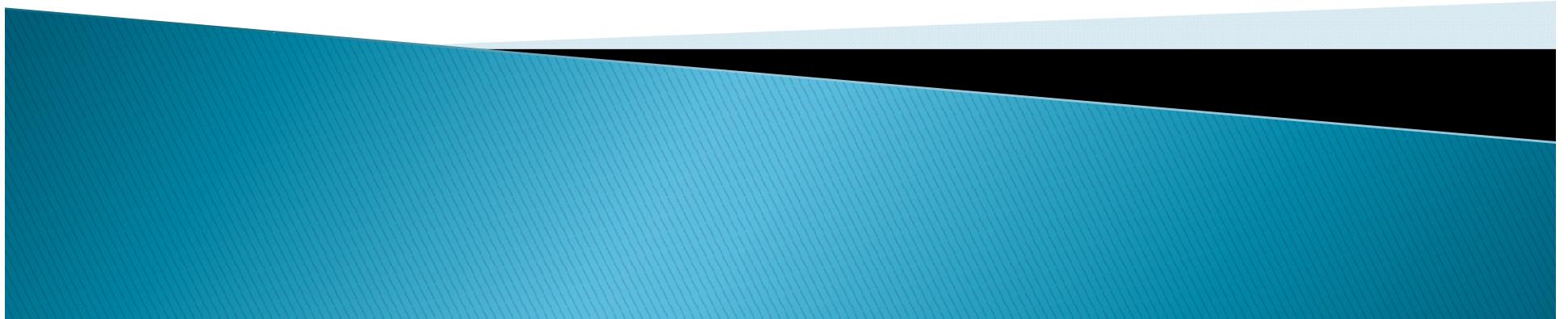


# **Antenas Microstrip: Parche Rectangular**

**PROPAGACIÓN Y SISTEMAS IRRADIANTES  
Pablo Dietz**



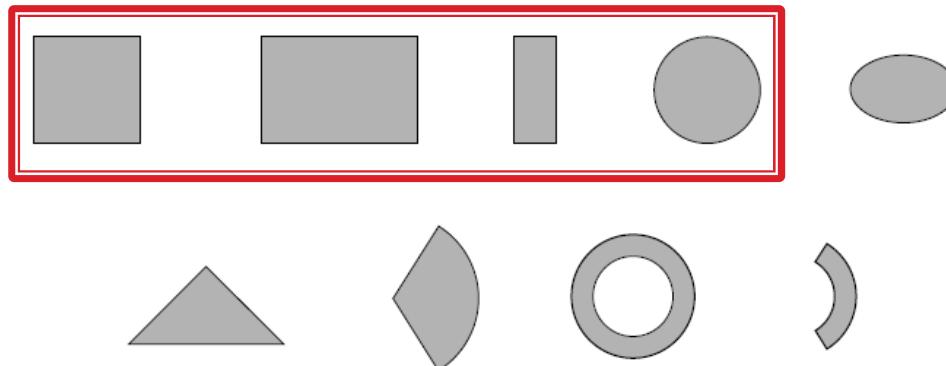
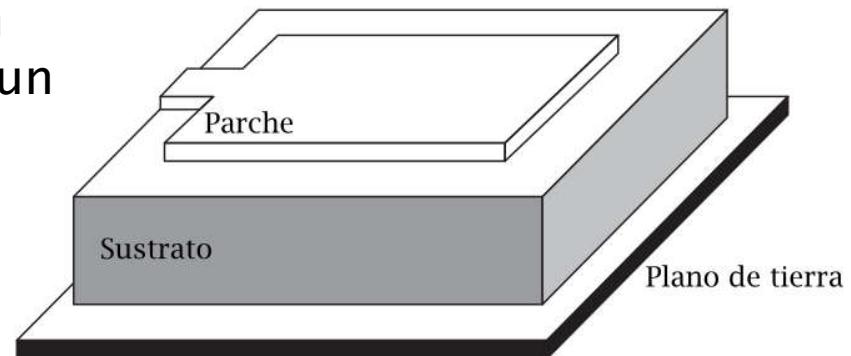
# INTRODUCCIÓN

- »» Características básicas
- Métodos de alimentación
- Métodos de análisis
- Ventajas y desventajas
- Aplicaciones

# Características básicas

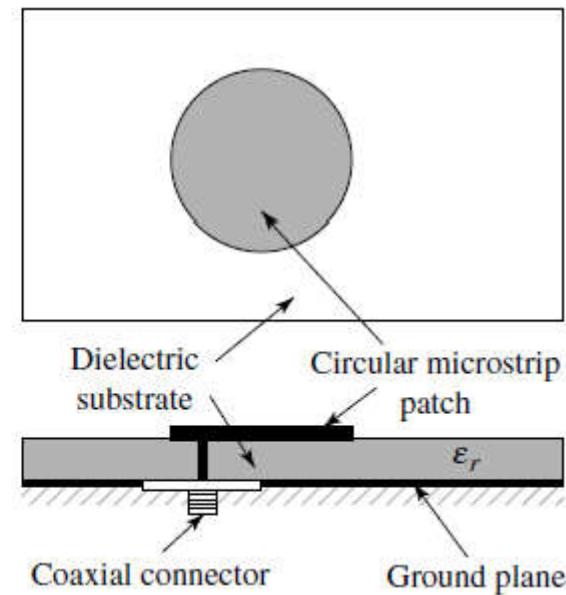
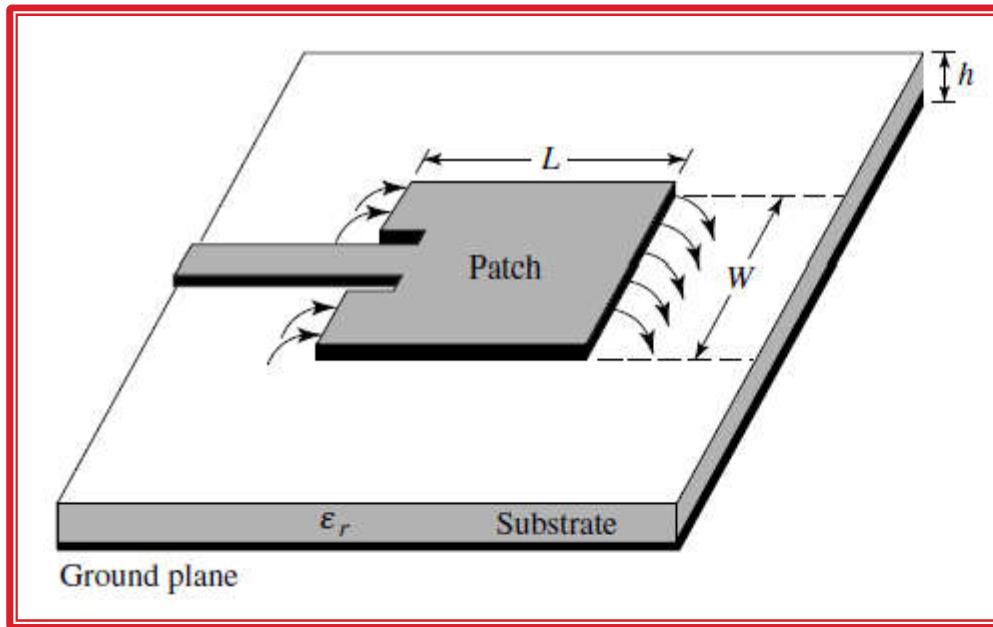
Las antenas *microstrip* consisten de un parche metálico en la parte superior de un sustrato delgado con un plano de masa en su parte inferior.

Las dimensiones del parche son comparables con  $\lambda$ .



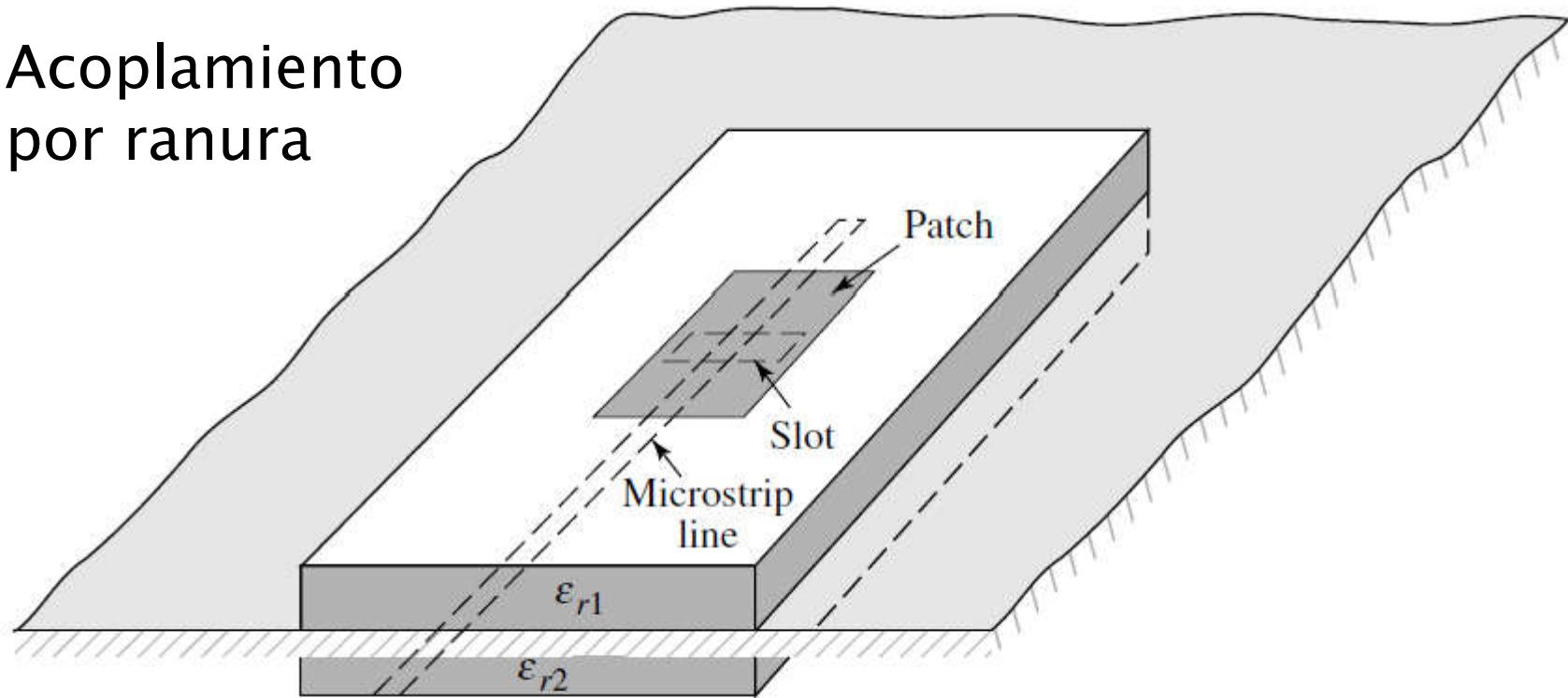
Existen varios tipos de parche siendo los mas comunes los de formato rectangular y el circular.

# Métodos de alimentación I



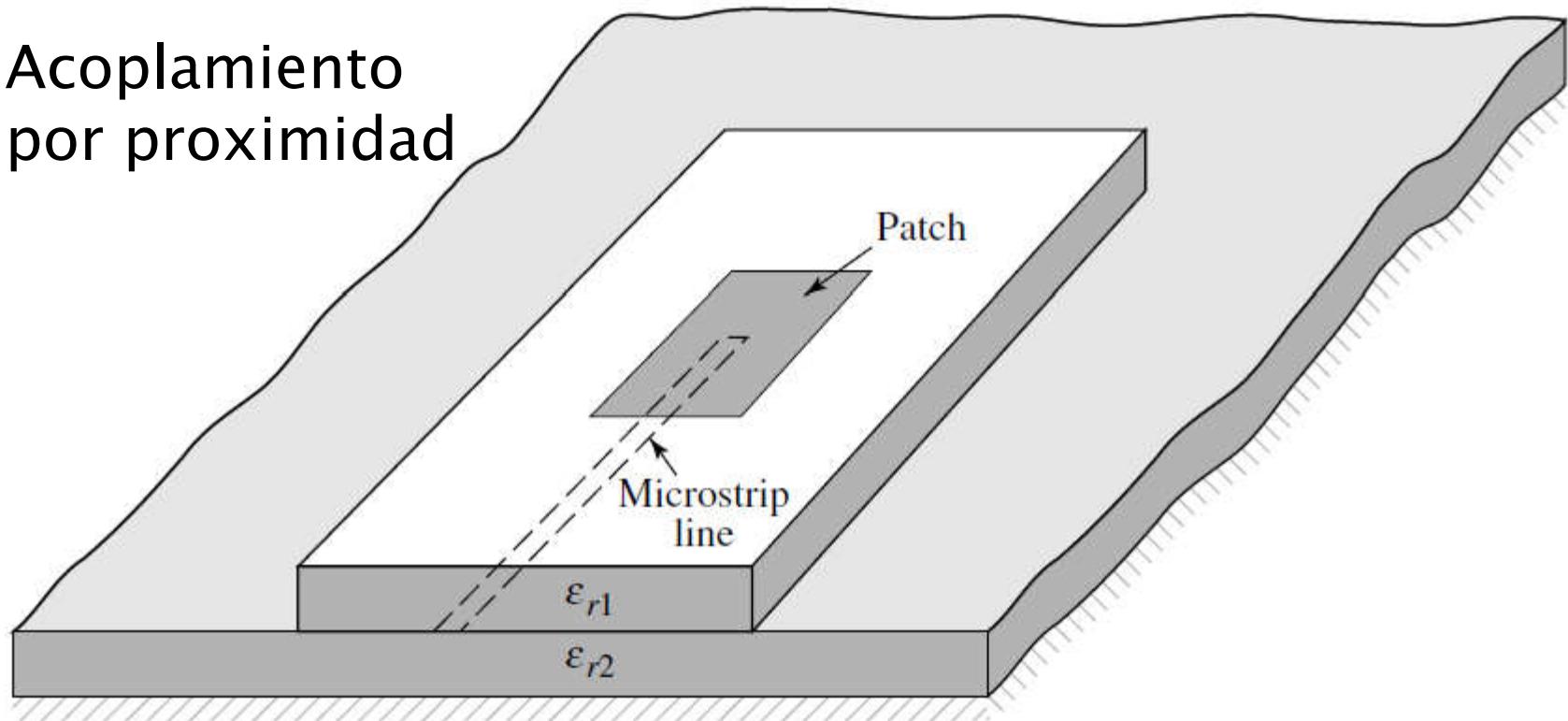
# Métodos de alimentación II

Acoplamiento  
por ranura



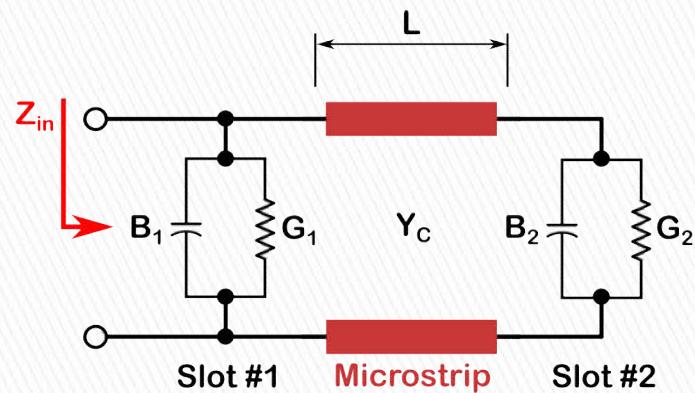
# Métodos de alimentación III

Acoplamiento  
por proximidad

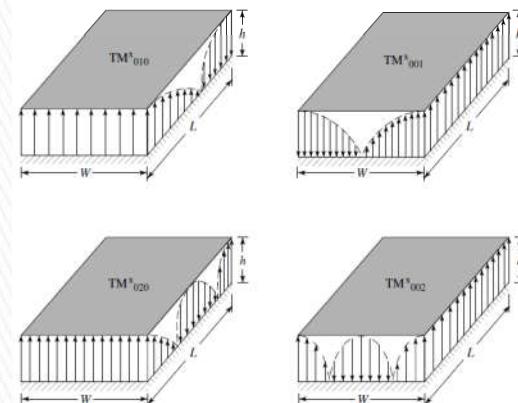


# Métodos de análisis

- ▶ Modelo unidimensional
- ▶ Solo sirve para el parche rectangular
- ▶ Trata el parche como dos ranuras radiantes paralelas
- ▶ Es mas general (no esta restringido al parche rectangular)
- ▶ No esta limitado al análisis en una sola dimensión
- ▶ Incluye todas las variaciones del campo interno del parche a través de una suma de campos modales



Modelo de línea de transmisión



Modelo de cavidad

# Ventajas y desventajas

- ▶ Bajo perfil
- ▶ Fabricación sencilla y barata
- ▶ Robustas
- ▶ Combinables con circuitos integrados de microondas
- ▶ Baja eficiencia
- ▶ Baja potencia
- ▶ Alto Q
- ▶ Pobre pureza de polarización
- ▶ Banda estrecha
- ▶ Radiación espuria

Ventajas

Desventajas

# Aplicaciones

- ▶ Antenas embarcadas en misiles
- ▶ Altímetros radar en aviones
- ▶ Antenas de exploración radar en satélites
- ▶ Sistemas GPS
- ▶ Telefonía móvil
- ▶ Comunicaciones móviles por satélite
- ▶ Aplicadores de calor en medicina  
(hipertermia)

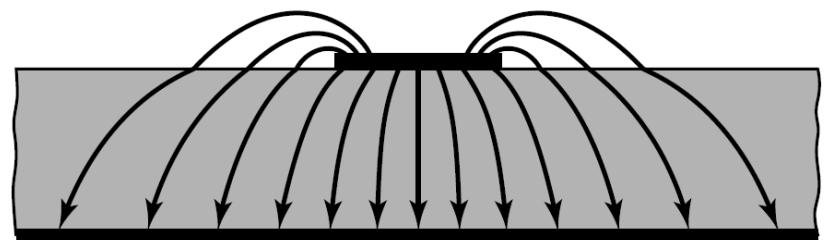
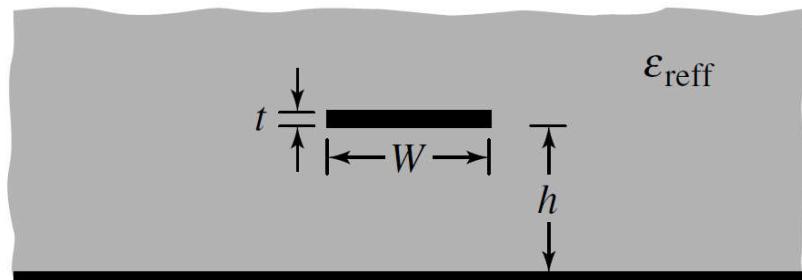
# Métodos de análisis

- »» Modelo de líneas de transmisión
- Modelo de cavidad

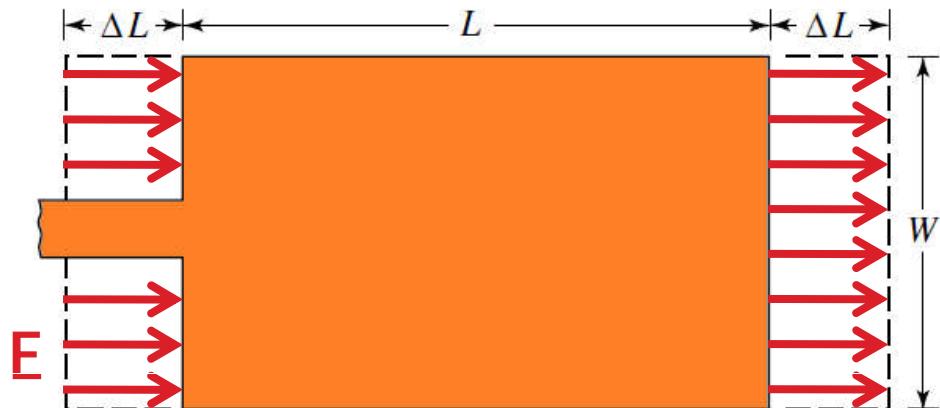
# Modelo de líneas de transmisión I

$$W/h > 1$$

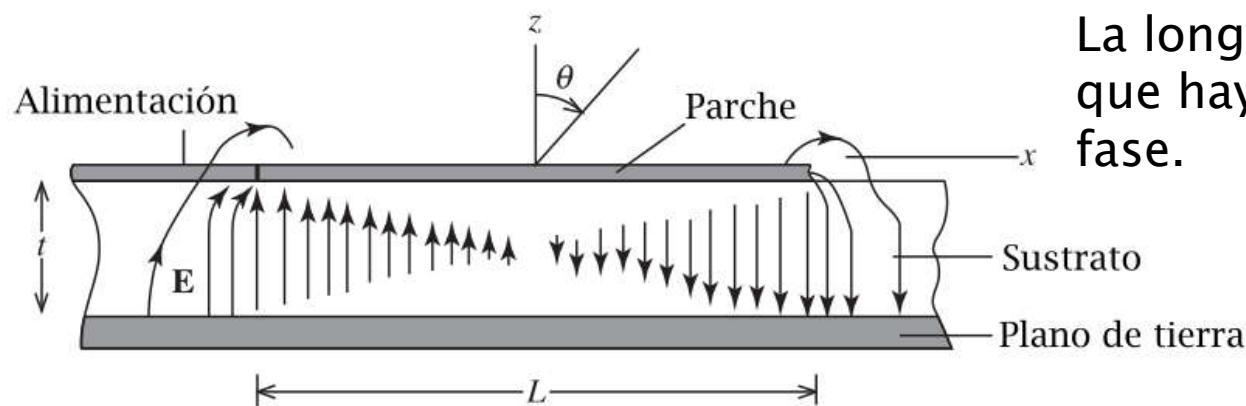
$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}$$



# Modelo de líneas de transmisión II



$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)}$$



La longitud L se elige para que haya una inversión de fase.

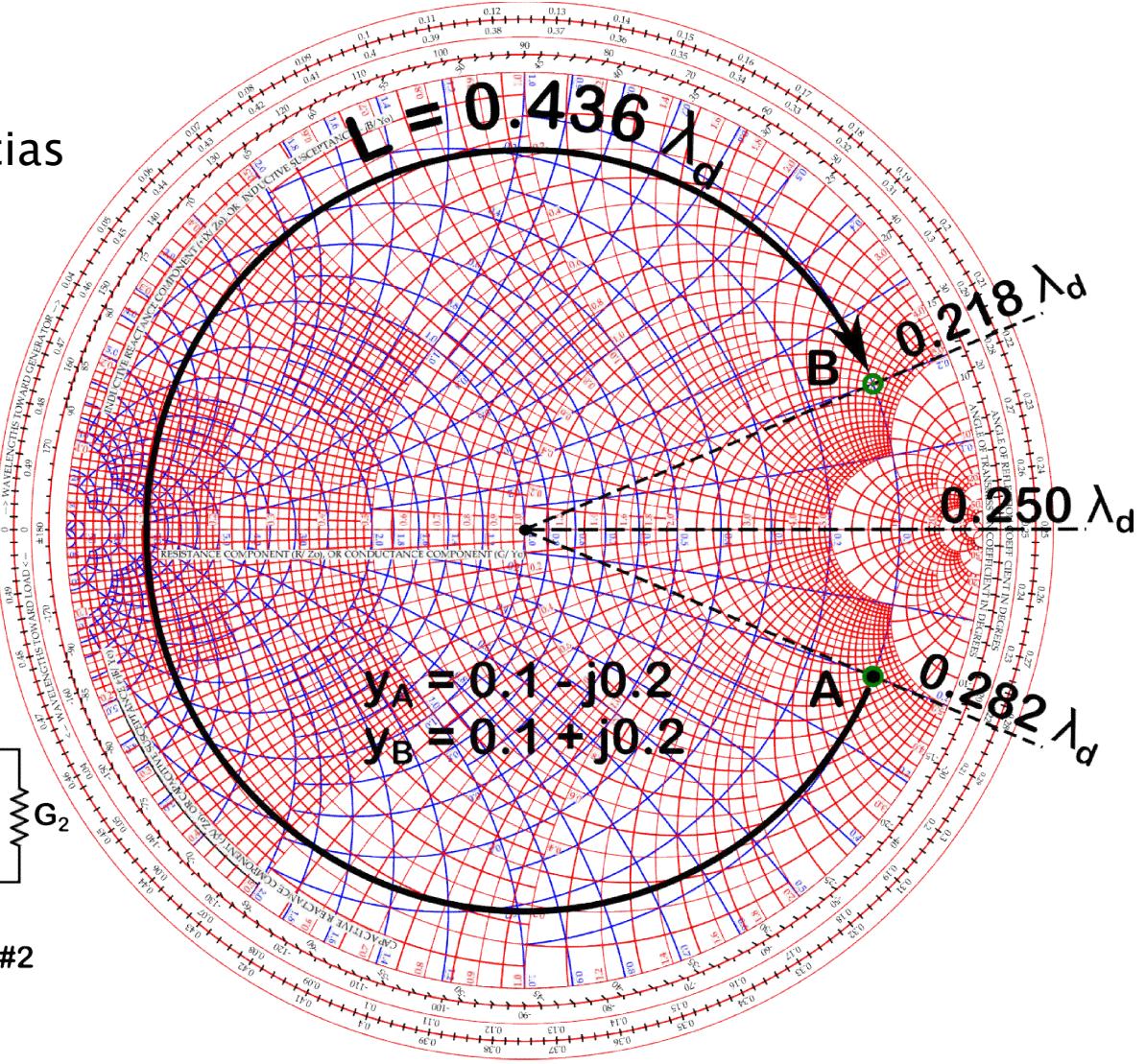
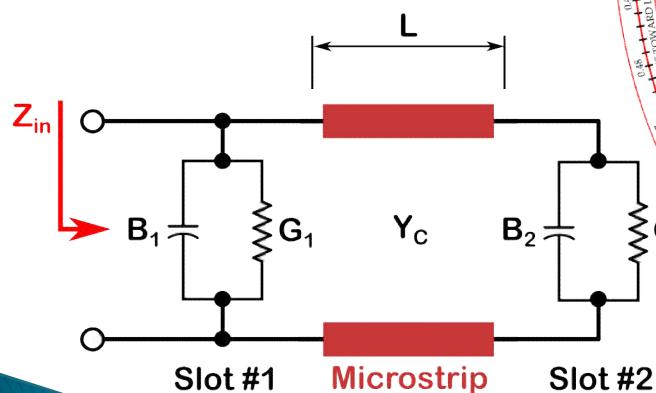
# Modelo de líneas de transmisión III

Notar que a la frecuencias de resonancia:

$$y_{in} = y_A + y_B = 0.2$$

Es decir que:

$$Z_{in} = R_{in} \approx \frac{1}{2G_1}$$

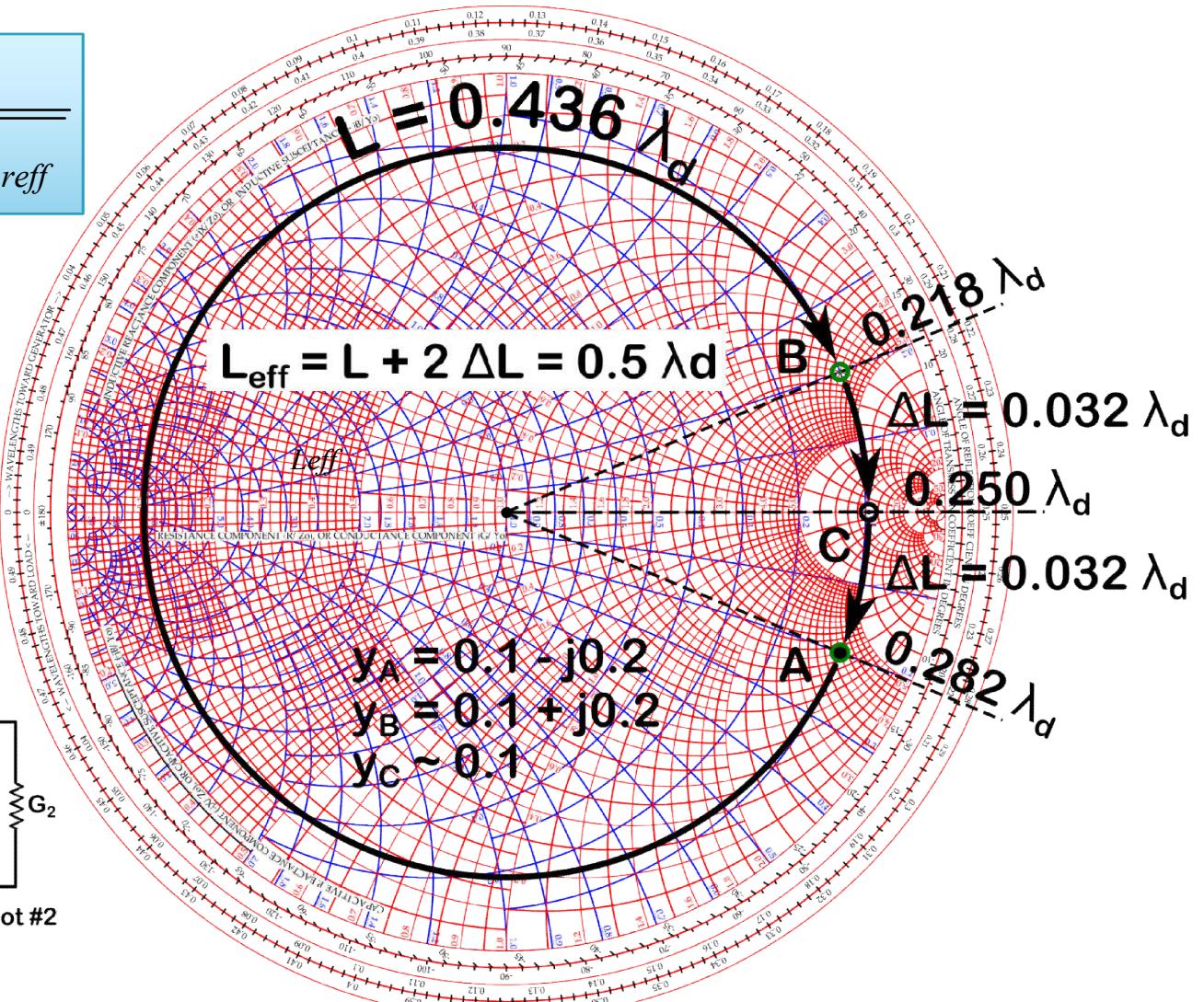
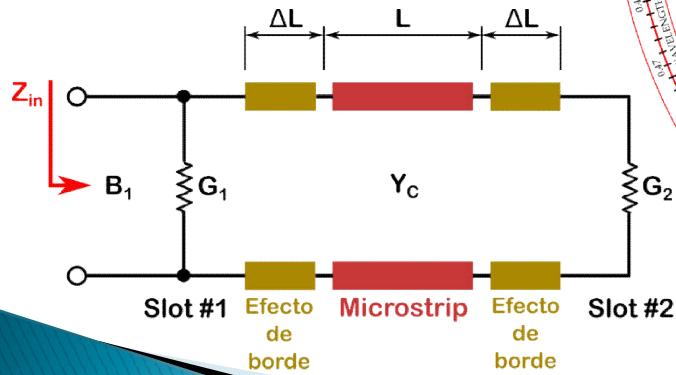


# Modelo de líneas de transmisión IV

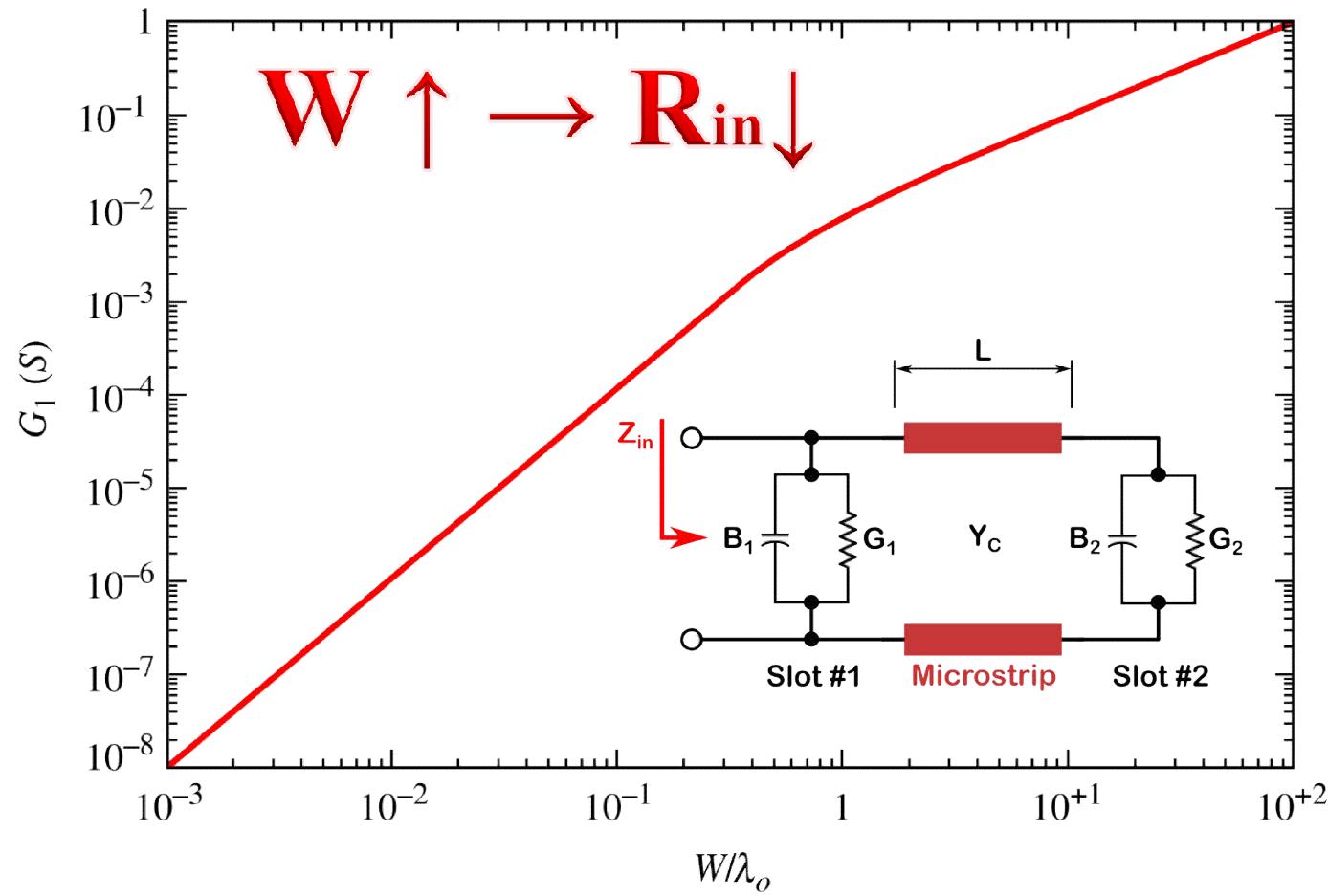
$$L_{eff} = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{ref}}}$$

$$L_{eff} = \frac{\lambda_0}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{ref}}}$$

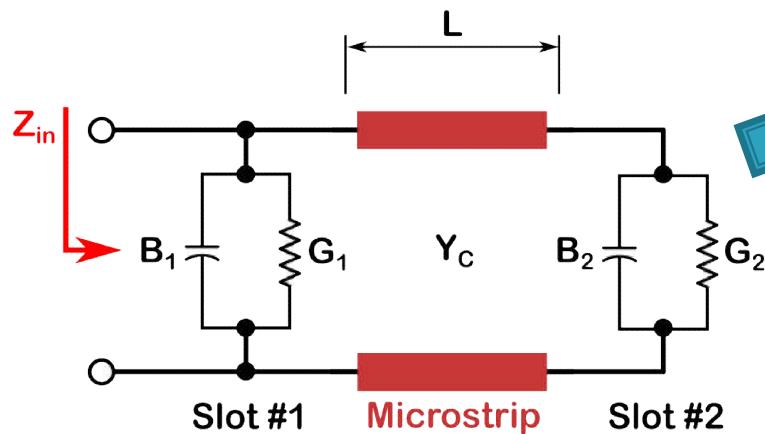
$$L_{eff} = \frac{\lambda_d}{2}$$



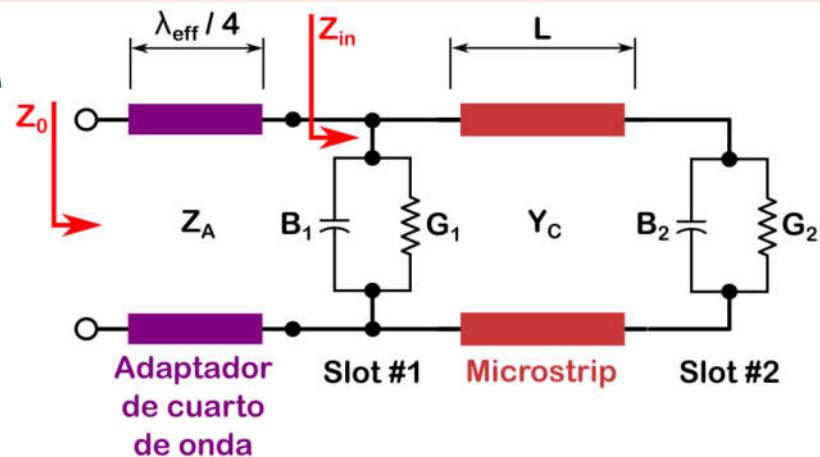
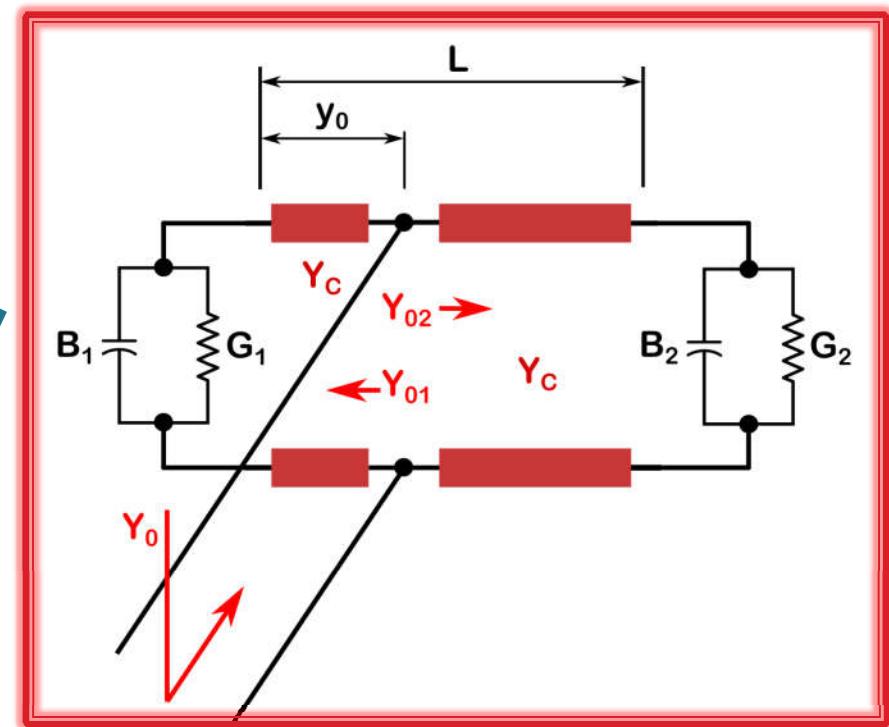
# Modelo de líneas de transmisión V



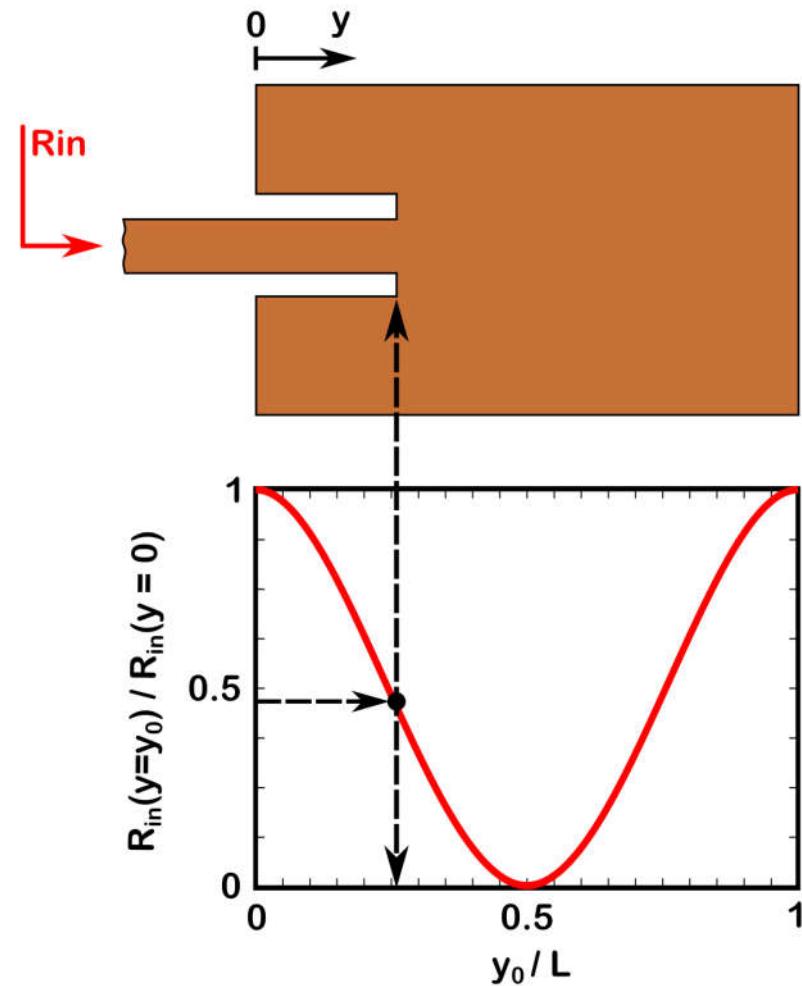
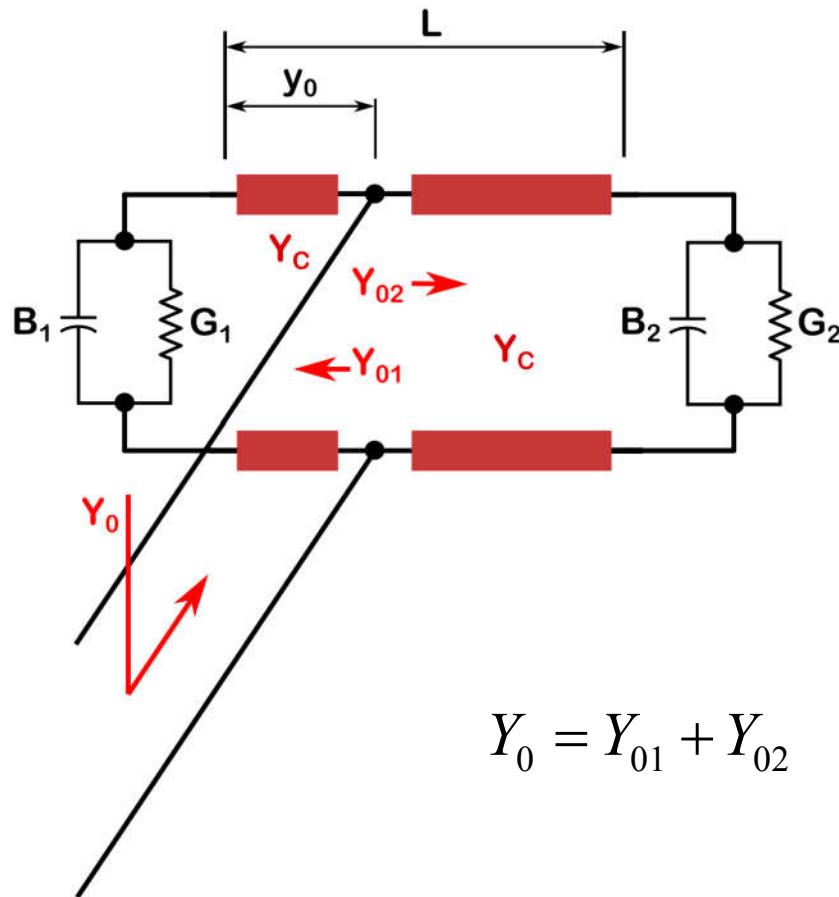
# Modelo de líneas de transmisión VI



La impedancia en el borde del parche es muy elevada comparada con la impedancia característica de  $50\Omega$  de la línea de alimentación.

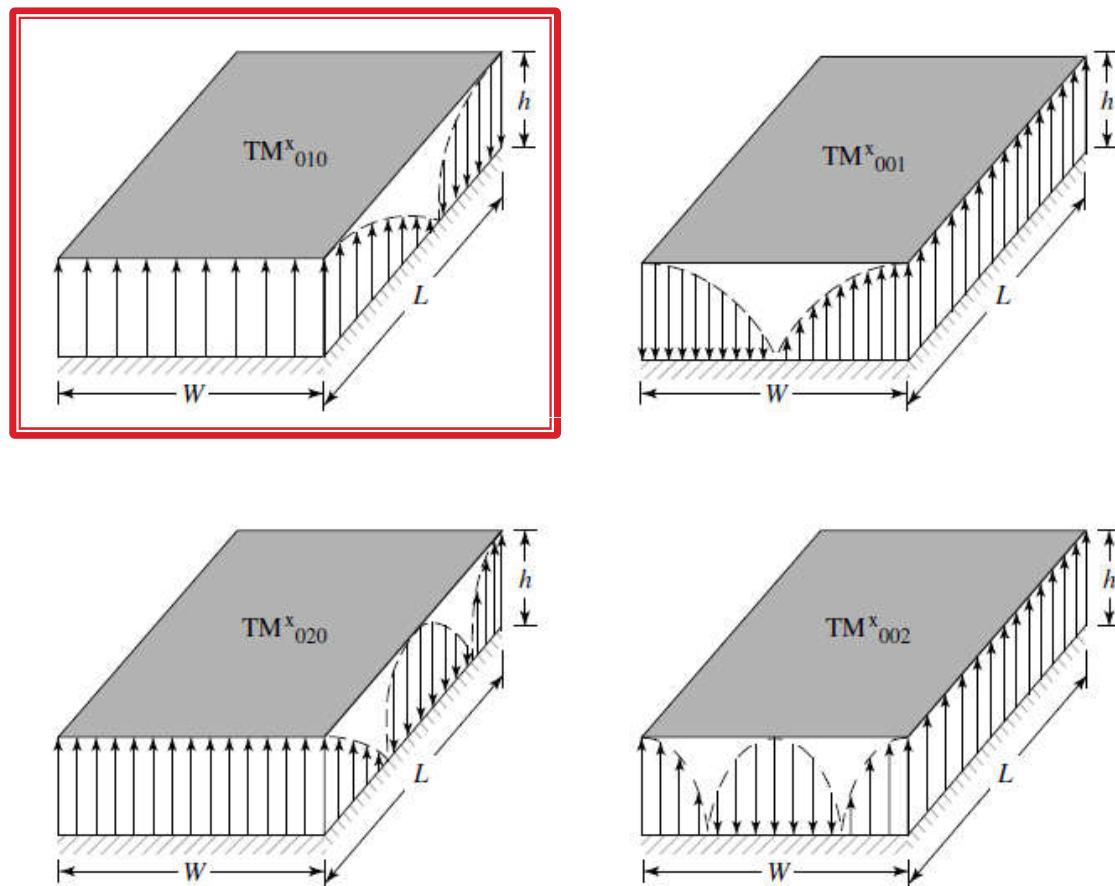


# Modelo de líneas de transmisión VII

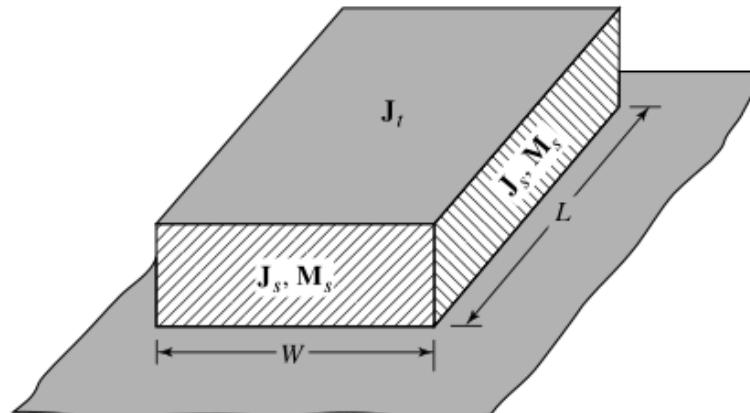


# Modelo de cavidad I

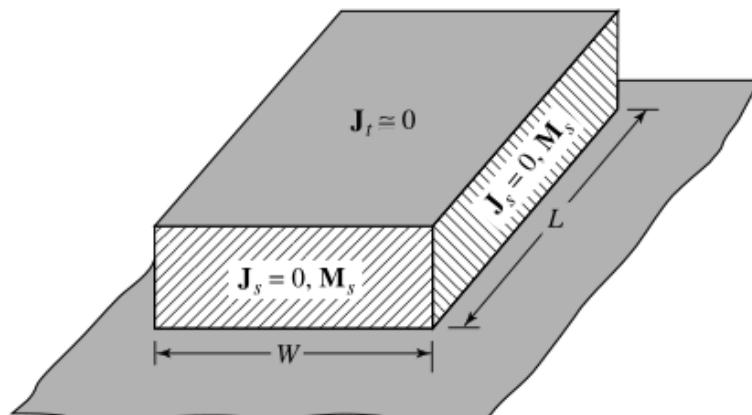
El parche admite varias distribuciones de campo (modos) de acuerdo con las soluciones de la ecuación de onda homogénea y las condiciones de contorno.



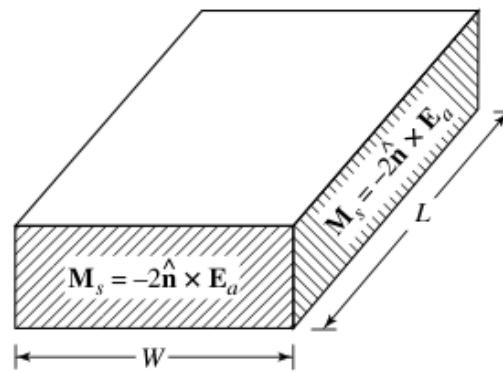
# Modelo de cavidad II



$J_s, M_s$  con plano de tierra

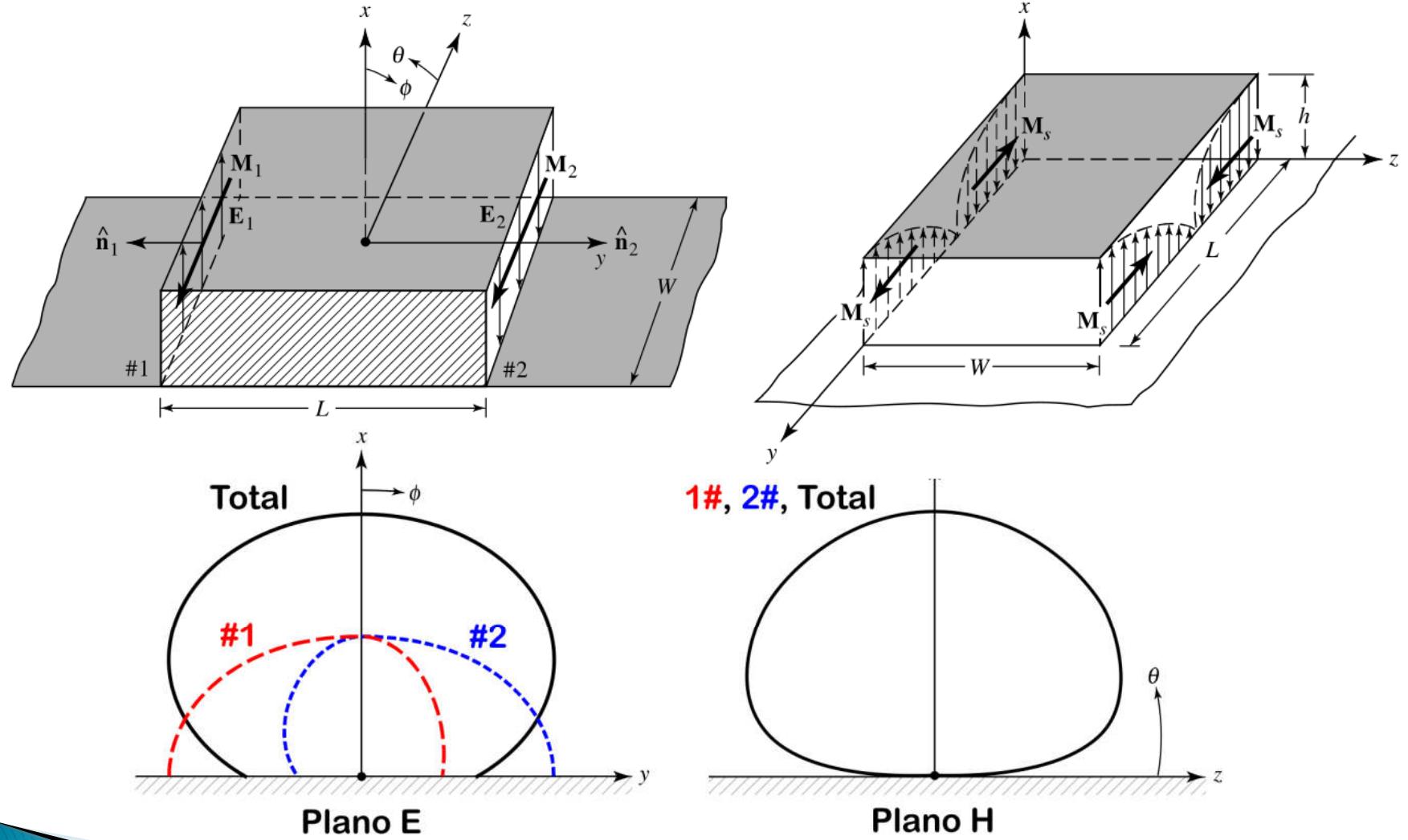


$J_s=0, M_s$  con plano de tierra



$M_s$  sin plano de tierra

# Modelo de cavidad III



# Diseño e implementación

»» Cálculo  
Simulación  
Optimización  
Construcción

# Especificaciones

La idea es mejorar la conectividad de un enlace WIFI hogareño para las normas G y N.

- ▶ Frecuencia de resonancia (fr): 2.422 GHz
- ▶ ROE < 2 con un BW > 44 MHz
- ▶ Directividad > 3dB
- ▶ Altura del sustrato (h): 1.6 mm
- ▶ Constante relativa dieléctrica del sustrato: 4.5
- ▶ Tangente de pérdidas: 0.0025

# Cálculo I

Paso 1:  $W = \frac{c_0}{2f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$

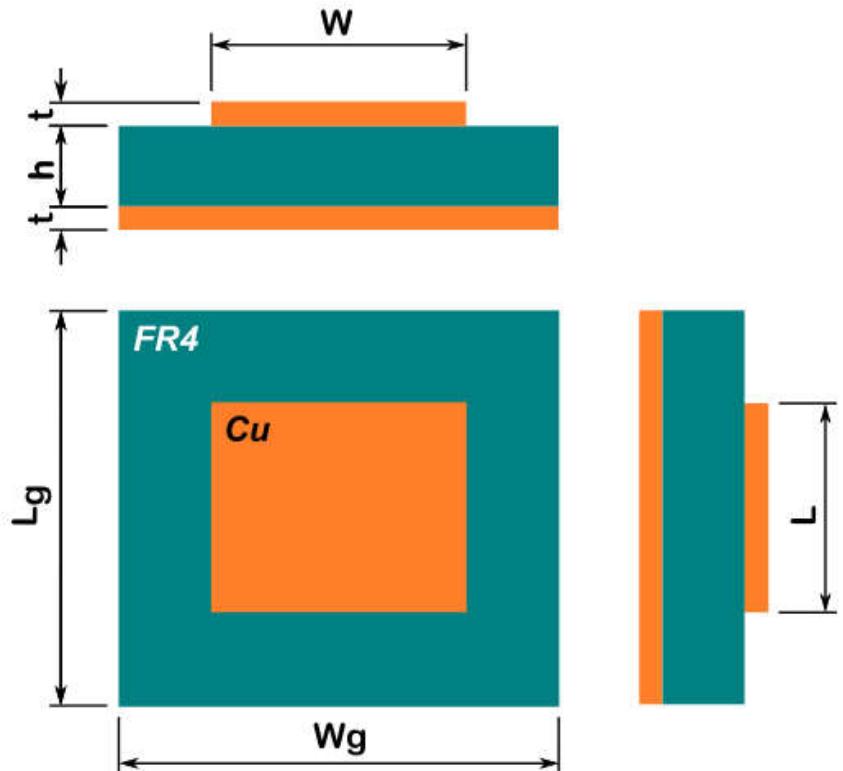
Paso 2:  $\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[ 1 + 12 \cdot \frac{h}{W} \right]$

Paso 3:  $\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \cdot \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} + 0.258) \cdot \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)}$

Paso 4:  $L_{eff} = \frac{c_0}{2f_r} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$

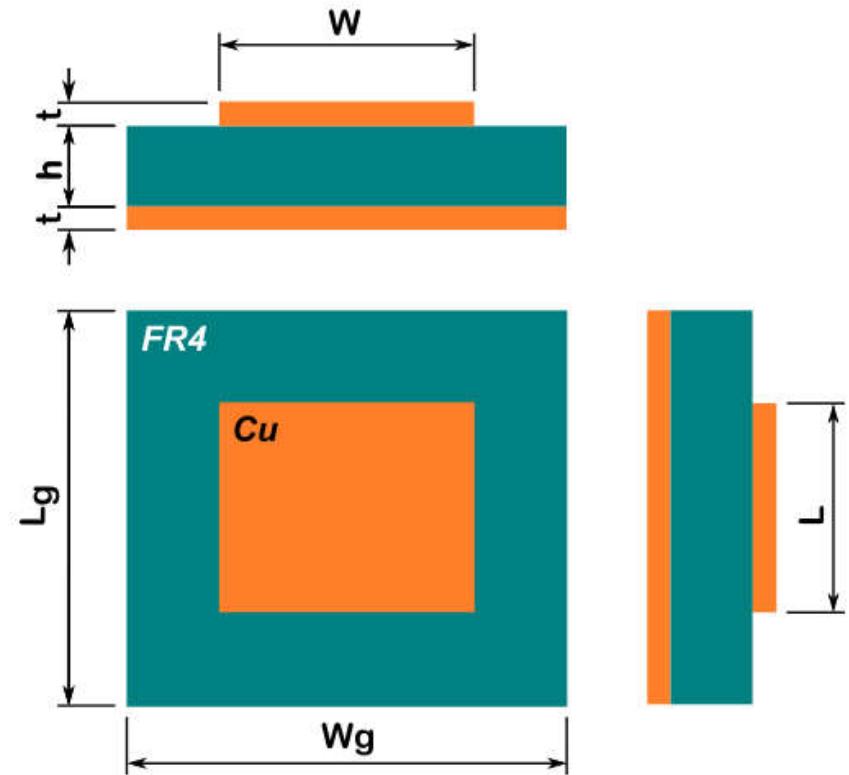
Paso 5:  $L = L_{eff} - 2\Delta L$

Paso 6:  $W_g = 20 \cdot h + W$  y  $L_g = 20 \cdot h + L$

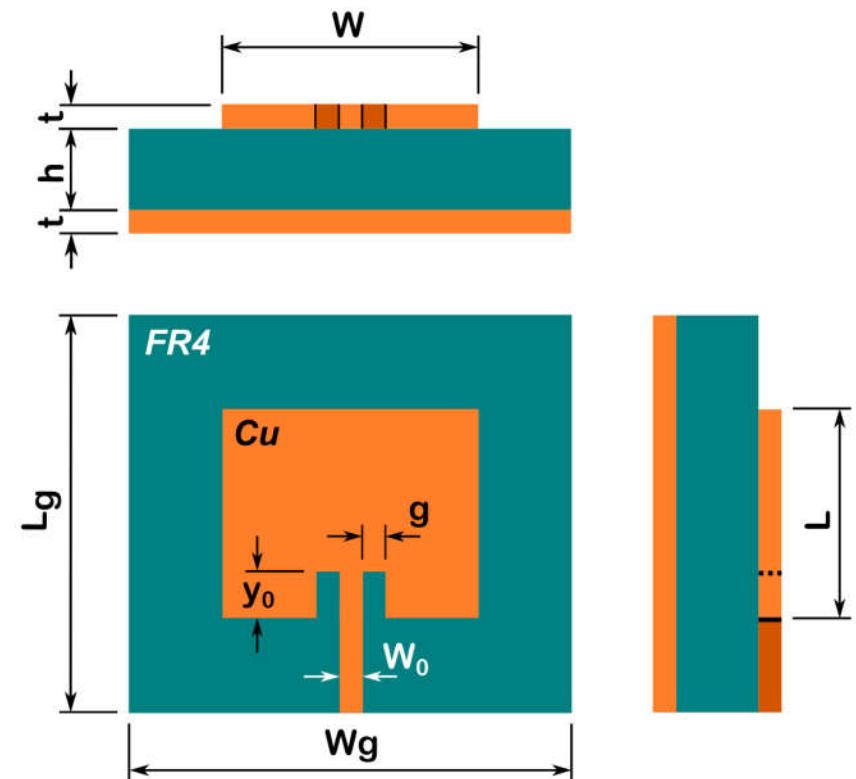
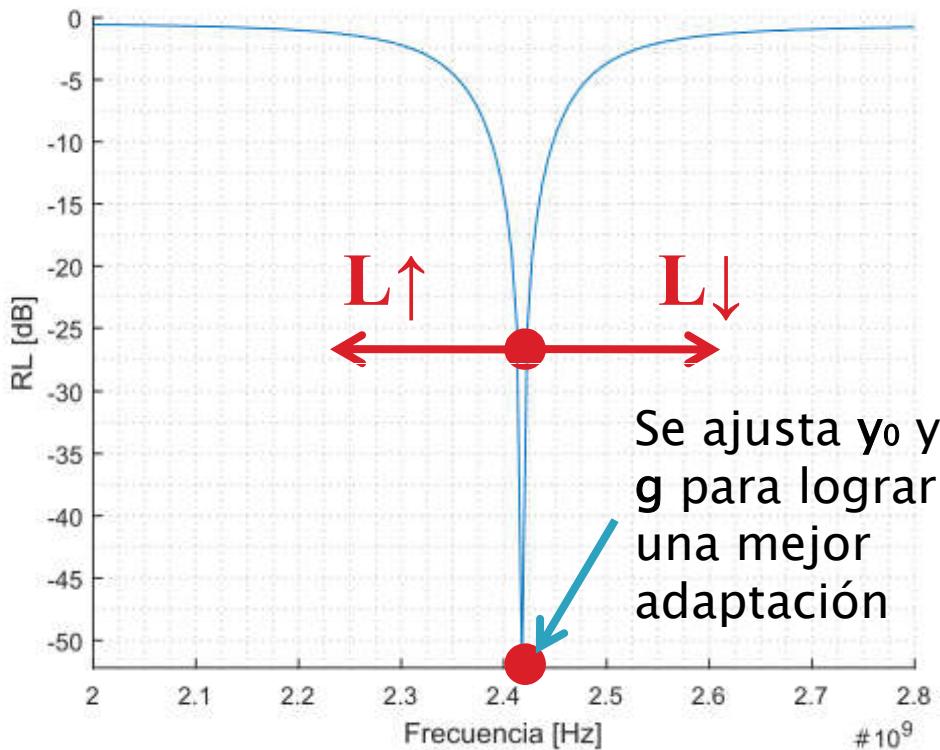


# Cálculo II

Dimensión	Valor	Unidad
t	35	$\mu\text{m}$
h	1.6	mm
W	37.35	mm
L	28.85	mm
Wg	70	mm
Lg	60	mm



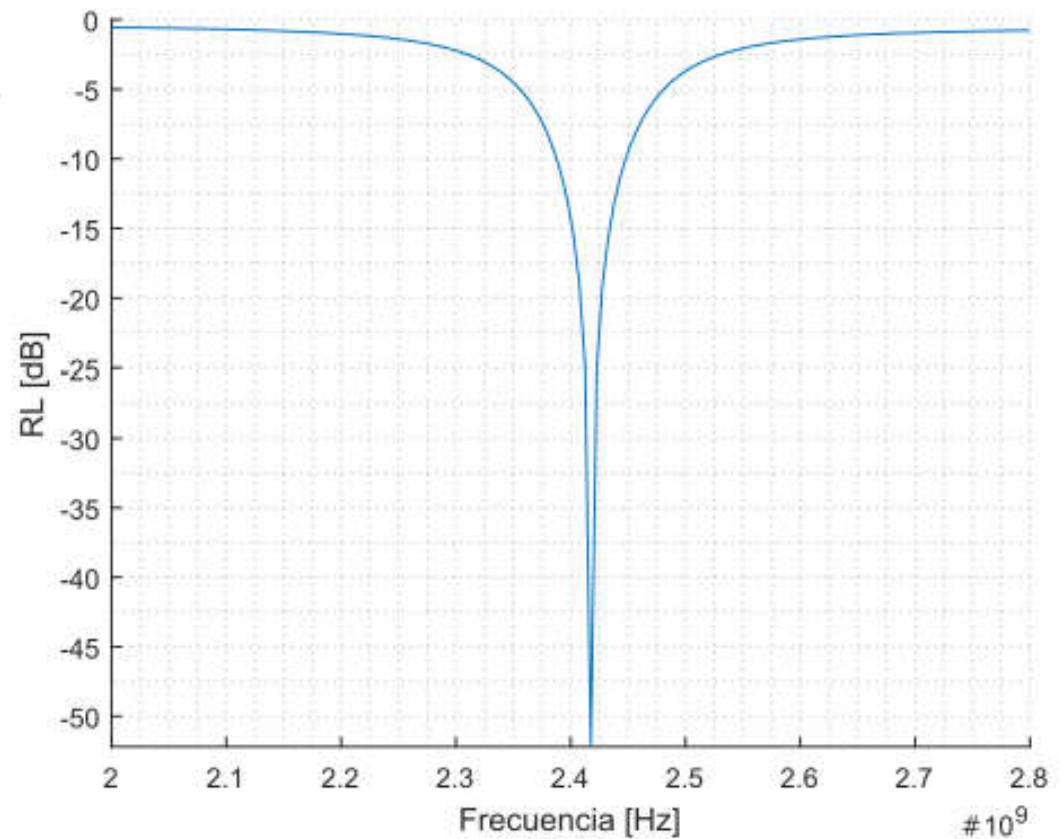
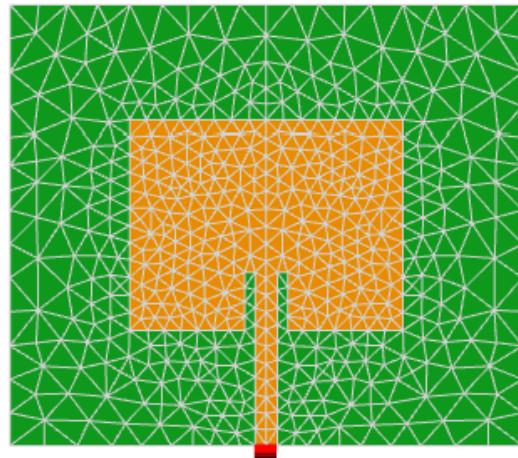
# Simulación I



# Simulación II

## Simulación:

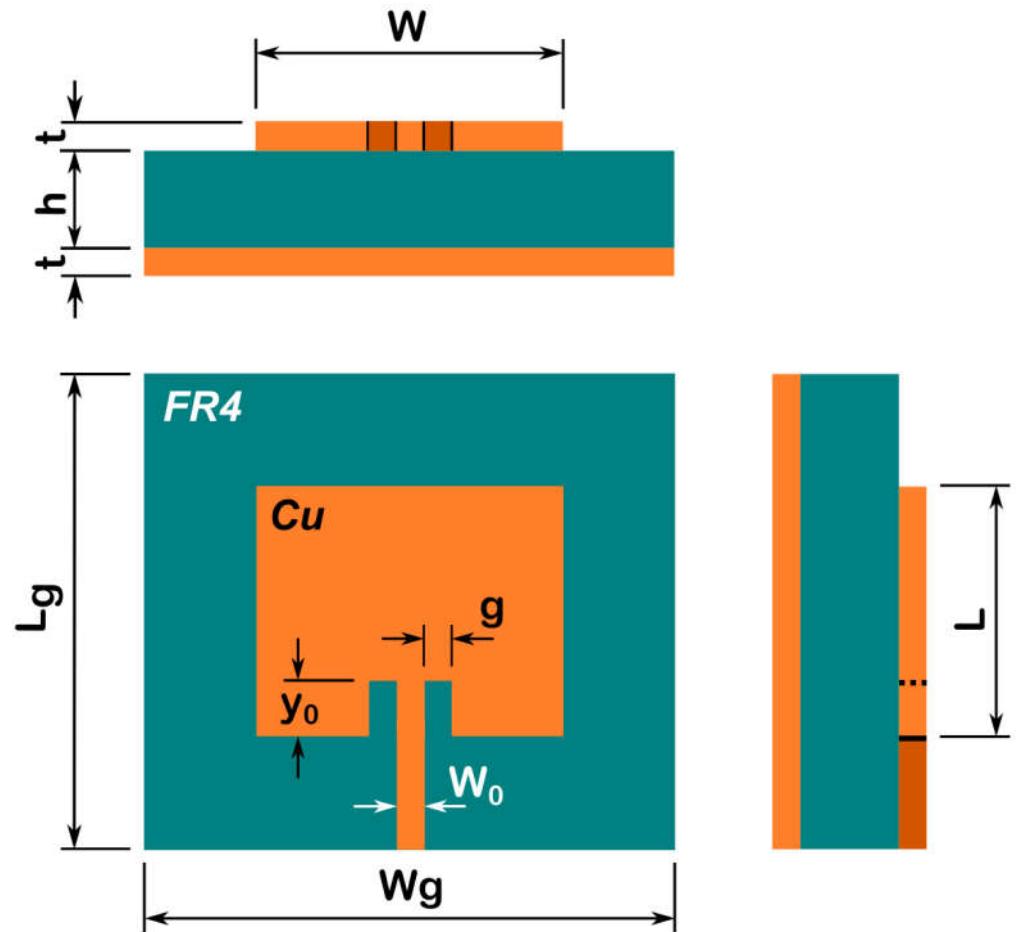
- $f_r = 2.4220 \text{ GHz}$
- $\text{RL} @ 2.4220 \text{ GHz} = -52.2 \text{ dB}$



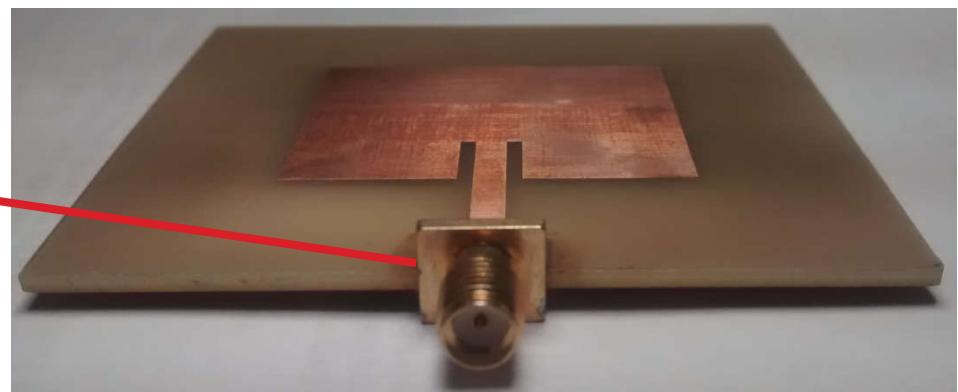
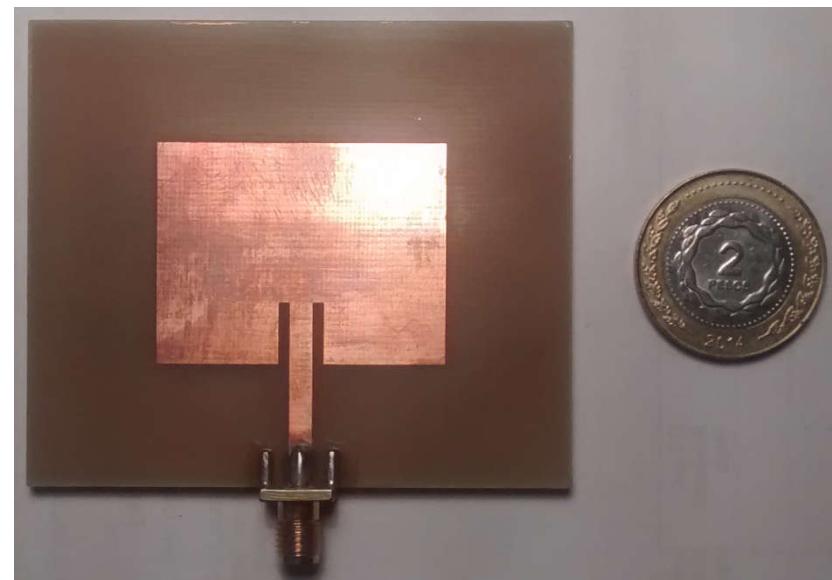
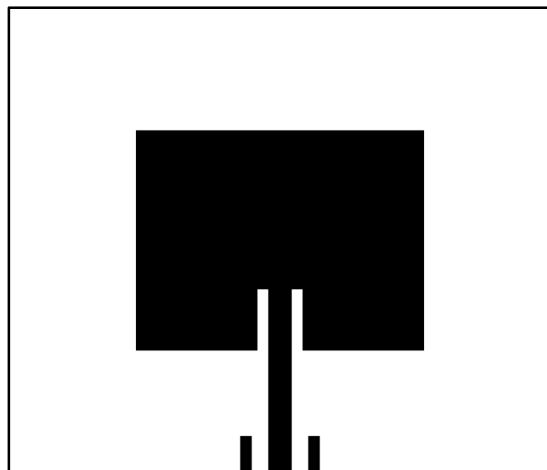
# Simulación III

Magnitud	Valor	Unidad
$h$	1.6	mm
$W$	37.35	mm
$L$	28.55	mm
$W_g$	70	mm
$L_g$	60	mm
$W_0$	3.05	mm
$g$	1.4	mm
$y_0$	7.94	mm

Se observa un error del 1.05% con respecto a los valores calculados de  $W$  y  $L$



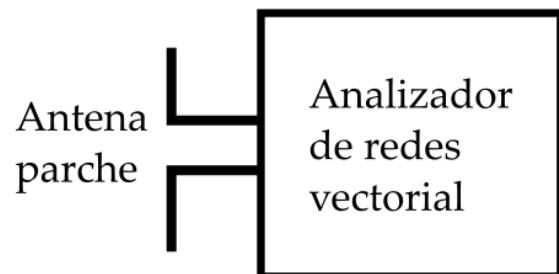
# Layout y antena terminada



# Mediciones y resultados obtenidos

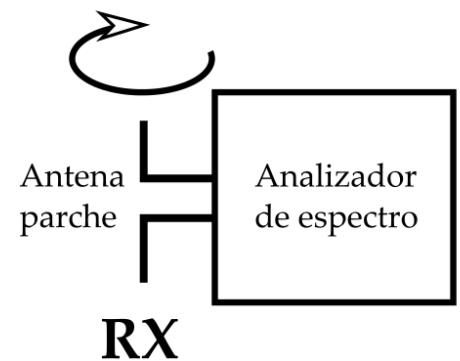
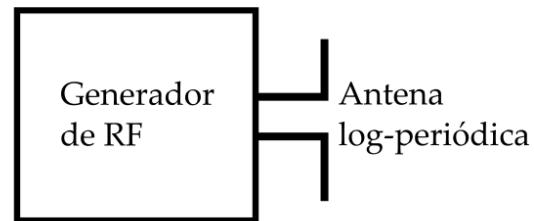
- »» Bancos de medición
- Campo lejano
- Pérdida de retorno
- Diagramas de radiación

# Bancos de medición



Banco de mediciones utilizado en la medición de la pérdida de retorno, ósea el parámetro S11 expresado en dB.

Banco de medición utilizado en la medición del diagrama de radiación



TX

1.5m

# Aproximación de campo lejano

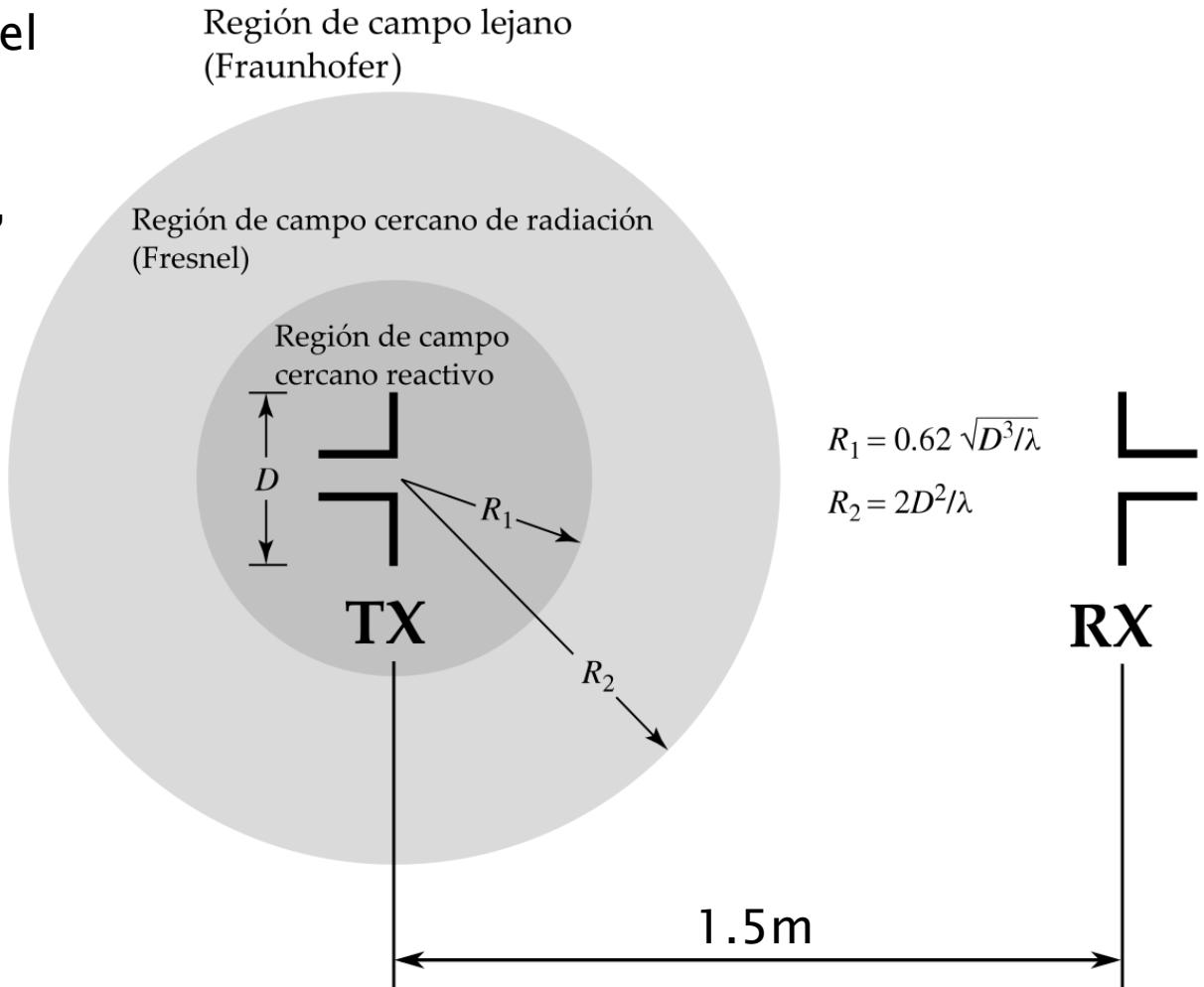
Para asegurarnos que el campo cercano de la antena emisora no influya en la medición, debemos verificar que se cumpla la aproximación de campo lejano.

$$D \sim 250\text{mm}$$

$$R_1 = 0.22 \text{ m}$$

$$R_2 = 1.00 \text{ m}$$

$$R_2 < 1.5 \text{m}$$



# Pérdida de retorno II

## Simulación:

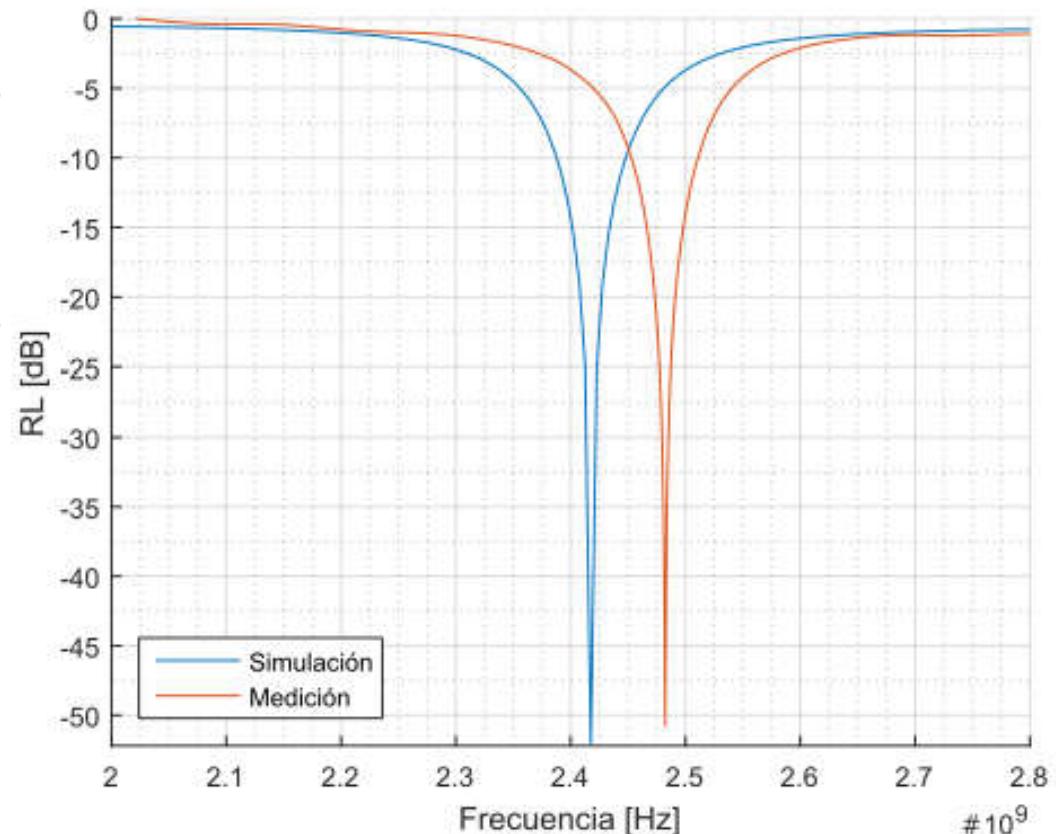
- $f_r = 2.4220 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4220 \text{ GHz} = -52.2 \text{ dB}$

## Medición:

- $f_r = 2.4824 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4824 \text{ GHz} = -50.8 \text{ dB}$

La frecuencia de resonancia medida es un **2.5%** más alta que la simulada.

La pérdida de retorno medida es muy cercana a la simulada.



# Pérdida de retorno III

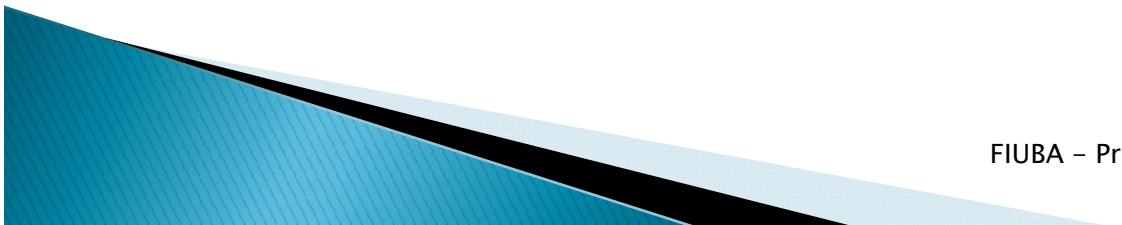
Recordando un poco lo visto en la teoría se puede ver que al aumentar la longitud del parche aumenta la longitud efectiva ( $\Delta L$  no depende de  $L$  y siempre es positivo). Al aumentar la longitud efectiva disminuye la frecuencia de resonancia.

$$L \uparrow \rightarrow f_r \downarrow$$

$$L_{eff} = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} = L + \Delta L$$

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot L_{eff} \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}}$$

Con cinta conductora se aumento la longitud del parche y se volvió a medir la perdida de retorno



# Pérdida de retorno IV

## Simulación:

- $f_r = 2.4220 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4220 \text{ GHz} = -52.2 \text{ dB}$

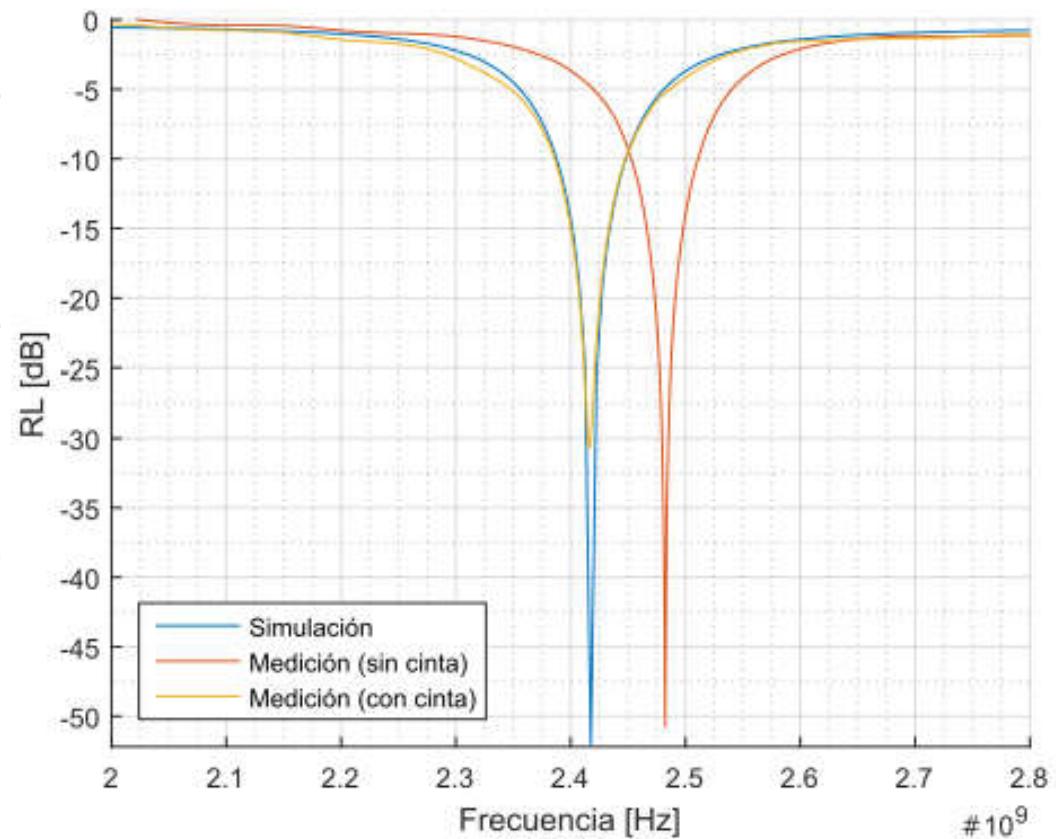
## Medición (sin cinta metálica):

- $f_r = 2.4824 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4824 \text{ GHz} = -50.8 \text{ dB}$

## Medición (con cinta metálica):

- $f_r = 2.4164 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4164 \text{ GHz} = -30.7 \text{ dB}$

Se observa como al aumentar la longitud L del parche disminuye la frecuencia de resonancia  $f_r$  del mismo.



# Pérdida de retorno V

Se puede ver que al disminuir  $\epsilon_r$  la frecuencia de resonancia  $f_r$  aumenta.

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot L_{eff} \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \cdot \sqrt{\epsilon_{refr}}}$$

$$\epsilon_r \downarrow \rightarrow f_r \uparrow$$

El  $\epsilon_r$  del FR4 no es muy estable en frecuencia y varía mucho entre diferentes fabricantes. Por lo tanto, es de esperar que este haya sido el motivo por el cual la  $f_r$  sea mayor al valor esperado.

Se buscó, por medio de sucesivas simulaciones, el valor de  $\epsilon_r$  que produce el efecto de subir la frecuencia de resonancia al valor que se obtuvo en la medición del parche sin cinta.

# Pérdida de retorno VI

Simulación ( $\epsilon_r = 4.500$ ):

- $f_r = 2.4220 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4220 \text{ GHz} = -52.2 \text{ dB}$

Medición (sin cinta metálica):

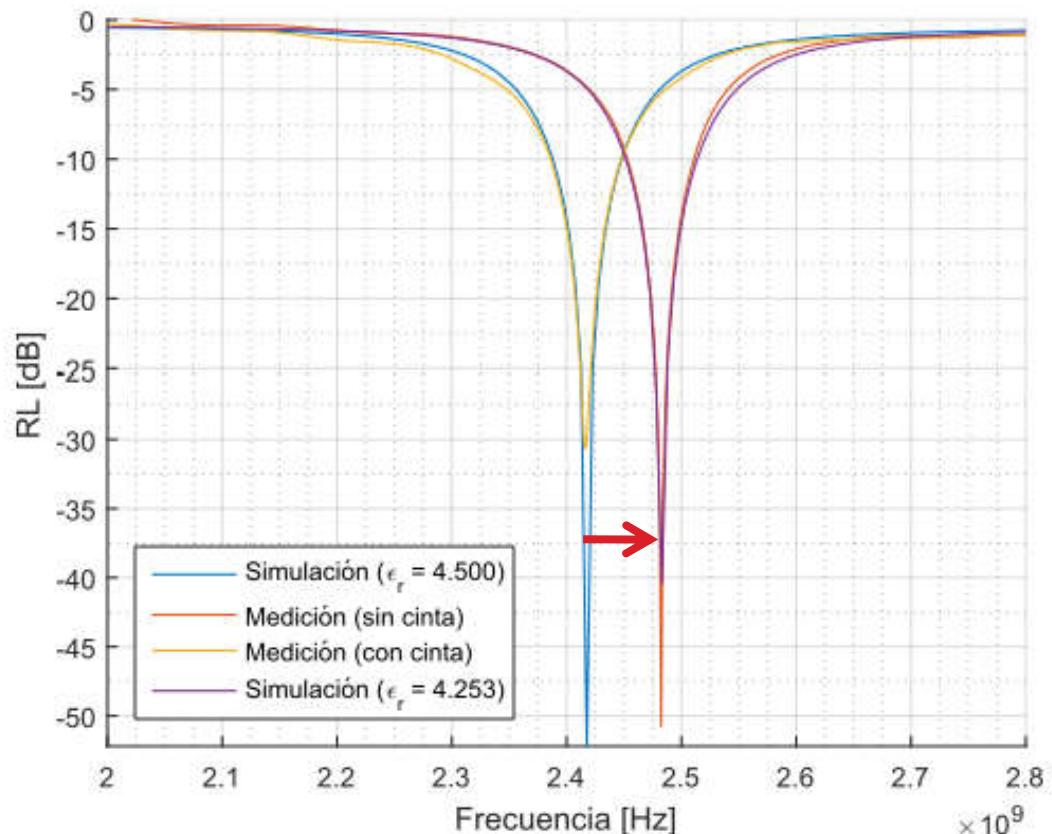
- $f_r = 2.4824 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4824 \text{ GHz} = -50.8 \text{ dB}$

Medición (con cinta metálica):

- $f_r = 2.4164 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4164 \text{ GHz} = -30.7 \text{ dB}$

Simulación ( $\epsilon_r = 4.253$ ):

- $f_r = 2.4830 \text{ GHz}$
- $RL @ 2.4830 \text{ GHz} = -40.5 \text{ dB}$



# ROE

Simulación ( $\epsilon_r = 4.500$ ):

- $f_r = 2.4220 \text{ GHz}$
- ROE @ 2.4220 GHz = 1.005
- BW = 64.3 MHz

Medición (sin cinta metálica):

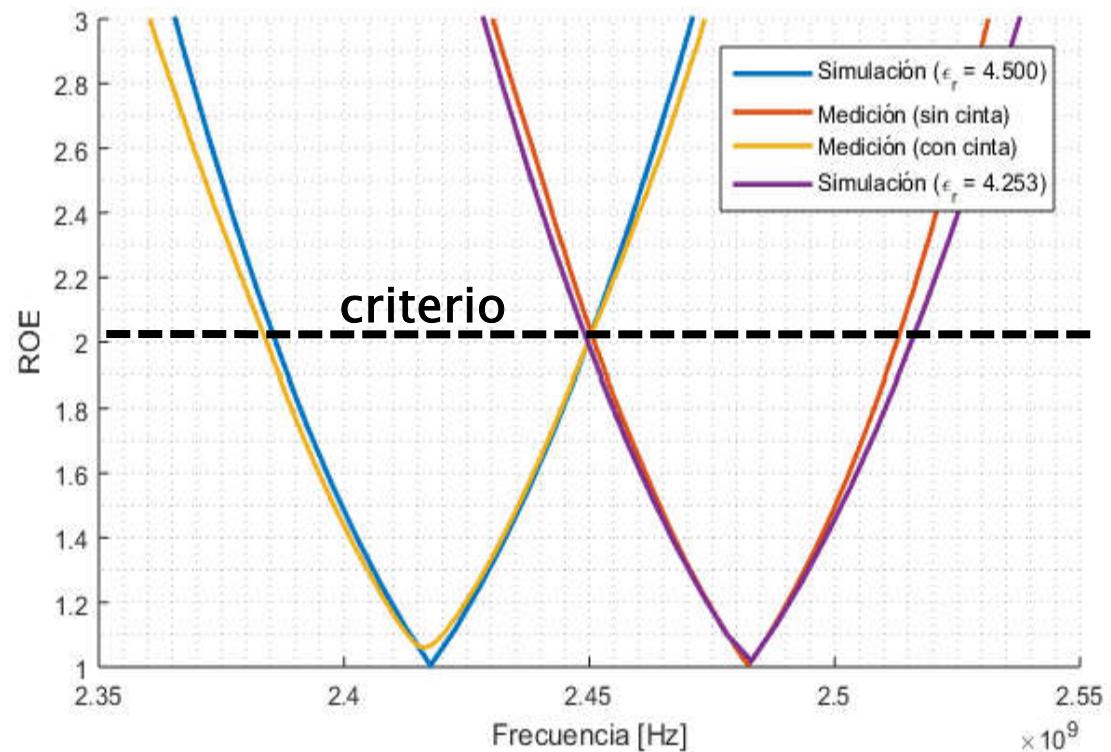
- $f_r = 2.4824 \text{ GHz}$
- ROE @ 2.4824 GHz = 1.006
- BW = 62.5 MHz

Medición (con cinta metálica):

- $f_r = 2.4164 \text{ GHz}$
- ROE @ 2.4164 GHz = 1.06
- BW = 66.1 MHz

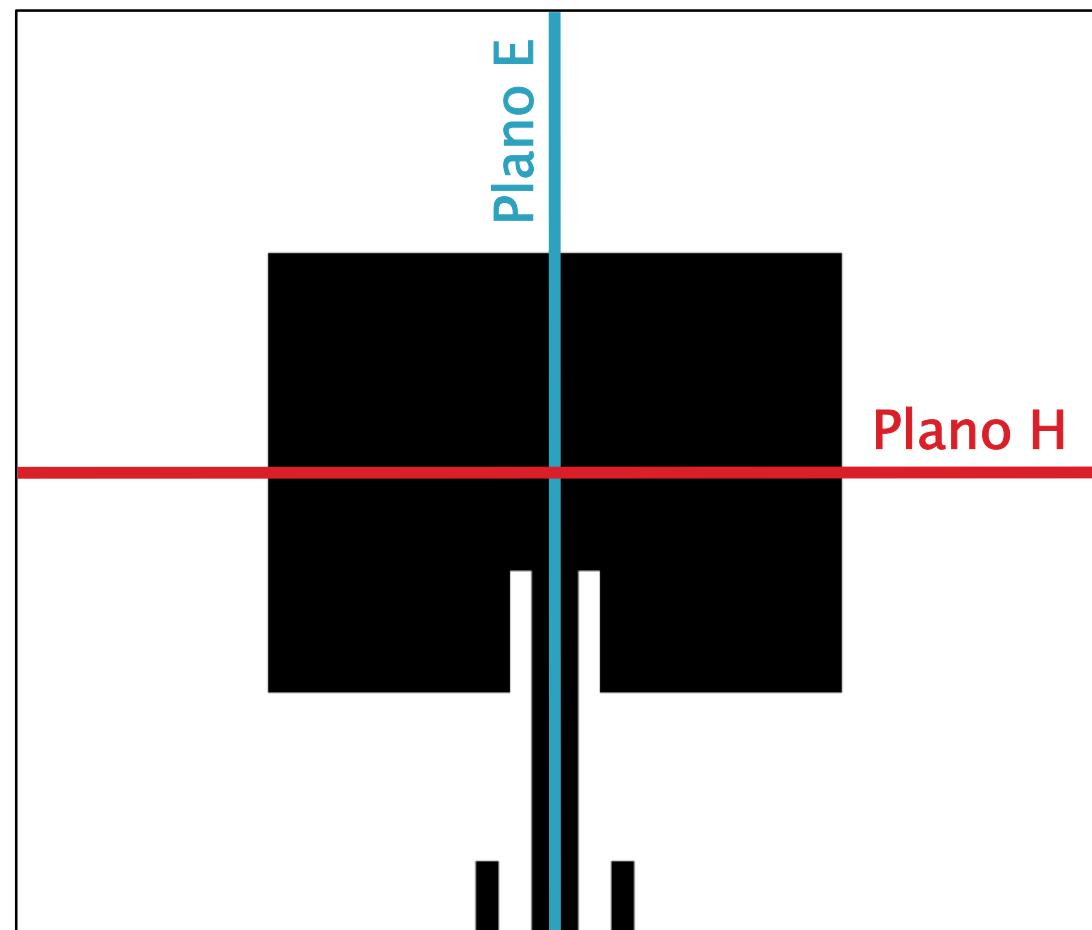
Simulación ( $\epsilon_r = 4.253$ ):

- $f_r = 2.4830 \text{ GHz}$
- ROE @ 2.4830 GHz = 1.02
- BW = 66.7

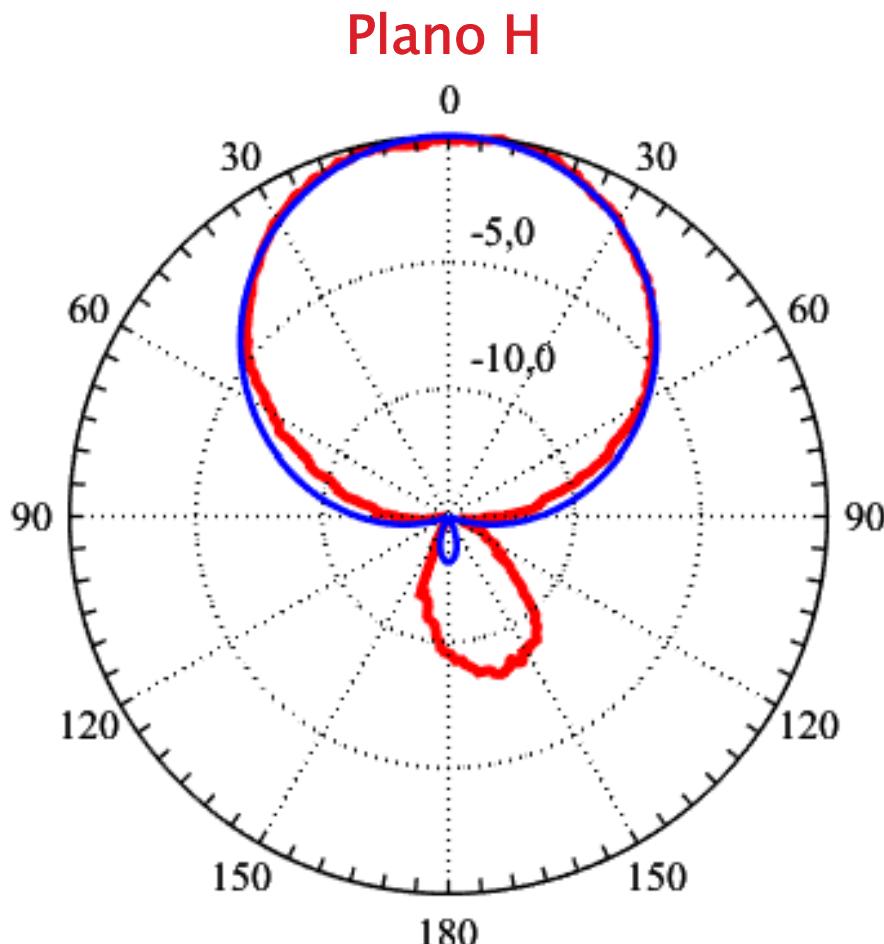


# Diagrama de radiación I

La polarización de la antena parche es lineal tal que el vector campo eléctrico está contenido en el **Plano E** y el vector campo magnético está contenido en el **Plano H**.



# Diagrama de radiación II



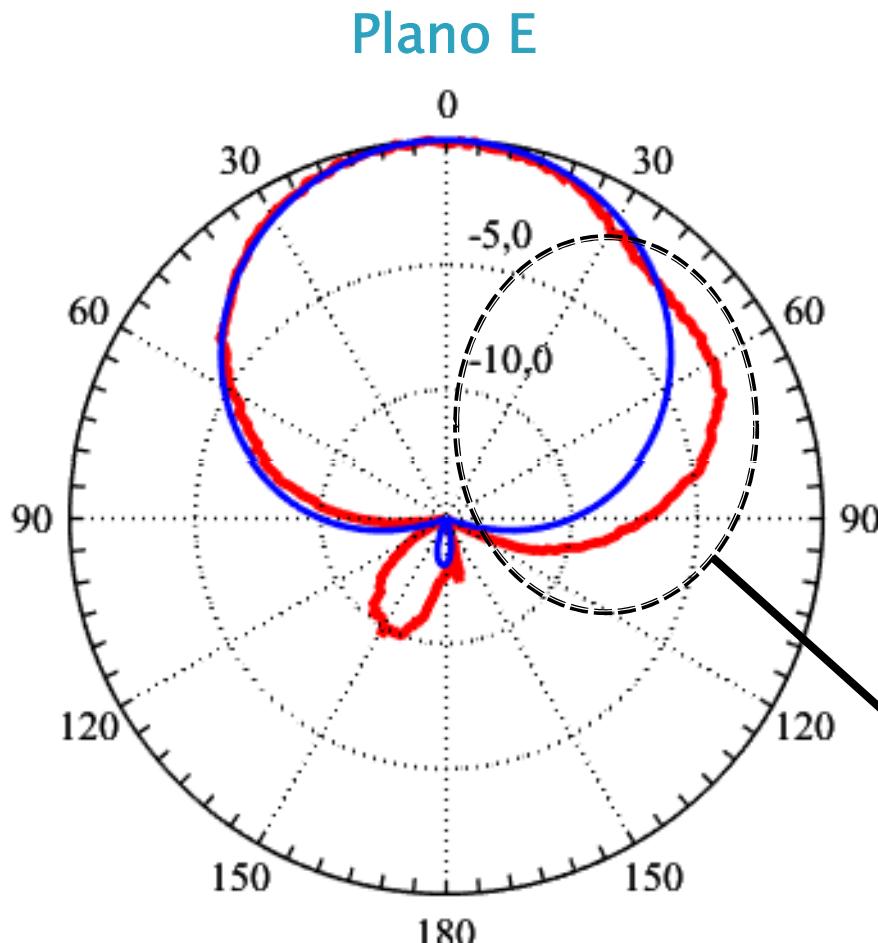
## Simulación:

- $G @ 2.4220 \text{ GHz} = 3.8 \text{ dB}$
- $\text{SLL} @ 2.4220 \text{ GHz} = 16 \text{ dB}$
- $\Delta\theta_{-3\text{dB}} @ 2.4220 \text{ GHz} = 82^\circ$

## Medición:

- $\text{SLL} @ 2.4824 \text{ GHz} = 6.8 \text{ dB}$
- $\Delta\theta_{-3\text{dB}} @ 2.4220 \text{ GHz} = 82^\circ$

# Diagrama de radiación III



## Simulación:

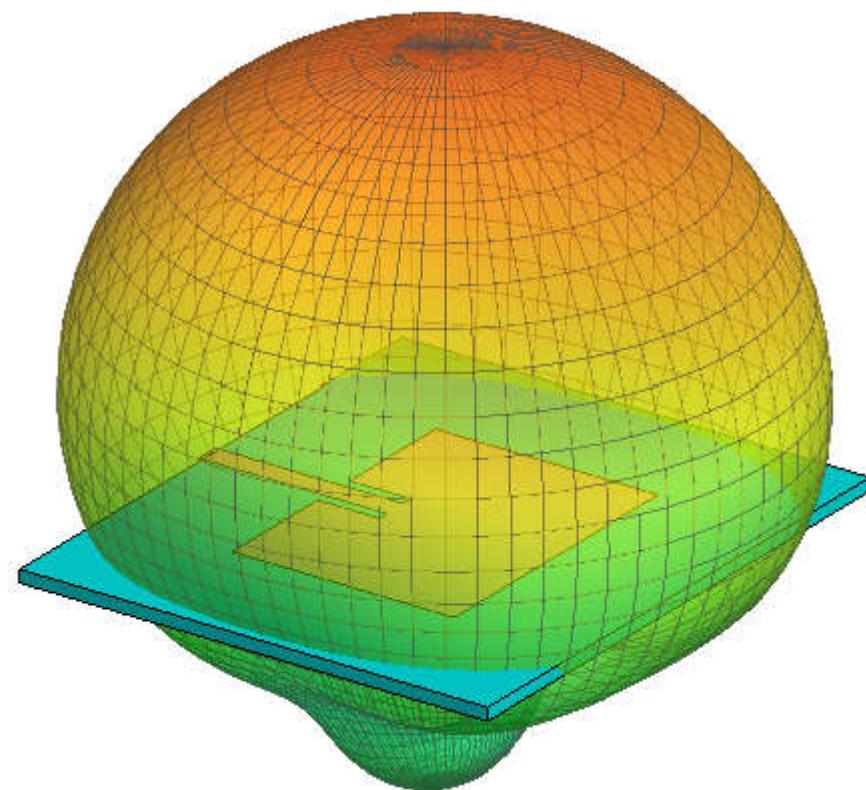
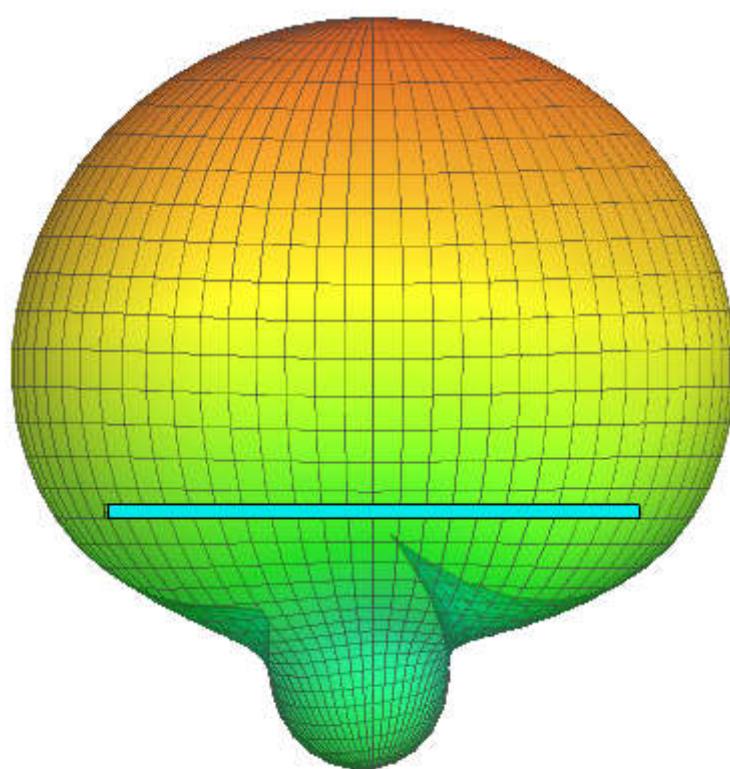
- $G @ 2.4220 \text{ GHz} = 3.8 \text{ dB}$
- $\text{SLL} @ 2.4220 \text{ GHz} = 16 \text{ dB}$
- $\Delta\theta_{-3\text{dB}} @ 2.4220 \text{ GHz} = 93^\circ$

## Medición:

- $\text{SLL} @ 2.4824 \text{ GHz} = 10 \text{ dB}$
- $\Delta\theta_{-3\text{dB}} @ 2.4220 \text{ GHz} = 105^\circ$

Se observa que el tipo de alimentación elegida perturba considerablemente el diagrama de radiación de la antena en el Plano E

# Diagrama de radiación IV



# Conclusiones

La ROE y la frecuencia de resonancia dependen fuertemente de los parámetros físicos de la antena.

La ROE fue realmente muy buena, sin embargo la frecuencia de resonancia fue mucho mas elevada al valor esperado.

El tipo de alimentación elegida para la antena perturba el diagrama de radiación de manera apreciable en el Plano E.

La fabricación de la antena es muy sencilla y poco costosa.

# Bibliografía

C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design, Third Edition, Wiley–Interscience, 2005.

Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, Antenna Theory and Design, Third Edition, Wiley–Interscience, 2013.

**Muchas gracias**

