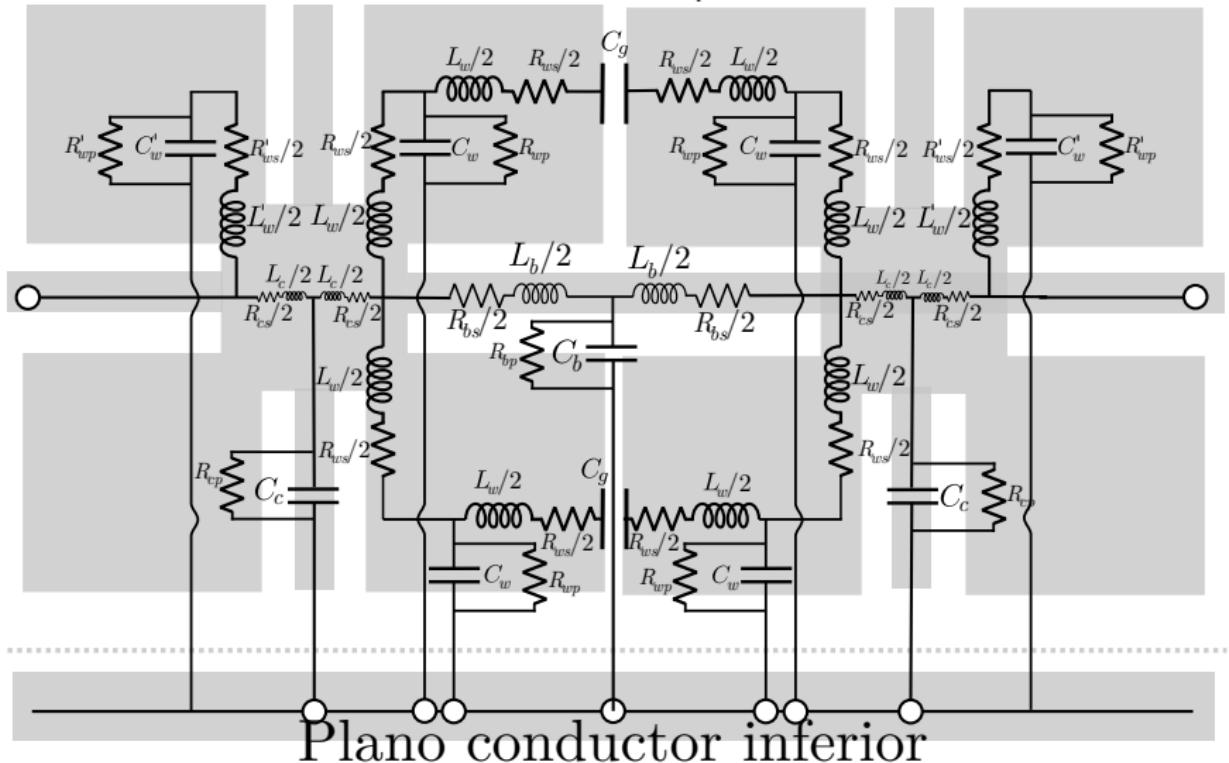
# Modelo circuital III

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



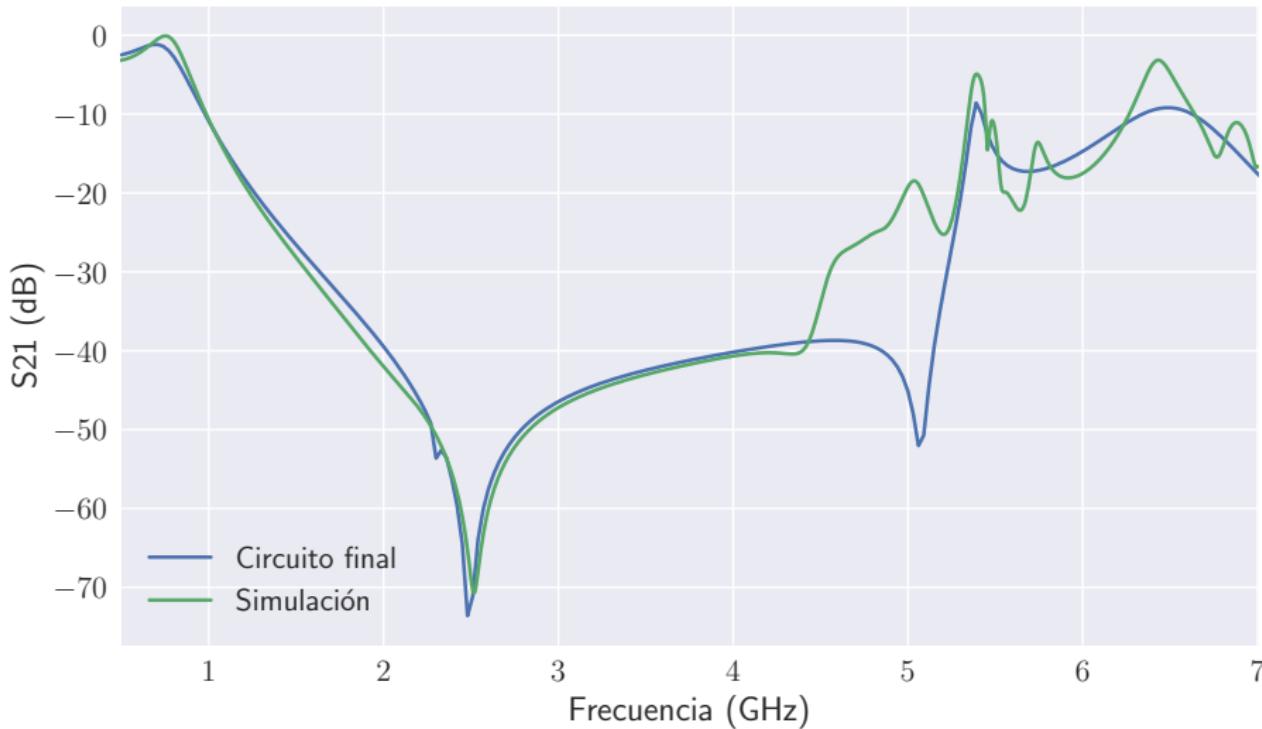
# Modelo circuital III

Considerando pérdidas:



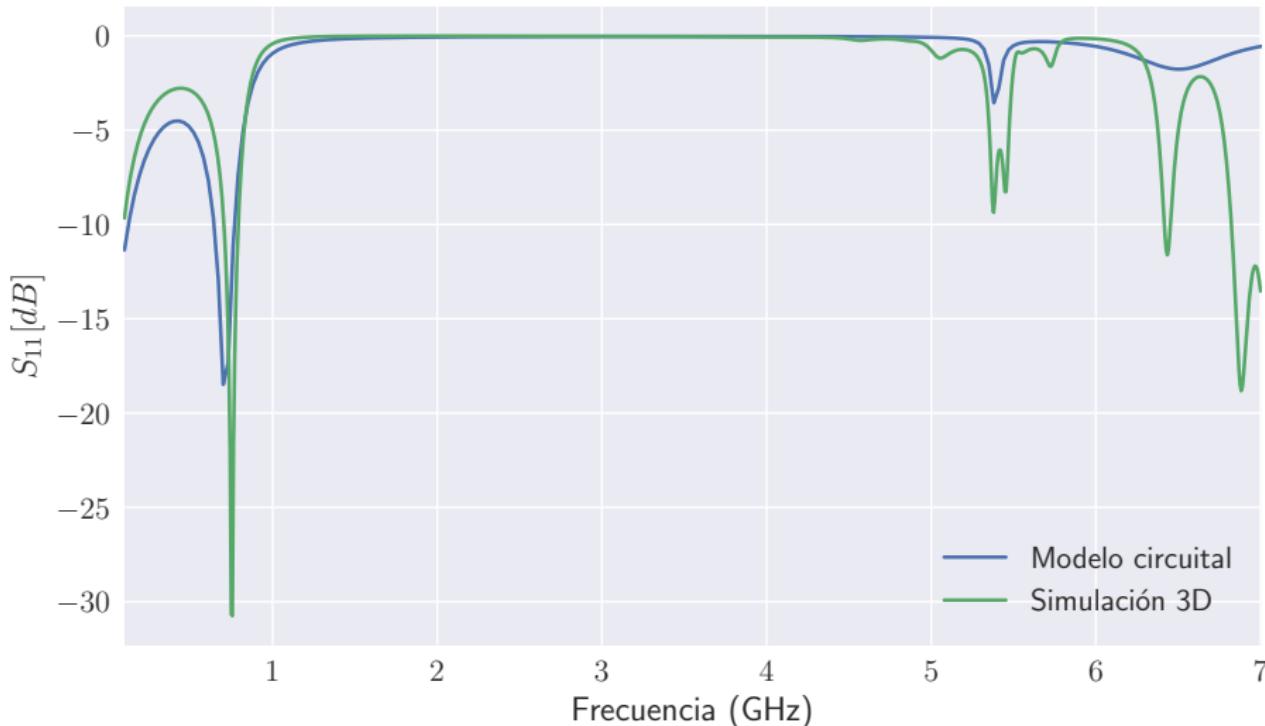
# Modelo circuital III

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



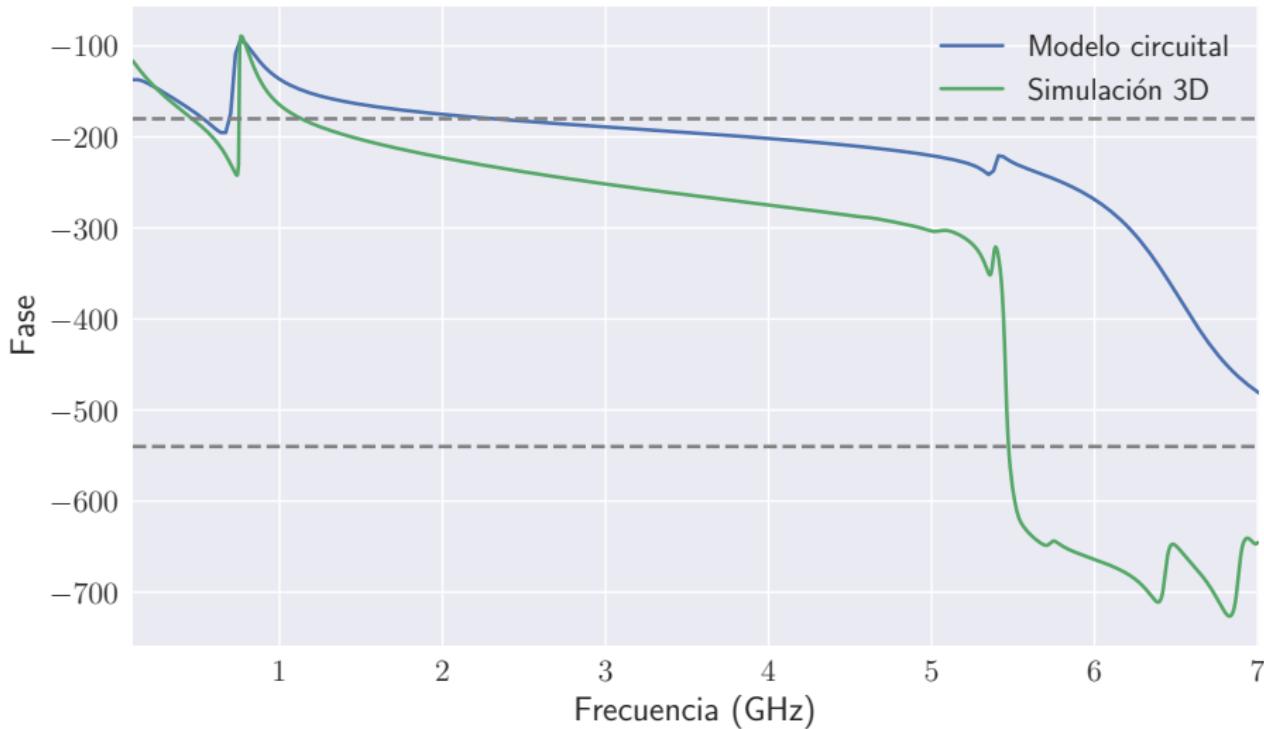
# Modelo circuital III

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

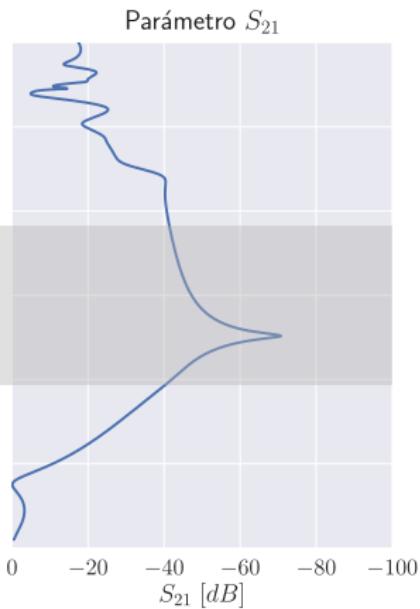
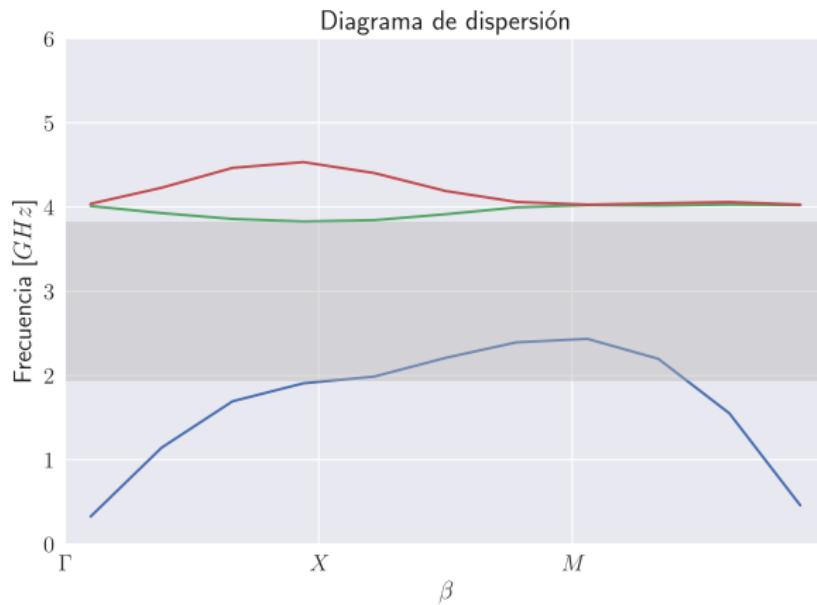


# Modelo circuital III

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

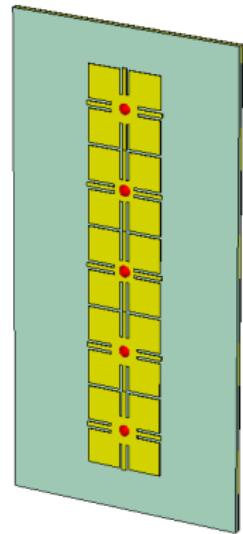
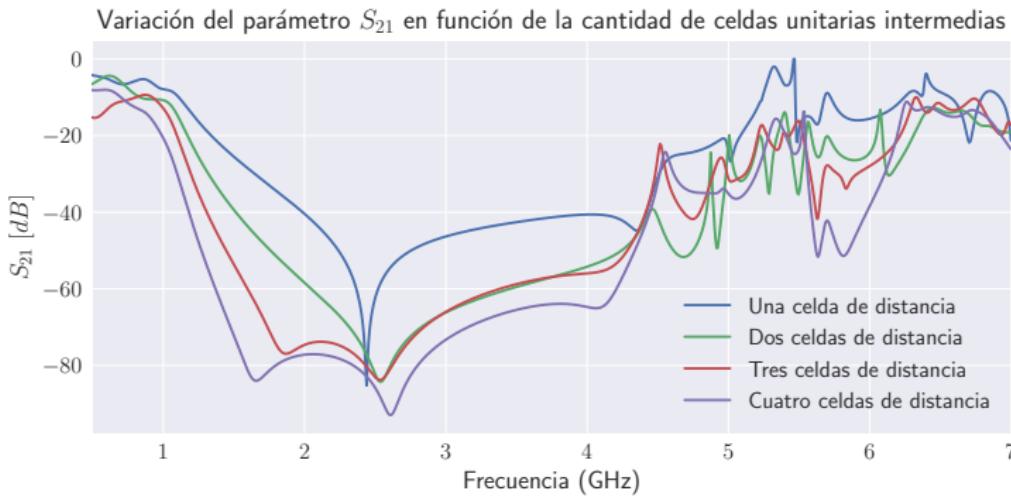


# Modelo circuital III



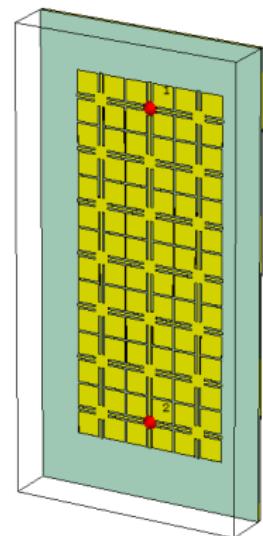
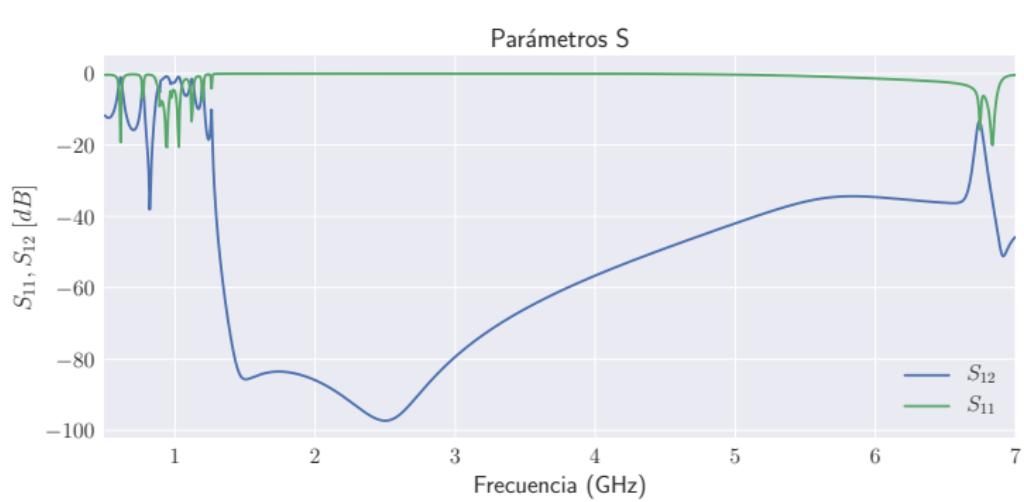
La zona demarcada corresponde al *bandgap* de la primera región.

# 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



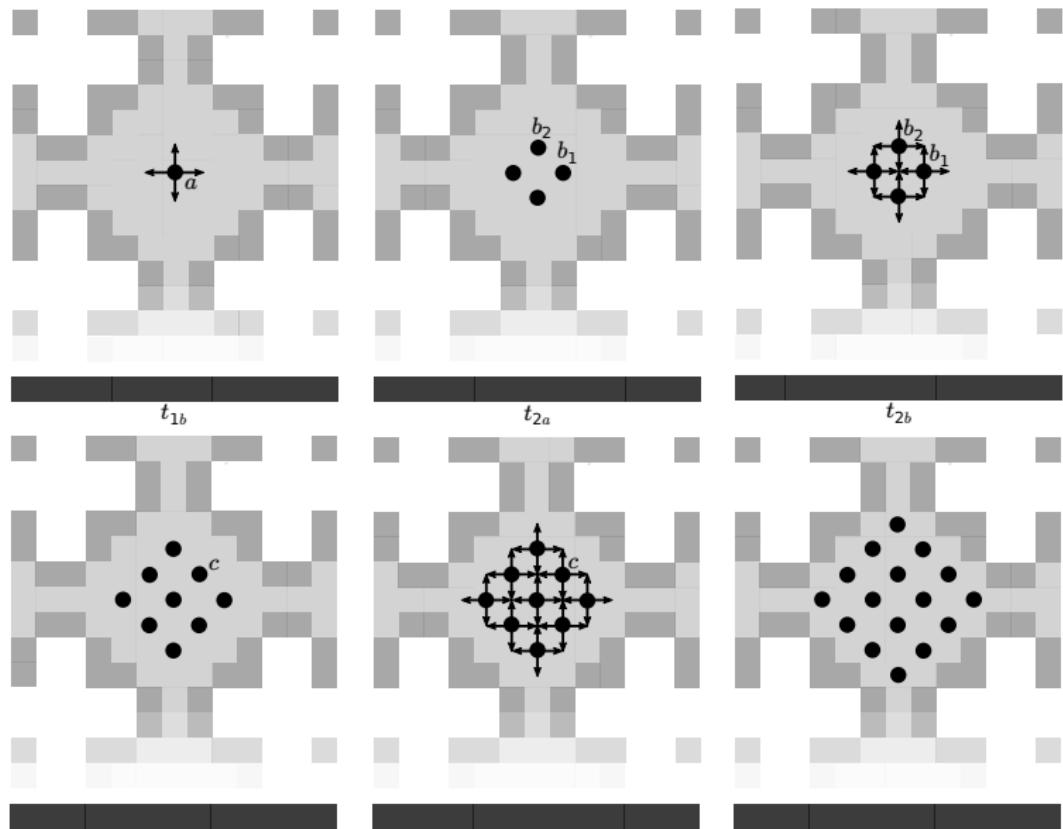
# Algoritmo propuesto para simulación

- **Python**: prototipado. No tipado.
- Programación **orientada a objetos**.
- Sólo válido para geometrías **bidimensionales**.
- Archivo de configuración.
- **Geometría en un archivo de imagen** de tipo PGM: Matriz de "Pixelles", escala de grises, según la función:
  - Pixelles **internos** al conductor.
  - Pixelles **interfaz**, con capacidad de *fringe*.
  - Pixelles **dieléctricos**.
  - Pixelles de **contorno** (superficies adaptadas, conductoras eléctricas y magnéticas, etc).

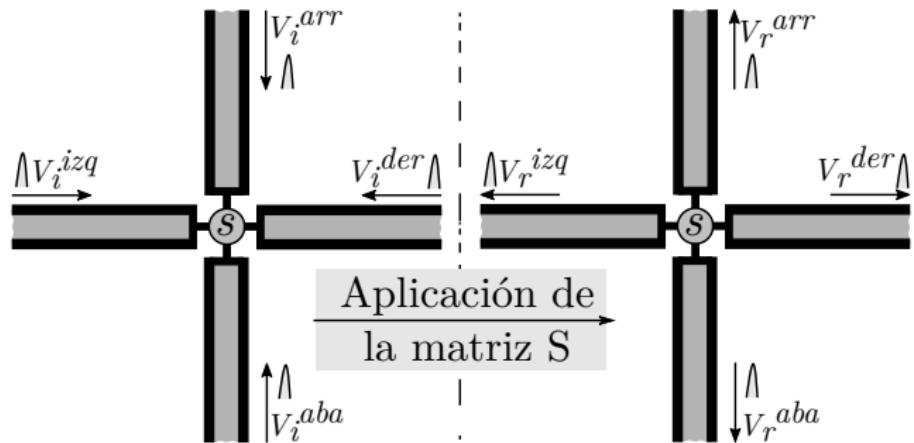
Discretización espacial  $\propto$  discretización temporal. Nyquist.

$$\Delta l = \frac{v_p}{2f}$$

# Proceso de cálculo

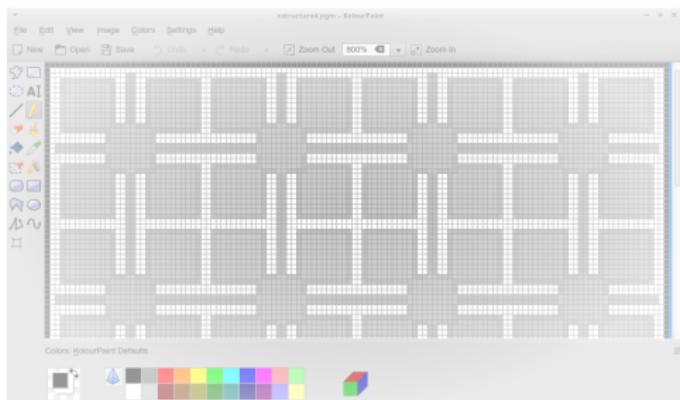


# Matrices de nodos

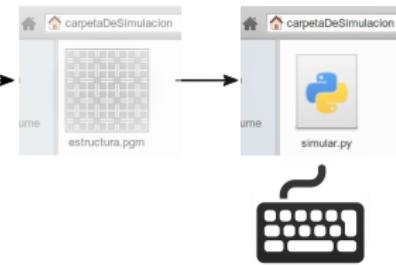


$$\begin{bmatrix} V_r^{izq} \\ V_r^{der} \\ V_r^{arr} \\ V_r^{aba} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{izq-izq} & s_{der-izq} & \dots & \dots \\ s_{izq-der} & s_{der-der} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ s_{izq-aba} & \dots & \dots & s_{aba-aba} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i^{izq} \\ V_i^{der} \\ V_i^{arr} \\ V_i^{aba} \end{bmatrix}$$

# Entradas del algoritmo



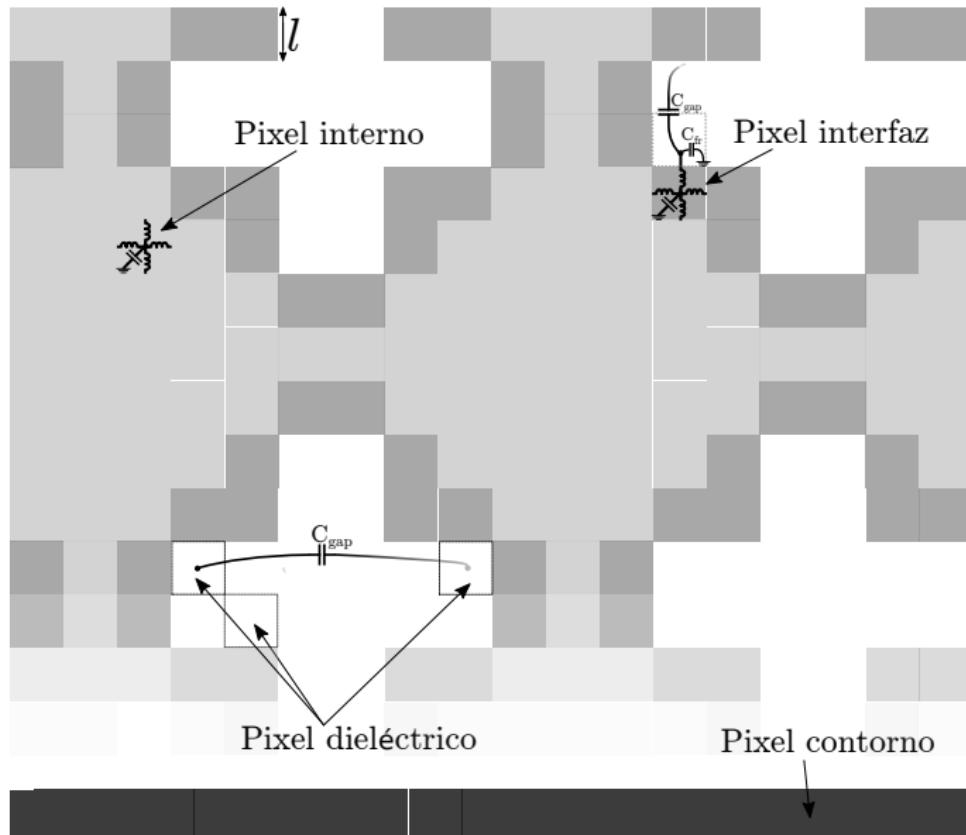
Creación de la estructura en un programa de dibujo



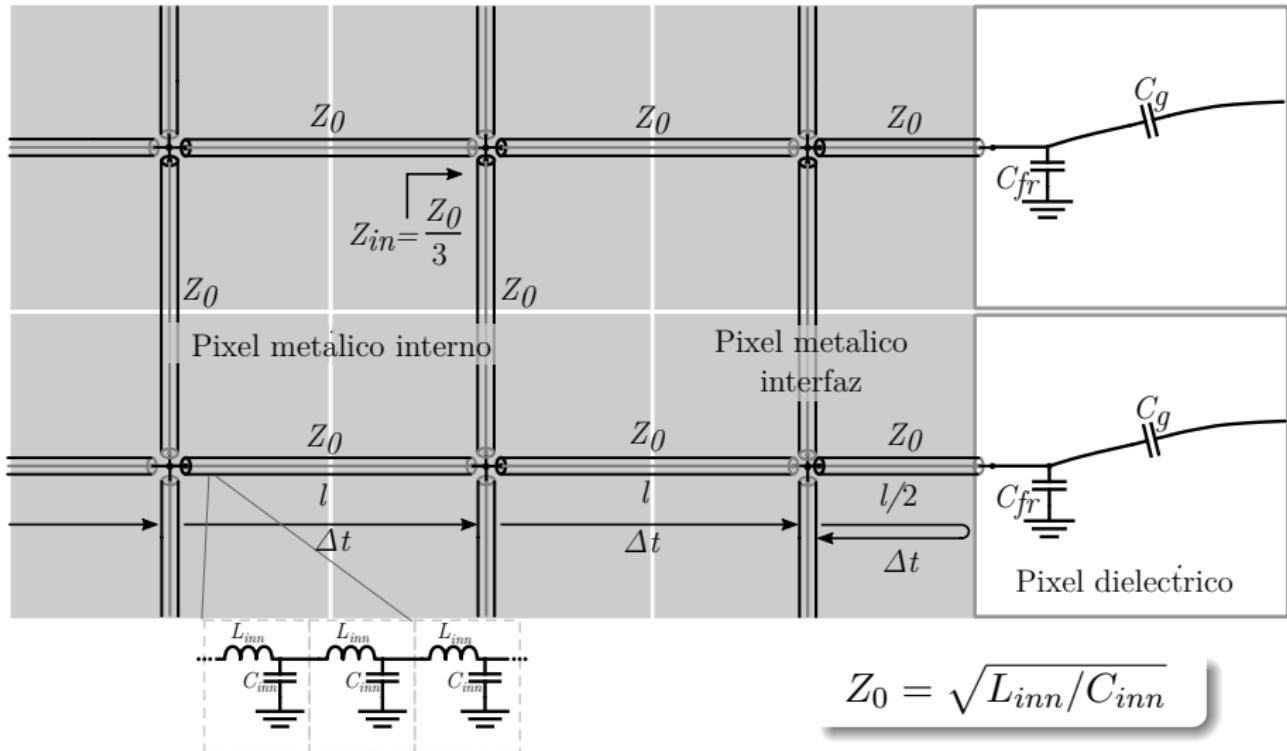
Establecimiento de variables de simulación:

- cantidad de mm representados por pixel.
- Tipo y amplitud de señal de entrada.

# Tipos de Pixel

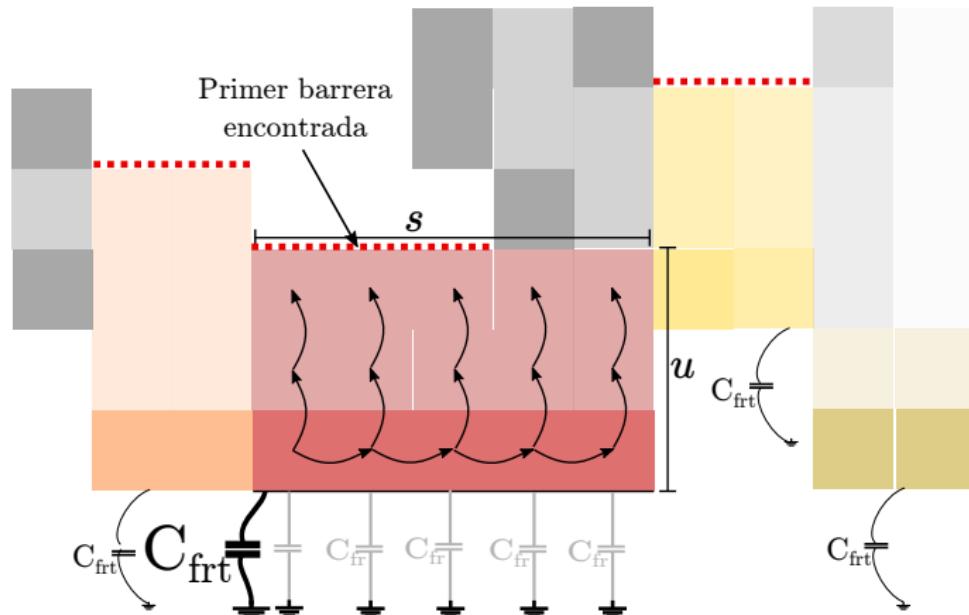


# Nodos unidos por líneas de transmisión



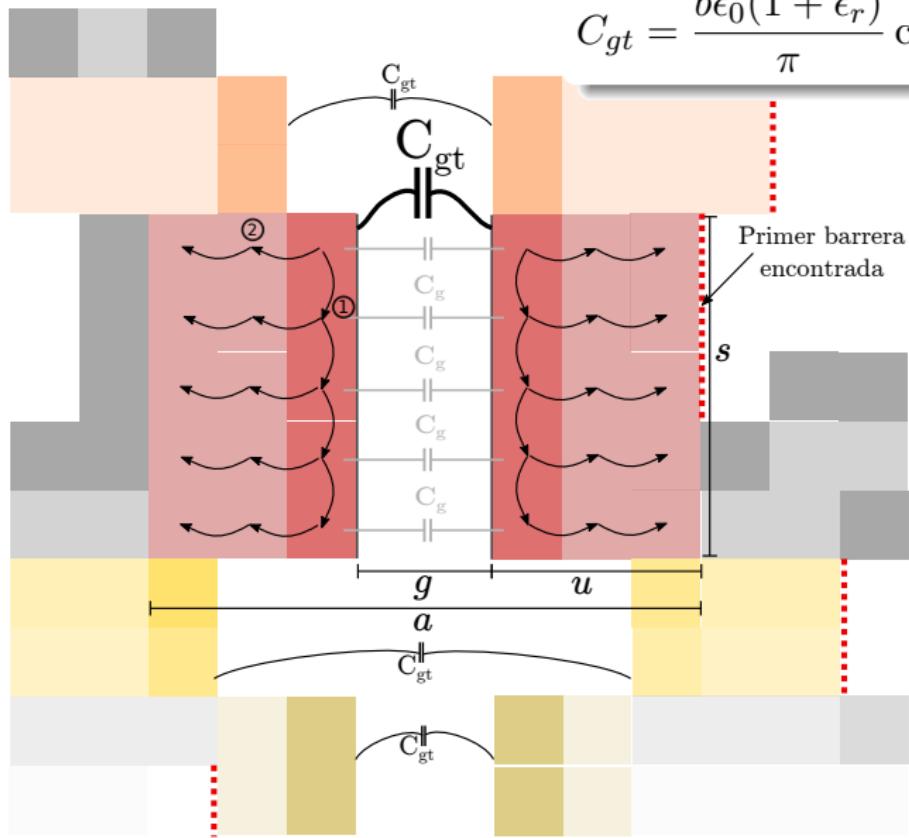
# Capacidad de *fringe*

$$C_{fr} = C' h 0,102 \frac{s/h + 0,106}{s/h + 0,264} \left( 1,166 + \frac{\epsilon_r + 1}{\epsilon_r} (0,9 + \ln(s/h + 2,475)) \right)$$

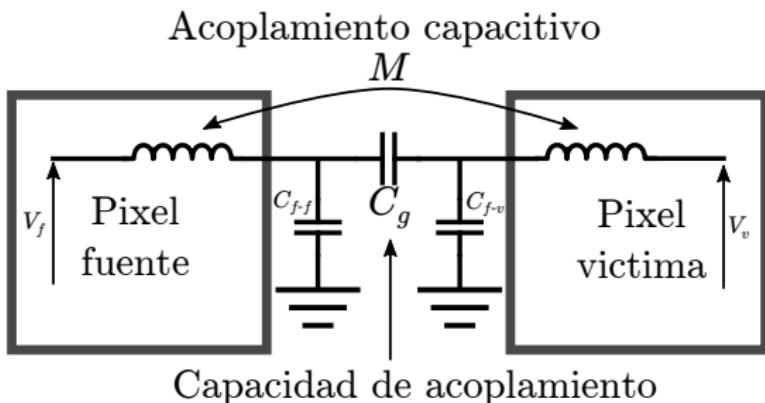
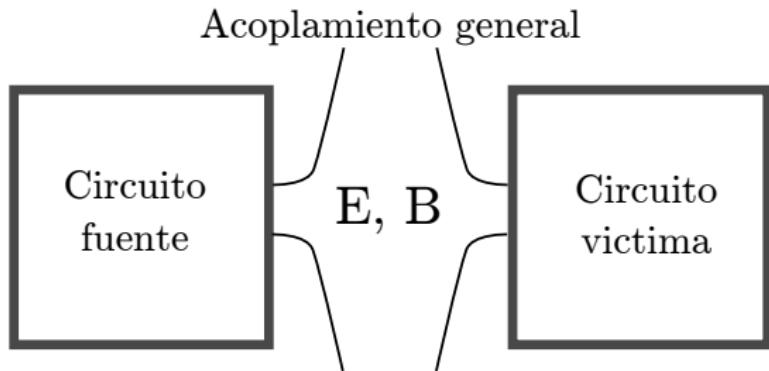


# Acoplamiento capacitivo

$$C_{gt} = \frac{b\epsilon_0(1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}(a/g)$$



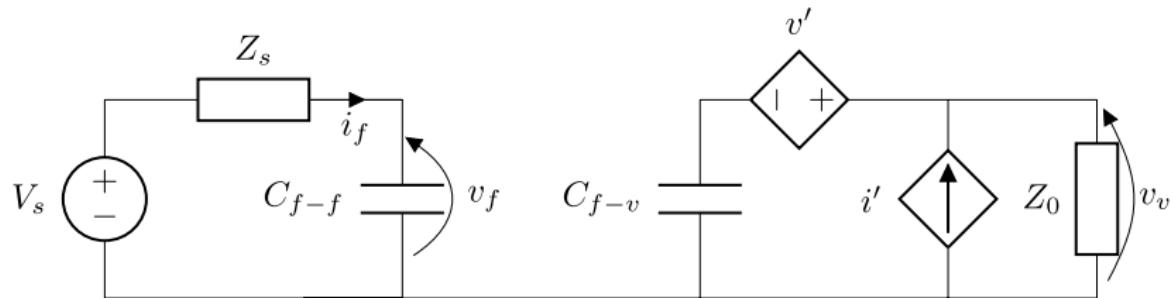
# Acoplamiento capacitivo



# Acoplamiento capacitivo

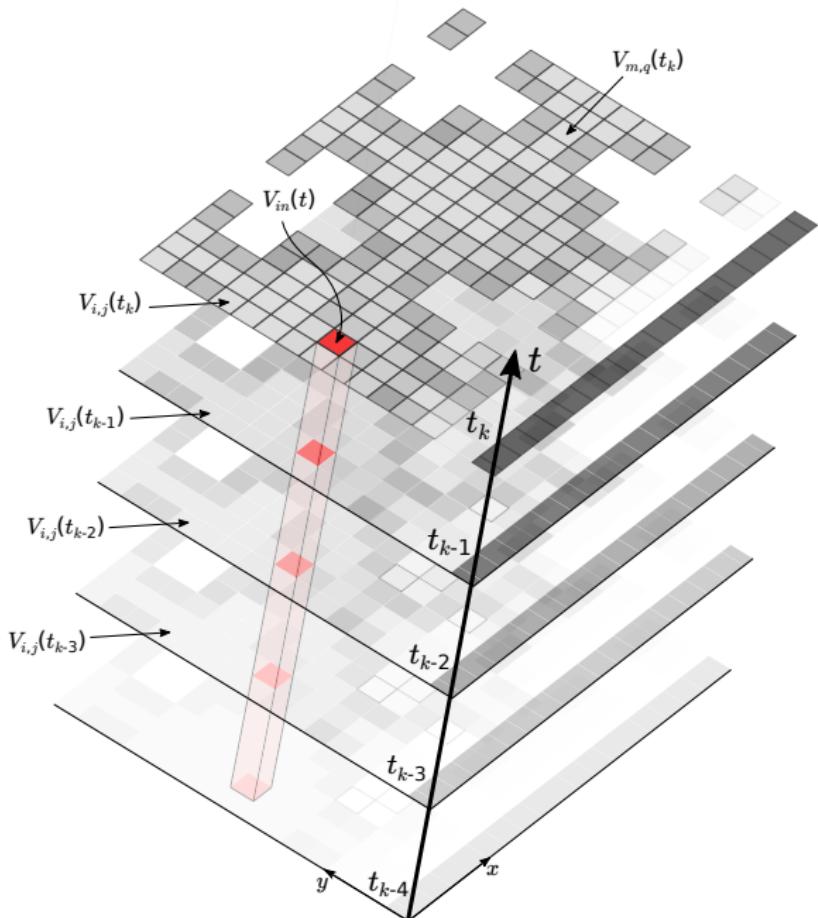
$$i' = j\omega C_g v_f$$

$$v' = j\omega M i_f \approx 0$$



$$v_v = v_{th} \frac{Z_0}{Z_0 + \frac{1}{j\omega C_{f-v}}} = v_f \frac{C_g}{C_{f-v}} \frac{Z_0}{Z_0 + \frac{1}{j\omega C_{f-v}}}$$

$$\rho = \frac{|1/(j\omega C_{f-f})| - Z_0}{|1/(j\omega C_{f-f})| + Z_0}$$



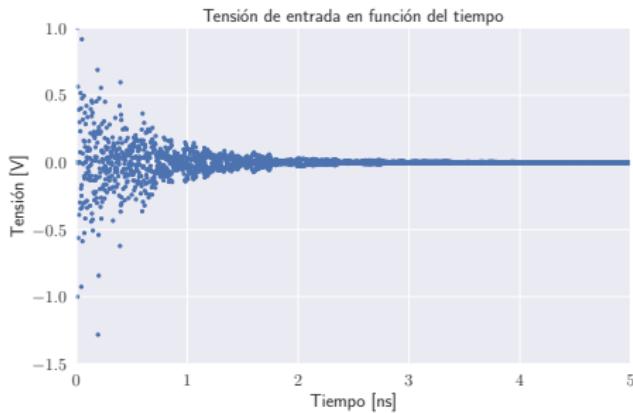
**Salida:**  
Matriz  
tridimensional.

Análisis en  
frecuencia a  
partir de FFT.

# Resultado para la celda de Yang

VideoA

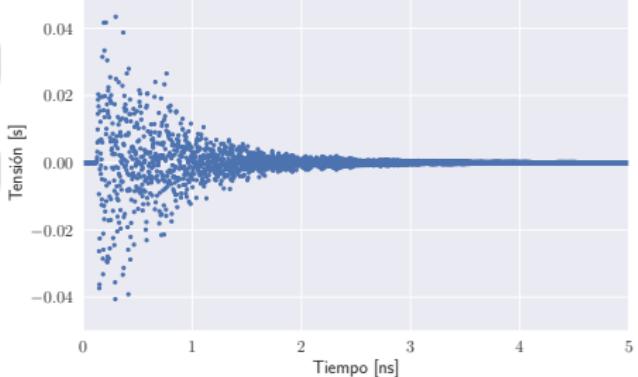
VideoB



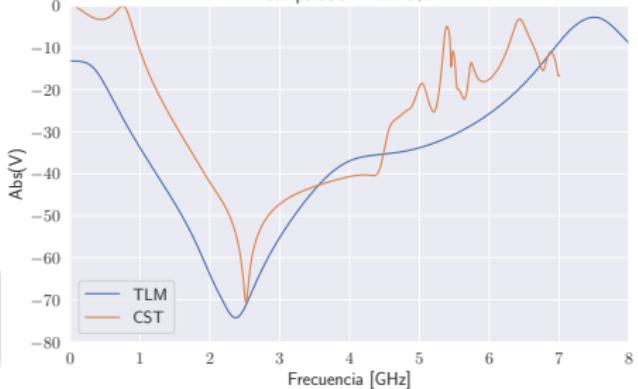
Entrada:  $\delta_k$  en tiempo  $t = 0$ .

Tiempos subsiguientes: nodo libre.

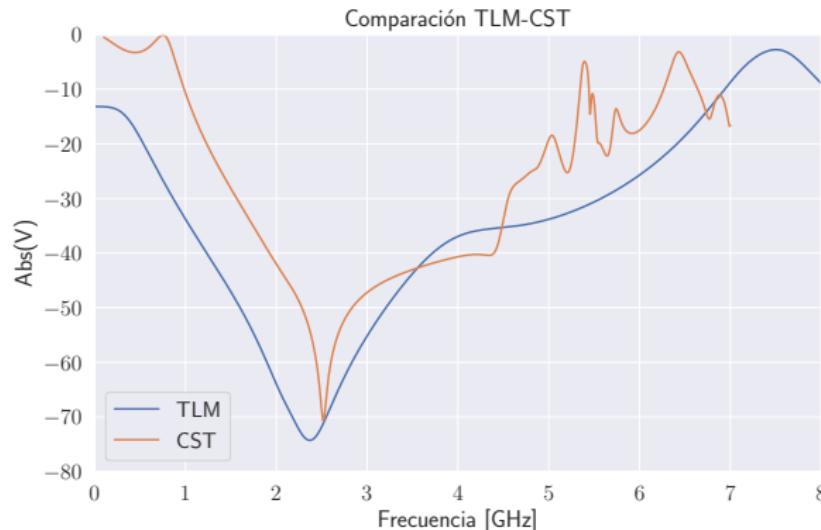
Tensión de salida en función del tiempo



Comparación TLM-CST



# Posibles causas de error



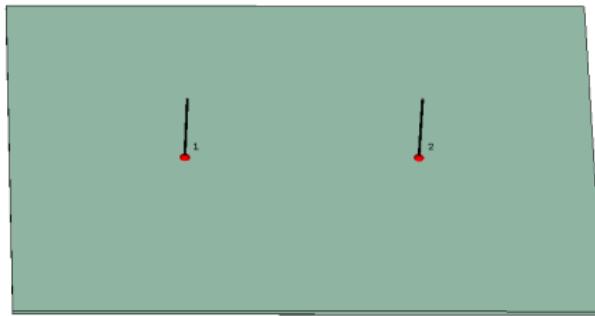
- La **impedancia** adoptada en cada nodo es válida sólo para una frecuencia.
- Error propio del uso de **fórmulas** empíricas.

- No se consideró la **fase** de  $\rho$ . Modelo de  $C_f$  incompleto.
- **Mallado (1)**: Sólo rectangular y equiespaciado.  
**Efectos de borde** no tenidos en cuenta.
- **Mallado (2)**: Frente de ondas plano. Celdas en **diagonal**.

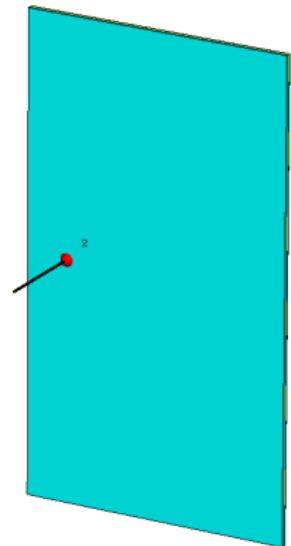
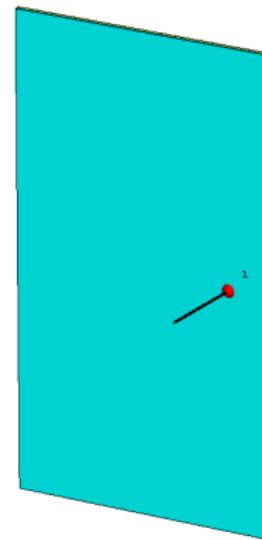
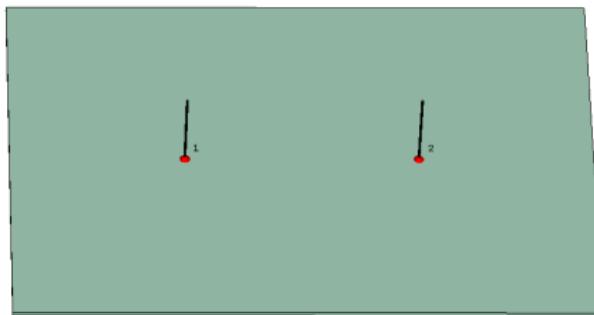
# Aplicación a conjuntos de antenas

- 1 Presentación del problema
- 2 Conceptos básicos de electromagnetismo
- 3 Fundamentos de EBGs
- 4 Modelado numérico de estructuras EBG
- 5 Aplicación a conjuntos de antenas
  - Monopolos
  - Microstrip
- 6 Conclusiones y propuestas

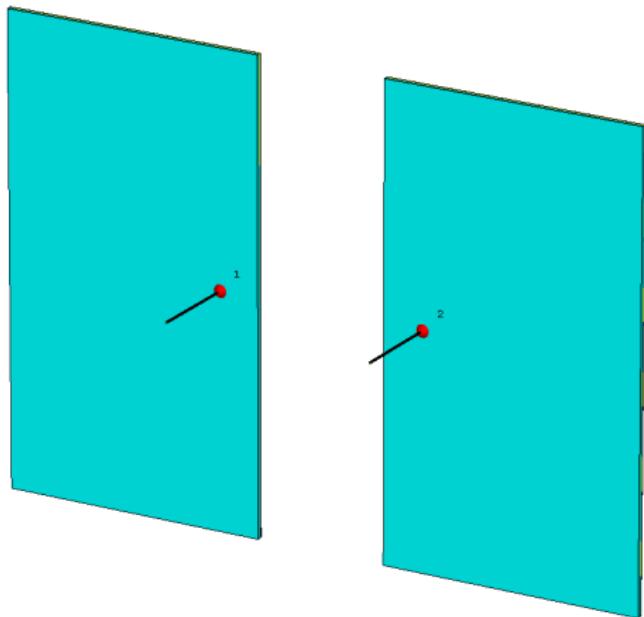
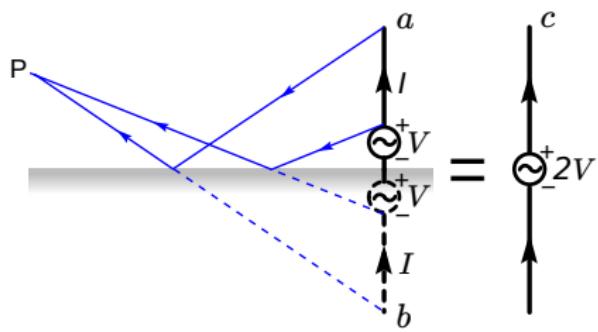
# Comportamiento de conjuntos de monopolos



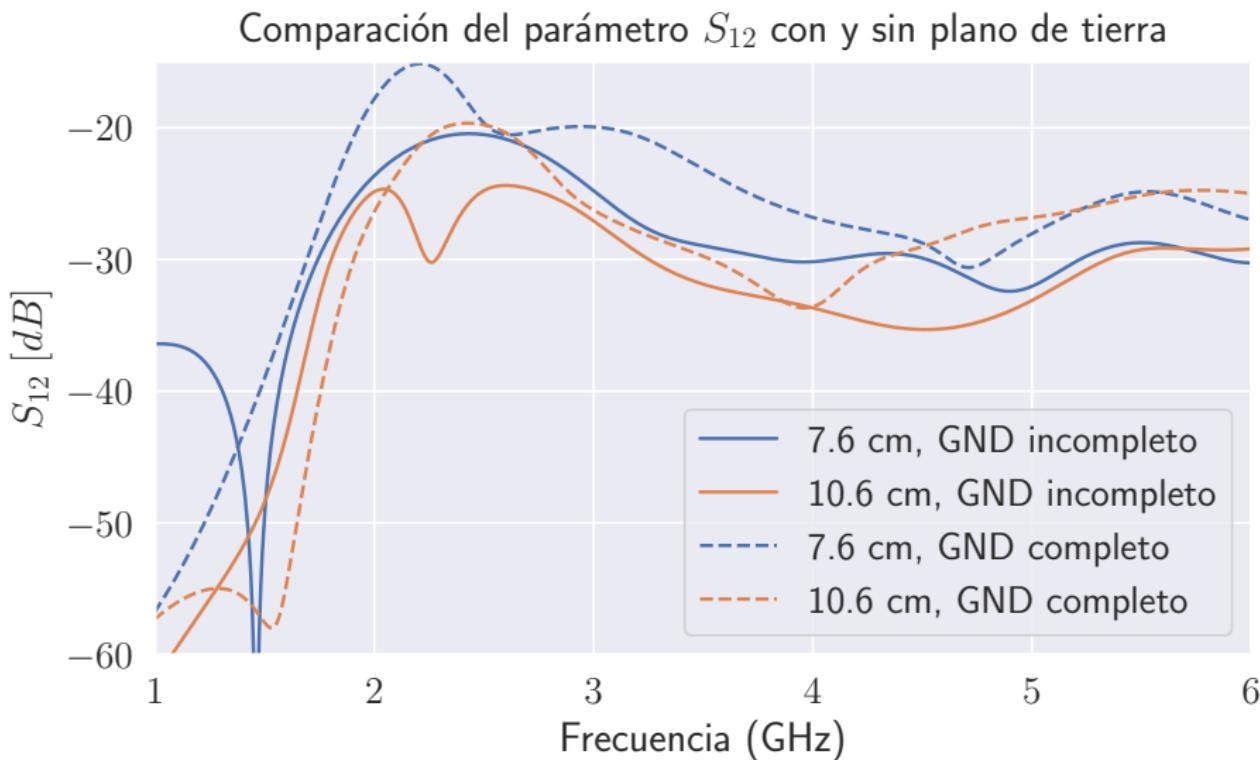
# Comportamiento de conjuntos de monopolos



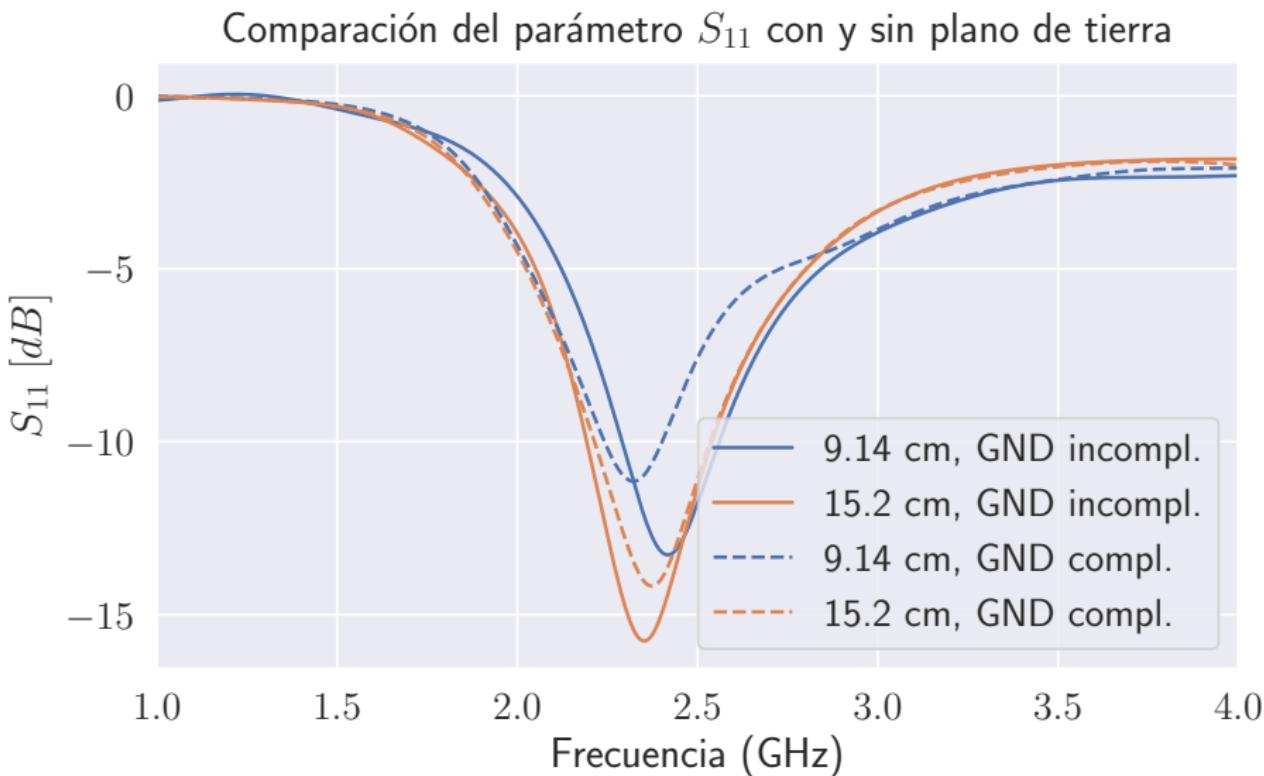
# Comportamiento de conjuntos de monopolos



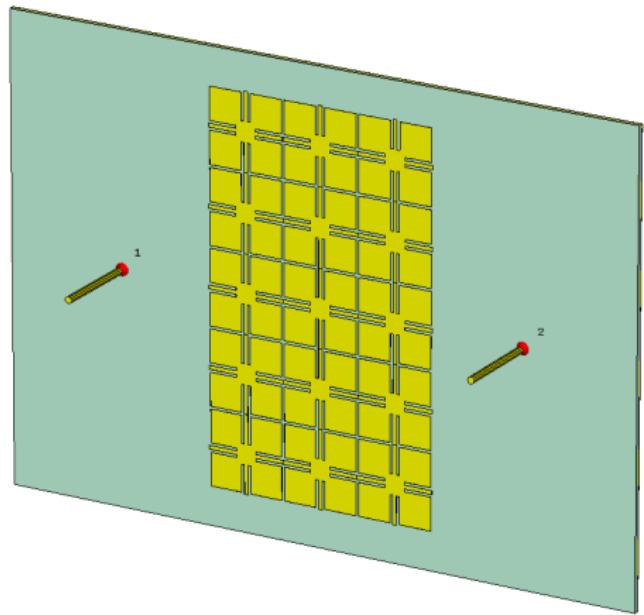
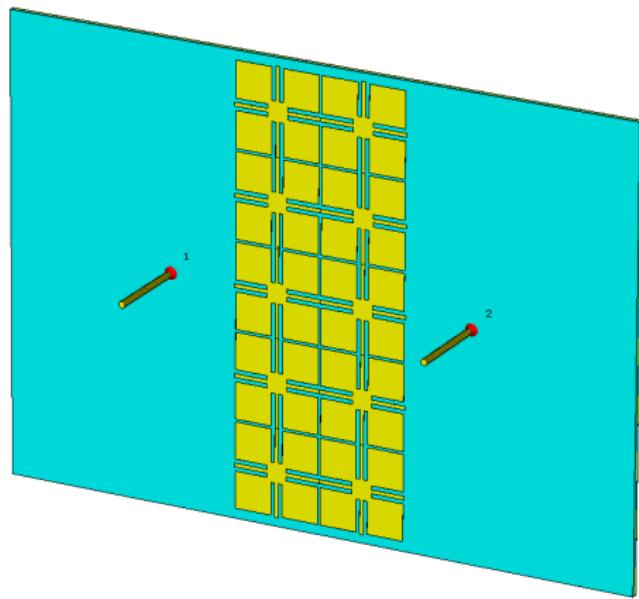
# Comportamiento de conjuntos de monopolos



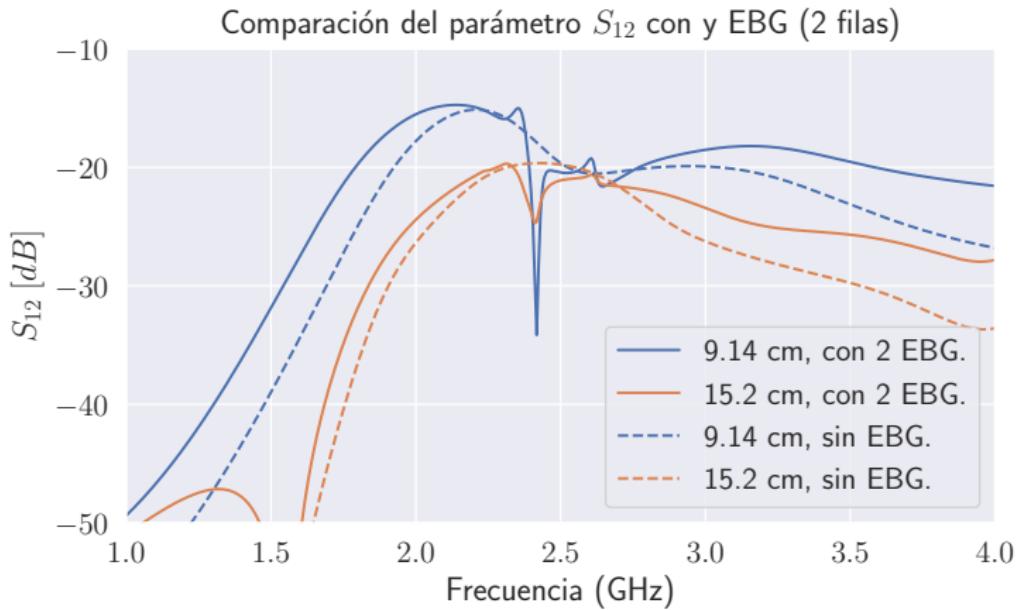
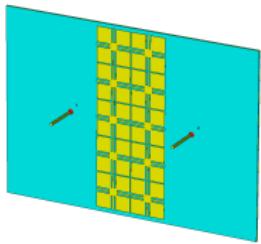
# Comportamiento de conjuntos de monopolos



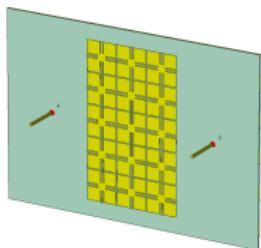
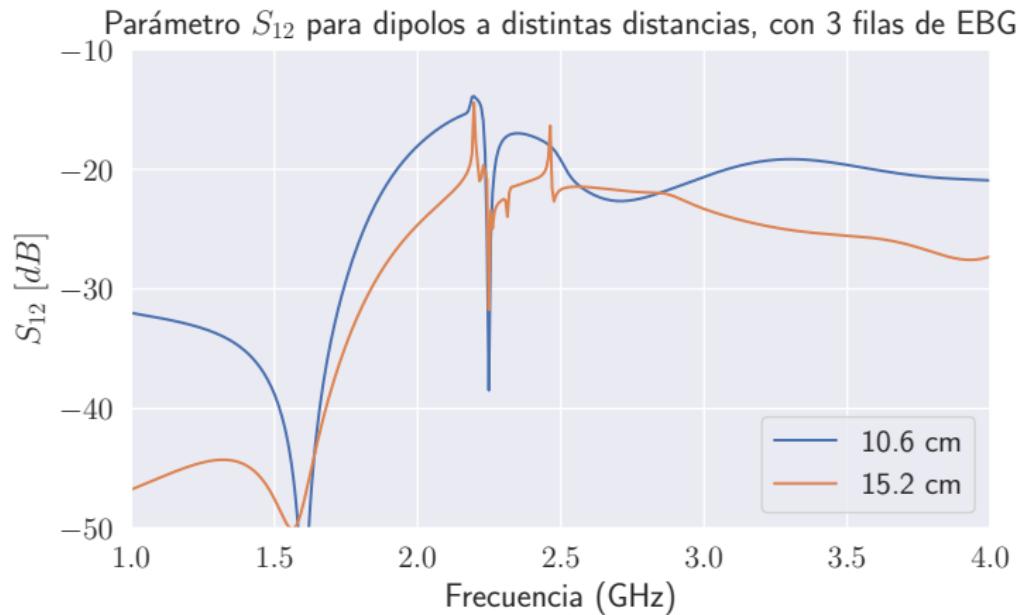
# Comportamiento de conjuntos de monopolos con EBG



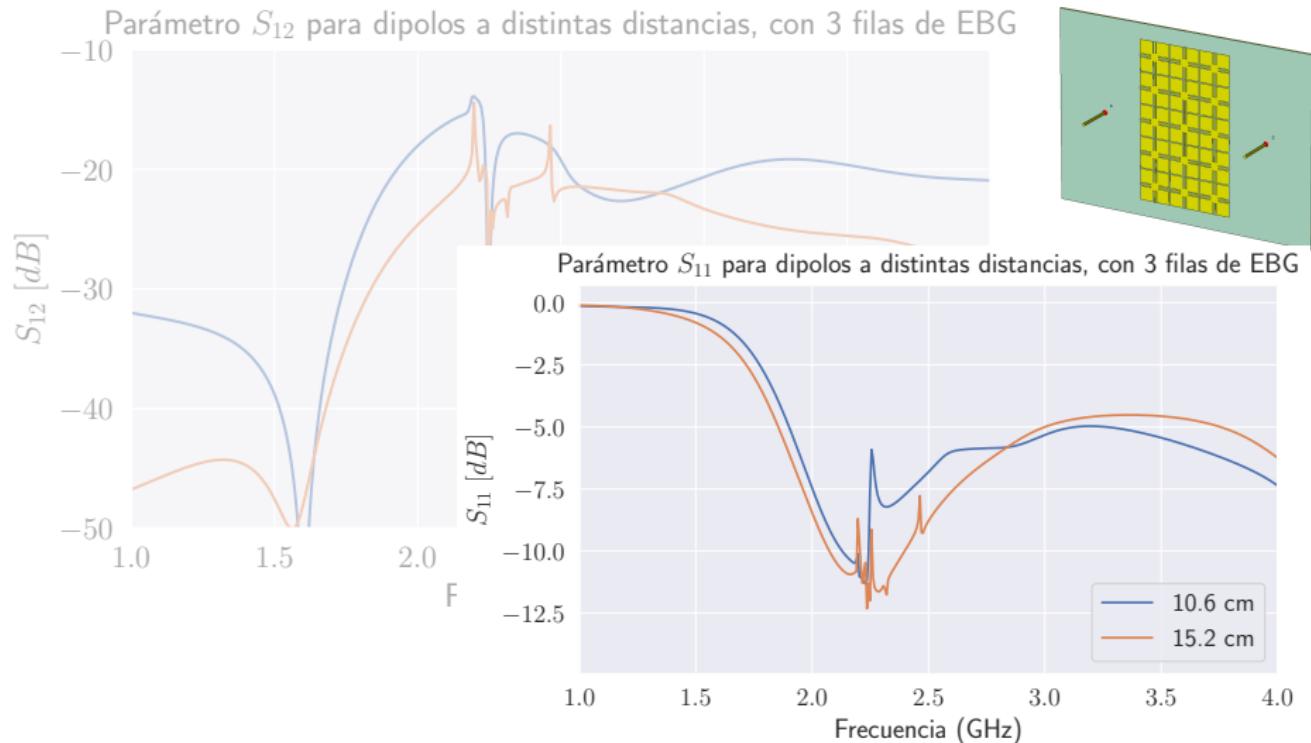
# Comportamiento de conjuntos de monopolos con EBG



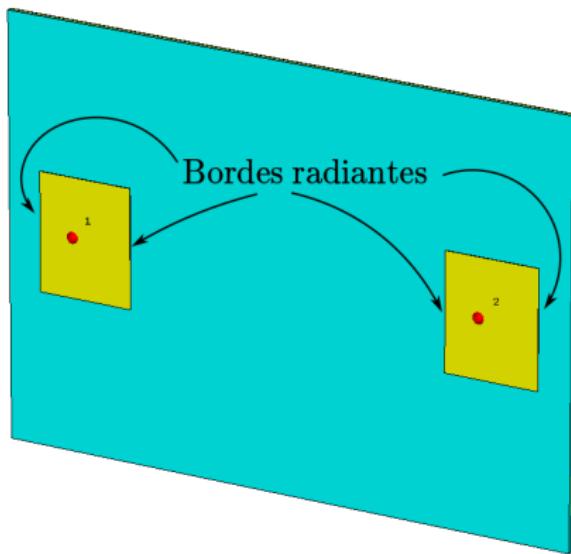
# Comportamiento de conjuntos de monopolos con EBG



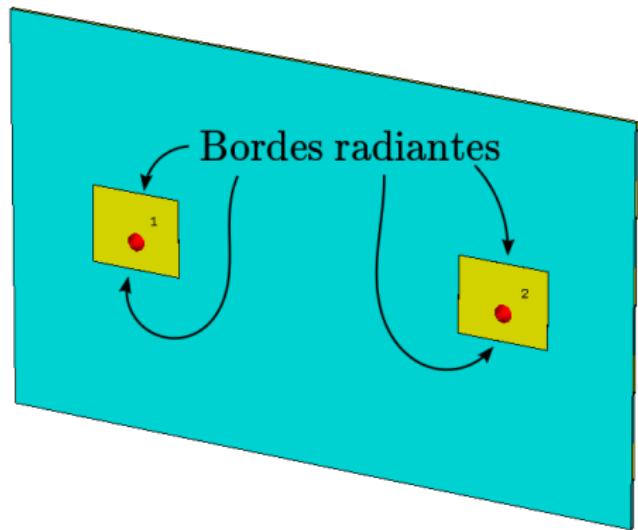
# Comportamiento de conjuntos de monopolos con EBG



# EBGs en conjuntos de antenas *microstrip*



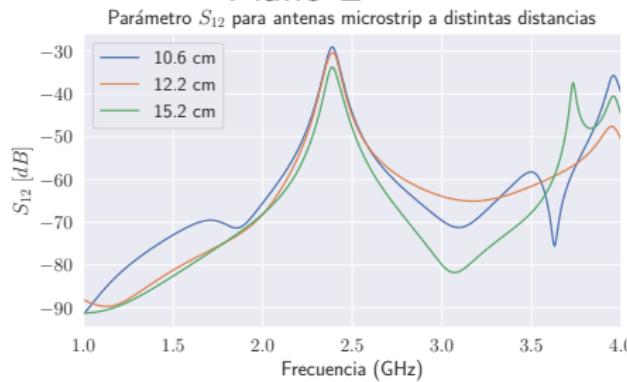
Plano H



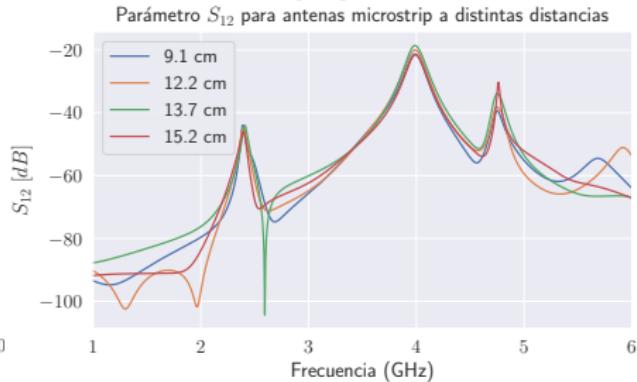
# EBGs en conjuntos de antenas *microstrip*

Sin EBG

## Plano E

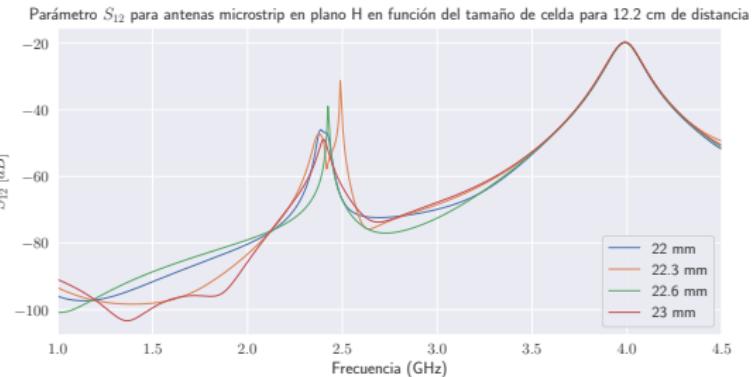
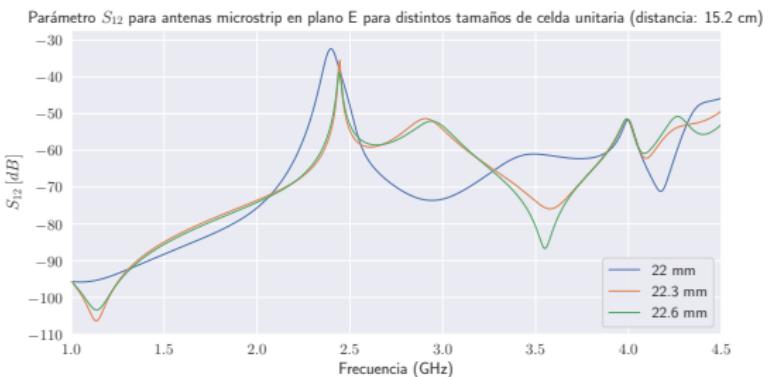


## Plano H



# EBGs en conjuntos de antenas *microstrip*

Con 3 filas de EBG



# Conclusiones

- Las estructuras *microstrip* producen ondas de superficie con polarización TM.
- Existen diversas técnicas para controlarlas: División del plano de tierra, estructuras DGS, escalones de permitividad, EBGs.
- La aplicación de EBGs no consiste únicamente en el agregado post-diseño de una estructura. Debe diseñarse la antena y la estructura al mismo tiempo.
- La obtención de resultados analíticos en el análisis de estructuras EBG de tecnología *microstrip* es casi imposible. Se utilizan técnicas numéricas, simulaciones de onda completa, que requieren mucho tiempo. Se presentaron dos alternativas:
  - Modelado circuital, cuyas sucesivas mejoras deriva en un modelo de líneas de transmisión.
  - Modelado con variación de TLM bidimensional. Bajo costo computacional. Implementación compleja.
- El acoplamiento por ondas de superficie no es único tipo de acoplamiento.

# Trabajos futuros

- Medición de estructuras EBG, con y sin antenas.
- Implementar el algoritmo de TLM, aplicando soluciones a los problemas descriptos, y en un lenguaje eficiente.
- Estudio de estructuras multibanda.
- Miniaturización (Peano, Hilbert, etc).

*Muchas gracias.*

*¿Preguntas?*