

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](mailto: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

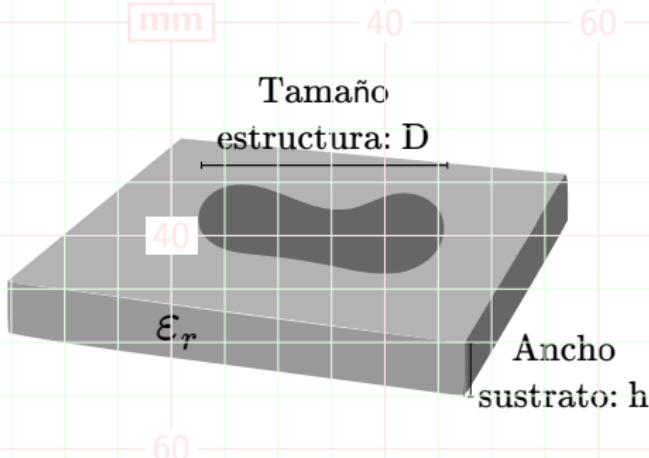
- Propagación de ondas de superficie.
- Estructuras periódicas.  
40
- Comportamiento de EBGs uniplanares.
- Modelo circuital equivalente de una celda unitaria.
- Programa de simulación en el dominio del tiempo.  
60
- Introducción al uso de EBGs en antenas.

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.

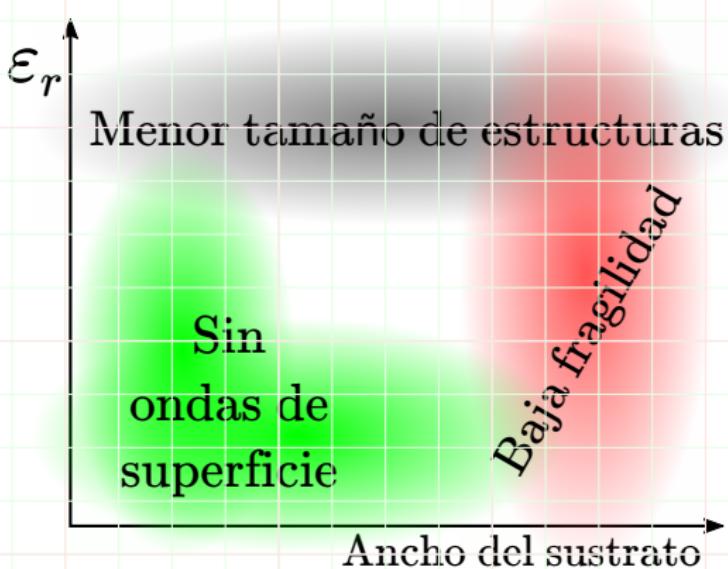
# Problemas de las estructuras *microstrip*

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

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

Las ondas de superficie:

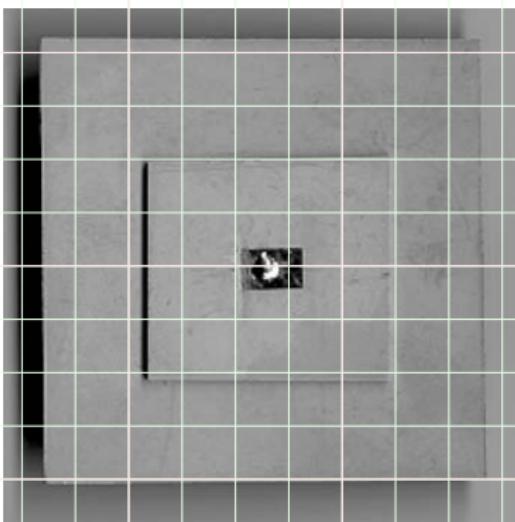
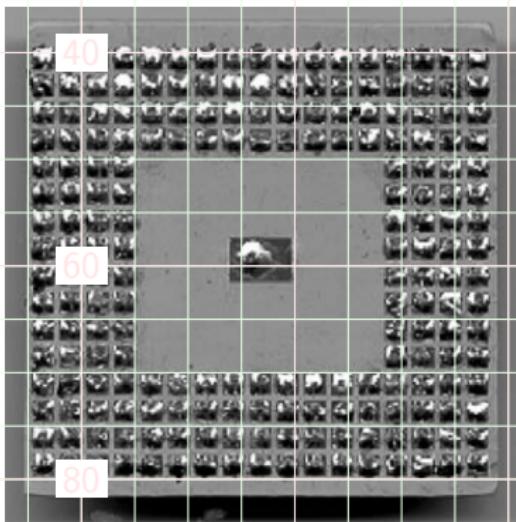
- $\downarrow$  potencia radiada.
- $\uparrow$  acoplamiento.
- Diagrama de radiación:  
 $\uparrow$  lóbulos secundarios.



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

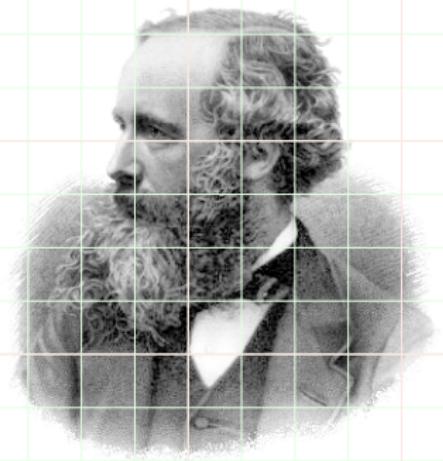
# Ecuaciones de Maxwell

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

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

Si:

- No hay dispersión. ( $\epsilon$  y  $\mu$  independientes de  $\omega$ ).
- 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  $\sigma$  independiente del campo eléctrico aplicado, se cumple la Ley de Ohm:

60

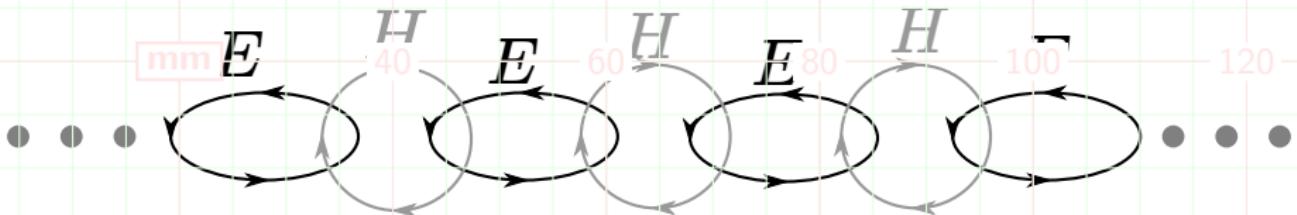
$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \Rightarrow \mathbf{D} = \left( \epsilon' - j\epsilon'' - j\frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E}.$$

## Tangente de pérdidas

80

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

# Ondas electromagnéticas (I)



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

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

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

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

# 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

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

60 **elocidad 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.

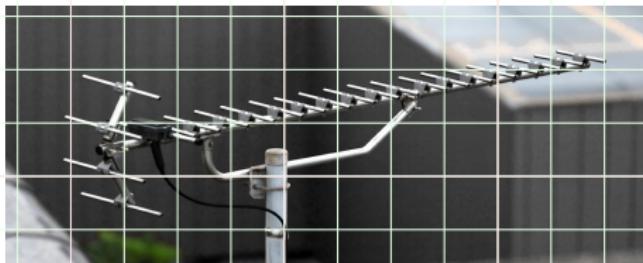
**Objetivo:** Recibir y transmitir energía eficientemente.

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<sup>mm</sup>s

40

50

80

100

120

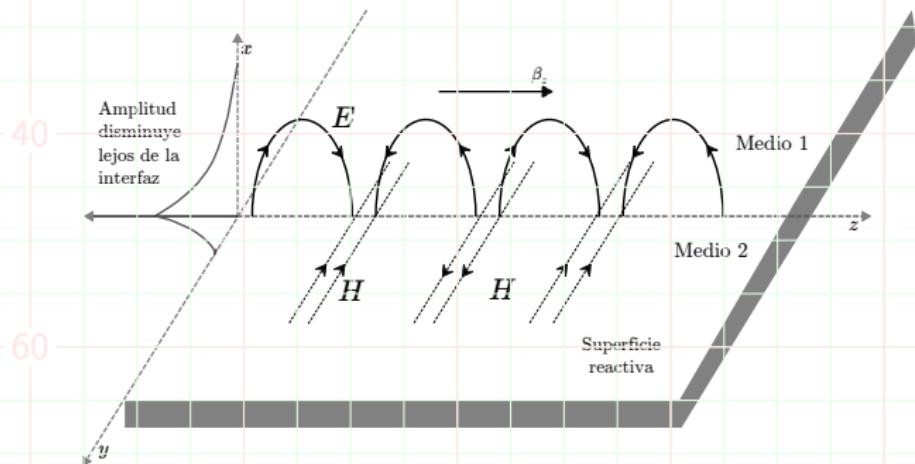
- Acoplamiento espacial entre elementos por onda espacial ( $\downarrow \propto 1/\rho$ ).
- Acoplamiento espacial por onda de superficie ( $\downarrow \propto 1/\sqrt{\rho}$ ).
- Acoplamiento por red de alimentación (alimentación no independiente).  
<sup>40</sup>

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

# 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.

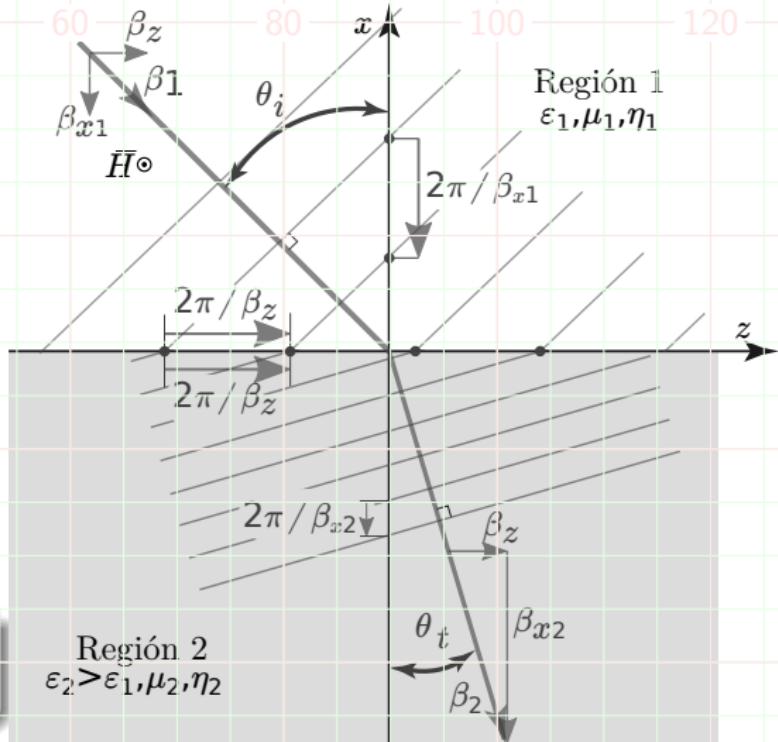
# Ondas de Zenneck

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

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

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

$\gamma$  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

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

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

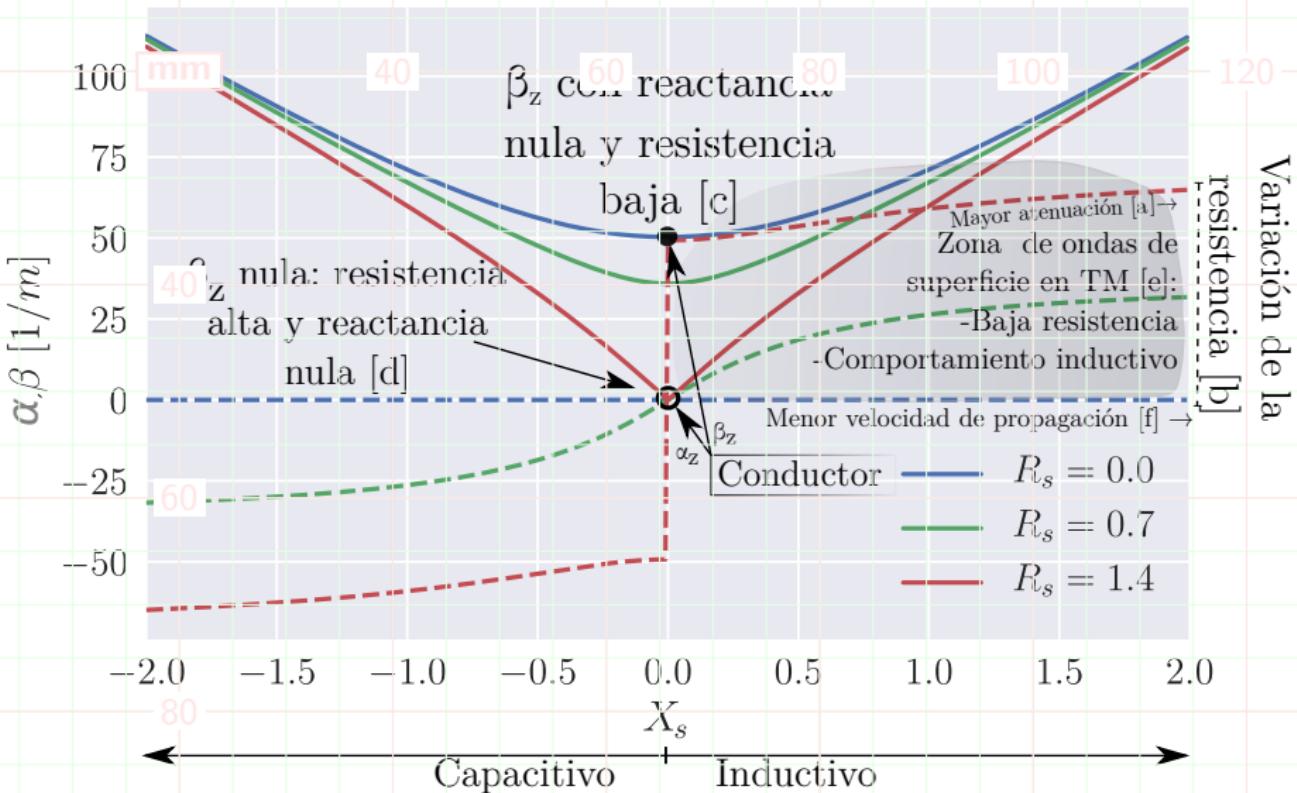
TE

60

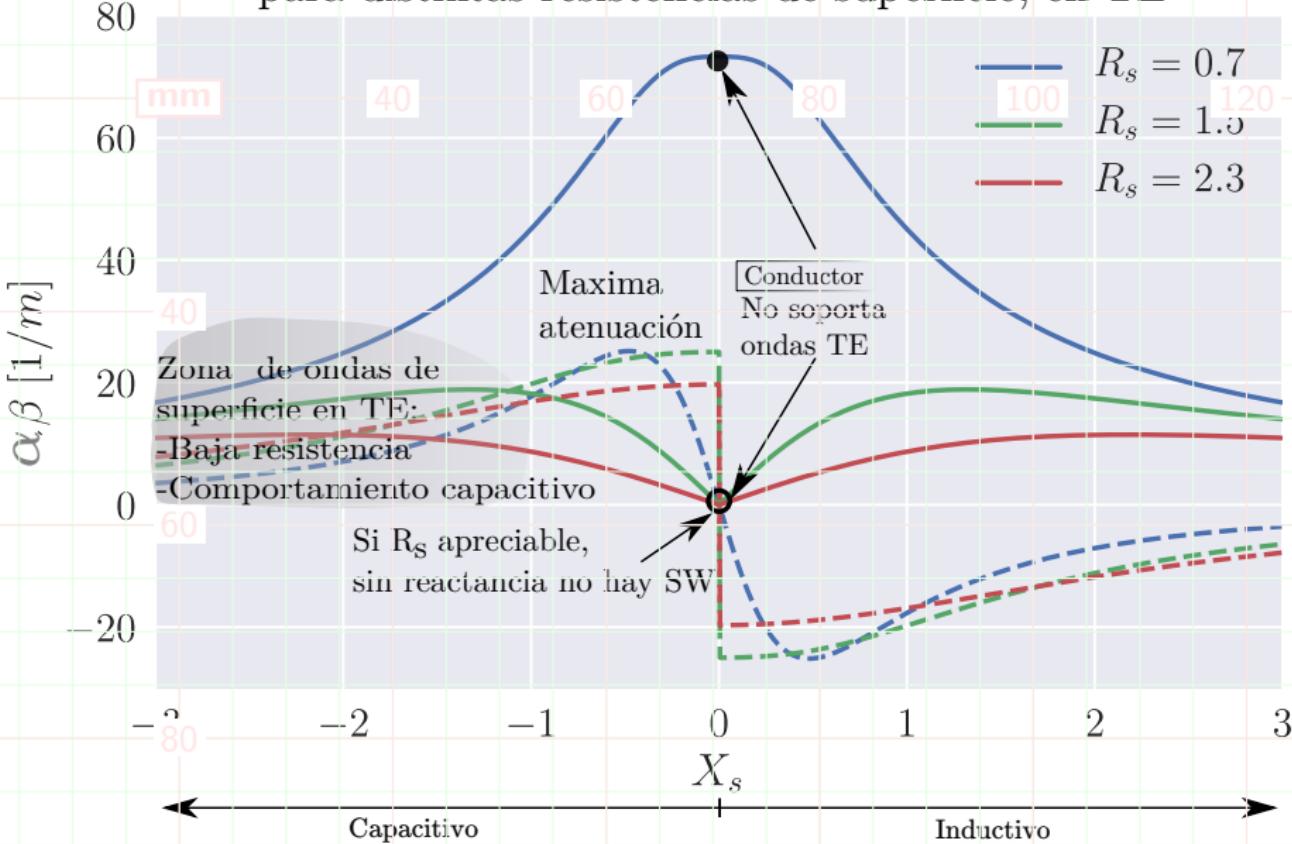
$$\gamma_{x_1} = -\frac{\gamma_1}{Z_s} = -\gamma_1 \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2} - j \frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2},$$

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

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

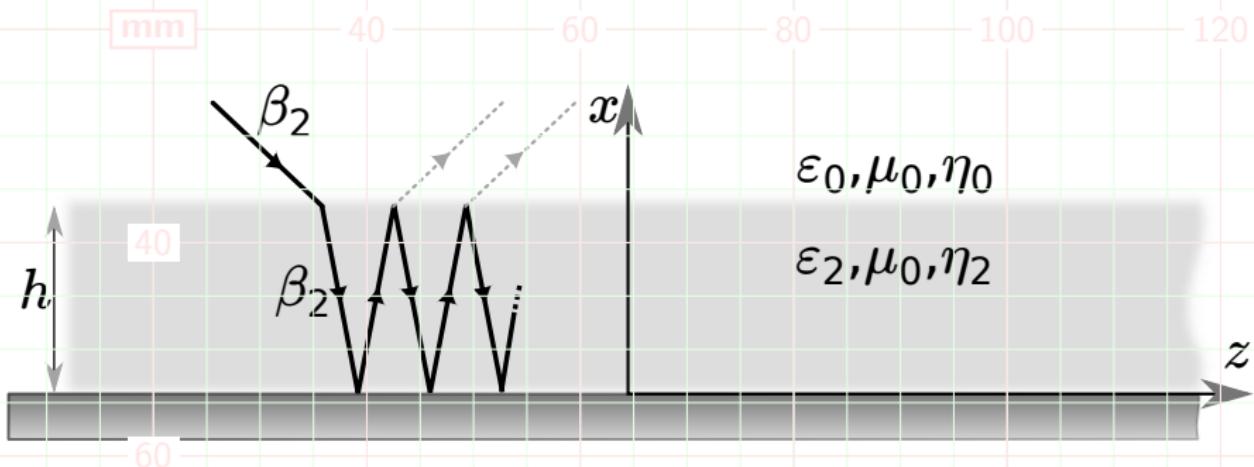
- Comportamiento **capacitivo**.
- Resistividad baja.

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

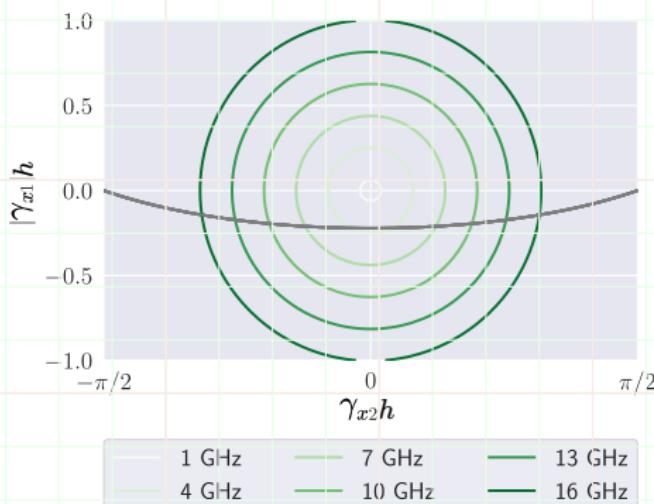
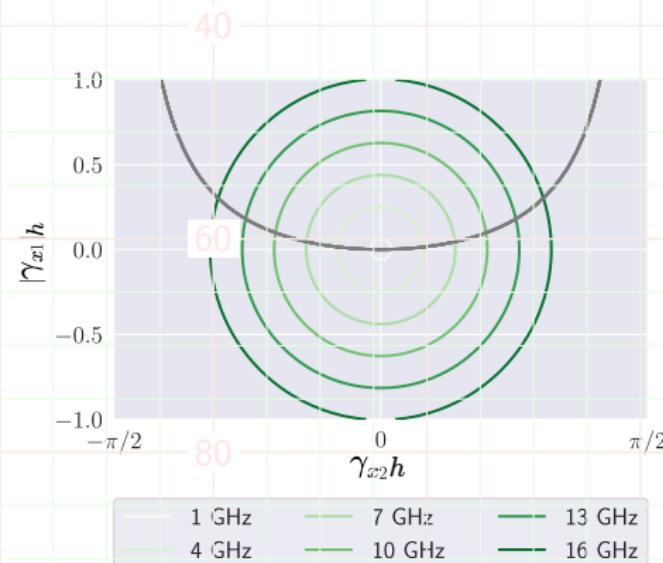
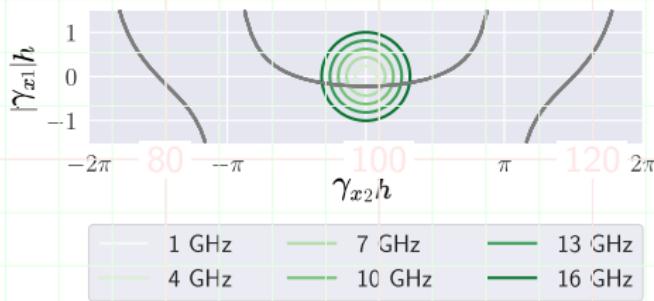
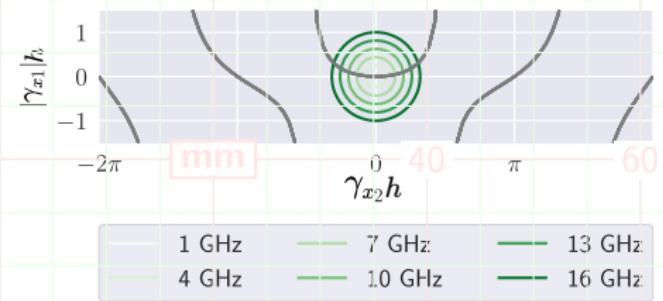


Caso TM:

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

Caso TE:

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



# Impedancia de superficie: GND+FR4

mm

40

60

80

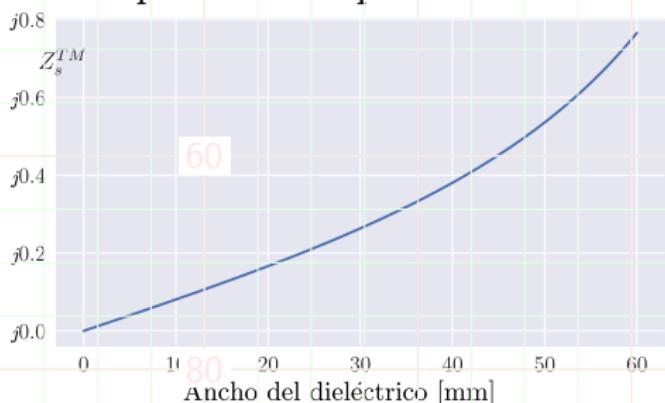
100

120

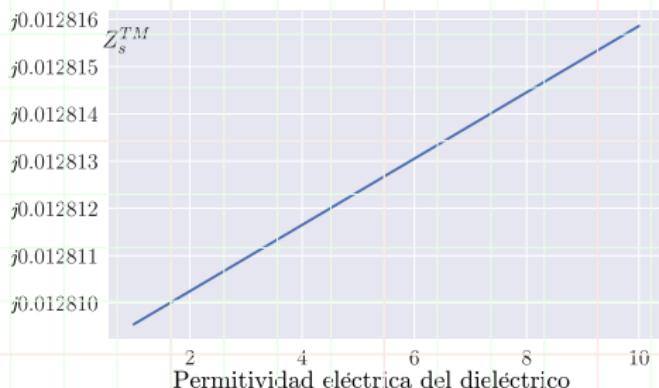
$$Z_s^{TM} = j \frac{\cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(\gamma_2 h \cos \theta_t) = j \frac{\cos \theta_t}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(\omega \sqrt{\epsilon_r \mu_0 \epsilon_0} h \cos \theta_t)$$

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

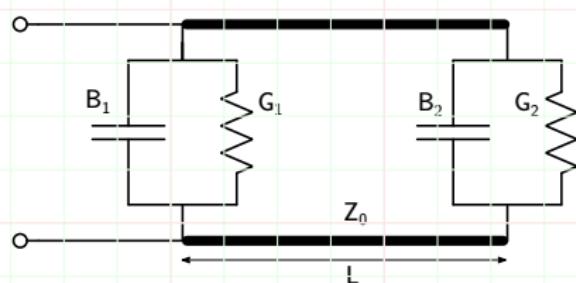
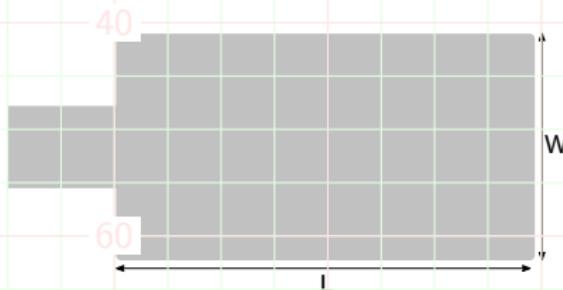
60

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  $Z_0$ .



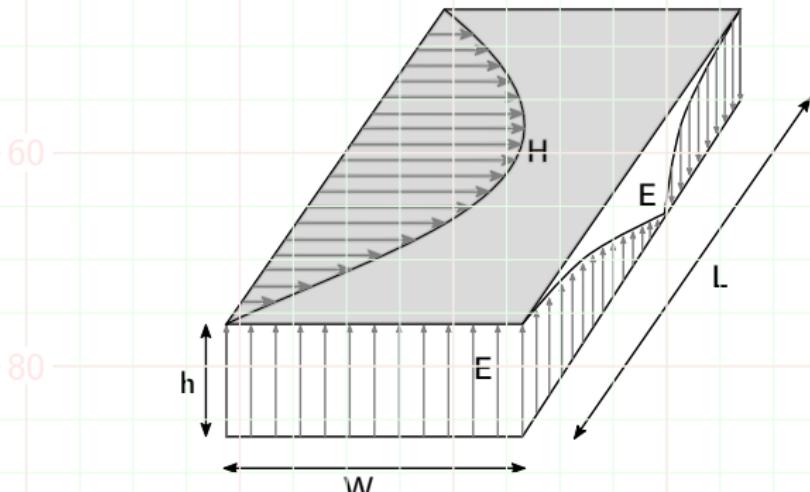
*Fringing:* Considerado mediante el uso de una  $L_{eff} = L + 2\Delta L$ .

80

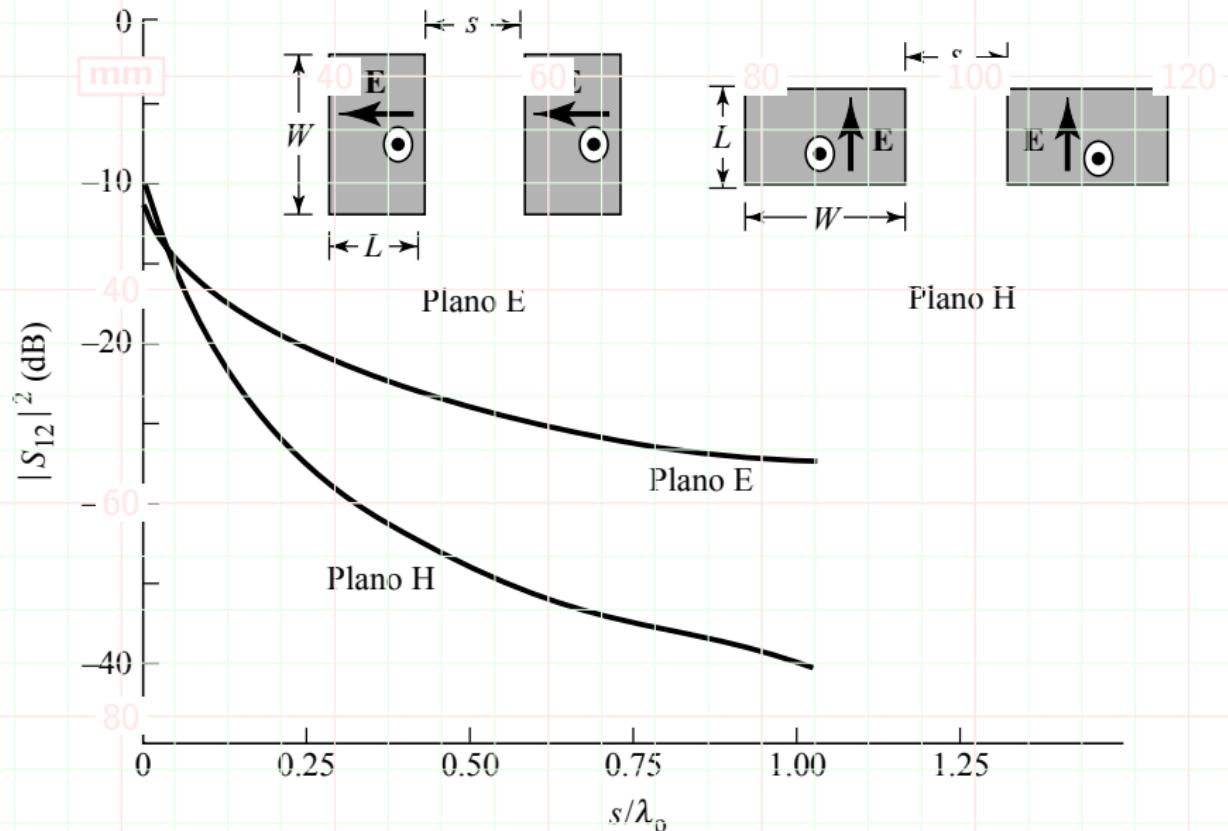
# Modelo de cavidades multimodo

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

50

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

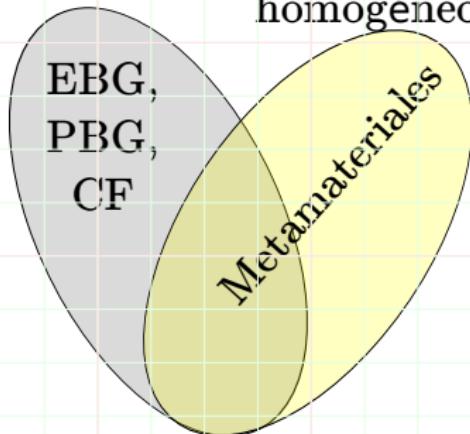
Estructuras artificiales con capacidades para controlar (en general, atenuar) ondas electromagnéticas en un **rango de frecuencias** a partir de la **variación periódica** en el espacio de las propiedades del medio respecto de la propagación electromagnética.

80 100 120

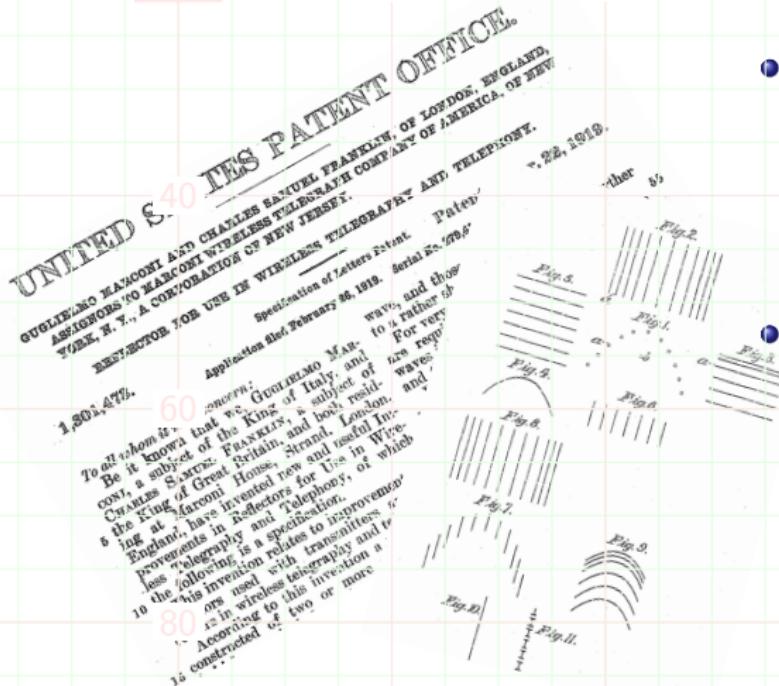
## Periódicos

EBG,  
PBG,  
CF

Efectivamente  
homogéneos



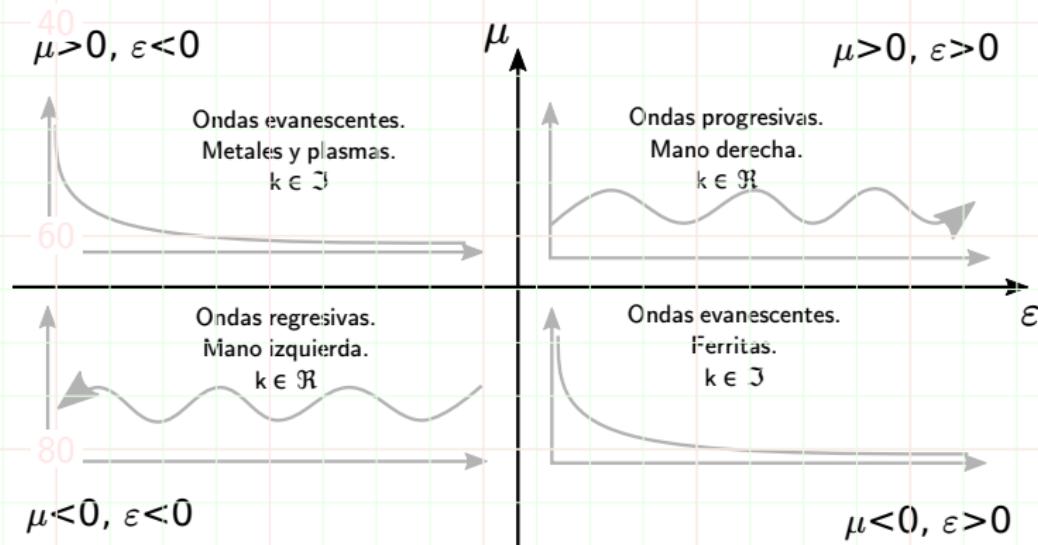
# Reseña histórica



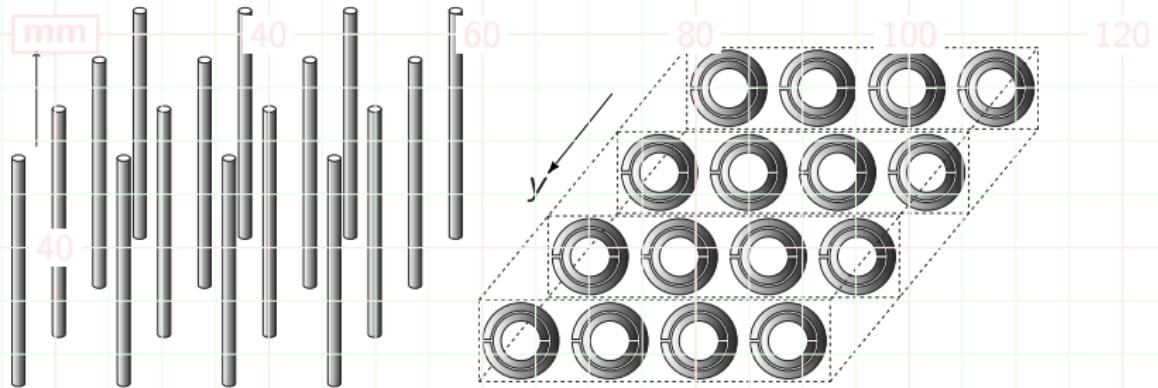
- Fines del siglo XVIII:  
**Rittenhouse** observó que algunos colores desaparecían cuando se veía luz a través de un pañuelo.
- 1919: **Guglielmo Marconi**, **Charles Samuel Franklin**: Conductores horizontales como superficie reflectiva para cierta frecuencia (¿Primer FSS?)

# 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  $\gamma$  en un medio periódico.
- 1968: Viktor Veselago: Descripción teórica de LHS, velocidad de grupo antiparalela a la velocidad de fase.

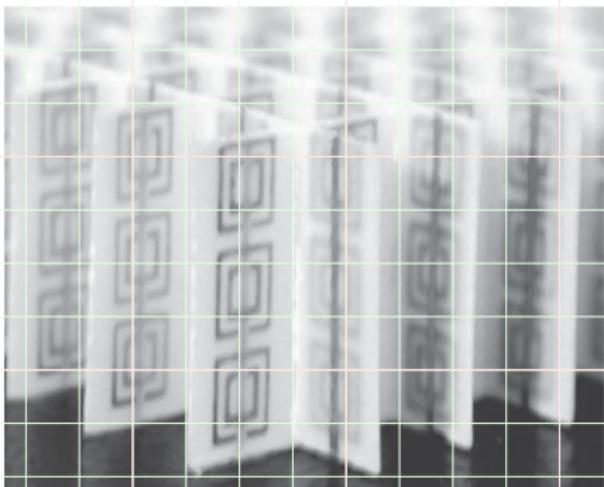
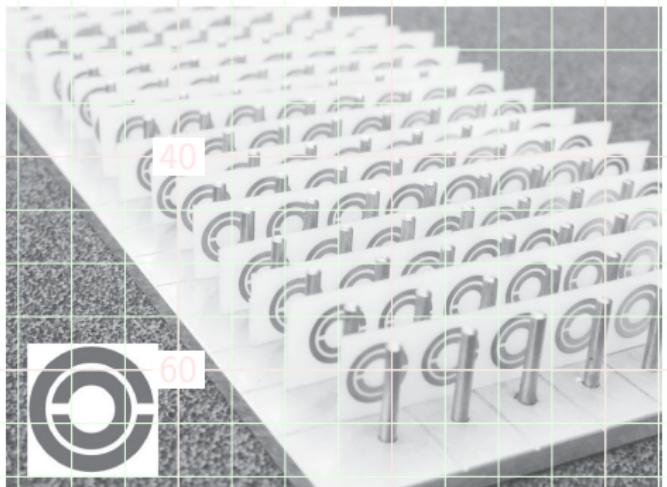


# Reseña histórica



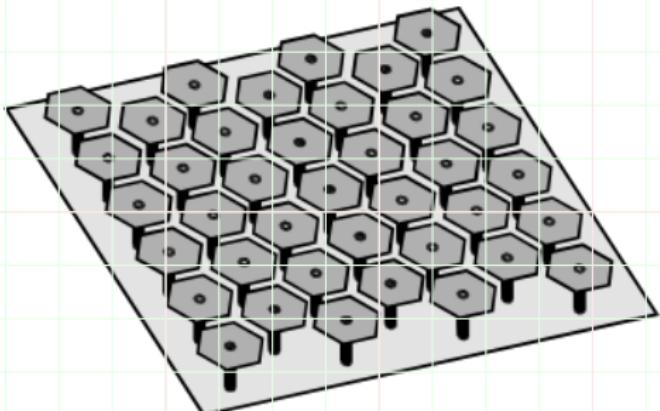
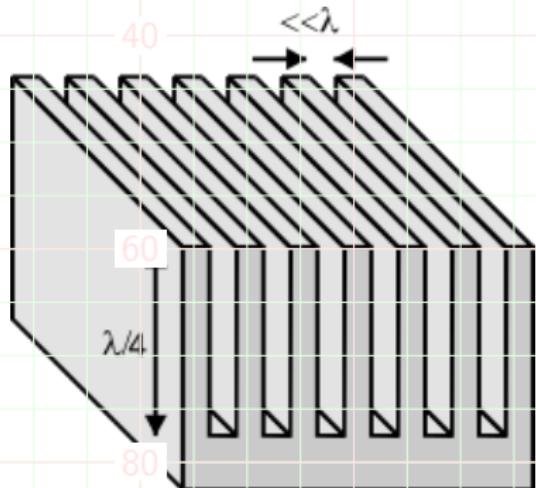
- 1990: **Smith**: Split Ring Resonators en base a los trabajos de Pendry. Se construyó en 2000.
- 1990: **Ho, Chan, Soukoulis**: Conjunto periódico de esferas dieléctricas. Banda prohibida.
- 1990: **Yablonovitch**. Estructura cristalina. Agujeros cilíndricos.

# Reseña histórica

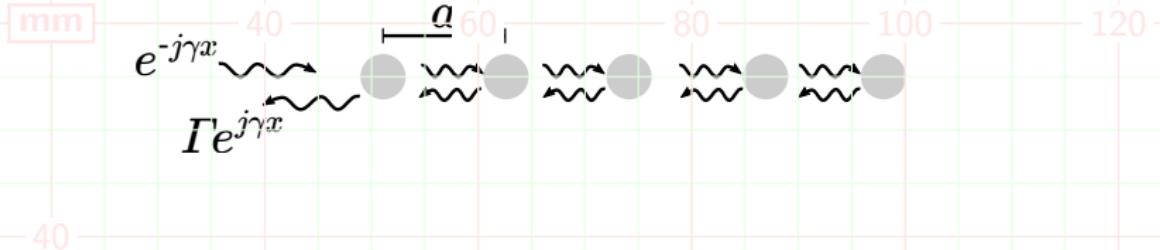


# Reseña histórica

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

mm

1D

40

60

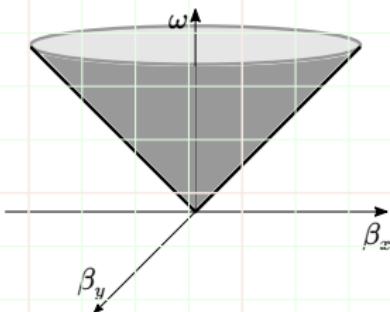
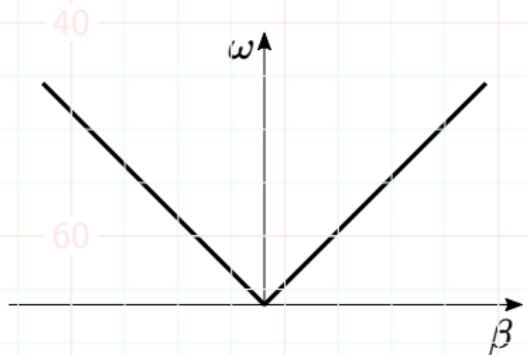
2D

100

120

$$\omega = c\beta$$

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



Si hay ~~ni~~ 80 números de onda prohibidos, ¿podría haber frecuencias prohibidas?

# Problema de autovalores

mm Desacoplando las dos ecuaciones del motor, se consigue

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

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

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

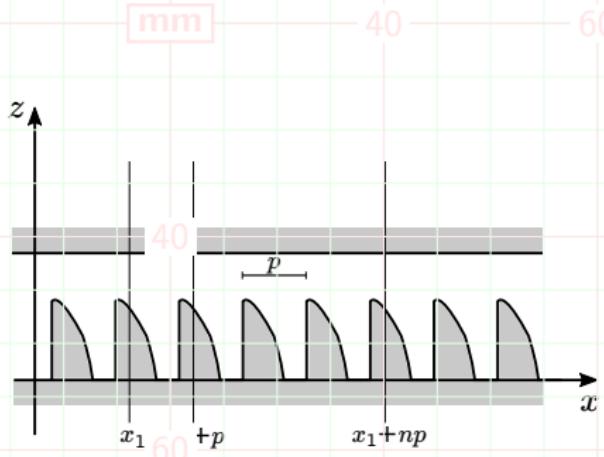
$$\hat{H} = -\frac{\hbar^2 \nabla^2}{2m} + V(\mathbf{r})$$

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

Además, al igual que el Hamiltoniano, el operador  $\Theta$  es hermítico.

80

# Teorema de Bloch-Floquet



Gaston Floquet, 1883.

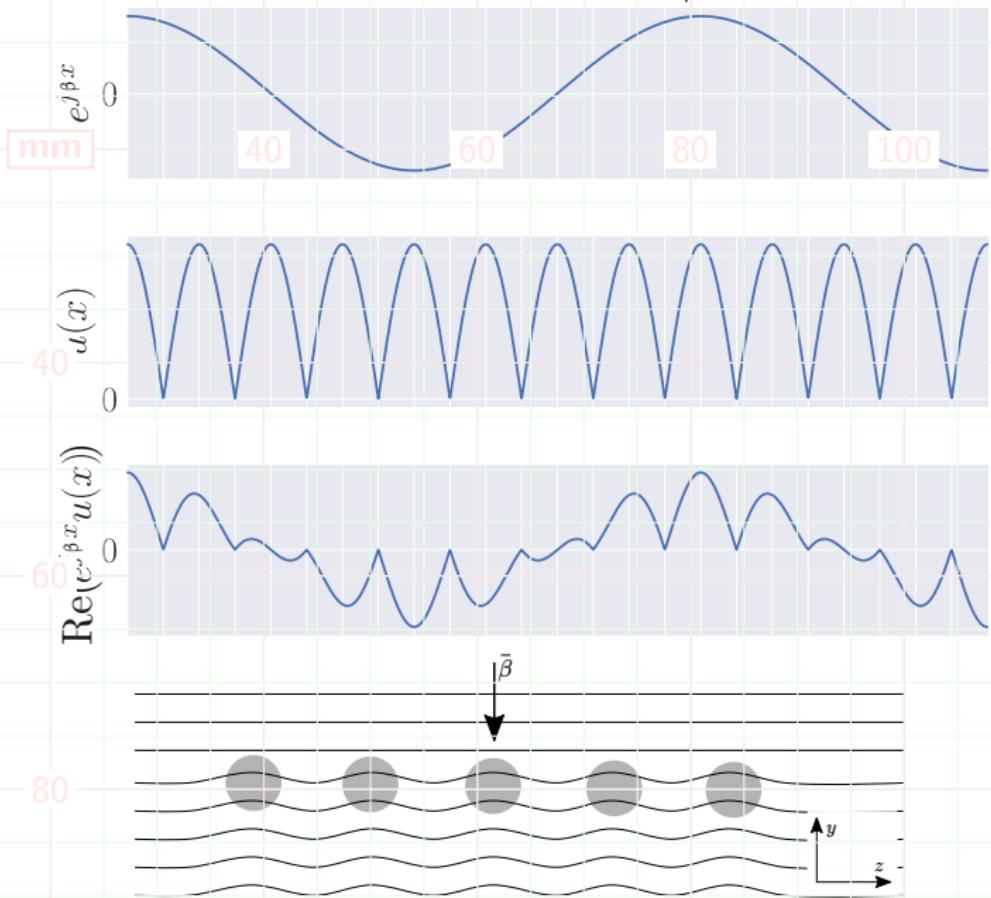
**Teorema de Bloch:**

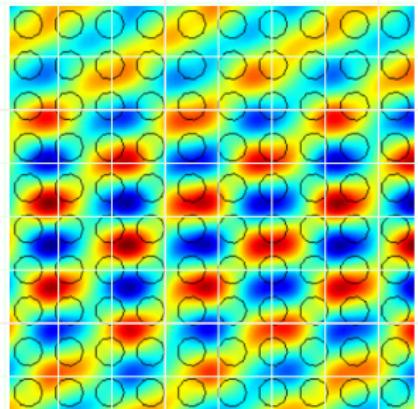
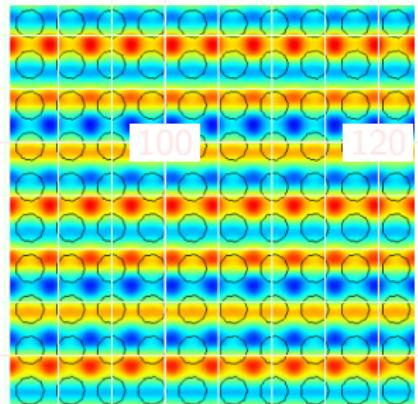
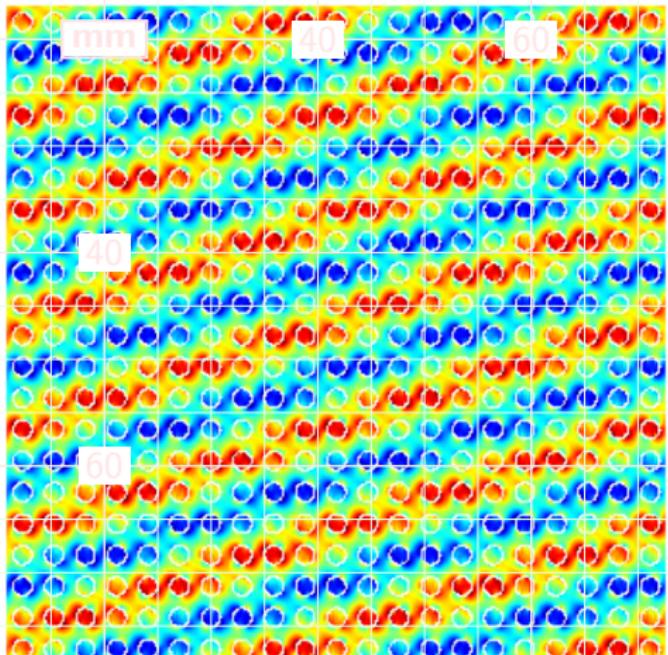
Soluciones a la función de onda de un electrón en un cristal.

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

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

## Efecto del teorema de Bloch-Floquet





# 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  $\gamma_n$ .

# 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.

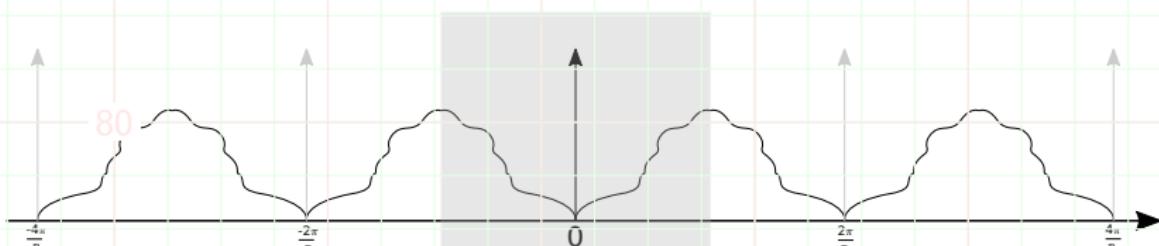
40

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

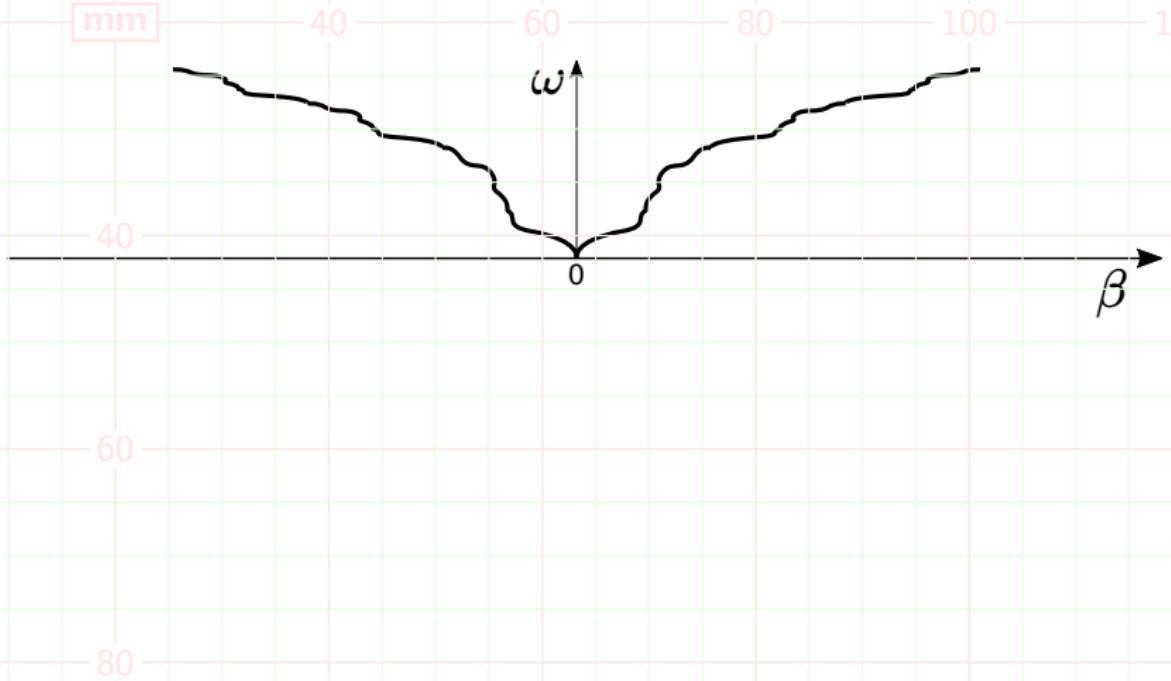
La **velocidad de grupo** es la misma para todas las armónicas.

60

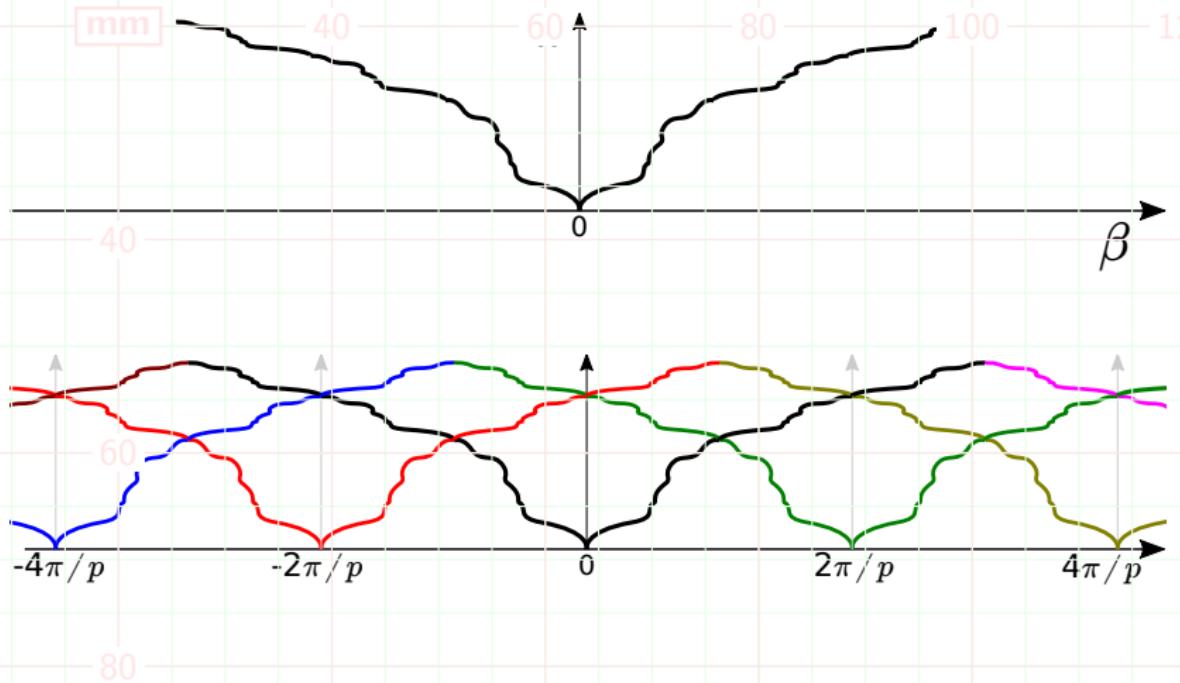
$$v_g^n = \frac{d\omega}{d\beta_n} = \frac{d\omega}{d(\beta_0 + 2\pi n/p)} = \frac{d\omega}{d\beta_0} = v_g^0.$$



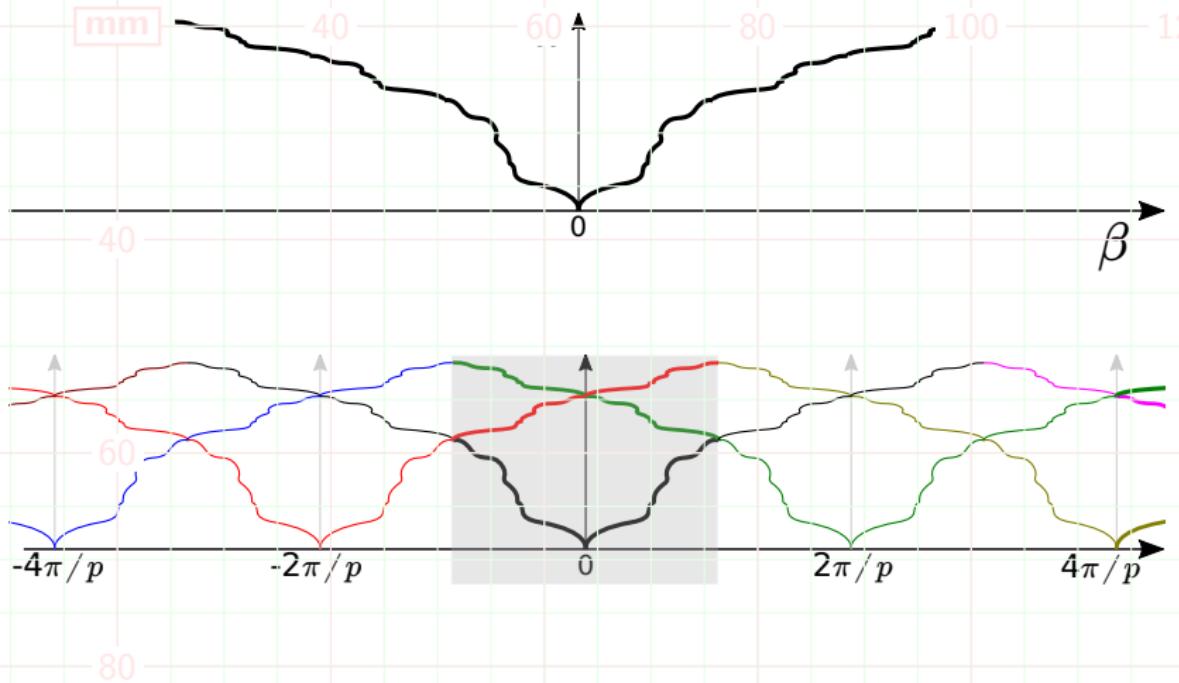
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



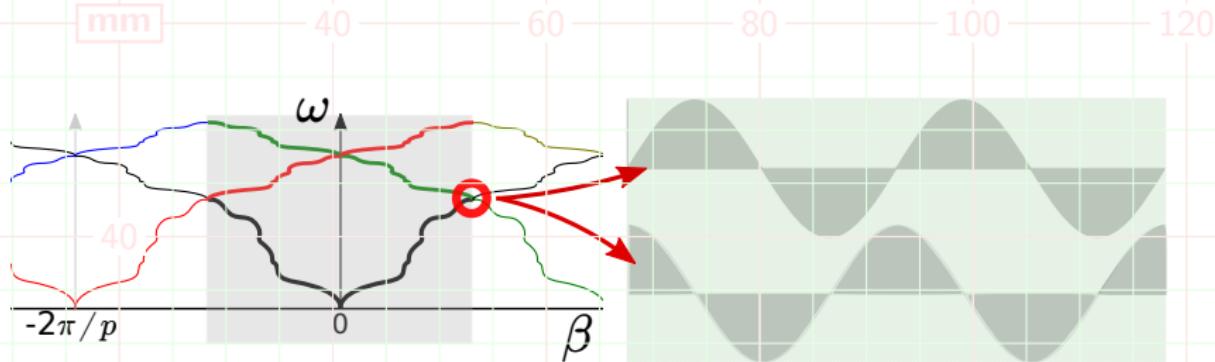
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



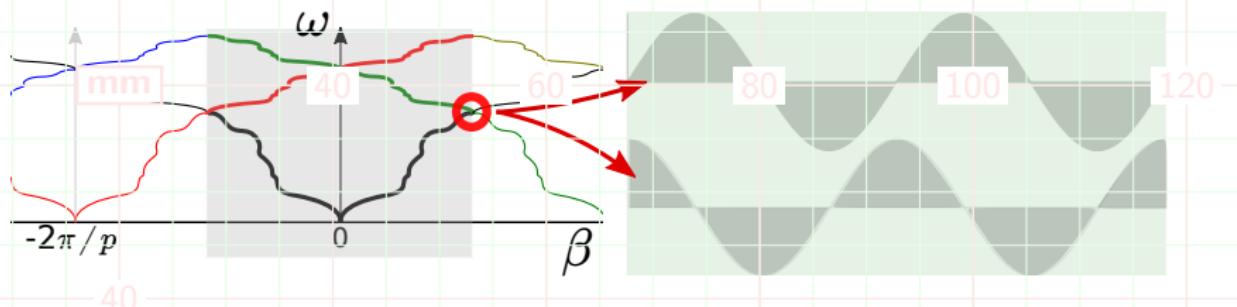
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



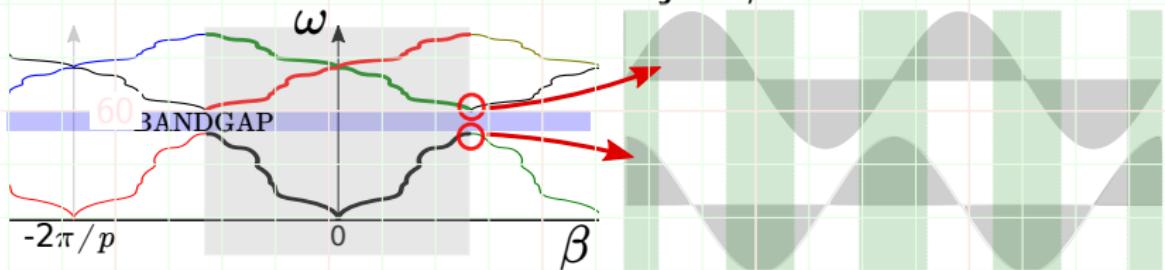
# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin



# Armónicos espaciales y Celda de Brillouin

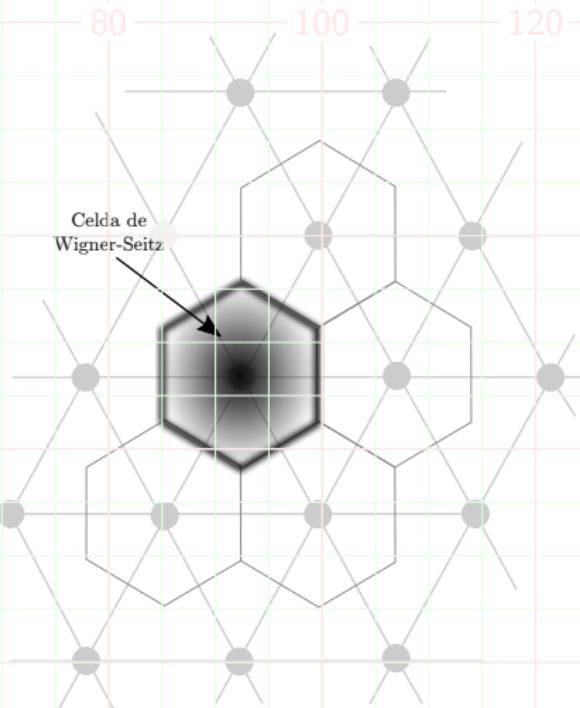
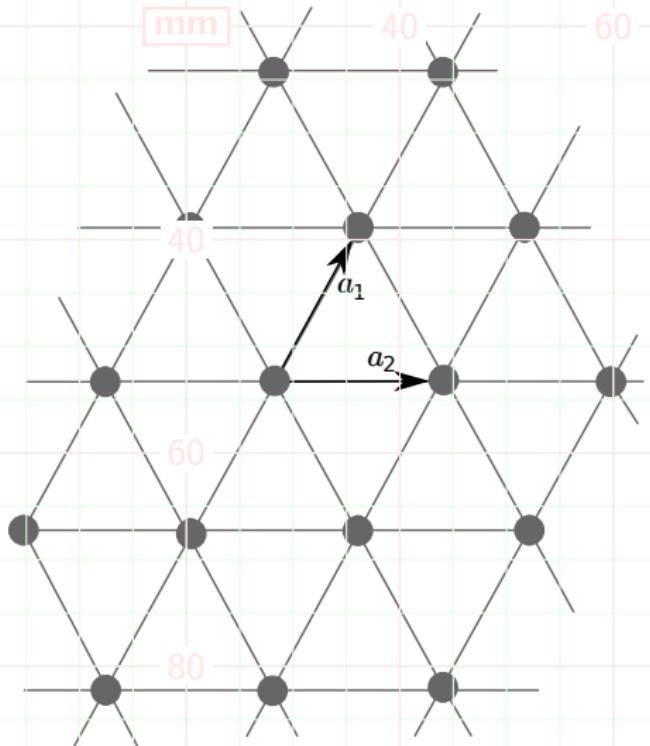


**Principio variacional:** Los estados de menor energía la concentran en la zona de mayor  $\epsilon_r$ .

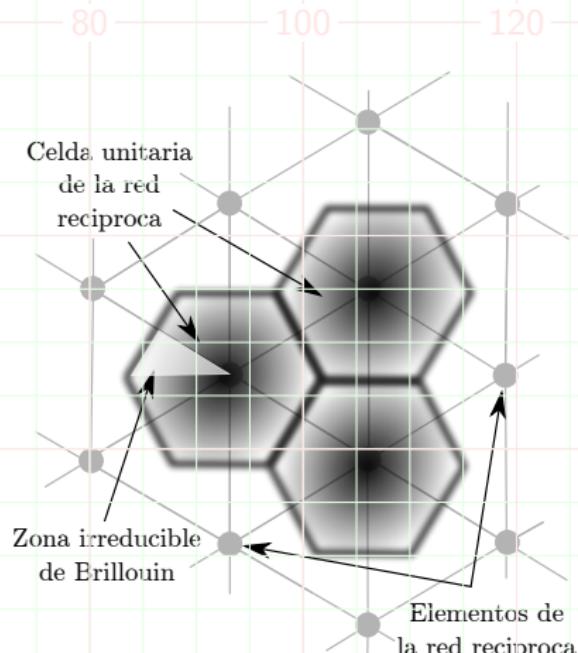
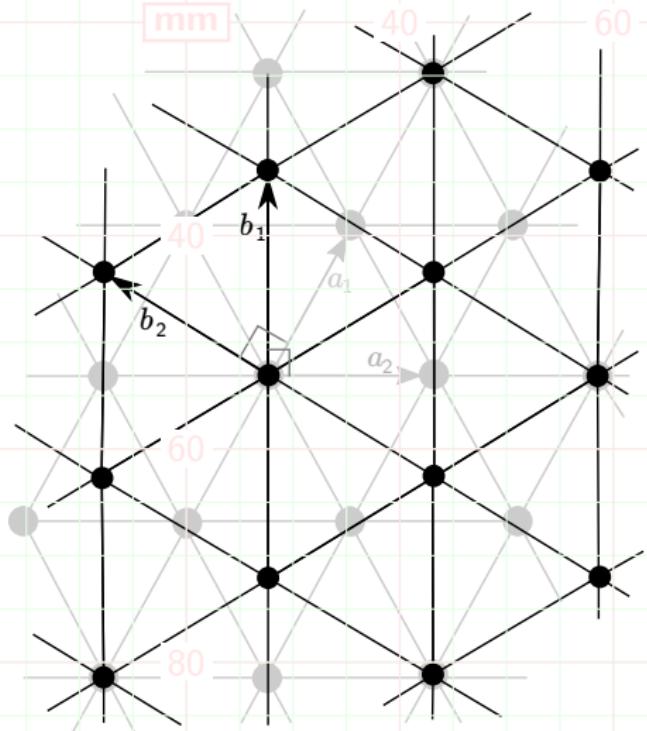


Debido a la ortogonalidad de los autoestados asociados al operador, existen estados, de mayor energía, donde la misma se concentra en el menor  $\epsilon_r$  para el mismo  $\beta$ .

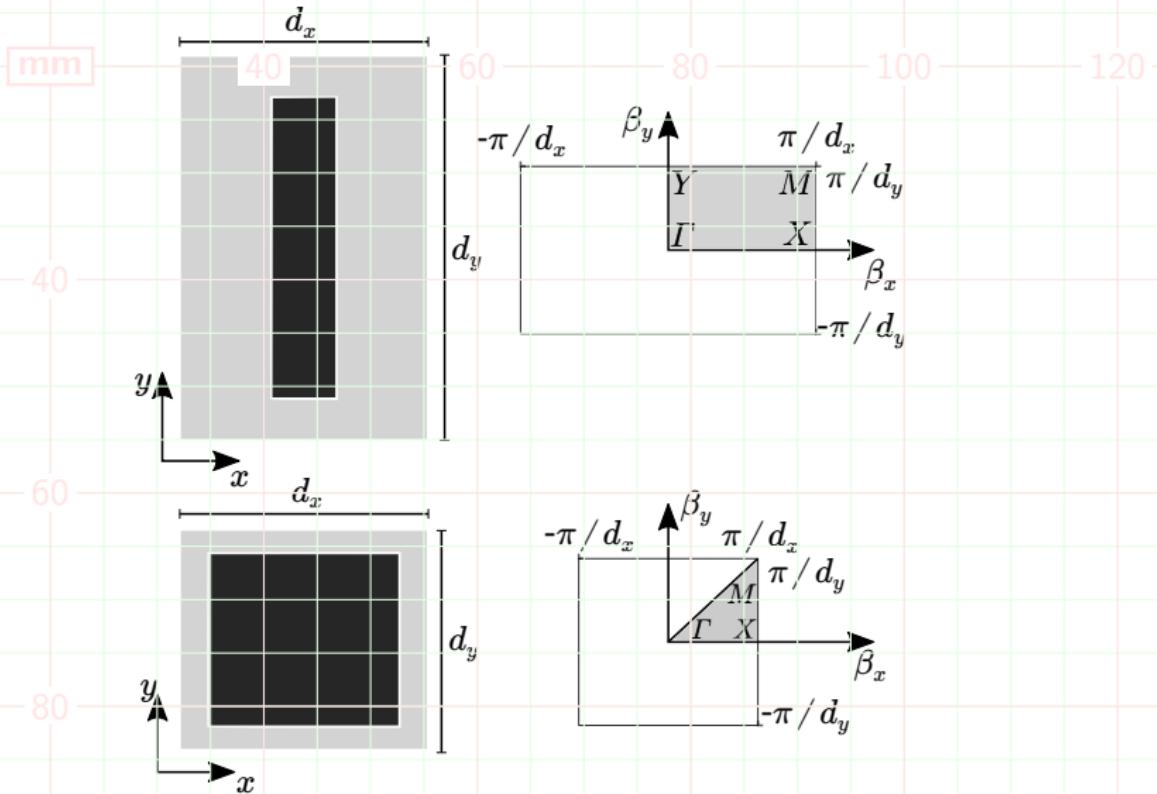
# Red de Bravais y Celda de Wigner-Seitz

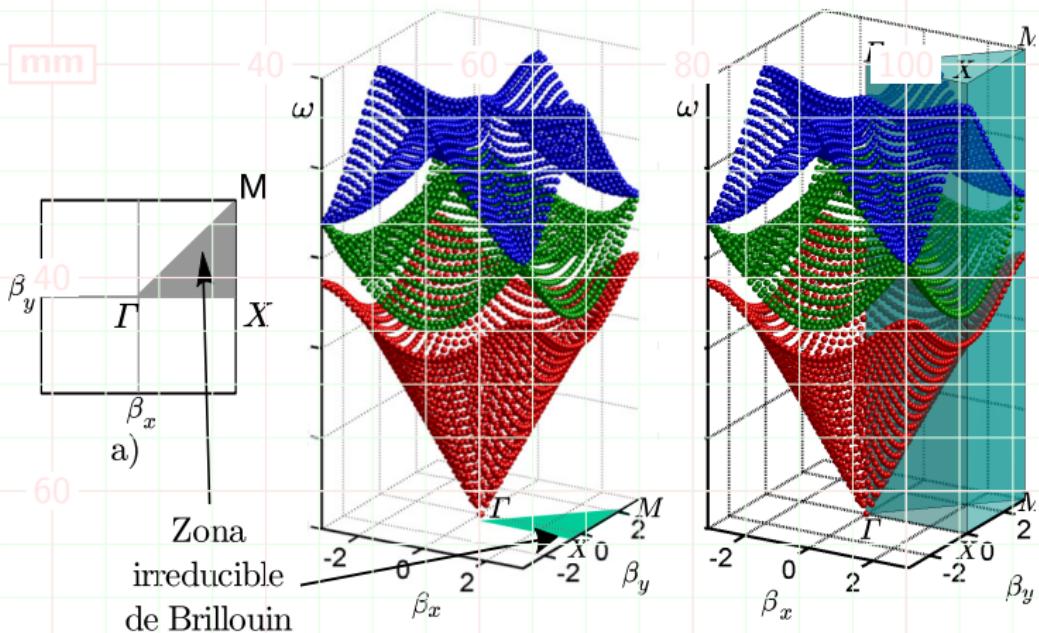


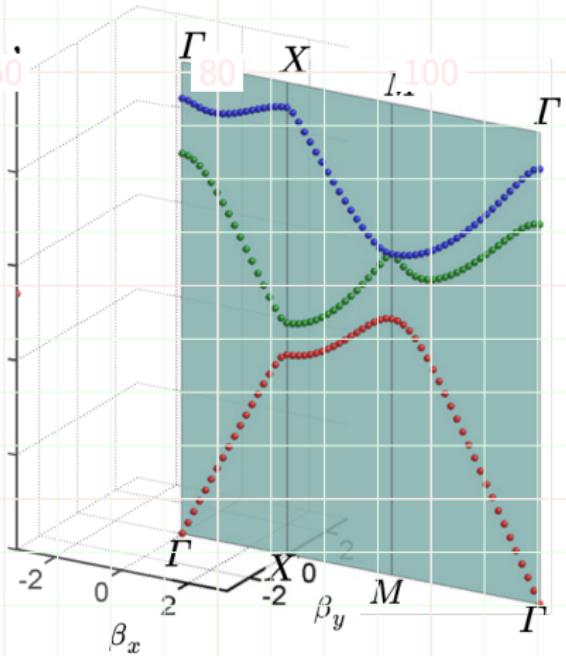
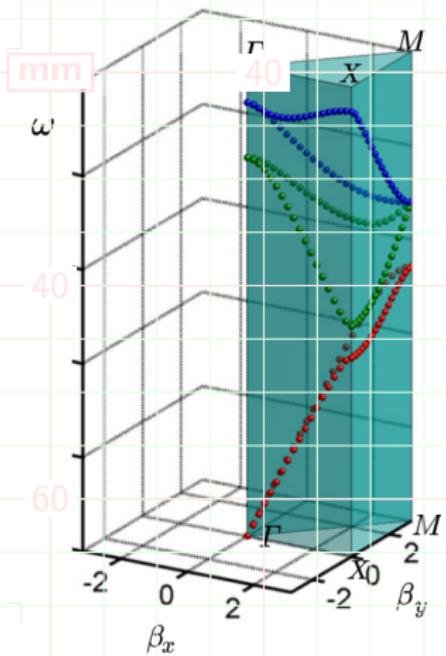
# Red reciproca y Celda de Brillouin

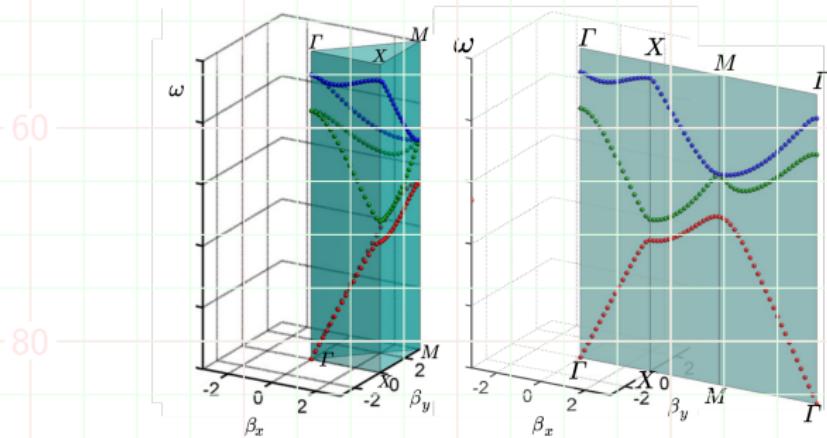
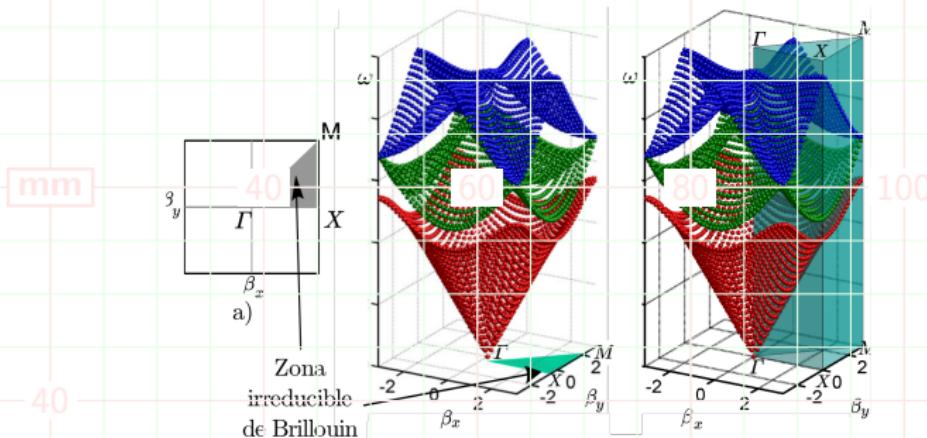


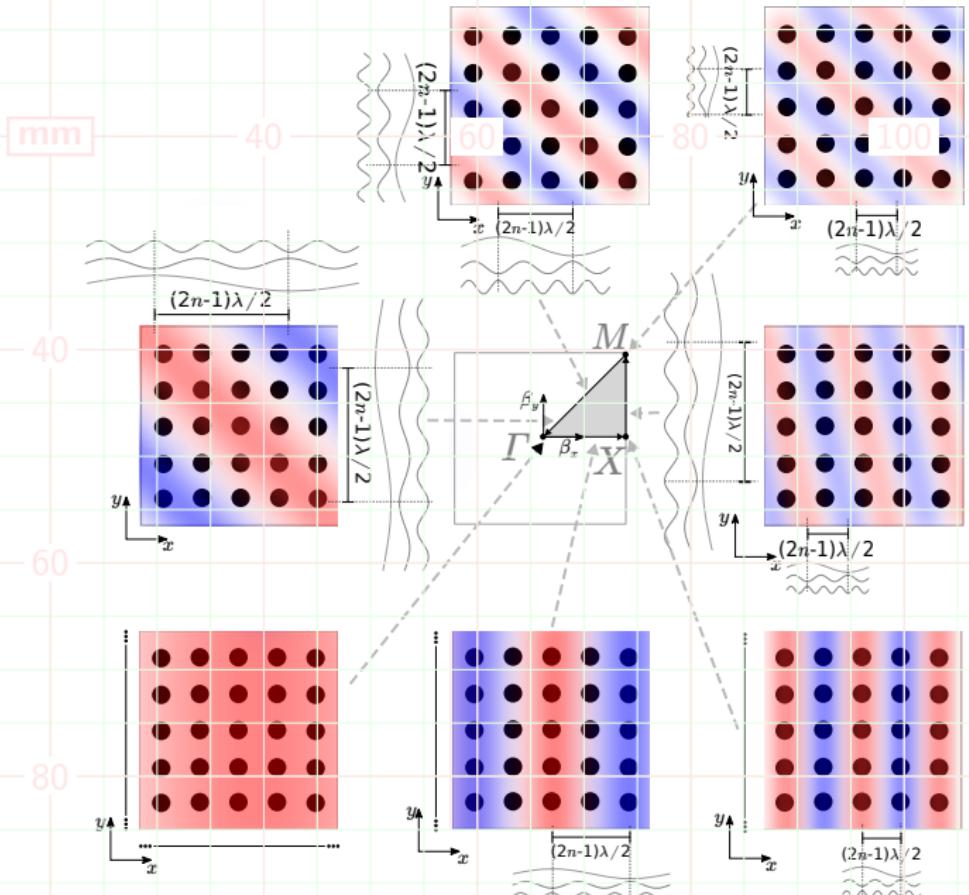
# Red de Bravais y red recíproca para celdas rectangulares











# Diagrama de dispersión bidimensional en medio homogéneo

mm

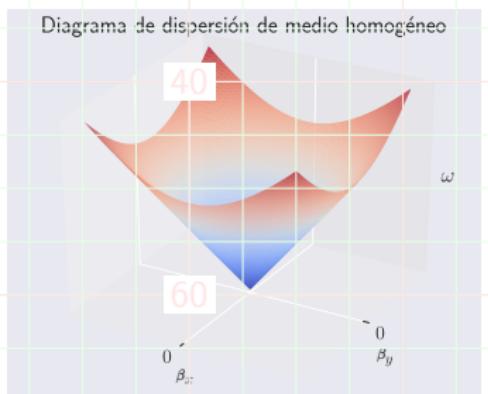
40

60

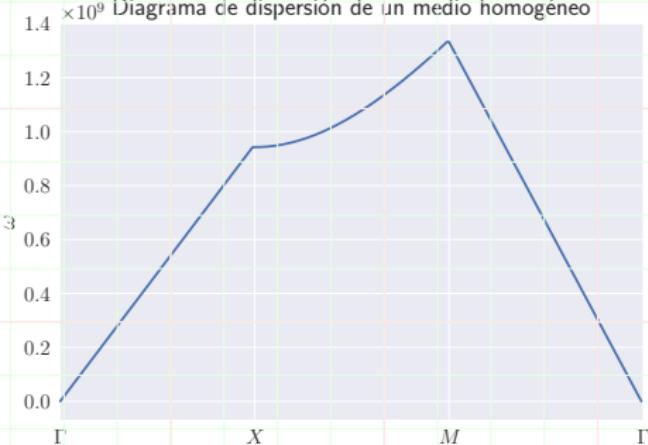
80

100

120

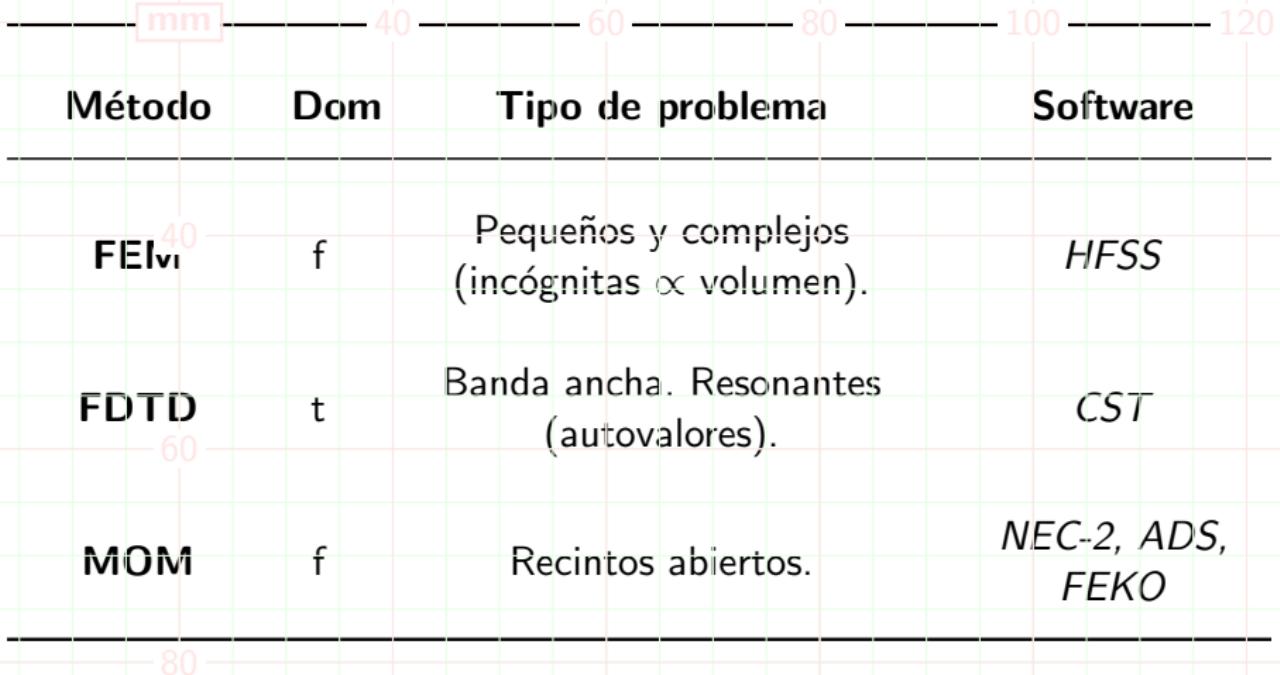


1.4  $\times 10^9$  Diagrama de dispersión de un medio homogéneo



80

# Modelado de estructuras EBG



# Modelado de estructuras EBG

mm

40

60

80

100

120

Métodos semianalíticos:

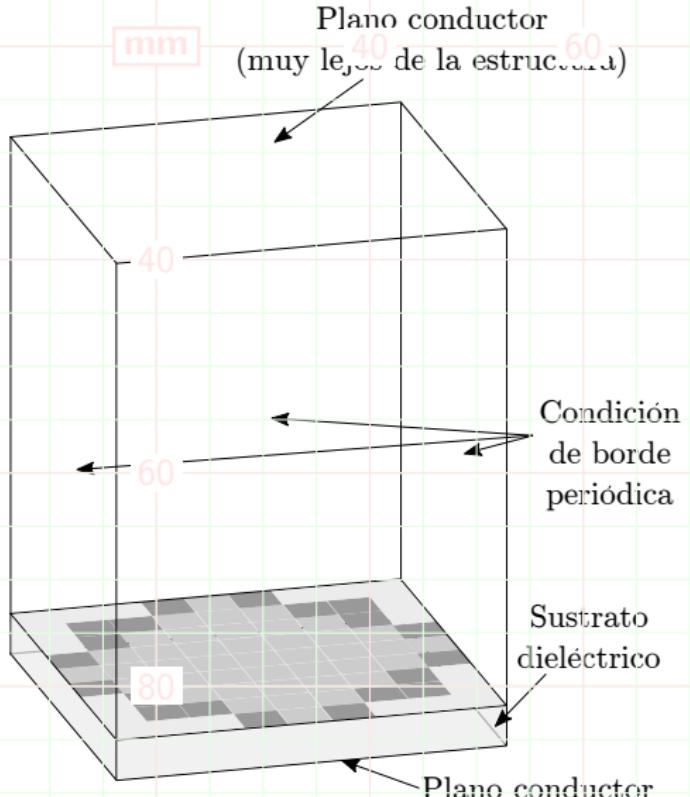
- **TMM**: Método de matrices de transmisión (2D).
- **TLI**: Método de matrices de líneas de transmisión (2D, 3D).
- **Circuitos equivalentes** (primer modo, bajas frecuencias, 2D).

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



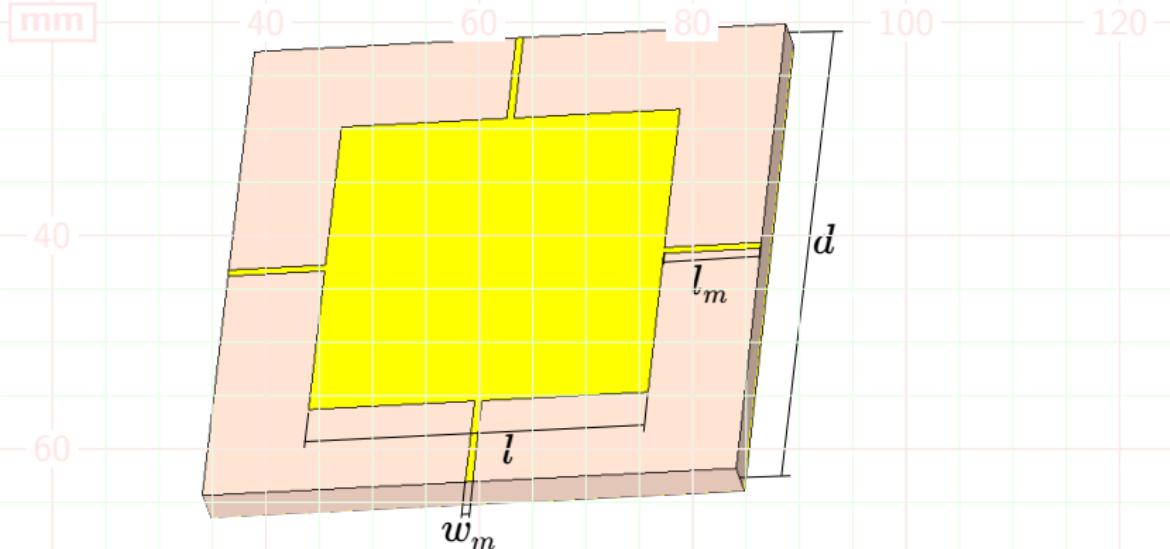
Simulación de una única celda unitaria describe la estructura infinita.

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.**

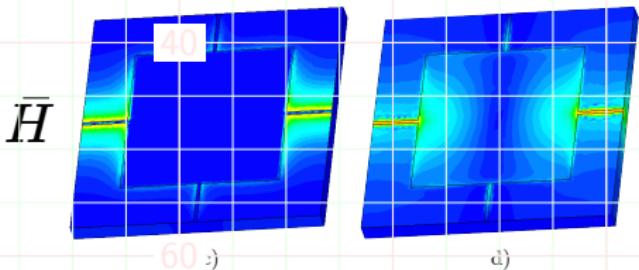
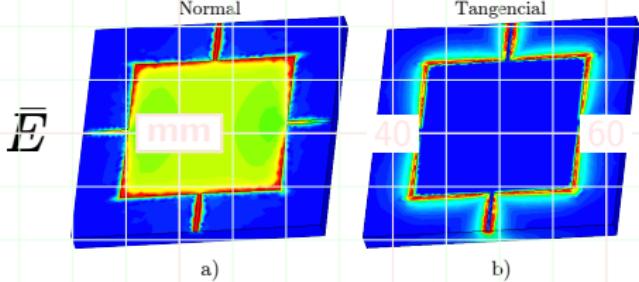
# Parches cuadrados unidos por trazas *microstrip*



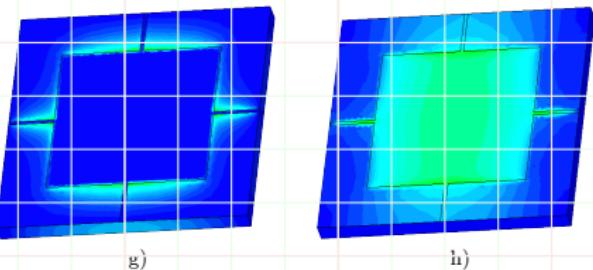
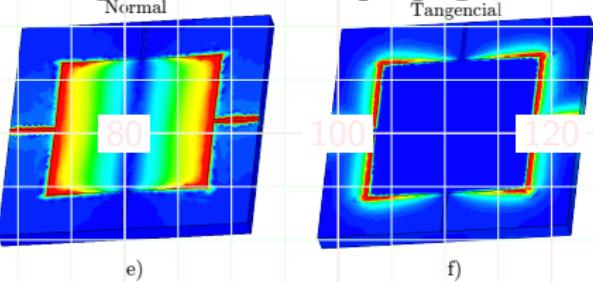
80

Zona de Brillouin triangular.

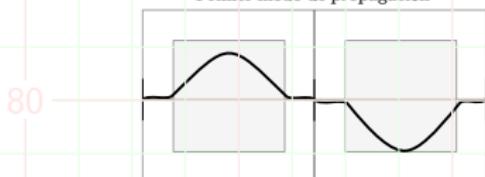
## Primer modo de propagación



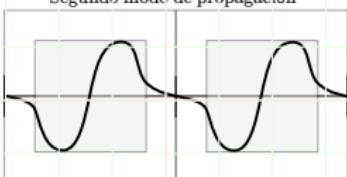
## Segundo modo de propagación



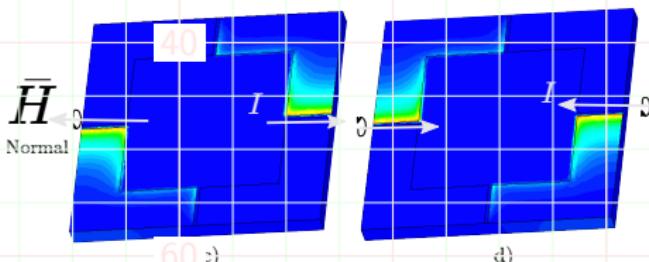
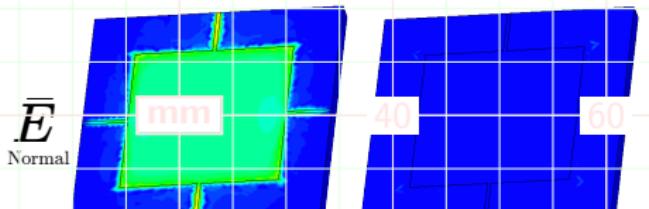
### Primer modo de propagación



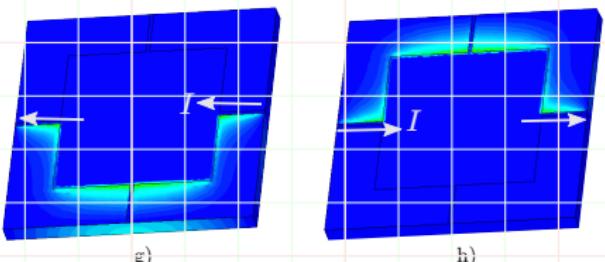
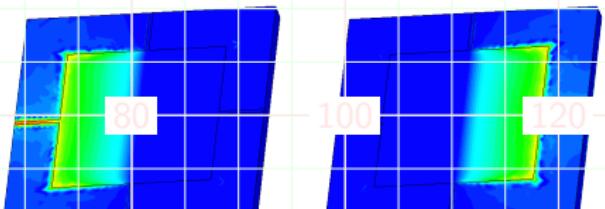
### Segundo modo de propagación



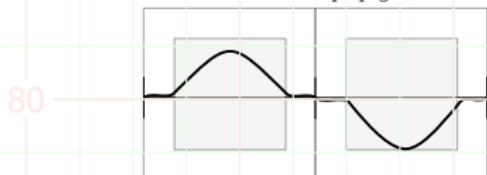
## Primer modo de propagación



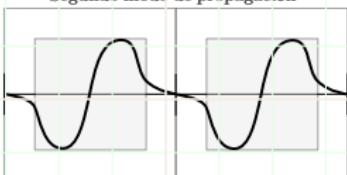
## Segundo modo de propagación



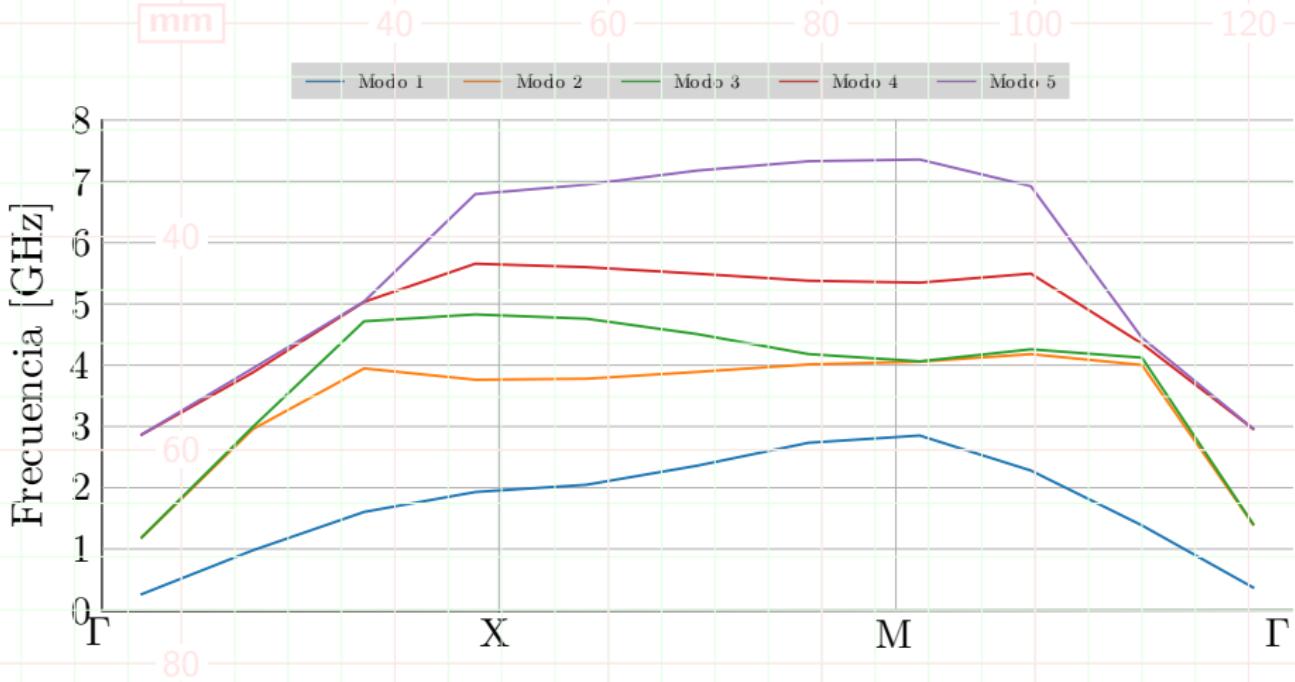
### Primer modo de propagación



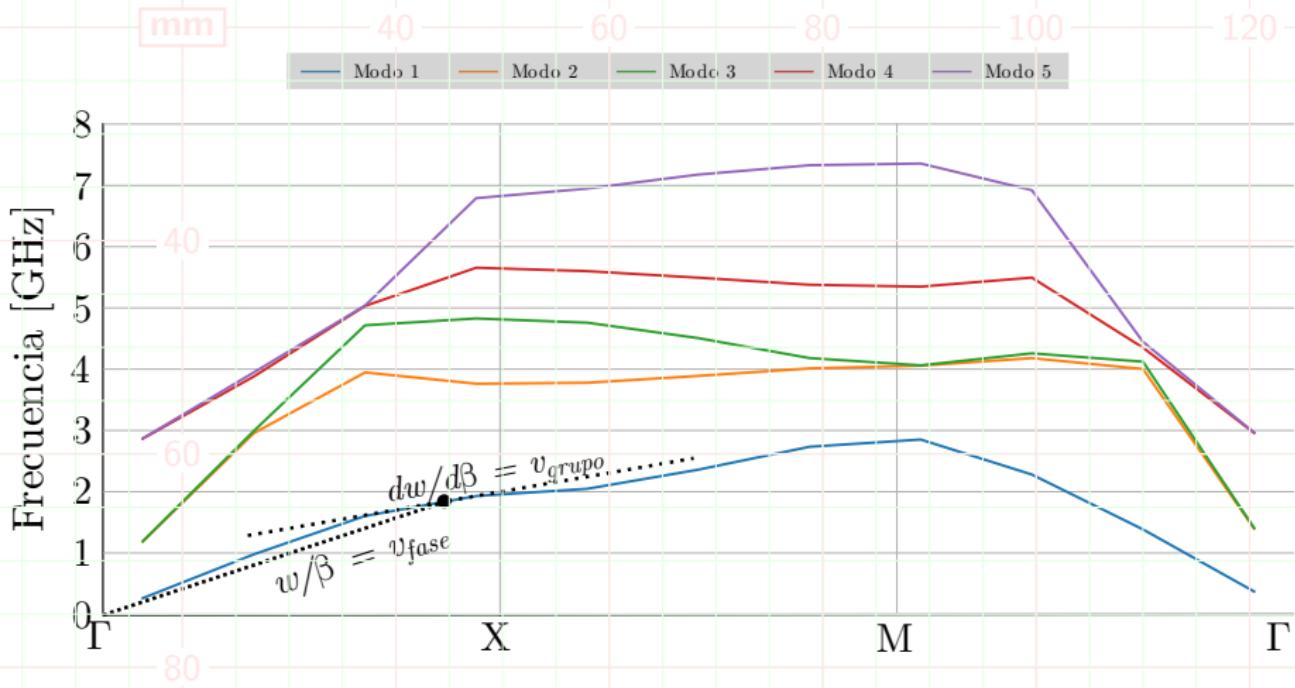
### Segundo modo de propagación



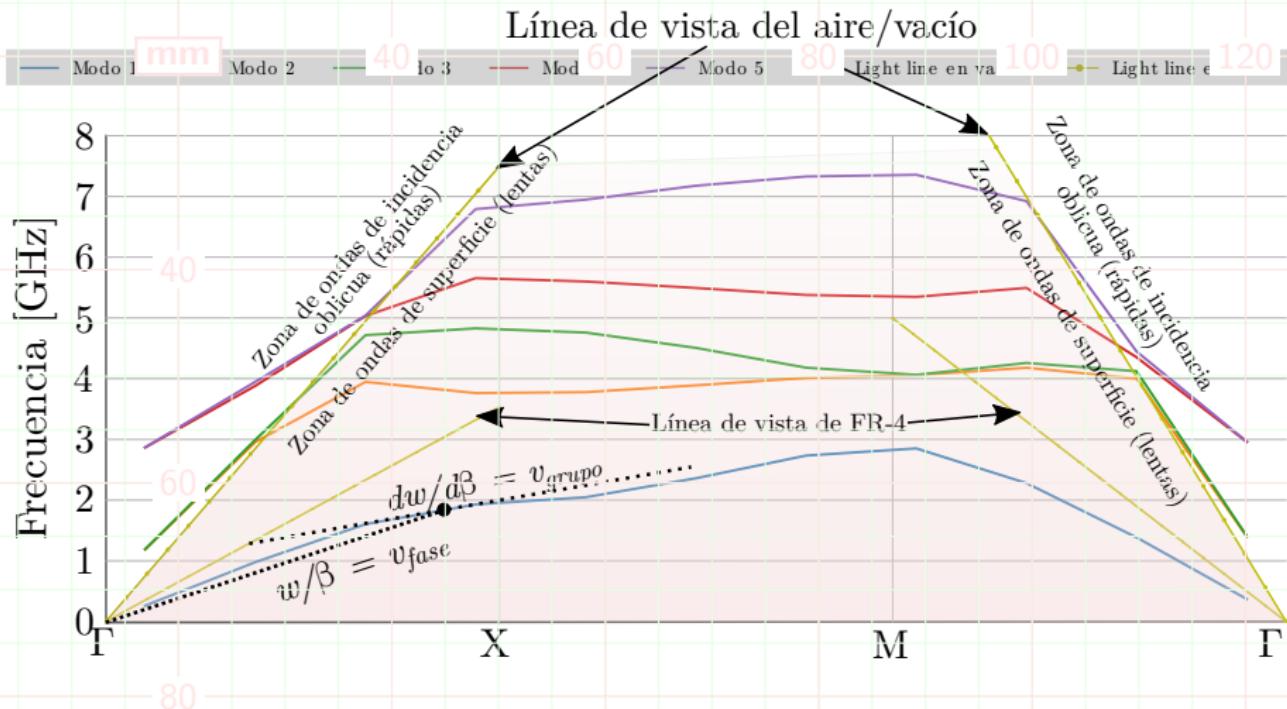
## Diagrama de dispersión por método de onda completa



# Diagrama de dispersión por método de onda completa

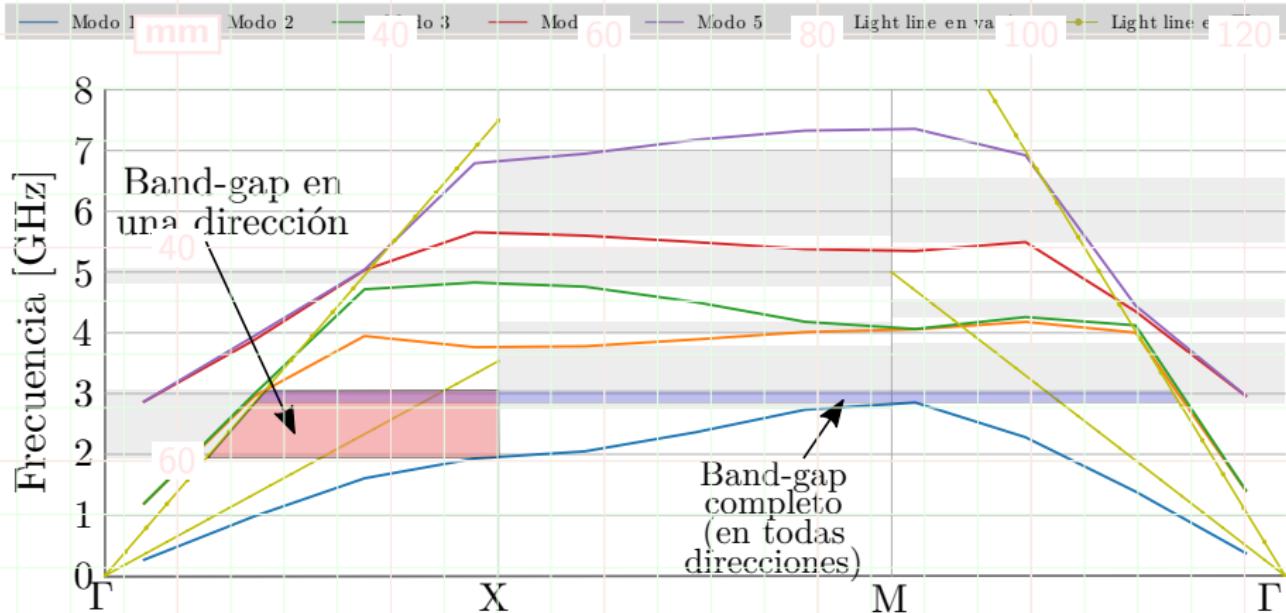


# Diagrama de dispersión por método de onda completa



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

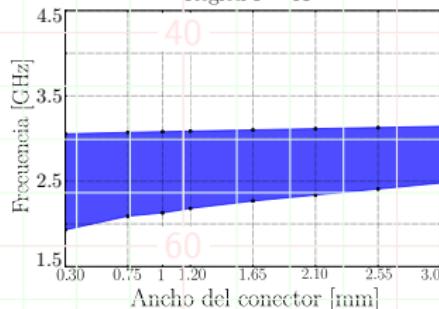
100

120

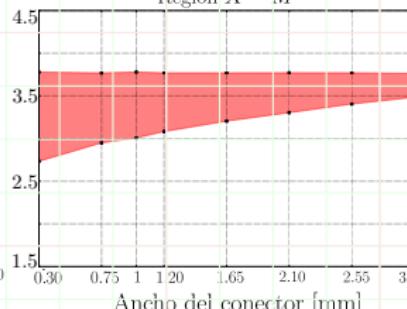
Variación, según región, del primer bandgap en función de la variación de ancho del conector

Lado de celda: 20 mm. Lado de parche 18 mm.  $\epsilon_r$ : 4.5. Ancho FR4: 1.6 mm

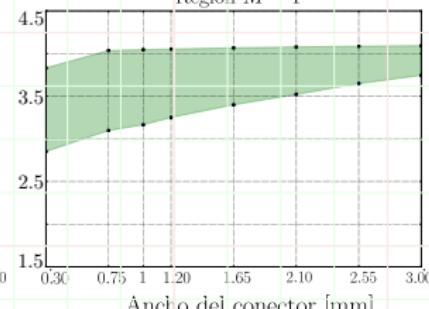
Región  $\Gamma - X$



Región  $X - M$



Región  $M - \Gamma$



# Análisis paramétrico de la celda

## Variación del largo del puente

mm

40

60

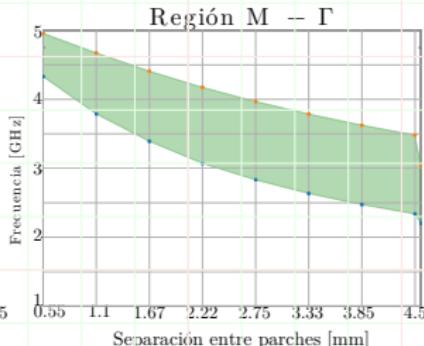
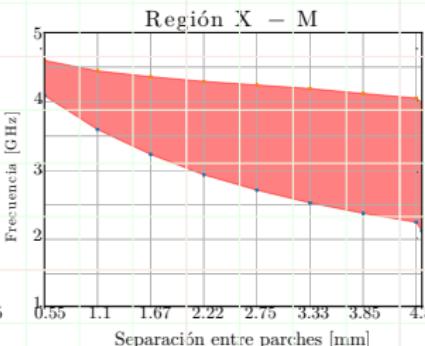
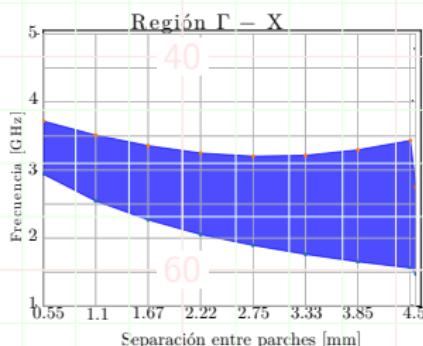
80

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

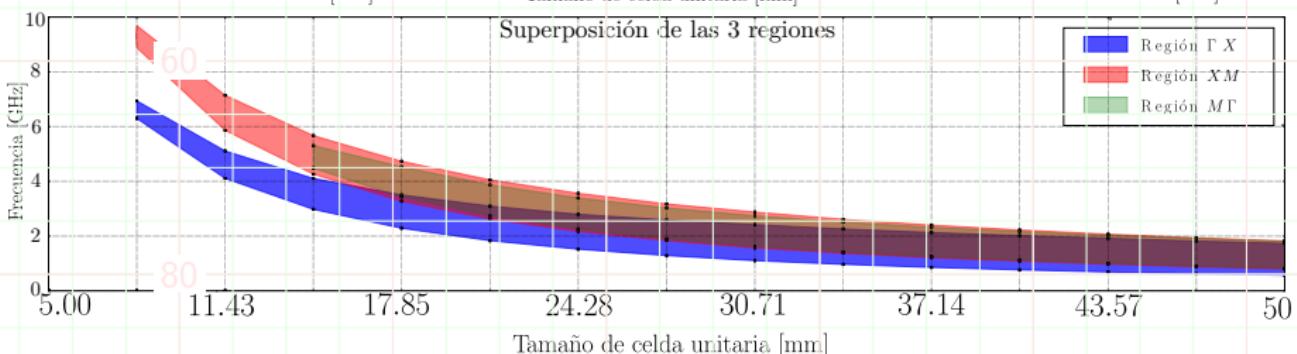
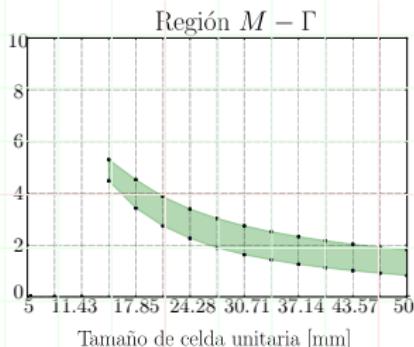
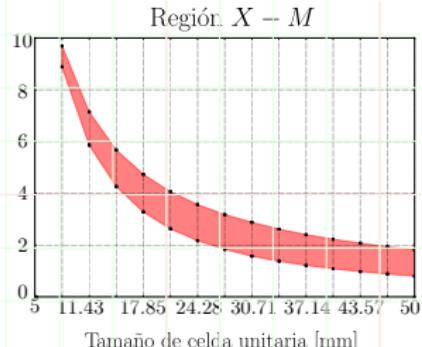
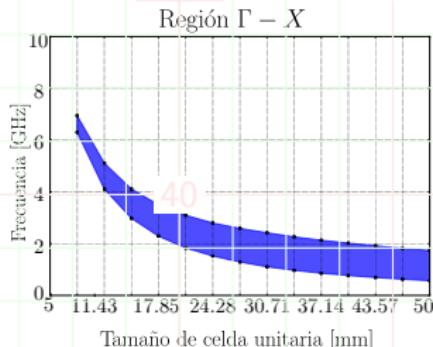


# Análisis paramétrico de la celda

## Variación del tamaño de celda

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

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

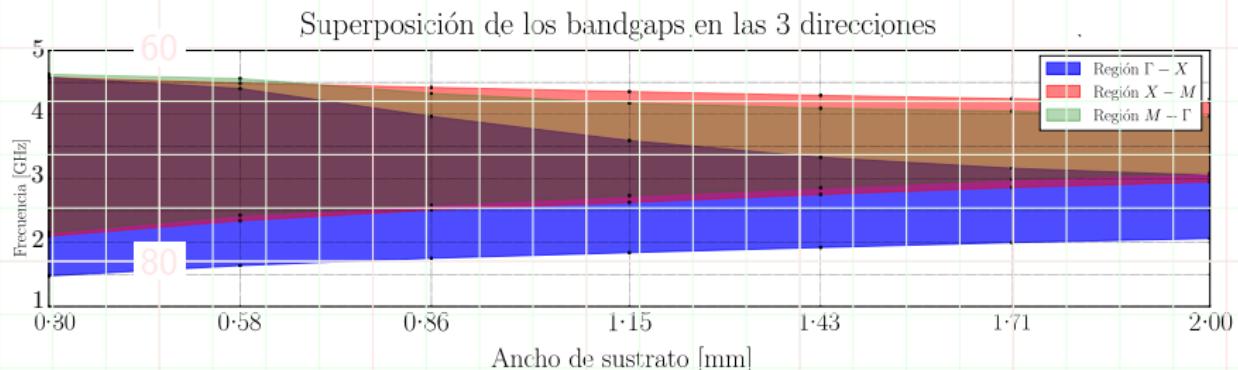
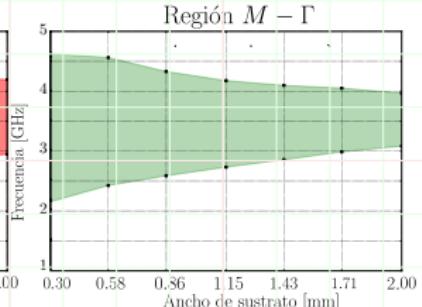
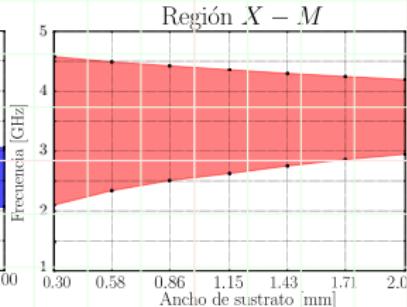
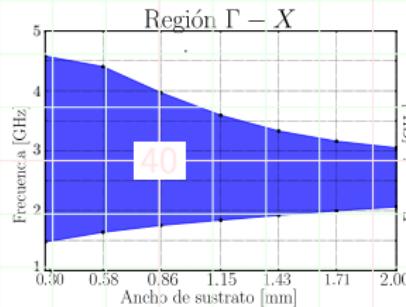


# Análisis paramétrico de la celda

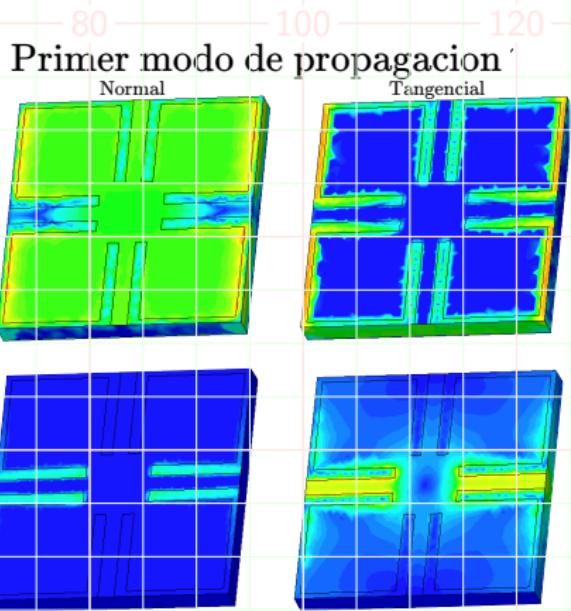
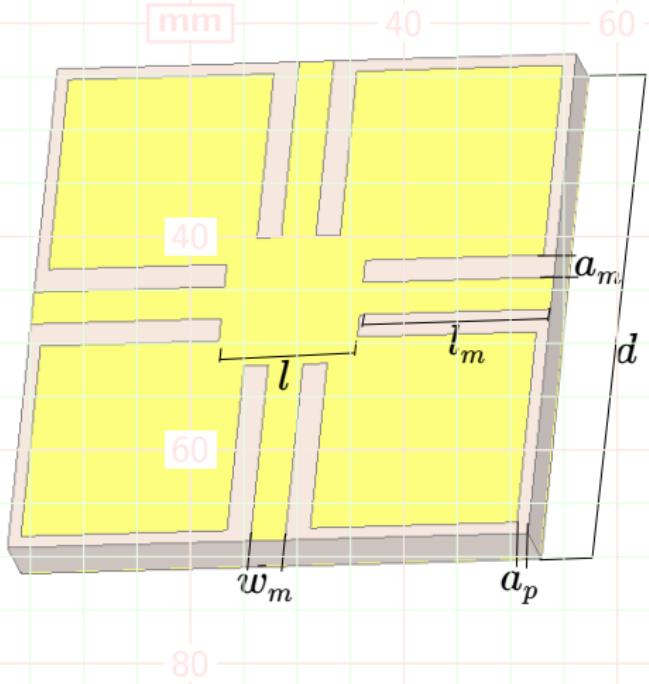
## Variación del ancho del sustrato

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.  $\epsilon_r = 1.5$ . Ancho de mm. Ancho de mm: 1 mm.

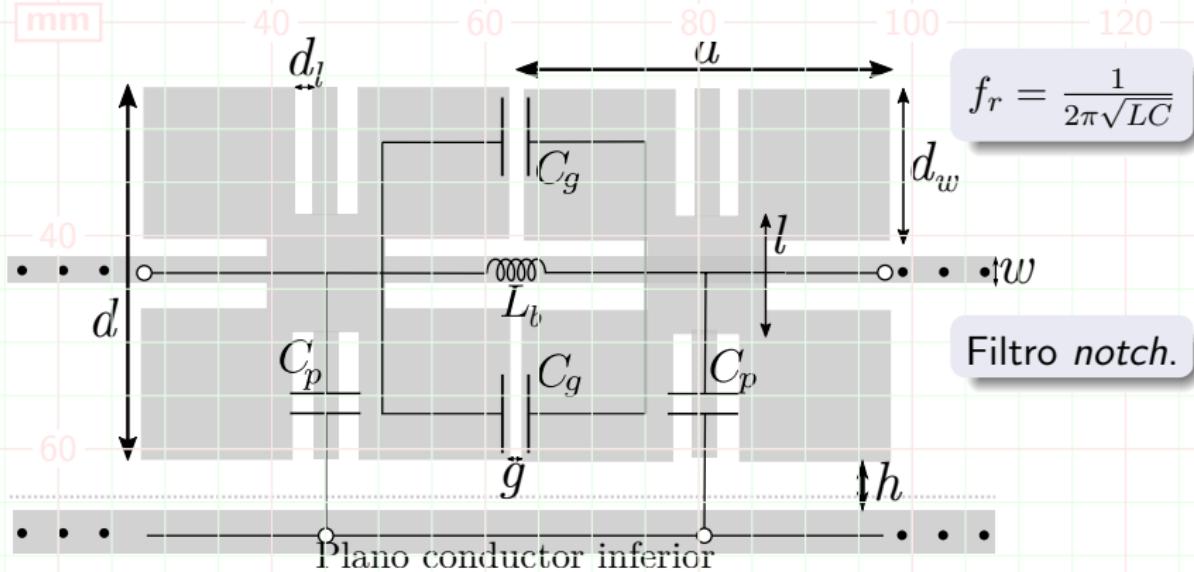


# Celda de Yang, Ma, Qian e Itoh



# Modelo circuitual I

No se tendrán en cuenta efectos de alta frecuencia.



$d \quad 80 \quad l \quad w \quad d_l \quad g \quad h \quad d_w$

22,6 mm 6 mm 1,1 mm 0,8 mm 0,8 mm 1,6 mm 16,6 mm

# 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

---

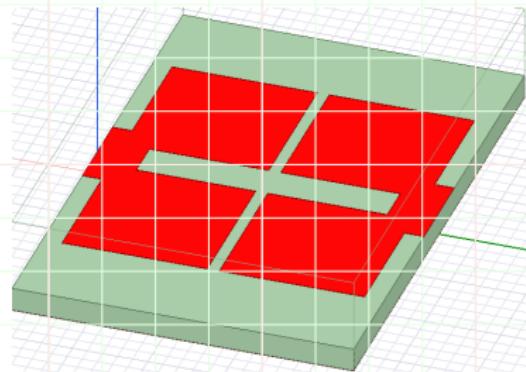
475 fF    130 fF

---

- Placas planas paralelas:

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

- Ansys Q3D Extractor.



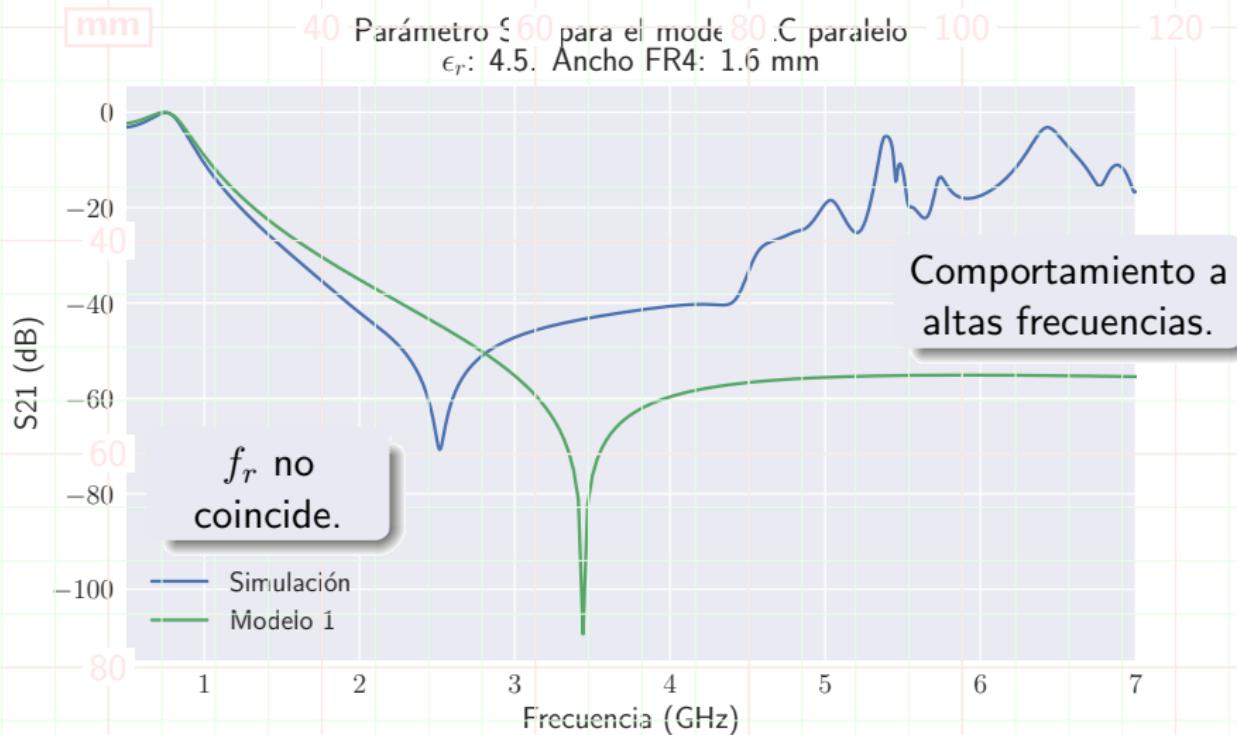
---

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

---

# Modelo circuitual I

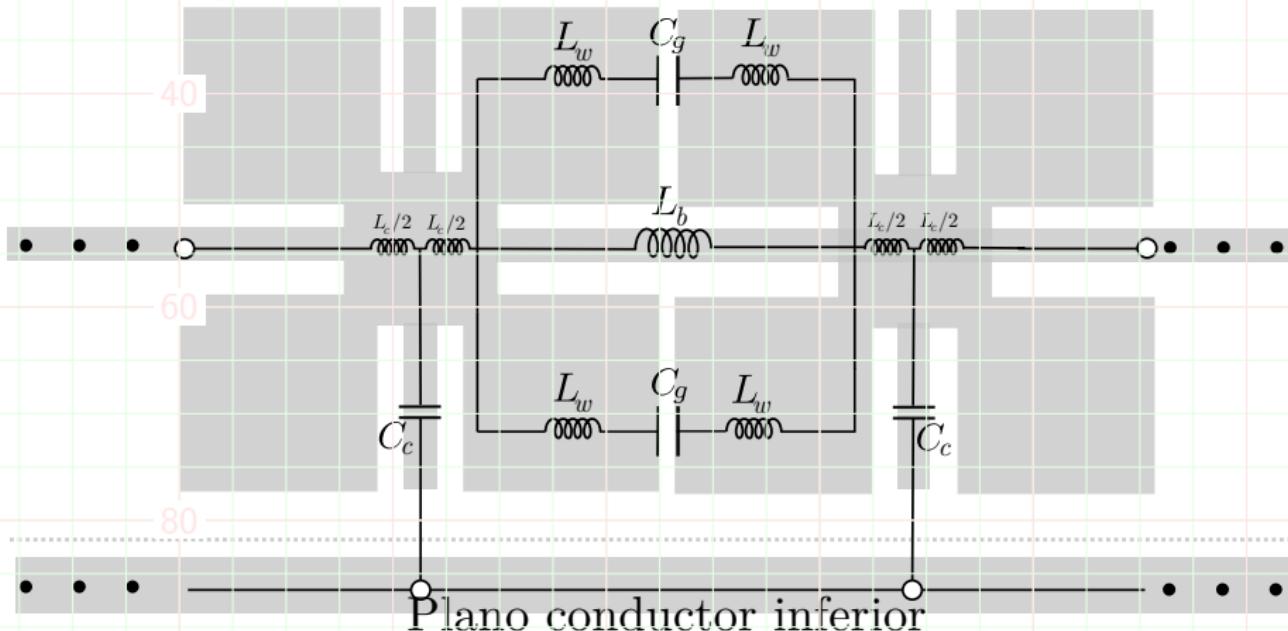
Resultado de la simulación



# 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

1,55 nH

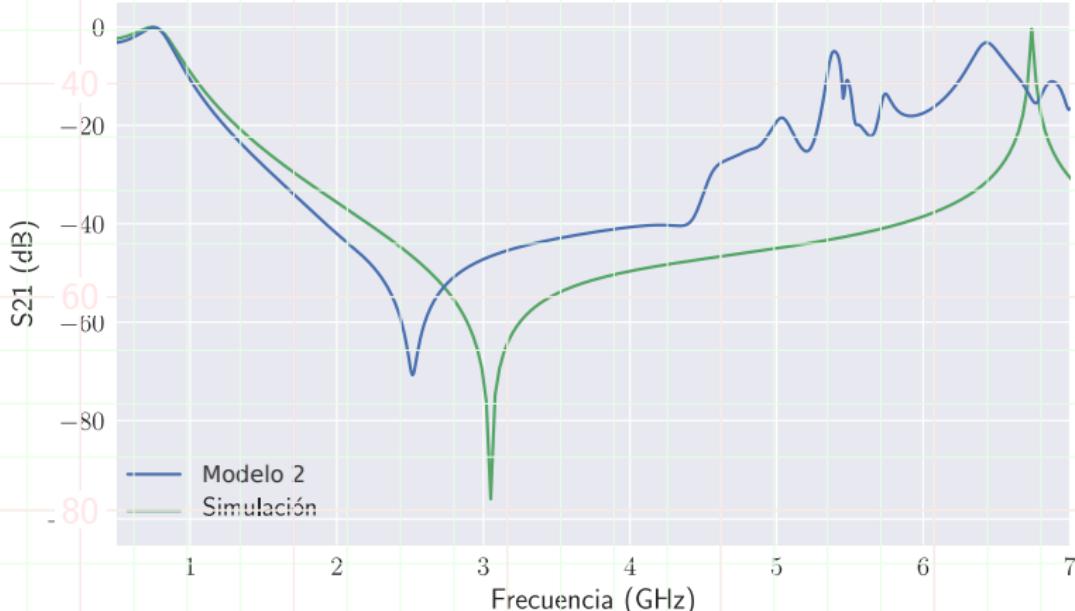
80 4 nH

100

120

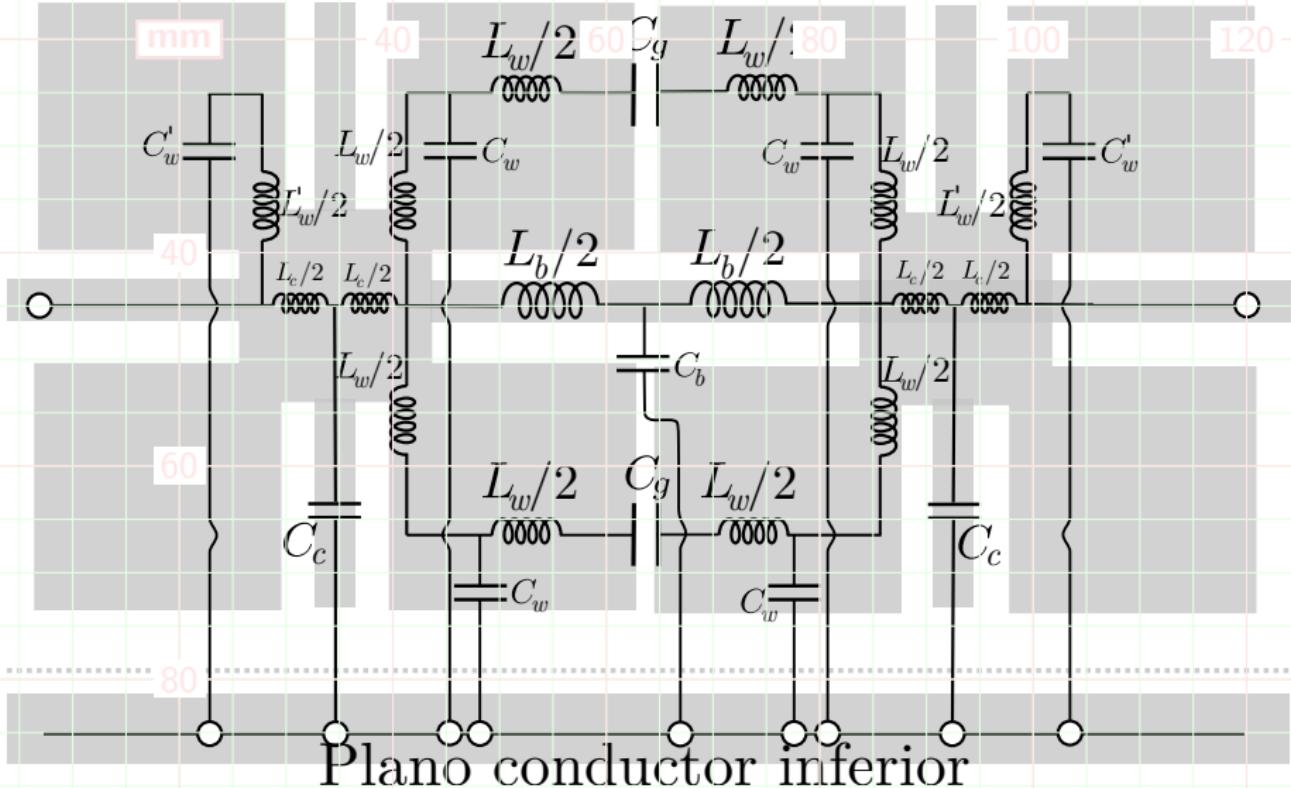
Parámetro S21

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



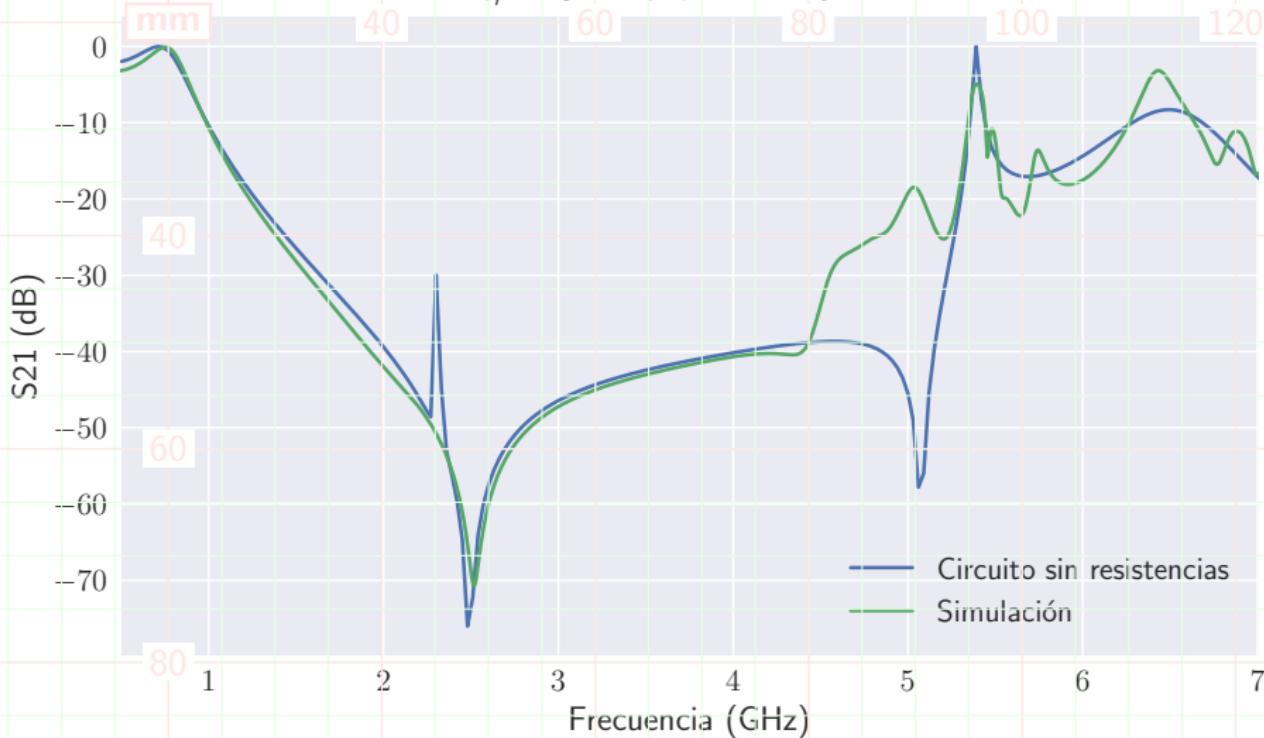
# Modelo circuitual III

Las esquinas presentan capacidad contra el plano de tierra aparte.



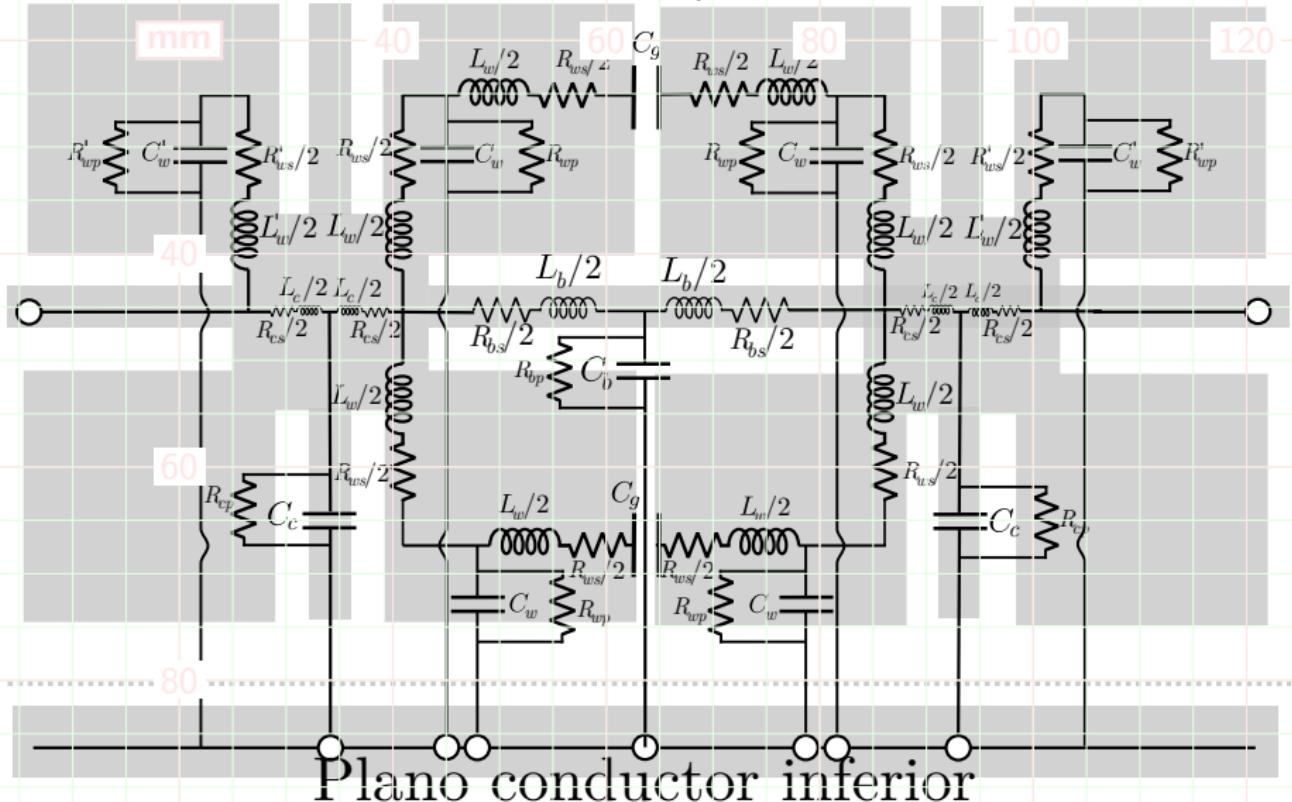
# Modelo circuitual III

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



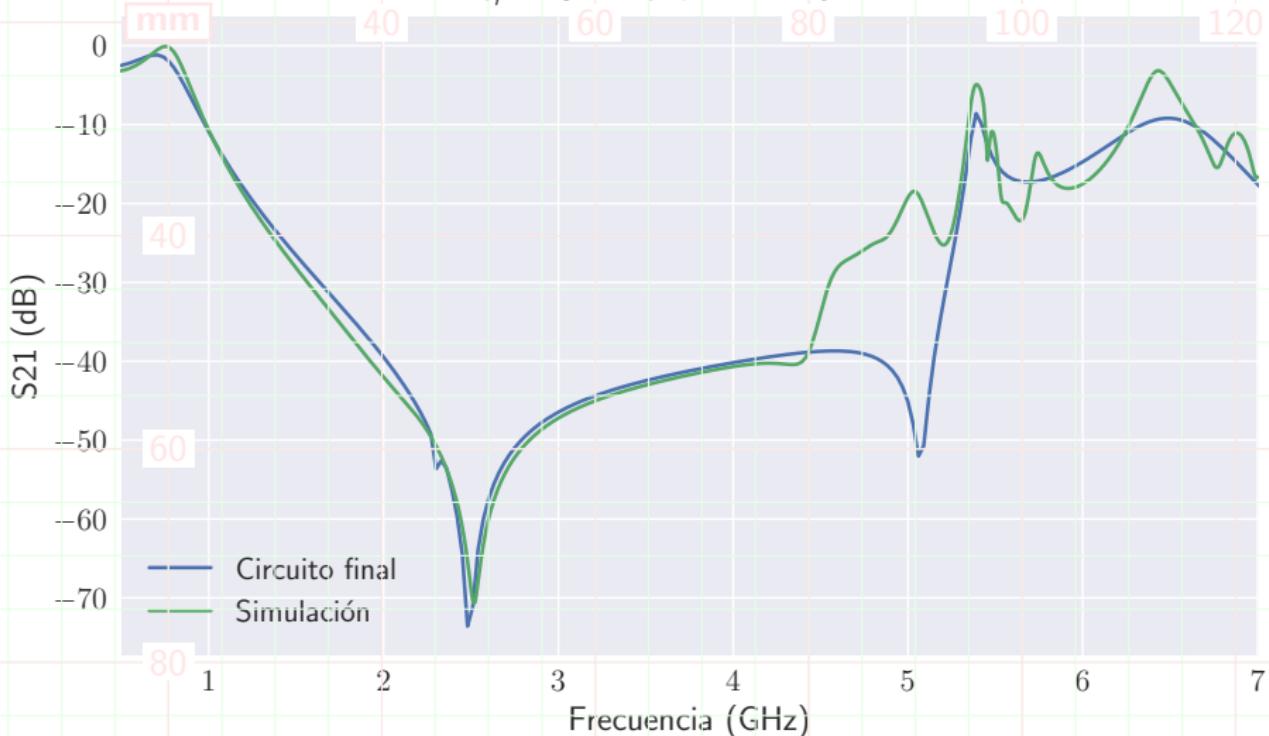
## Modelo circuital III

## Considerando pérdidas:



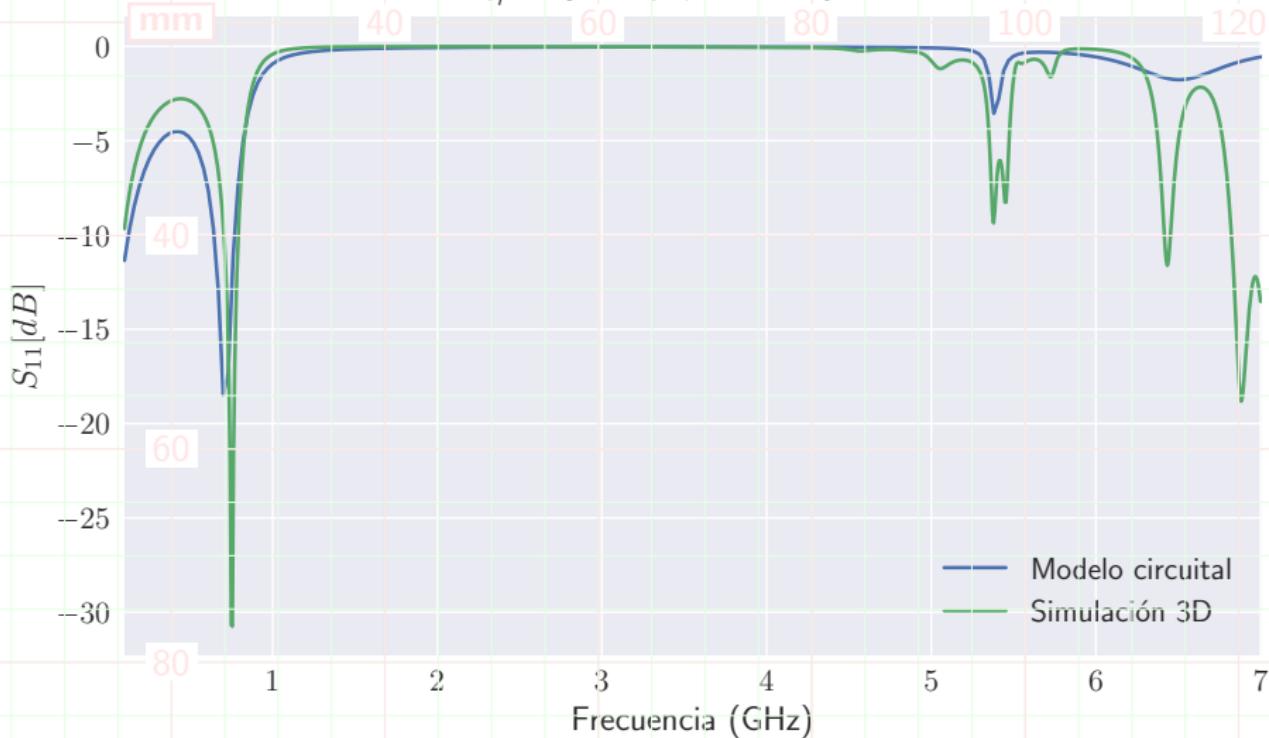
# Modelo circuitual III

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



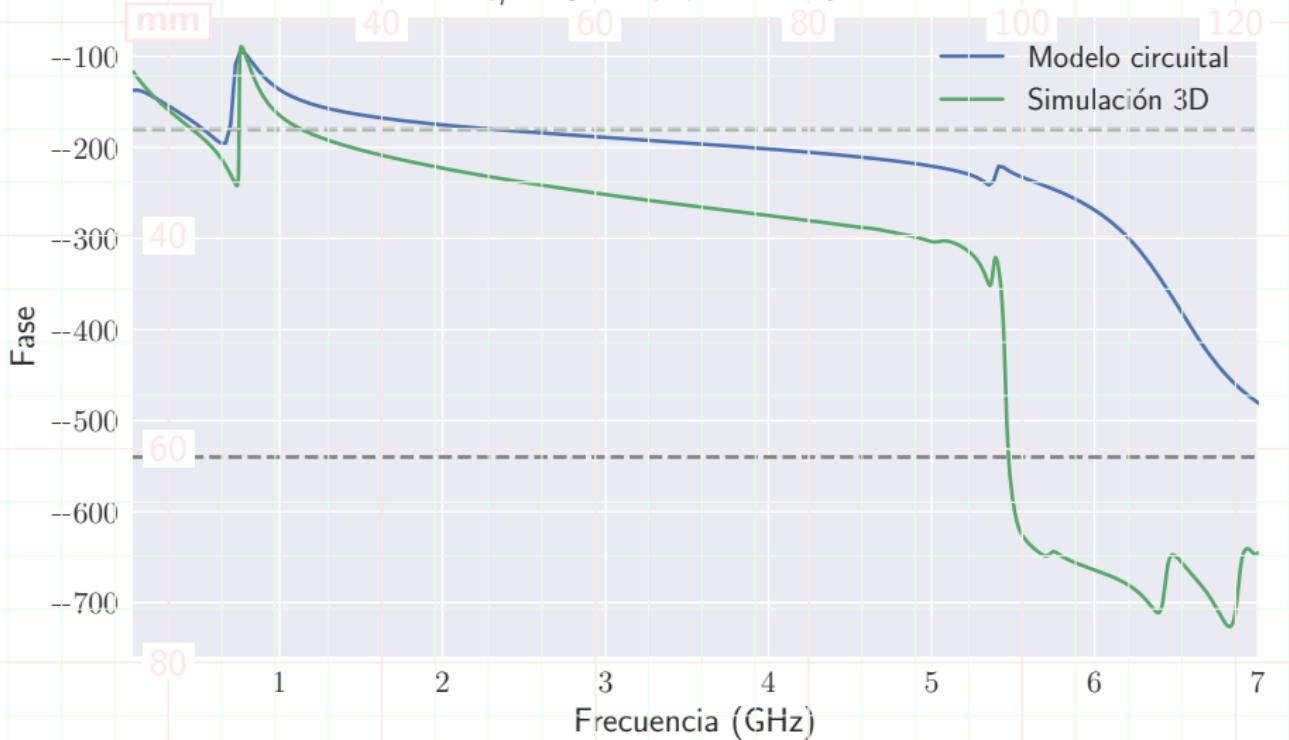
# Modelo circuitual III

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

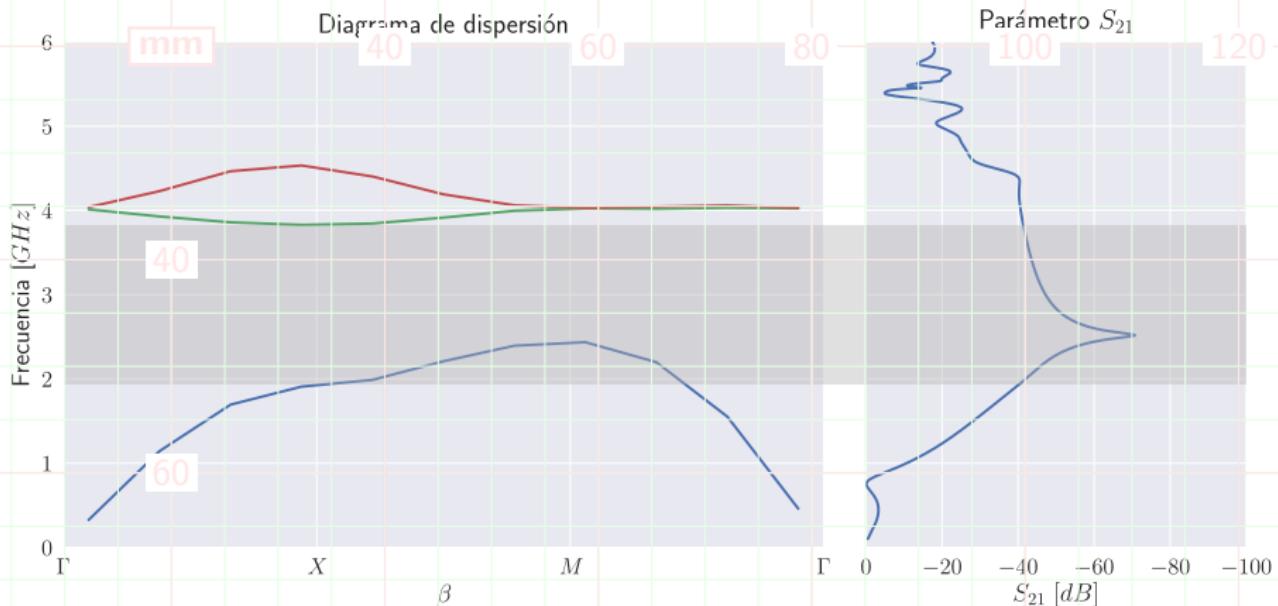


# Modelo circuitual III

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

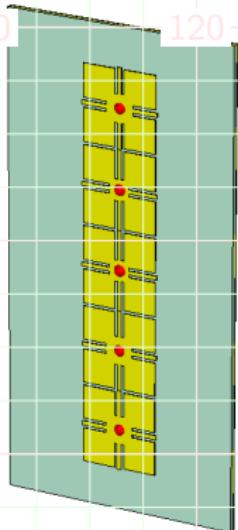
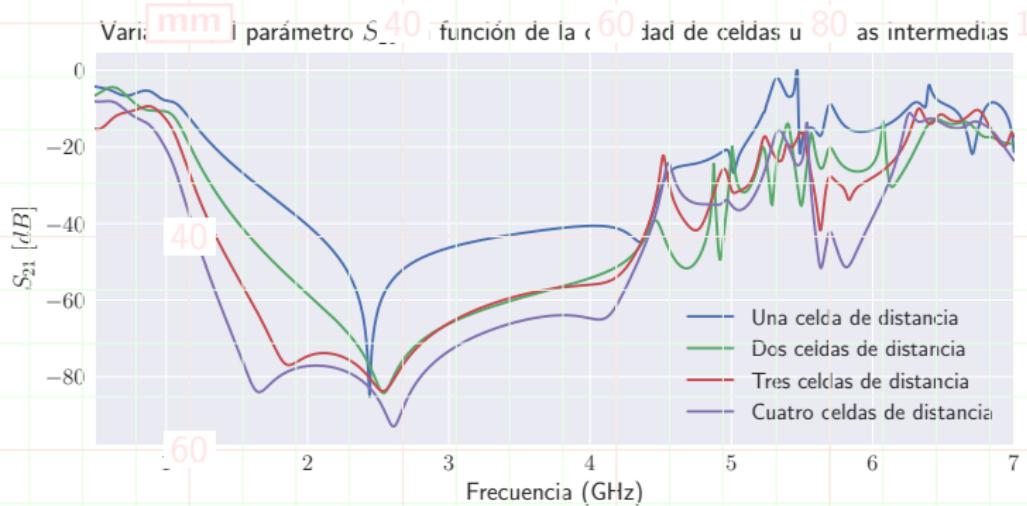


# Modelo circuitual III



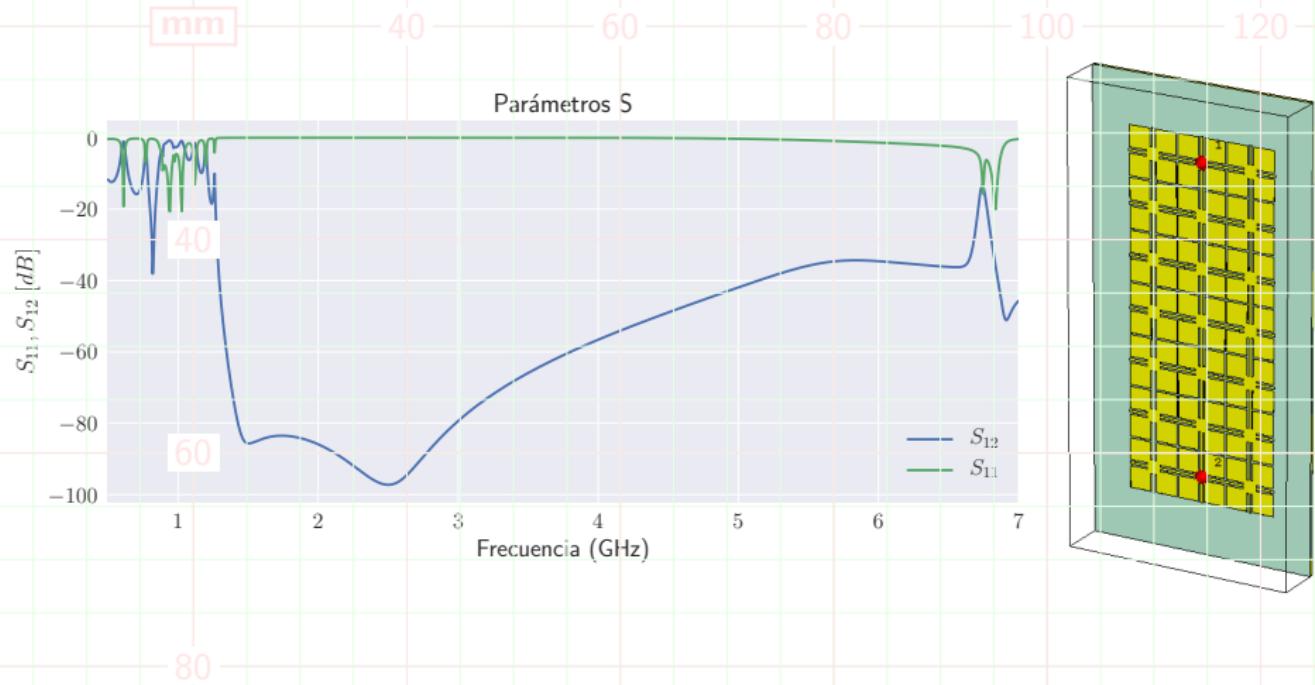
La zona demarcada corresponde al *bandgap* de la primera región.

# Comportamiento de una fila de celdas unitarias



Á 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



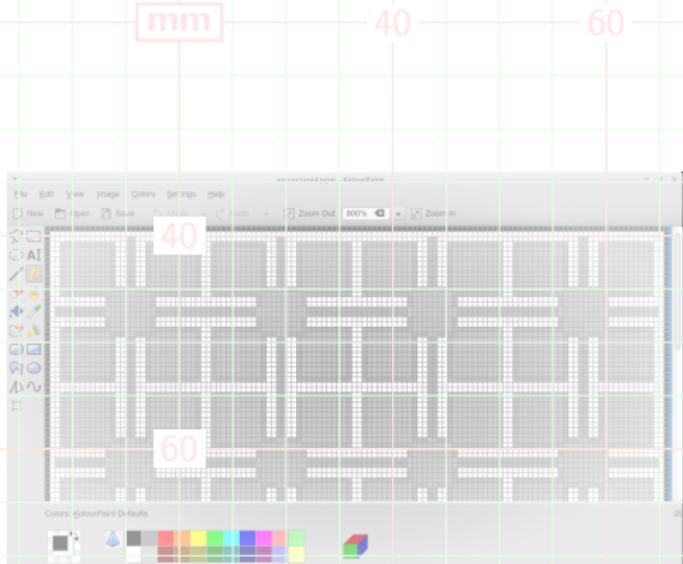
# Algoritmo propuesto para simulación

- **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**.
  - **60 xeles de contorno** (superficies adaptadas, conductoras eléctricas y magnéticas, etc).

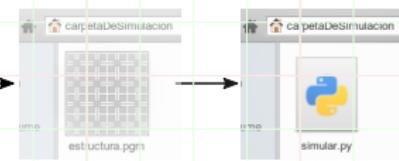
Discretización espacial  $\propto$  discretización temporal. Nyquist.

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

# Entradas del algoritmo



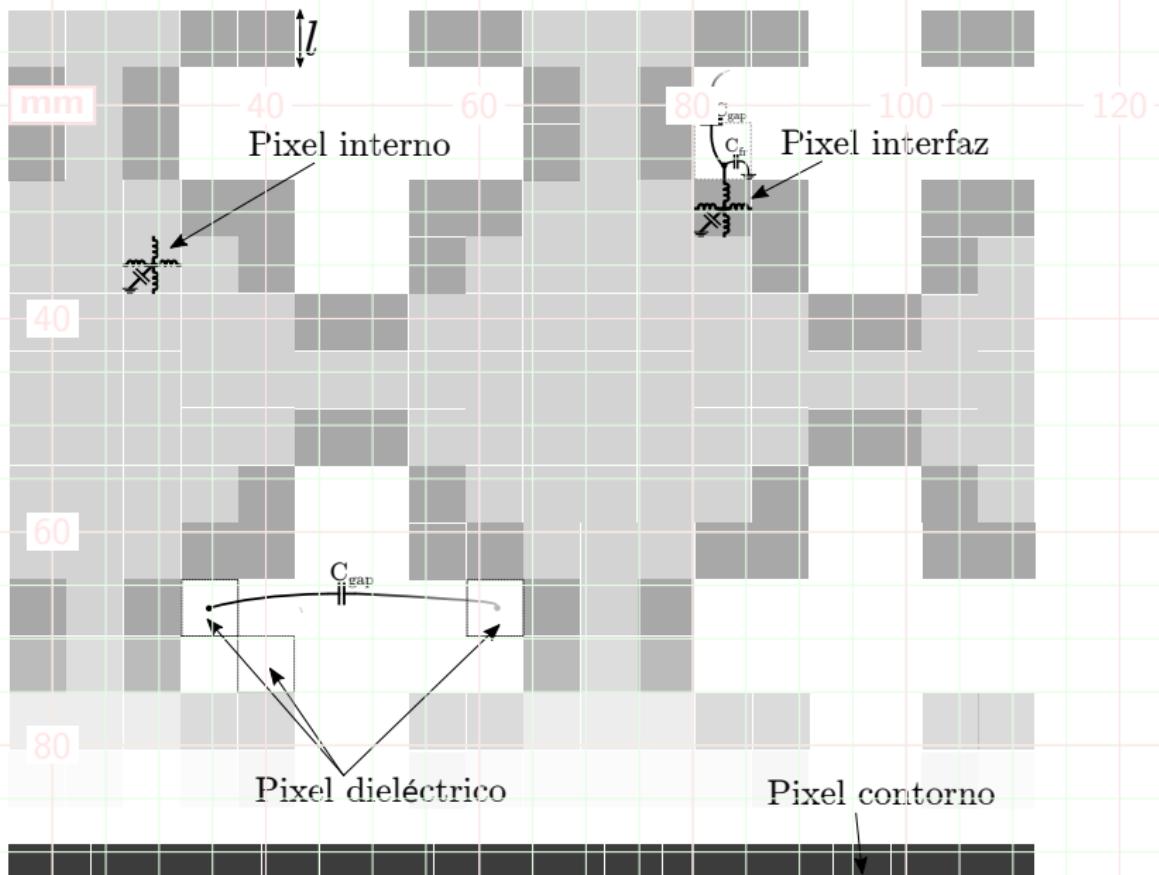
Creación de la estructura en  
mm programa de dibujo



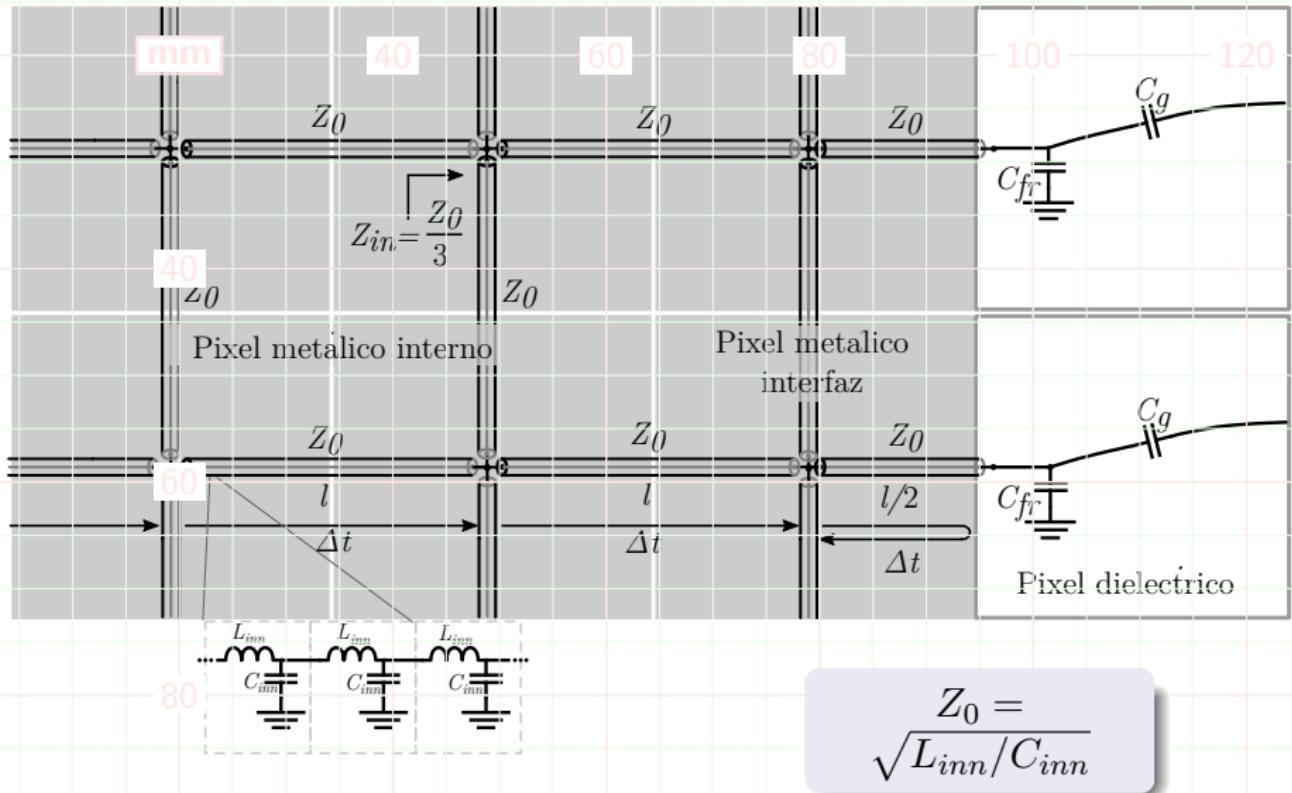
Establecimiento de variables  
de simulación:

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

# Tipos de Pixel

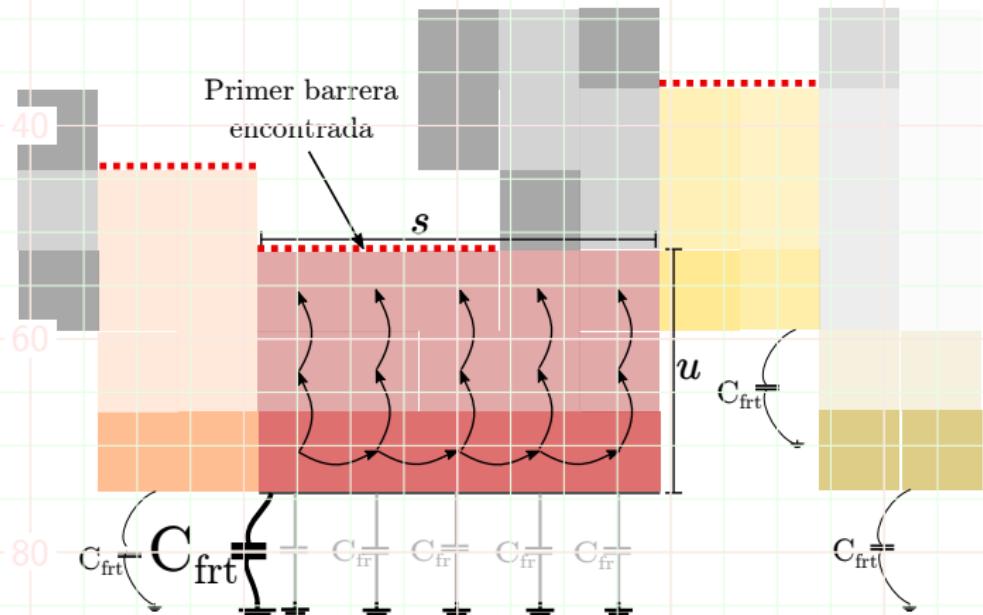


# Nodos unidos por líneas de transmisión



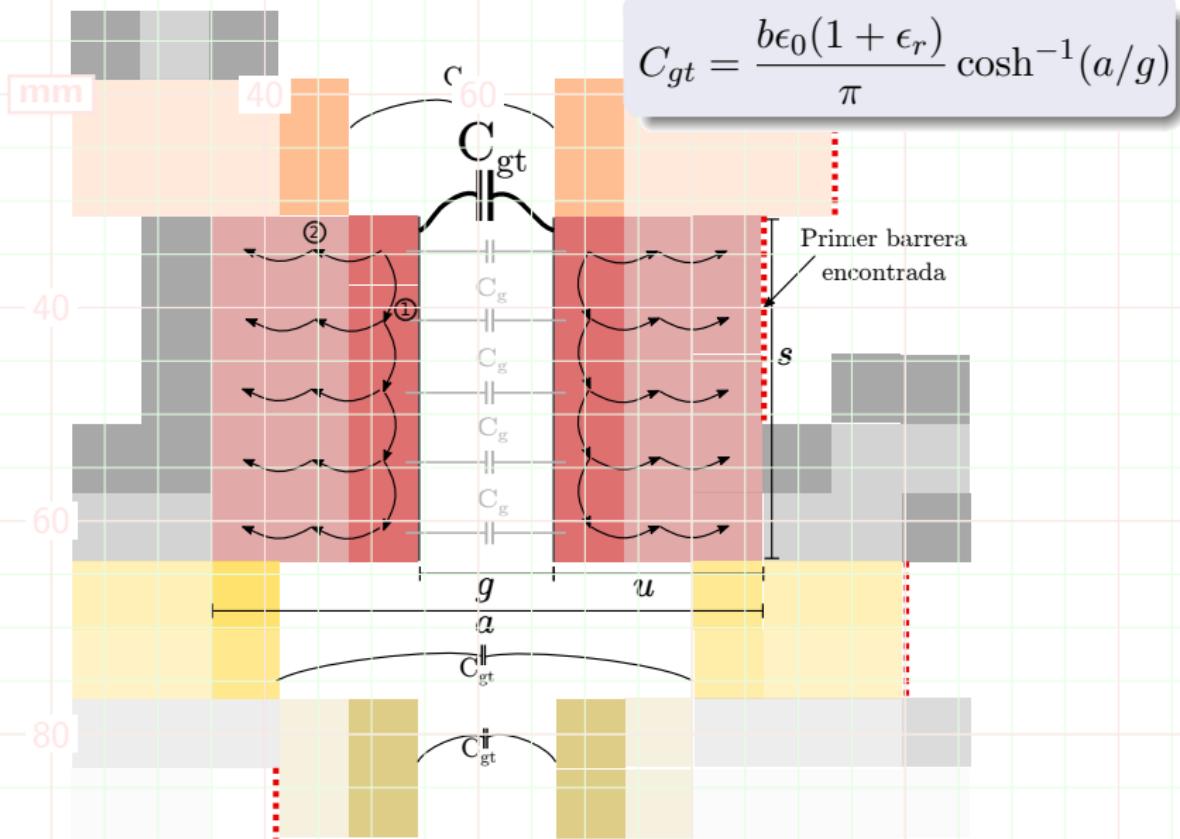
# Capacidad de *fringe*

$$C_{fr} = \text{mm} \cdot n \cdot 0,102 \frac{s/l_{40} \cdot 0,106}{s/h + 0,264} \left( 1,106 + \frac{\epsilon_r + 80}{\epsilon_r} (0,9 + \ln(s/n + 2,475)) \right)$$

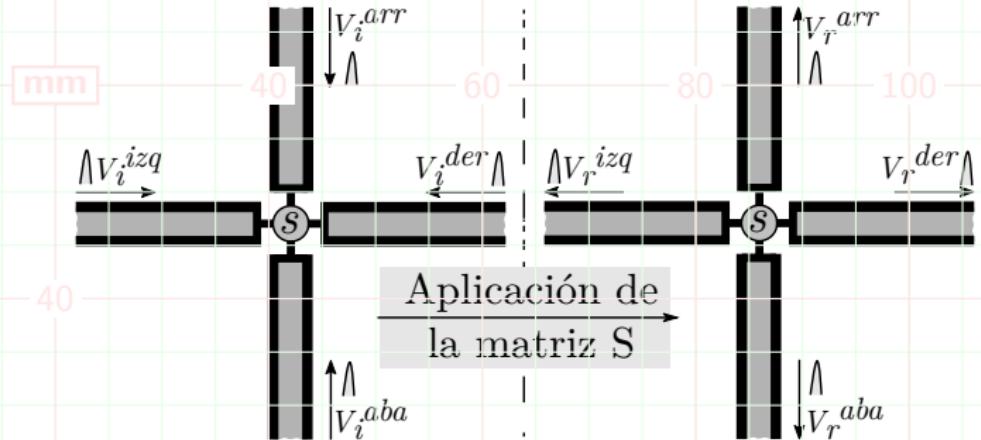


E. Hammerstad, *Computer-aided design of microstrip couplers with accurate discontinuity models*, 1981

# Acoplamiento capacitivo



# Matrices de nodos



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