

ANÁLISIS Y SÍNTESIS DE CIRCUITOS DE MICROONDAS



departamento
de
comunicaciones



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA

El Método de la Adaptación Modal (The **Mode-Matching Method I**)

Análisis y Síntesis de
Circuitos de Microondas

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Curso 2006/2007

Contenidos

- * Introducción
 - Descripción General, Aplicaciones Prácticas
- * Formulación del Método
 - El Problema de la Convergencia Relativa
- * Ejemplos de Aplicación
 - Salto entre 2 Guías Rectangulares
 - Bifurcación de una Guía en Plano H
- * Prestaciones del Método
- * Resultados

Introducción

♦ Métodos de Análisis de Dispositivos en Guía.-

— Técnicas Modales (Analíticas).-

- Adaptación Modal (MM), Matrices de Inmitancias (GAM, GIM)
- Muy eficientes para dispositivos simples (geometrías regulares)

— Métodos de Discretización (Numéricos).-

- Elementos Finitos (FEM), Elementos de Contorno (BE), FD, FDTD
- Estructuras más complejas, ↑↑ tiempos de CPU y ↑↑ memoria

— Métodos Híbridos.-

- MM/FE, Adaptación Modal + Elementos de Contorno (BCMM)
- Eficientes (métodos modales) y versátiles (métodos numéricos)

• Adecuado para tecnología en guías
• No adecuado para tecnología planar
• Requieren un esfuerzo analítico previo

segmenta la estructura para aplicar ambos métodos

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Introducción

♦ Comparativa entre Técnicas de Análisis.-

MÉTODO	GENER	MEM.	T° CPU	PREPR.	ESTRUCTURAS
FDM	■■■■	↑↑	↑↑	-	Todas
FEM	■■■■	↑↑	↑	↓↓	Todas
TLM	■■■	↑	↑	↓	Cavidad microstrip. Simulación propagación.
IE	■	↓	↓	↑	Resonador microstrip.
MoM	■	↔	↔	↔	Acoplo y radiación en cto. y antenas impresas.
TRT	Σ	↓	↓	↔	Guías dieléct. y ranuradas. Discont. en guías planares.
MoL	■	↓	↓↓	↑↑	Estruct. planares multicapa. Cto. impreso.
SD	Σ	↓↓	↓↓	↑↑	Líneas de cto. impreso. Resonadores microstrip.
FDTD	■■■■	↓↓	↑	↑↑	Todas. Poderosa para simulación de campo en 3D.
MM	■■■	↔	↑	↓	Discont. entre regiones con soluciones bien definidas.

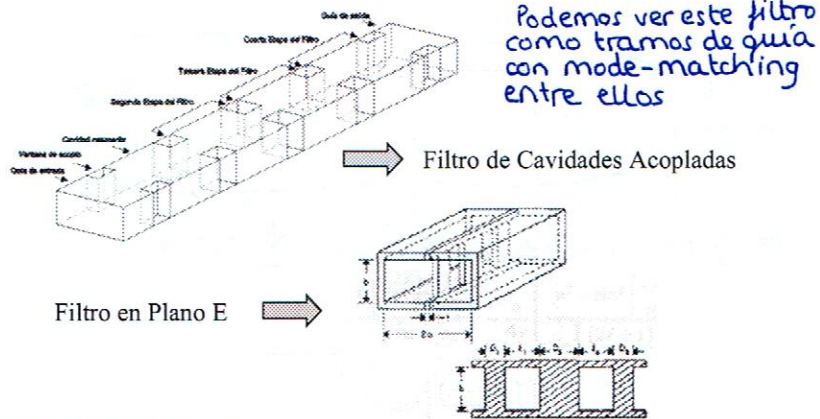
Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Integral Equation
Method of Moments

Method of Lines

Introducción

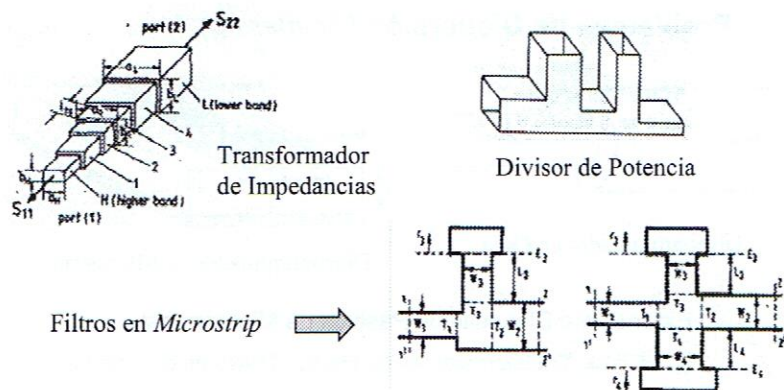
♦ Ejemplos de Dispositivos Pasivos de Microondas (I):



Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Introducción

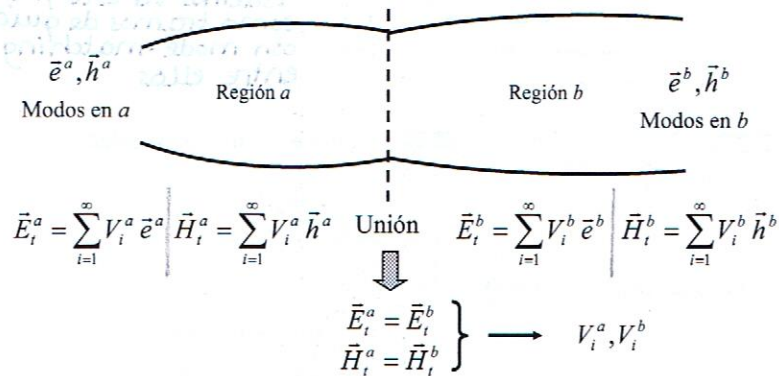
♦ Ejemplos de Dispositivos Pasivos de Microondas (II):



Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Introducción

• Descripción General del Método.-



Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

$$\vec{E}_t^a = \sum_i V_i^a \cdot \underbrace{\vec{e}^a}_{\text{modos}}$$

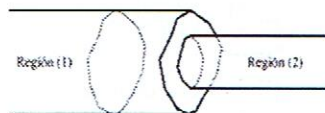
↓
coeficientes
(incógnitas)

Notar que, lógicamente, el coeficiente de un modo V_i aparece igual en $\vec{E}$ y en $\vec{H}$ (multiplicando a la $\vec{E}$ y $\vec{H}$ correspondiente del modo)

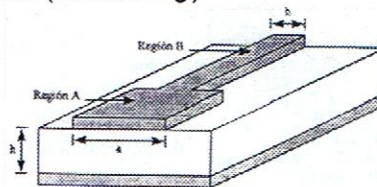
Introducción

• Aplicaciones del Método (I).-

..... Problemas de Dispersión (Scattering)



Discontinuidades en Guía



Discontinuidades en Microstrip

• Extensión a Dispositivos Pasivos de Microondas:

..... Filtros, Transformadores de Imped., Divisores de Potencia

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

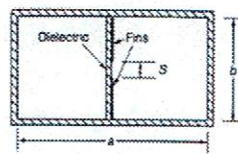
Introducción

• Aplicaciones del Método (II).-

— Problemas de Autovalores

- * Frecuencias de Resonancia de Cavidades
- * Frecuencias de Corte de Guías
- * Constantes de Propagación de Líneas de Tx. Planares:
 - Líneas Microstrip y Finline

➡ **Búsqueda de Ceros del**
Determinante de una Matriz:
↓ Precisión, ↑ Tiempo de CPU



Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

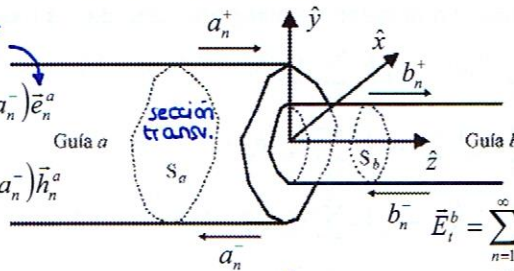
Formulación

• Discontinuidad entre Guías.-

a: soluciones modales:

$$\vec{E}_t^a = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^+ + a_n^-) \vec{e}_n^a$$

$$\vec{H}_t^a = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^+ - a_n^-) \vec{h}_n^a$$



b: soluciones modales

$$\vec{E}_t^b = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n^+ + b_n^-) \vec{e}_n^b$$

$$\vec{H}_t^b = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n^+ - b_n^-) \vec{h}_n^b$$

Propiedad de Ortogonalidad

$$P_{mn}^a = \int_{S_a} (\vec{e}_n^a \times \vec{h}_m^{a*}) \cdot \hat{z} ds \rightarrow P_{mn}^a = K_{mn} \delta_{mn}$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

campo eléctrico de un modo

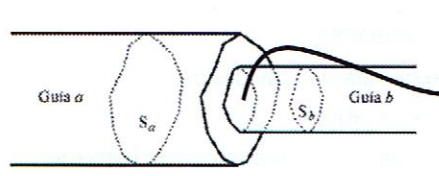
campo magnético de otro modo

delta de Kronecker la integral solo tiene sentido cuando el campo eléctrico y magnético se refieren al mismo modo

- Cada modo transmite su potencia
- Los modos están desacoplados

Formulación

Condiciones de continuidad.-



$$\begin{cases} \vec{E}_t^a = \begin{cases} \vec{E}_t^b & \text{en } S_b \\ 0 & \text{en } S_a - S_b \end{cases} \\ \vec{H}_t^a = \vec{H}_t^b & \text{en } S_b \end{cases}$$

Utilizando las expansiones modales anteriores:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^+ + a_n^-) \vec{e}_n^a &= \begin{cases} \sum_{n=1}^{\infty} (b_n^+ + b_n^-) \vec{e}_n^b & \text{en } S_b \\ 0 & \text{en } S_a - S_b \end{cases} \quad \left. \begin{array}{l} \text{ec. campo} \\ \text{eléctrico} \end{array} \right\} \rightarrow \text{salen ① y ②} \\ \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^+ - a_n^-) \vec{h}_n^a &= \sum_{n=1}^{\infty} (b_n^+ - b_n^-) \vec{h}_n^b & \text{en } S_b \quad \left. \begin{array}{l} \text{ec. campo} \\ \text{magnética} \end{array} \right\} \rightarrow \text{salen ③ y ④} \end{aligned}$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

sistema de ecs. vectoriales

nos deshacemos de los vectores utilizando la ortogonalidad

- multiplicar vectorialmente a ambos lados por $\vec{h}_n^{a*}$ (1)
- integrar en S_a por $\vec{h}_n^{b*}$ (2)

para la ec. del campo eléctrico

Formulación

Ecuaciones Lineales.-

Utilizando la propiedad de ortogonalidad de los modos:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} P_{mn}^a (a_n^+ + a_n^-) &= \sum_{n=1}^{\infty} A_{mn} (b_n^+ + b_n^-) & m=1,2,\dots,\infty & (1) \\ \sum_{n=1}^{\infty} B_{mn} (a_n^+ + a_n^-) &= \sum_{n=1}^{\infty} P_{mn}^b (b_n^+ + b_n^-) & m=1,2,\dots,\infty & (2) \\ \sum_{n=1}^{\infty} C_{mn}^* (a_n^+ - a_n^-) &= \sum_{n=1}^{\infty} B_{mn}^* (b_n^+ - b_n^-) & m=1,2,\dots,\infty & (3) \\ \sum_{n=1}^{\infty} A_{mn}^* (a_n^+ - a_n^-) &= \sum_{n=1}^{\infty} P_{mn}^{b*} (b_n^+ - b_n^-) & m=1,2,\dots,\infty & (4) \end{aligned}$$

siendo:

$$A_{mn} = \int_{S_b} (\vec{e}_n^b \times \vec{h}_m^{a*}) \cdot \hat{z} ds \quad B_{mn} = \int_{S_b} (\vec{e}_n^a \times \vec{h}_m^{b*}) \cdot \hat{z} ds \quad C_{mn} = \int_{S_b} (\vec{e}_n^a \times \vec{h}_m^{a*}) \cdot \hat{z} ds$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

para la ec. del campo magnético se multiplica a ambos lados por el campo eléctrico PERO luego no se integra la guía grande (ya que en la parte de metal no sabemos nada) sino en la guía pequeña; por tanto los coeficientes no son coeficientes de ortogonalidad P_{mn} sino que salen coeficientes que son integrales: C

2 ecs vectoriales
↓ ortogonalidad
4 ecs escalares

se convierte en ecuación escalar gracias a la propiedad de ortogonalidad

sistema de ecuaciones algebraicas →

sigue existiendo el problema de que tenemos infinitos modos (no computable)

solución: truncar

Cada una de estas 4 ecuaciones se hace para $m=1,2,3,\dots,\infty$. Es decir, para cada modo. Pero por ejemplo $P_{mn}=0$ si $m \neq n$

C_{nm}^*
no se integran en la guía grande sino en la pequeña (ignoran datos del modo) por eso no aparece P_{nm}^*

Formulación

• Expresión Matricial de las Ecuaciones.-

... Las ecuaciones se pueden expresar **matricialmente**:

$$P^a(a^+ + a^-) = A(b^+ + b^-) \quad B(a^+ + a^-) = P^b(b^+ + b^-)$$

$$C^{\#}(a^+ - a^-) = B^{\#}(b^+ - b^-) \quad A^{\#}(a^+ - a^-) = P^{b\#}(b^+ - b^-)$$

$$a^+ = (a_1^+, a_2^+, \dots, a_{\infty}^+)^t \quad b^+ = (b_1^+, b_2^+, \dots, b_{\infty}^+)^t$$

A : matriz con elementos A_{mn} B : matriz con elementos B_{mn}

C : matriz con elementos C_{mn} $P^i (i=a,b)$: matriz con elementos P_{mn}^i

$$A^{\#} = (A^t)^*$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Formulación

• El Problema de la Convergencia Relativa.-

... La Adaptación Modal expande los campos en **series infinitas**:

• La solución del sistema requiere **truncar dichas series**

... Las series infinitas se pueden **truncar si son convergentes**:

- Resultados no varían al aumentar el número de términos
- En Adaptación modal se deben truncar 2 o más series a la vez

CONVERGENCIA RELATIVA (resultados varían)

... La convergencia relativa está **relacionada con**:

- Distribuciones de campos a ambos lados de la discontinuidad
- Mal condicionamiento del sistema de ecuaciones lineales

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

← ese es el síntoma matemático

no sólo hay que poder truncar cada serie para que converja
• las series están IGUALÁNDOSE entre ellas, por tanto ambas deben converger al MISMO valor

- a mayor número de modos que consideremos, mayor es la resolución espacial que se logra con su combinación lineal.
- Intuitivamente, los modos de la guía pequeña tendrán más resolución que los de la guía grande

Formulación

* Criterio General de Convergencia.-

Diversos estudios demuestran que la **convergencia**:

- Depende del **número de modos** considerados en cada guía
 - * Se alcanza con una **relación óptima** entre los números de modos
 - * La **relación óptima** depende de las **dimensiones** de las guías

La relación óptima es la que supone igual resolución espacial a ambos lados de la unión:

- * Escoger modos cuya $f_c <$ valor determinado
- * Considerar también la variación de las variables transversales en y a cada lado de la unión

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Los modos de la guía pequeña tienen intuitivamente más resolución que los de la guía grande, por tanto hace falta considerar menos modos en la guía pequeña para alcanzar una determinada resolución

coger los modos hasta una cierta frecuencia de corte

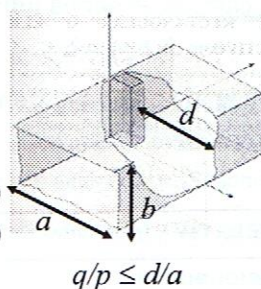
Considerar sólo los modos que puedan excitarse

Formulación

* Casos Particulares de Convergencia (I).-

Ventana Inductiva

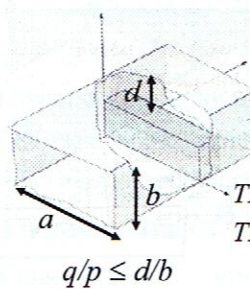
TE_{10}^z
 $TE_{p0}^z(a,b)$
 $TE_{q0}^z(d,b)$



$$q/p \leq d/a$$

Ventana Capacitiva

TE_{10}^z
 $TE_{1p}^z, TM_{1p}^z(a,b)$
 $TE_{1q}^z, TM_{1q}^z(a,d)$



$$q/p \leq d/b$$

- ... $q \uparrow \uparrow$ para convergencia → **óptima** si $q/p = d/a$ ($q/p = d/b$)
- ... convergencia **más lenta** si $q/p < d/a$ ($q/p < d/b$)

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

excitamos con modo fundamental

ya que en esta ventana no hay variación en altura (y), no es necesario tener en cuenta modos con variación en altura. Cogemos sólo modos con variación en (x)

Recuerda:
 q de pequeña
 p de Putada
 porq. debería llamarse q de Grande

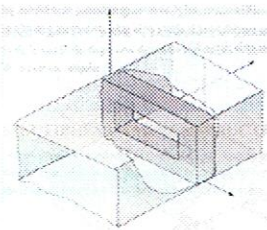
q: n° de modos en la serie de la guía pequeña
 p: n° de modos en la serie de la guía grande

si q/p es MENOR que el óptimo hay convergencia pero no tan rápida
 si q/p es MAYOR (incluso ligeramente) al óptimo, no voy a converger nunca por muchos modos que coja

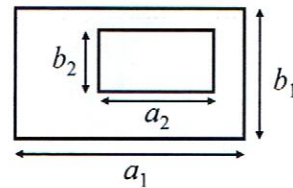
$$\text{convergencia (a un valor correcto)} \iff \frac{N_{\text{peq}}}{N_{\text{grande}}} \leq \frac{d_{\text{peq}}}{d_{\text{grande}}} \quad \text{idealmente '='}$$

Formulación

* Casos Particulares de Convergencia (III).-



Iris Rectangular



$$TE_{10}^z \Rightarrow \begin{cases} TE_{pq}^z, TM_{pq}^z (p \leq P_1, q \leq Q_1) & \text{en guía 1} \\ TE_{pq}^z, TM_{pq}^z (p \leq P_2, q \leq Q_2) & \text{en guía 2} \end{cases}$$

$$P_2 / P_1 = a_2 / a_1, Q_2 / Q_1 = b_2 / b_1, P_1 / Q_1 = a_1 / b_1$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

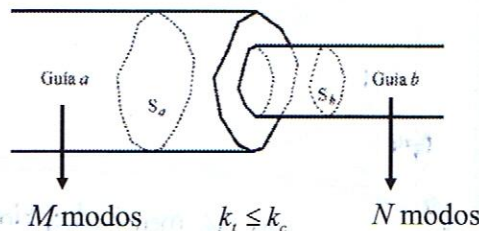
- Limitar los modos de la variación en x con la relación de tamaño en esa dirección
- Limitar los modos de la variación en y con la relación de tamaño en esa dirección

• Limitar el orden de los modos en cada dirección según la variación de tamaño en dicha dirección

Formulación

* Casos Particulares de Convergencia (IV).-

— Unión entre Guías con diferente sección transversal



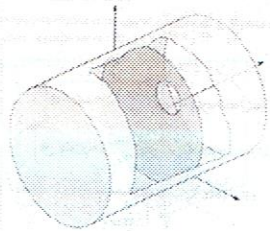
$$N / M \leq S_b / S_a \longrightarrow N / M = S_b / S_a \text{ (óptimo)}$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

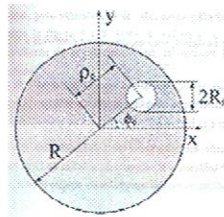
se determina un nº de modos similar si se utiliza la relación entre áreas que si se toman modos por debajo de una frecuencia de corte

Formulación

• Casos Particulares de Convergencia (II).-



Iris Circular



Iris Centrado:

$$TE_{11}^z \Rightarrow \begin{cases} TE_{1p}^z, TM_{1p}^z(R) \\ TE_{1q}^z, TM_{1q}^z(R_i) \end{cases}$$

$$q/p \leq R_i/R$$

modo fundamental de la guía circular

Iris Descentrado:

$$TE_{11}^z \Rightarrow TE_{pq}^z, TM_{pq}^z(R, R_i)$$

$$M \text{ modos } (R), N \text{ modos } (R_i)$$

$$N/M (\downarrow) \text{ p.ej. } \propto (R_i^2/R^2)$$

Este es ya un caso complejo donde no se ha encontrado el óptimo, por lo que se recomienda $N/M \downarrow$ para estar por debajo del óptimo

Iris centrado

$$q/p \leq \frac{R_i}{R}$$

óptimo si "="

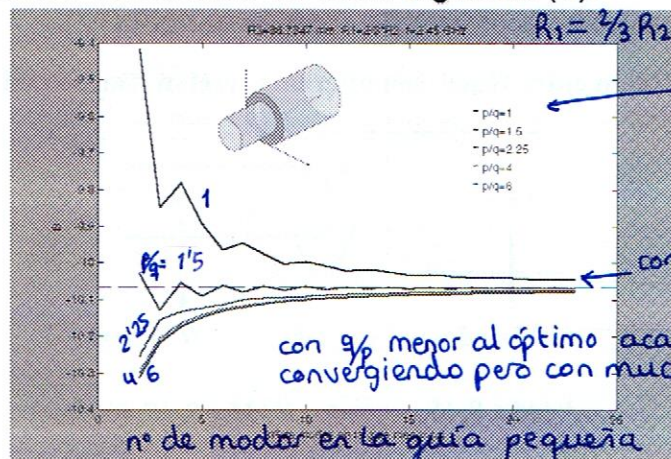
sólo consideramos variación radial

Iris descentrado:

No se sabe cual es el óptimo límite para la convergencia, por lo que se recomienda q/p bajo y asumir una convergencia lenta pero segura

Formulación

• Casos Particulares de Convergencia (II).-



Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

no nos tomamos p/q en lugar de q/p
Ahora interesa $\frac{p}{q} \geq 1.5$

con q/p superior al óptimo convergo a un valor erróneo

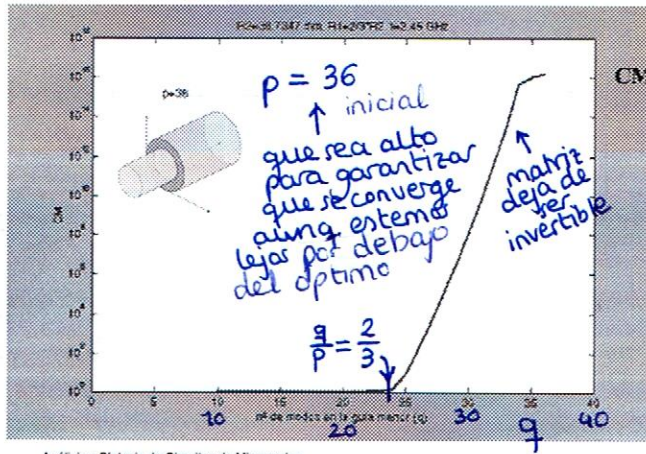
con q/p menor al óptimo acabo convergiendo pero con muchos modos

nº de modos en la guía pequeña

Estudiamos el condicionamiento de la matriz que habrá que invertir para resolver el sistema que aparece

Formulación

* Convergencia. Técnica del Break-Knee Point.-



cogiendo
DEMASIADOS
modos en
la pequeña



departamento
de
comunicaciones



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA

El Método de la Adaptación Modal (The **Mode-Matching Method II**)

Análisis y Síntesis de
Circuitos de Microondas

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Curso 2006/2007

Formulación

incógnitas son vectores truncados ($p \times 1$)

* Sistema de Ecuaciones Lineales.-

$$\left. \begin{array}{l} \text{campo } E \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} (1) P^a(a^+ + a^-) = A(b^+ + b^-) \\ (2) B(a^+ + a^-) = P^b(b^+ + b^-) \end{array} \right. \\ \text{campo } H \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} (3) C^{\#}(a^+ - a^-) = B^{\#}(b^+ - b^-) \\ (4) A^{\#}(a^+ - a^-) = P^{b\#}(b^+ - b^-) \end{array} \right. \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{bmatrix} a^- \\ b^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^+ \\ b^- \end{bmatrix}$$

Para obtener [S] se requieren 2 ecuaciones lineales:

- (1) cumple completamente la condición de campo eléctrico
- (4) no requiere calcular matrices nuevas (B y C)

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

sólo me interesan
2 relaciones entre
las incógnitas

Cogeremos una ecuación del campo eléctrico
(1) da intuitivamente más información que (2) puesto
que forzaba la continuidad en la guía grande
(incluyendo anularse en el metal)

Cogeremos una ecuación de entre las dos de campo magnético
En este caso ambas dan la misma info (ya que no hay
condición del campo magnético en el metal) pero conviene
coger la (4) porque ya hemos calculado las integrales A para (1)

Formulación

• Solución del Sistema de Ecuaciones.-

$$\left. \begin{aligned} P^a(a^+ + a^-) &= A(b^+ + b^-) \\ A^{\#}(a^+ - a^-) &= P^{b\#}(b^+ - b^-) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{bmatrix} a^- \\ b^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^+ \\ b^- \end{bmatrix}$$

— Como $N < M$ se escoge la siguiente solución:

$$S_{21} = 2(T)^{-1}A^{\#} \quad S_{22} = (T)^{-1}(P^{b\#} - A^{\#}(P^a)^{-1}A)$$

$$S_{11} = (P^a)^{-1}AS_{21} - I \quad S_{12} = (P^a)^{-1}A(S_{22} + I')$$

$$T = P^{b\#} + A^{\#}(P^a)^{-1}A \rightarrow \text{matriz } N \times N$$

I, I' : matrices identidad de orden M, N

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

En la guía grande siempre hemos cogido mas modos q en la pequeña. vamos a intentar que la matriz complicada de invertir (matriz T) sea pequeña

mejor ←

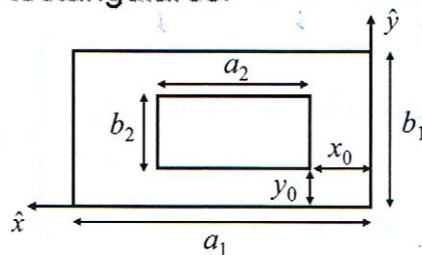
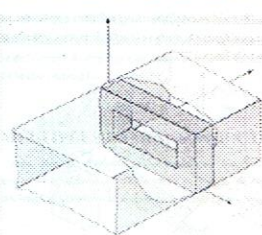
• despejar de (1) y sustituir en (4)
 $T = N \times N$

sería más difícil de invertir, y no seguiremos ese camino ←

• despejar de (4) y sustituir en (1)
 $T = M \times M$

Ejemplos de Aplicación

• Salto entre 2 Guías Rectangulares.-



$$TE_{10}^z \Rightarrow \begin{cases} \text{modos } TE^z \text{ o } H^z : \vec{e}_n^H, \vec{h}_n^H \\ \text{modos } TM^z \text{ o } E^z : \vec{e}_n^E, \vec{h}_n^E \end{cases}$$

$$P_{mn} = \int_S (\vec{e}_n \times \vec{h}_m^*) \cdot \hat{z} ds = K_{mn} \delta_{mn} \rightarrow K_{mn} = \begin{cases} 1 & \text{propagación} \\ j & \text{modo } H \text{ al corte} \\ -j & \text{modo } E \text{ al corte} \end{cases}$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

¿qué familia de modos cogemos? todos, ya que hay variación en ambas direcciones

$\vec{e}, \vec{h} \equiv$ modos normalizados en potencia

ortogonalidad

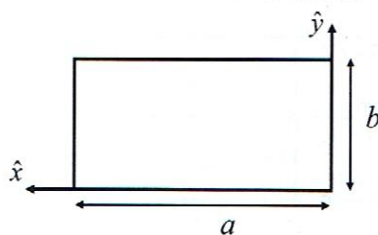
valor de la potencia del modo (normalizada!)

la matriz P será trivial (1,j ó -j) en la diagonal 0 en el resto

→ solo nos faltará por calcular la matriz A

Ejemplos de Aplicación

• Salto entre 2 Guías: Soluciones Modales.-



$$\text{modos } H_{pq}^z \begin{cases} e_x^H = -N^H k_y f_1(x, y) \\ 1 \leq p, q \leq P, Q \\ p = q \neq 0 \end{cases} \begin{cases} e_y^H = N^H k_x f_2(x, y) \end{cases}$$

$$\text{modos } E_{pq}^z \begin{cases} e_x^E = N^E k_x f_1(x, y) \\ 1 \leq p, q \leq P, Q \end{cases} \begin{cases} e_y^E = N^E k_y f_2(x, y) \end{cases}$$

$$N^{H,E} = \sqrt{(\epsilon_m \epsilon_n) / ab} \sqrt{Z_{H,E}} / k_c$$

$$\bar{h}^{H,E} = Z_{TE}^{-1} (\hat{z} \times \bar{e}^{H,E})$$

$$Z_H = (j\omega\mu) / \gamma_{pq} \quad Z_E = \gamma_{pq} / (j\omega\epsilon)$$

$$f_1(x, y) = \cos(k_x x) \sin(k_y y)$$

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad \gamma = \sqrt{k_c^2 - \omega^2 \mu \epsilon}$$

$$f_2(x, y) = \sin(k_x x) \cos(k_y y)$$

$$k_x = (p\pi/a) \quad k_y = (q\pi/b)$$

$$\epsilon_{\text{ondas}} = 2 - \delta_{m0}$$

Expresión analítica conocida de los modos electromagn. de una guía rectangular

Ejemplos de Aplicación

• Salto entre 2 Guías: Parámetros S.-

— Para obtener los parámetros S debe calcularse la matriz A :

$$A_{mn} = \int_{S_2} (\bar{e}_n^2 \times \bar{h}_m^{1*}) \cdot \hat{z} ds$$

— Según el tipo (H o E) de los modos m y n considerados:

$$A_{mn}^{HH} = \int_{S_2} (\bar{e}_n^{2,H} \times \bar{h}_m^{1,H*}) \cdot \hat{z} ds$$

$$A_{mn}^{EH} = \int_{S_2} (\bar{e}_n^{2,H} \times \bar{h}_m^{1,E*}) \cdot \hat{z} ds$$

$$A_{mn}^{HE} = \int_{S_2} (\bar{e}_n^{2,E} \times \bar{h}_m^{1,H*}) \cdot \hat{z} ds = 0$$

$$A_{mn}^{EE} = \int_{S_2} (\bar{e}_n^{2,E} \times \bar{h}_m^{1,E*}) \cdot \hat{z} ds$$

$$\text{modos } TE^1 \not\leftrightarrow \text{modos } TM^2$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

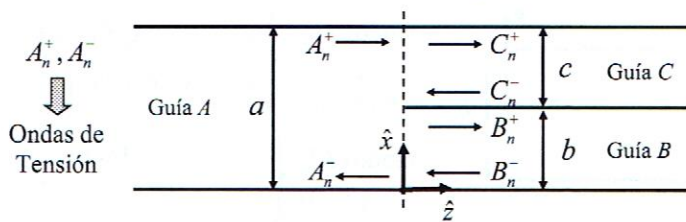
La matriz A es conveniente hacerse analíticamente (son senos y cosenos)

salen varios tipos de integrales:

Un artículo demostro que en cualquier geometría los modos TE de la guía grande no acoplan con los modos TM de la guía pequeña (integral es 0)

Ejemplos de Aplicación

- ❖ Bifurcación de Guía Rectangular en Plano H .-



... **Sólo se excitan modos TE_{n0}^z ($n = 1, 2, \dots$) :**

$$\text{Guia } A \Rightarrow \vec{E}_t^A = \hat{y} \sum_{n=1}^{\infty} (A_n^+ + A_n^-) \phi_n^A \quad \vec{H}_t^A = -\hat{x} \sum_{n=1}^{\infty} Y_n^A (A_n^+ - A_n^-) \phi_n^A$$

$$\phi_n^A = \sqrt{2/a} \sin(n\pi x/a) \Rightarrow \int_0^a \phi_n^A \phi_m^A dx = \delta_{mn} \quad Y_n^A = \gamma_{n0}^A / (j\omega\mu)$$

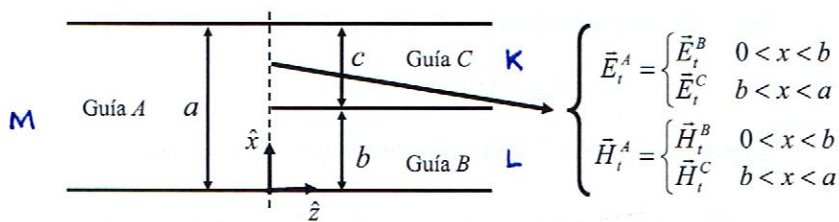
Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

En este caso no están normalizados en potencia los modos, por eso incluimos ϕ
Ahora A_1^+ y A_1^- tienen carácter de tensión

por eso en la expresión de $\vec{H}$,
en lugar de usar el modo,
se usa $Y_n \cdot \vec{X}_n$ forma del modo
admitancia (igual en E
y en H)

Ejemplos de Aplicación

* Bifurcación Pl. H : Condiciones de Continuidad.-



... Considerando M , K y L modos en las guías A , B y C :

$$\sum_{n=1}^M \left(\frac{1}{Y_n^A} \right) (A_n^+ \pm A_n^-) \phi_n^A = \begin{cases} \sum_{n=1}^K \left(\frac{1}{Y_n^B} \right) (B_n^+ \pm B_n^-) \phi_n^B & 0 < x < b \\ \sum_{n=1}^L \left(\frac{1}{Y_n^C} \right) (C_n^+ \pm C_n^-) \phi_n^C & b < x < a \end{cases}$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

campo eléctrico
y magnético
comparten
distribución
del modo ϕ_n ,
sólo difieren
en la admitancia
por la cual se
multiplica ϕ_n en
el campo magnético

harems

$$\frac{L}{M} = \frac{b}{a}$$

$$\frac{K}{M} = \frac{c}{a}$$

Ejemplos de Aplicación

❖ Bifurcación Pl. H : Ecuaciones Matriciales.-

... Utilizando **ortogonalidad** y expresando **matricialmente**:

$$(1) A^+ + A^- = H(B^+ + B^-) + \bar{H}(C^+ + C^-)$$

$$(2) A^+ - A^- = Z^A H Y^B (B^+ - B^-) + Z^A \bar{H} Y^C (C^+ - C^-)$$

$$(3) H^t (A^+ + A^-) = B^+ + B^- \quad (4) \bar{H}^t (A^+ + A^-) = C^+ + C^-$$

$$(5) Z^B H^t Y^A (A^+ - A^-) = B^+ - B^- \quad (6) Z^C \bar{H}^t Y^A (A^+ - A^-) = C^+ - C^-$$

$A^+ = (A_1^+, A_2^+, \dots, A_M^+)^t$ $Z^i, Y^i (i = A, B, C)$: matrices diagonales con Z_n^i, Y_n^i

H : matriz $(M \times K)$ con elementos H_{mn} $\bar{H}$: matriz $(M \times L)$ con elementos $\bar{H}_{mn}$

$$H_{mn} = \int_0^b \phi_n^B \phi_m^A dx \quad \bar{H}_{mn} = \int_0^c \phi_n^C \phi_m^A dx$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

$$\begin{aligned} \vec{E} &\rightarrow (1), (3), (4) \\ \vec{H} &\rightarrow (2), (5), (6) \end{aligned}$$

lo bien que acoplan los modos

INTEGRALES DE ACOPLO

interesa un esfuerzo analítico para resolverlas analíticamente

Ejemplos de Aplicación

❖ Bifurcación Pl. H : Expresión Compacta.-

... Como $M = K+L$ (**convergencia relativa**) se puede escribir:

$$(1) A^+ + A^- = G(D^+ + D^-) \quad (2) A^+ - A^- = Z^A G Y^D (D^+ - D^-)$$

$$(3) G^t (A^+ + A^-) = D^+ + D^- \quad (4) Z^D G^t Y^A (A^+ - A^-) = D^+ - D^-$$

$$G_{M \times M} = [H \quad \bar{H}] \quad D_{M \times 1}^+ = [B^+ \quad C^+]^t \quad D_{M \times 1}^- = [B^- \quad C^-]^t$$

$$Y_{M \times M}^D = \begin{bmatrix} Y^B & 0 \\ 0 & Y^C \end{bmatrix} \quad Z_{M \times M}^D = \begin{bmatrix} Z^B & 0 \\ 0 & Z^C \end{bmatrix}$$

matrices diagonales

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Agrupación de los vectores y las matrices

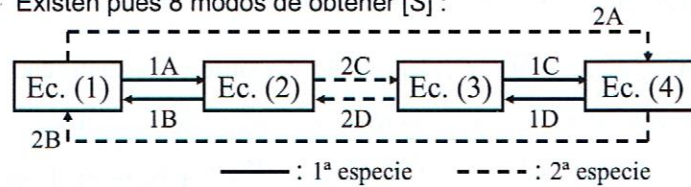
puedo agrupar los vectores incógnita de las guías pequeñas en un solo vector (ya que $M = K+L$)

Ejemplos de Aplicación

❖ Bifurcación Pl. H : Solución del Sistema.-

$$\left. \begin{aligned} (1) \quad A^+ + A^- &= G(D^+ + D^-) \\ (2) \quad A^+ - A^- &= Z^A G Y^D (D^+ - D^-) \\ (3) \quad G^t (A^+ + A^-) &= D^+ + D^- \\ (4) \quad Z^D G^t Y^A (A^+ - A^-) &= D^+ - D^- \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\Rightarrow \begin{bmatrix} A^- \\ D^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^+ \\ D^- \end{bmatrix} \\ &\text{Si } M \rightarrow \infty \Rightarrow G' = G^{-1} \\ &\Rightarrow (1) = (3) ; (2) = (4) \end{aligned}$$

Existen pues 8 modos de obtener [S] :



Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Hay hasta 8 formas de resolver el problema, y unas dan resultados mejores que otras y con distintos costes computacionales.

Prestaciones

❖ Puntos Críticos del Método.-

--- Inversiones de Matrices Grandes:

- ❖ Algoritmos eficientes y precisos (Valores de las matrices)

--- Convergencia Relativa de la Solución:

- ❖ Elección correcta del n° de modos y su relación

de lo contrario la matriz a invertir está mal condicionada

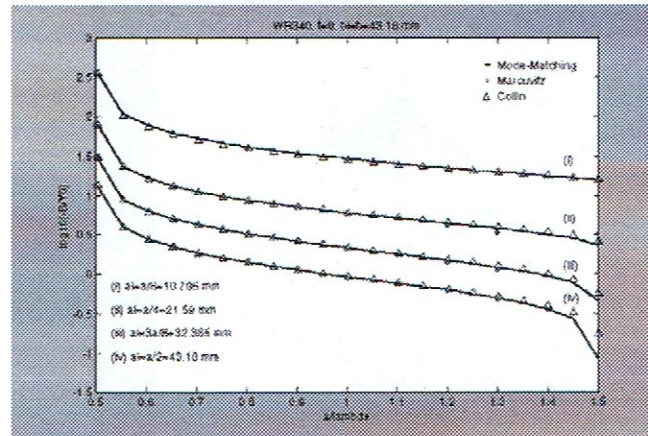
--- Esfuerzo Analítico Previo para ↑↑ Eficiencia:

- ❖ Resolución analítica de las integrales de acoplo
- ❖ Aproximación de funciones (series), transformación de coordenadas

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Resultados

* Iris Inductivo en Guía Rectangular.-

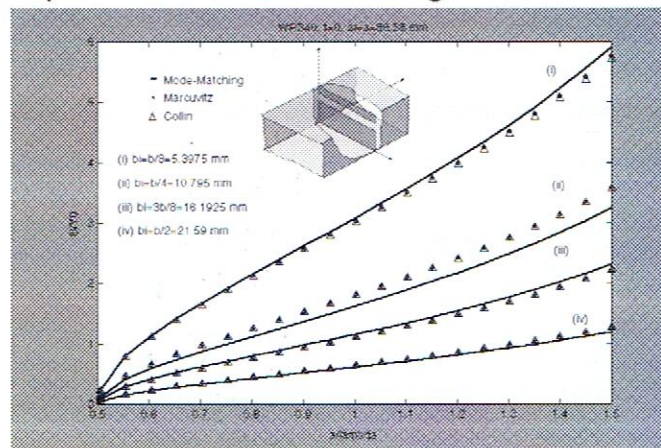


Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Resultados muy precisos en tiempos muy bajos

Resultados

* Iris Capacitivo en Guía Rectangular.-

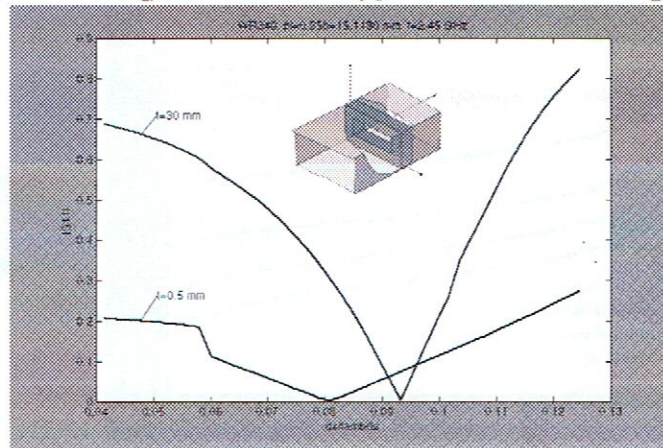


Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

salto capacitivo donde sólo se excitan modos TE_{1m} TM_{1m} (cuando se incide con TE_{01})

Resultados

♦ Iris Rectangular Grueso (t) en Guía Rectangular.-



Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas



departamento
de
comunicaciones



UNIVERSIDAD
POLITECNICA
DE VALENCIA

La Matriz de Admitancias Generalizada (The **Generalized Admittance Matrix I**)

(MAG)

otra técnica
de adaptación
modal para
discontinuidades

Análisis y Síntesis de
Circuitos de Microondas

Dr. Vicente E. Boria Esbert

Curso 2006/2007

Contenidos

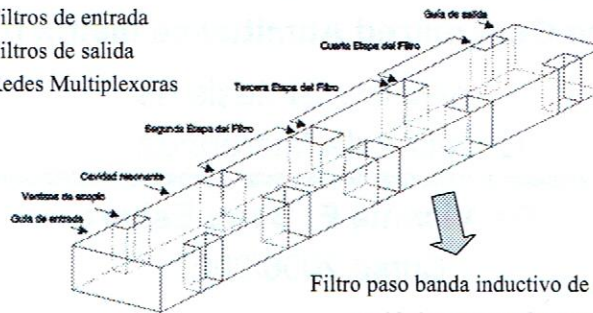
- * Introducción
- * Concepto de la MAG
 - Expresiones de los Elementos de la MAG
- * Resolución del Sistema
- * Ejemplos de Aplicación
 - Filtro Paso Banda Sintonizable con Tornillos
 - Filtros Paso Banda de Modo Dual
 - Filtros Corrugados de Banda Eliminada
- * Conclusiones

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Introducción

♦ Filtros Paso Banda de Cavidades Acopladas.-

- Filtros de entrada
- Filtros de salida
- Redes Multiplexoras



Filtro paso banda inductivo de 4 polos:

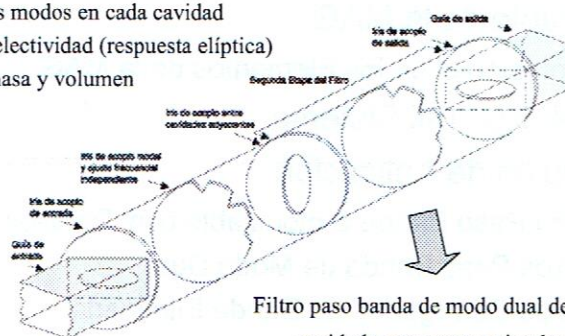
- cavidades rectangulares vacías
- ventanas de acople inductivas

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Introducción

♦ Filtros Paso Banda Multimodales.-

- múltiples modos en cada cavidad
- mayor selectividad (respuesta elíptica)
- menor masa y volumen



Filtro paso banda de modo dual de 4 polos:

- cavidades resonantes circulares
- iris elípticos y guías reentrantes

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Introducción

Métodos de Análisis de Dispositivos en Guía.-

Técnicas Modales (Analíticas).-

- Adaptación Modal (MM), **Matrices de Inmitancias (GAM, GIM)**
- Muy eficientes para dispositivos simples (geometrías regulares)

Métodos de Discretización (Numéricos).-

- Elementos Finitos (FE), Elementos de Contorno (BE), FDTD
- Estructuras más complejas, $\uparrow\uparrow$ tiempos de CPU y $\uparrow\uparrow$ memoria

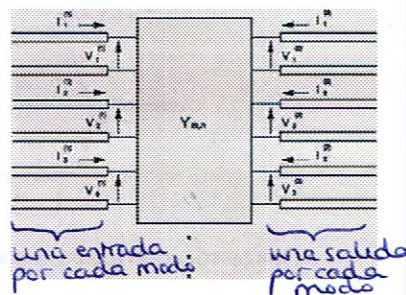
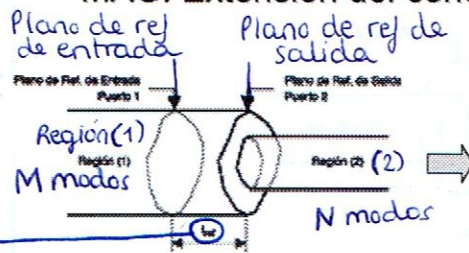
Métodos Híbridos.-

- MM/FE, Adaptación Modal + Elementos de Contorno (BCMM)
- Eficientes (métodos modales) y versátiles (métodos numéricos)

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Concepto de la MAG

MAG: Extensión del concepto clásico de la MA



MA Generalizada: modos orden superior

$I^{(1)}, V^{(1)}$: vectores con M elementos

$I^{(2)}, V^{(2)}$: vectores con N elementos

$$\begin{bmatrix} I^{(1)} \\ I^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y^{(1,1)} & Y^{(1,2)} \\ Y^{(2,1)} & Y^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{(1)} \\ V^{(2)} \end{bmatrix}$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Esta matriz no relaciona orden en cada puerto, sino corrientes y tensiones para cada modo

La matriz de admitancias toma una pequeña lrej

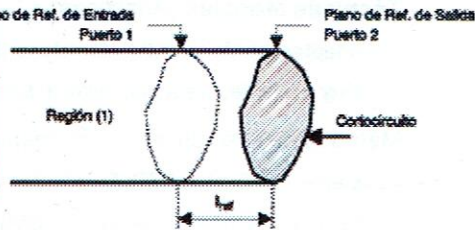
Concepto de la MAG

Expresiones de los Elementos de la MAG (I).-

$$Y_{m,n}^{(\delta,\gamma)} = \frac{I_m^{(\delta)}}{V_n^{(\gamma)}}$$



$$\forall V_i^{(\xi)} = 0, \text{ con } i \neq n, \xi \neq \gamma$$



Utilizando Teoría de Líneas de Transmisión:

$$Y_{m,n}^{(1,1)} = (-j) Y_{0n}^{(1)} \cot(\beta_n^{(1)} l_{ref}) \delta_{m,n}$$

$$Y_{m,n}^{(2,1)} = Y_{n,m}^{(1,2)} = j Y_{0n}^{(1)} \csc(\beta_n^{(1)} l_{ref}) \langle \bar{h}_n^{(1)} \bar{h}_m^{(2)} \rangle$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

bloque de la matriz

Definición de cada término de la matriz

anulando las tensiones de todos los modos menos el n en todos los puertos menos el γ

en $Y_{mn}^{(2,1)}$

consideramos todas las tensiones en guía 2 igual a cero (tensión cero) $\rightarrow$ no hay campo $\rightarrow$ pared eléctrica

nos simplifica la vida: red pasiva lineal sin fuentes

red recíproca

$$Y = Y^T$$

$$\begin{pmatrix} Y_{1,1} & Y_{1,2} \\ Y_{2,1} & Y_{2,2} \end{pmatrix}$$

$$Y_{1,2} = (Y_{2,1})^T$$

$$Y_{1,1} = (Y_{1,1})^T$$

$$Y_{2,2} = (Y_{2,2})^T$$

esta última nos ahorra MUCHOS cálculos

nos ahorra casi la mitad

teno que encontrar la corriente de cada modo que tenemos en la guía pequeña

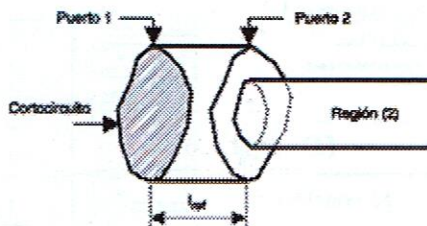
$$Y_{m,n}^{(2,1)} = \frac{I_m^{(2)}}{V_n^{(1)}} \quad \forall V_k^{(2)} = 0$$



Podemos calcular la corriente de cada modo proyectando el campo total sobre cada MOE

Concepto de la MAG

Expresiones de los Elementos de la MAG (II).-



Utilizando de nuevo Teoría de Líneas de Transmisión:

$$Y_{m,n}^{(2,2)} = (-j) \sum_{r=1}^{\infty} Y_{0r}^{(1)} \cot(\beta_r^{(1)} l_{ref}) \langle \bar{e}_r^{(1)} \bar{e}_n^{(2)} \rangle \langle \bar{h}_n^{(1)} \bar{h}_m^{(2)} \rangle$$

Mayor esfuerzo computacional

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

$$\bar{H}_t(V_n^{(1)}) = j Y_{0n}^{(1)} \csc(\beta_n^{(1)} l_{ref}) \cdot \bar{h}_n^{(1)} V_n^{(1)}$$

$$\langle \bar{H}_t \bar{h}_m^{(2)} \rangle = I_m^{(2)}$$

$$I_m^{(2)} = V_n^{(1)} j Y_{0n}^{(1)} \csc(\beta_n^{(1)} l_{ref}) \langle \bar{h}_n^{(1)} \bar{h}_m^{(2)} \rangle$$

integrar

El bloque (2,2) no solamente es un bloque lleno, sino que para cada componente hay que hacer una serie infinita, que ya que converge no basta considerar un nº finito de modos

todos los modos eléctricos en guía 1

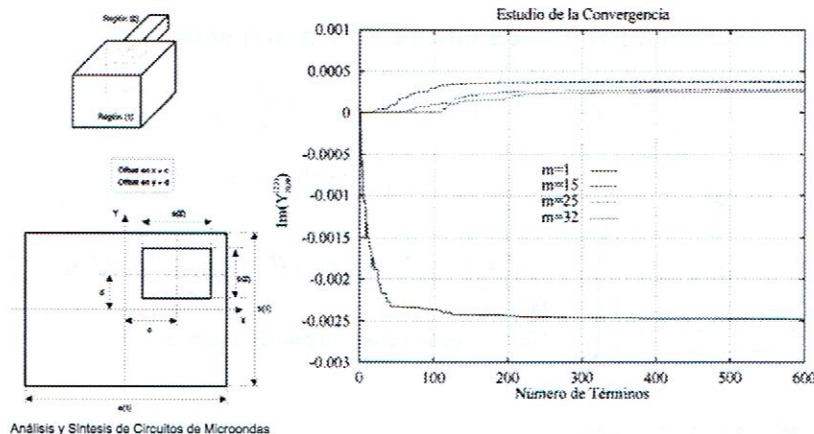
modo de campo eléctrico en guía 2

puesto que no se igualan 2 series, no hay el problema de convergencia relativa

Ademas al ser pasiva, todos los elementos de Y son imaginarios puros (ahorro de almacenamiento)

Concepto de la MAG

Convergencia de los Elementos de la MAG.-



En este caso no influyen las relaciones geométricas

Directamente cuantos más terminos mejor; hay que asegurar la convergencia

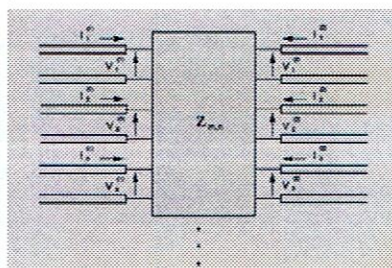
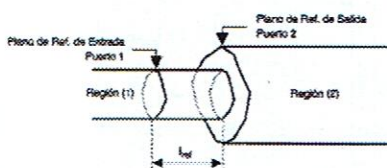
cojo uno de los elementos de la diagonal principal para observar convergencia

aplico el mismo para todas (si uno converge, el resto tambien)

Concepto de la MIG

tambien se puede trabajar con matriz de impedancias

MIG: Extensión del concepto clásico de la MI



MI Generalizada: modos orden superior

$V^{(1)}, I^{(1)}$: vectores con M elementos

$V^{(2)}, I^{(2)}$: vectores con N elementos

$$\begin{bmatrix} V^{(1)} \\ V^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z^{(1,1)} & Z^{(1,2)} \\ Z^{(2,1)} & Z^{(2,2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^{(1)} \\ I^{(2)} \end{bmatrix}$$

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Concepto de la MIG

Expresiones de los Elementos de la MIG.-

Utilizando Teoría de Líneas de Transmisión:

$$Z_{m,n}^{(\delta,\gamma)} = \frac{V_m^{(\delta)}}{I_n^{(\gamma)}} \quad \left\{ \begin{array}{l} Z_{m,n}^{(1,1)} = (-j)Z_{0n}^{(1)} \cot(\beta_n^{(1)} l_{ref}) \delta_{m,n} \\ Z_{m,n}^{(2,1)} = Z_{n,m}^{(1,2)} = (-j)Z_{0n}^{(1)} \csc(\beta_n^{(1)} l_{ref}) \langle \tilde{e}_n^{(1)} \tilde{e}_m^{(2)} \rangle \\ Z_{m,n}^{(2,2)} = (-j) \sum_{r=1}^{\infty} Z_{0r}^{(1)} \cot(\beta_r^{(1)} l_{ref}) \langle \tilde{h}_r^{(1)} \tilde{h}_n^{(2)} \rangle \langle \tilde{e}_r^{(1)} \tilde{e}_m^{(2)} \rangle \end{array} \right.$$

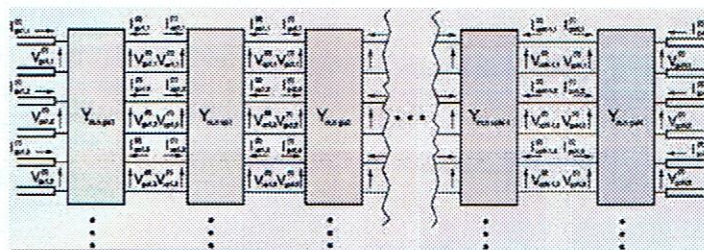
$\downarrow$
 $\forall I_i^{(\xi)} = 0$
 con $i \neq n, \xi \neq \gamma$

$\hookrightarrow$ Mayor esfuerzo computacional

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Resolución del Sistema

Conexión en cascada de N guías.-



Técnicas para la resolución del sistema:

- Técnica de Reducción ('clásica' en el método *mode-matching*)
- Eliminación Gaussiana con retrosustitución (naturaleza en banda)

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Para los tramos de guía, las matrices Y son 4 bloques diagonales, y además, por simetría basta calcular 2

i.e. construyendo la matriz global del sistema

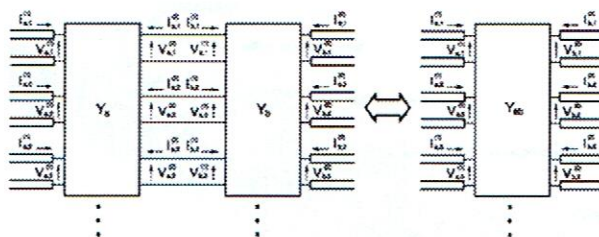
En lugar de ir resolviendo por partes y conectar en cascada, forzamos condiciones de continuidad para sacar directamente el sistema que lo resuelve todo: resulta sistema tridiagonal

Primera técnica:

ir agrupando por parejas

Resolución del Sistema

* Técnica de Reducción.-



$$Y_{ab}^{(1,1)} = Y_a^{(1,1)} - Y_a^{(1,2)} \cdot (Y_a^{(2,2)} + Y_b^{(1,1)})^{-1} \cdot Y_a^{(2,1)} \quad Y_{ab}^{(1,2)} = -Y_a^{(1,2)} \cdot (Y_a^{(2,2)} + Y_b^{(1,1)})^{-1} \cdot Y_b^{(1,2)}$$

$$Y_{ab}^{(2,1)} = -Y_b^{(2,1)} \cdot (Y_a^{(2,2)} + Y_b^{(1,1)})^{-1} \cdot Y_a^{(2,1)} \quad Y_{ab}^{(2,2)} = Y_b^{(2,2)} - Y_b^{(2,1)} \cdot (Y_a^{(2,2)} + Y_b^{(1,1)})^{-1} \cdot Y_b^{(1,2)}$$

Se repite el proceso hasta obtener una matriz Y_{eq} y se deduce finalmente la matriz de parámetros S

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

Segunda técnica

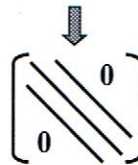
Resolución del Sistema

* Eliminación Gaussiana.-

Forzando condiciones de continuidad y cargando la red:

$$\begin{aligned} I_{gu1} &= (Y_{gu1}^{(1,1)} + Y_{gu1}^{(1,2)}) \cdot Z_{gu1}^{(1)} + Y_{gu1}^{(1,2)} \cdot Z_{gu1}^{(2)} \\ O_{gu1} &= Y_{gu1}^{(2,1)} \cdot Z_{gu1}^{(1)} + (Y_{gu1}^{(2,2)} + Y_{gu1}^{(2,1)}) \cdot Z_{gu1}^{(2)} + Y_{gu1}^{(2,1)} \cdot Z_{gu2}^{(1)} \\ &\vdots \\ O_{gu(i+1)} &= Y_{gu(i+1)}^{(2,1)} \cdot Z_{gu(i+1)}^{(2)} + (Y_{gu(i+1)}^{(2,2)} + Y_{gu(i+1)}^{(2,1)}) \cdot Z_{gu(i+1)}^{(1)} + Y_{gu(i+1)}^{(2,1)} \cdot Z_{gu(i+1)}^{(2)} \\ &\vdots \\ O_{guN} &= Y_{guN}^{(2,1)} \cdot Z_{guN}^{(1)} + (Y_{guN}^{(2,2)} + Y_{guN}^{(2,1)}) \cdot Z_{guN}^{(2)} \end{aligned}$$

Sistema Lineal
en Banda
3 diagonales



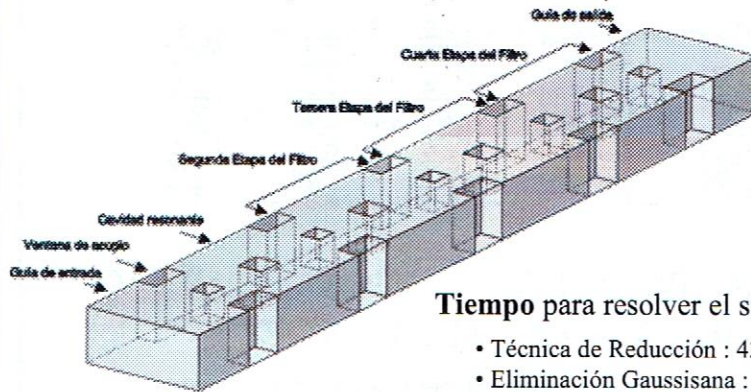
Eliminación Gaussiana con Retrosustitución
(reducción a una matriz triangular superior o inferior)

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

hay técnicas especiales para resolver la inversa de esta matriz

Resolución del Sistema

Estudio Comparativo (Eficiencia).-



Tiempo para resolver el sistema:

- Técnica de Reducción : 43,5 seg.
- Eliminación Gaussiana : 23,8 seg.

Resultados por punto en frecuencia (IBM Risc-6000)

Análisis y Síntesis de Circuitos de Microondas

En la ESA se hicieron análisis de filtrar con este método

Realizado por:
Miguel Ángel
del Valle
del Valle
del Valle
del Valle