Capítulo 4:

oducción a los parámetros de dispersión (S)

En el presente capítulo se proporciona una nueva herramienta de análisis de circuitos genéricos de microondas: los parámetros de dispersión (de scattering en erminología inglesa: parámetros S). Dicha herramienta es de carácter general y servirá para el análisis de cualquier circuito de microondas evitando los minuciosos análisis que se desarrollarían con la resolución de las ecuaciones de Maxwell y quedándose únicamente con las magnitudes en que se está interesado: voltaje o corrientes en un terminal, flujo de potencia en un dispositivo o alguna otra cantidad.

ÍNDICE

de voltaje y corrientes generalizados: concepto de impedancia.
;enérico de circuitos de microondas: unión de guías, plano de referencia.
n de uniones de una única guía:
ción de una unión de una única guía o terminación:
rgía en la terminación
piedades de la impedancia y admitancia generalizada de una terminación.
ción ondulatoria de una unión de una única guía:
n de una unión de guías: matriz de dispersión
ción de una unión en función de voltajes y corrientes generalizados:
ctores de corrientes y voltajes generalizados: matriz de impedancia generalizada
piedades y condiciones físicas de las matrices de impedancia o admitancia.
rre de una unión de guías con dipolos.
ción ondulatoria de una unión de guías: matriz de dispersión.
piedades: simetría, transformación por cambio de plano de referencia.
nificado físico de los parámetros S: parámetros de acoplo y adaptación

CONCEPTOS DE VOLTAJE Y CORRIENTE GENERALIZADOS (I)

s y contradicciones:

croondas no se puede medir de forma directa voltajes o corrientes.

bargo, es útil definir en terminales voltajes o corrientes en microondas:

estructuras que soportan modos TEM se define unívocamente ondas de voltaje o de rriente en cada coordenada longitudinal.

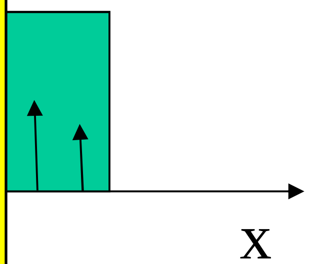
estructuras que no soportan modos TEM puros no es posible esa unicidad. Se define el ltaje como la integral del campo eléctrico transversal entre dos puntos y la corriente como circulación del campo magnético:

$$V=\int_{+}^{-}\vec{E}\cdot d\vec{l}\,;\, I=\oint_{C^{+}}\vec{H}\cdot d\vec{l}$$

– Si estamos ante un modo TM dicha integral es 0 (demostrar como ejercicio)

– Si estamos ante un modo TE el valor depende del camino de integración.

para una guía rectangular con un modo TE_{10}: depende de la posición x



$$E_{y,10}=-\frac{j\omega\mu a}{\pi}P sen\frac{\pi}{a}x\cdot\exp(-j\cdot\beta\cdot z)$$

$$H_{x,10}=\frac{\gamma a}{\pi}P\cdot sen\frac{\pi}{a}x\cdot\exp(-j\cdot\beta\cdot z)$$

$$V=-\frac{j\omega\mu a}{\pi}P sen\frac{\pi}{a}x\cdot\exp(-j\cdot\beta\cdot z)\cdot\int_{y}dy$$

CONCEPTOS DE VOLTAJE Y CORRIENTE GENERALIZADOS (II)

anterior depende de la posición x y del camino de integración. No hay un aje.

te, se pueden extraer las siguientes conclusiones de teoría de guías:

encia transmitida involucra a los campos transversales.

guía sin pérdidas la potencia transmitida total es superposición de la transmitida da modo.

mpos transversales tienen una variación en la dirección longitudinal de forma encial.

mpos E y H transversal se relacionan mediante la impedancia del modo

CONCEPTOS DE VOLTAJE Y CORRIENTE GENERALIZADOS (III)

nos una guía que SÓLO soporta un modo propagándose:

$$\left.\begin{array}{l} (x,y,z)=\vec{e}_t(x,y)\cdot\left[A^+\cdot e^{-j\beta z}+A^-\cdot e^{j\beta z}\right] \\ _t(x,y,z)=\vec{h}_t(x,y)\cdot\left[A^+\cdot e^{-j\beta z}-A^-\cdot e^{j\beta z}\right]\end{array}\right\}\Rightarrow \vec{h}_t(x,y)=\frac{\hat{z}\times\vec{e}_t(x,y)}{Z_{wave}}$$

s un voltaje y corriente equivalentes como aquellos NÚMEROS JOS asociados al modo de transmisión tal que la mitad del producto del uivalente por la corriente equivalente conjugada resulta en la potencia a. Así:

$$\left.\begin{array}{l} V=V^+\cdot e^{-j\beta z}+V^-\cdot e^{j\beta z} \\ I=I^+\cdot e^{-j\beta z}-I^-\cdot e^{j\beta z}\end{array}\right\}\Rightarrow\begin{cases} V^+=K_1\cdot C^+;V^-=K_1\cdot C^- \\ I^+=K_2\cdot C^+;I^-=-K_2\cdot C^-\end{cases}$$

CONCEPTOS DE VOLTAJE Y CORRIENTE GENERALIZADOS (IV)

› la definición de los voltajes y corrientes generalizados:

$$\frac{1}{2}V^+\cdot\left(I^+\right)^* = \frac{\left|C^+\right|^2}{2}\int_S \vec{e}\times\vec{h}\cdot\hat{z}ds$$

$$K_1\cdot K_2 = \int_S \vec{e}\times\vec{h}\cdot\hat{z}ds$$

definir una impedancia característica equivalente como:

$$Z_C = \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} = \frac{K_1}{K_2} = \begin{cases}1\\ Z_{wave}\end{cases}$$

rma una línea de transmisión equivalente representa una guía

ciones:

› la guía soporta N modos la equivalencia es con N líneas, de forma que el to de terminales físicos de la guía (1) es inferior al conjunto de terminales áticos que sirven para la representación.

› hay un obstáculo, este, por lo general, genera N modos que si la guía está sionada para un solo modo, no será capaz de soportar y se desvanecerán a una ia suficiente.

:ONCEPTO GENÉRICO DE CIRCUITOS DE CROONDAS: UNIONES DE UNA ÚNICA GUÍA

: un circuito de un terminal es un circuito en el que la energía puede entrar o salir :o puerto que es prolongación de la guía o línea.

: plano terminal de la guía es una sección recta cualquiera de la guía que cumple n de que se anulan los modos superiores al fundamental de la guía. Se le á plano de referencia.

) el vector de Poynting a través del plano terminal:

$$\frac{1}{2}\oint_{\Sigma} \vec{E}\times\vec{H}^{*}\cdot\hat{z}\cdot dS = P_{loss} + 2jw\cdot\left(W_m - W_e\right)$$

uso del voltaje y corrientes (V e I, números complejos definidos sobre los ectoriales V e I) equivalentes definidos anteriormente y como dichos V e I son 1 cada distribución de campos E, H (demoatración apuntes):

n una línea son magnitudes físicas

n una guía son modelos

$$\frac{1}{2}V\cdot I^{*} = P_{loss} + 2jw\cdot\left(W_m - W_e\right)$$

ón entre los espacios vectoriales V e I es biunívoca y lineal por lo que existe un nplejo que relaciona de forma única cada valor V e I

$$Z_{in} = \frac{V}{I} = \frac{\frac{1}{2}V\cdot I^{*}}{\frac{1}{2}I\cdot I^{*}} = \frac{P_{loss} + 2jw\cdot\left(W_m - W_e\right)}{\frac{1}{2}I\cdot I^{*}} = R + jX$$

DICIONES FÍSICAS PARA LA EXISTENCIA DE IPEDANCIAS Y ADMITANCIAS EQUIVALENTES

plicación entre V e I biunívoca y lineal existe $Y=Z^{-1}=G+jB$. Esta descripción en ılida siempre que exista un modo dominante.

ón pasiva:

érdidas (P_{loss}>0) luego: Re(Z)=R>0, Re(Y)=G>0

$W_E=W_H$ estamos en condiciones de resonancia

rdidas:

parte real es 0 y la derivada parcial de la reactancia con respecto a la frecuencia positiva, luego la reactancia es creciente lo que supone que alternan polos y ros.

=0 luego la impedancia es imaginaria pura.

$W_E=W_H$ estamos en condiciones de resonancia

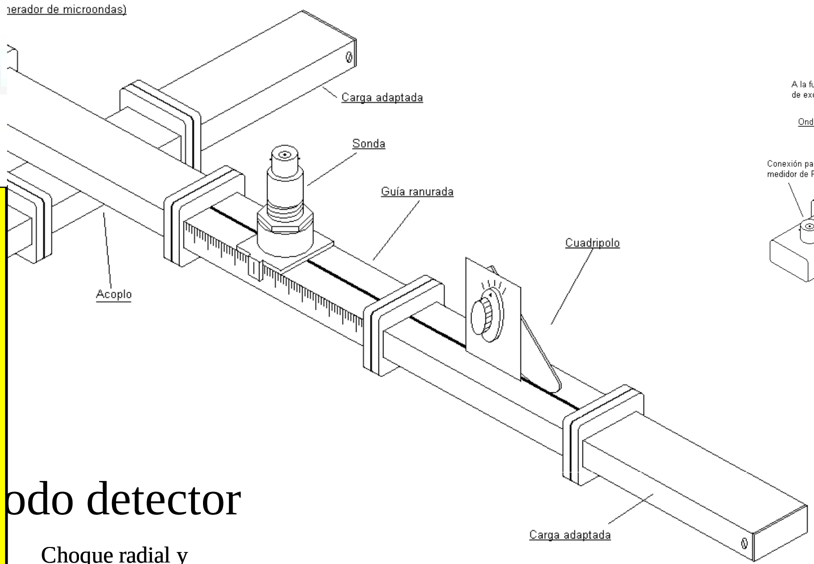
mparidad de la impedancia de entrada de una guía con la frecuencia ión Collin, pág 232):

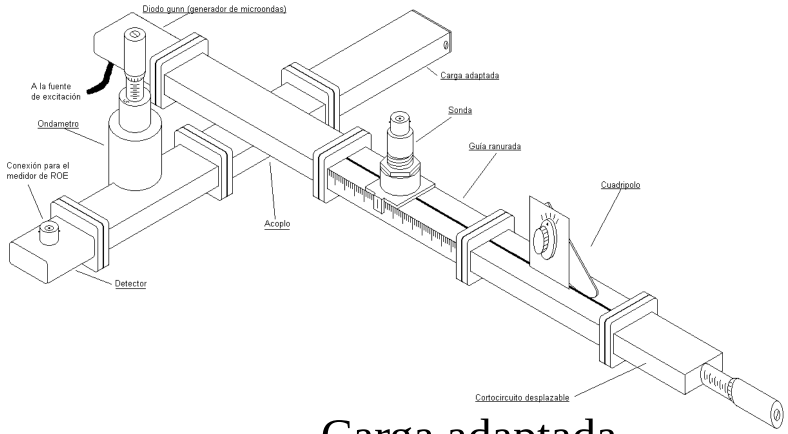
te real de la impedancia es una función par de la frecuencia

te imaginaria es una función impar de la frecuencia

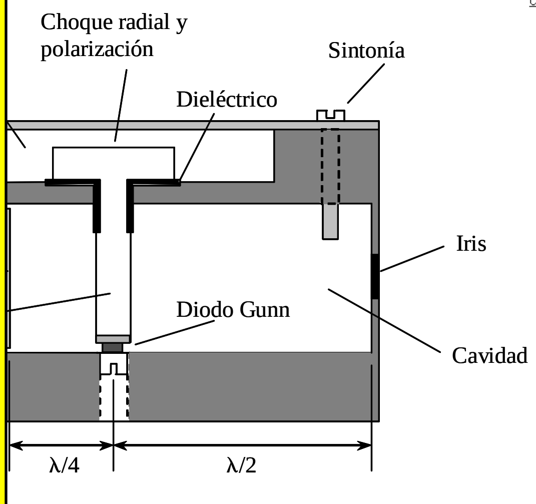
sto ayuda a establecer qué funciones auxiliares pueden ser válidas para definir resistencia o reactancia)

ELO DE BANCO DE MICROONDAS Y DETALLE DE CIRCUITOS DE UN SOLO PUERTO



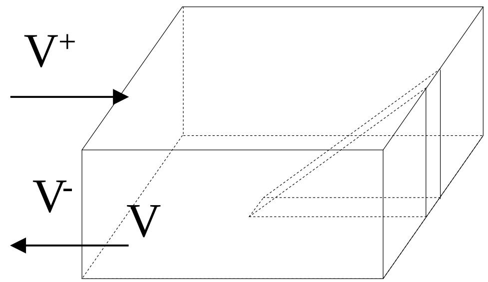


odo detector

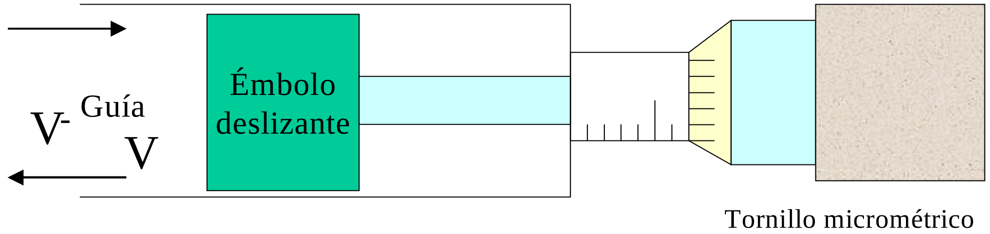


(a)

Carga adaptada



Pistón de cortocircuito



DESCRIPCIÓN ONDULATORIA DE UNA TERMINACIÓN (I)

ɒtos de voltaje y corriente generalizado han permitido asociar una onda de tensión ɔrriente incidente y reflejada en el plano de referencia de la terminación.

$$V = V^{+} \cdot e^{-j\beta z} + V^{-} \cdot e^{j\beta z} = V_{inc} + V_{ref}$$

$$I = \frac{1}{Z_0}\left[V^{+} \cdot e^{-j\beta z} - V^{-} \cdot e^{j\beta z}\right] = I_{inc} + I_{ref}$$

imos dos números complejos a y b tal que su módulo al cuadrado sea la potencia reflejada en el plano terminal se puede poner:

$$\left.\begin{array}{l} V_{inc} = a \cdot g ; I_{inc} = \dfrac{a \cdot g}{Z_0} \left(g, Z_0 : real\right) \\ P_{inc} = \dfrac{1}{2} V_{inc} \cdot I_{inc}^{*} = \dfrac{1}{2} a \cdot g \dfrac{a^{*} \cdot g}{Z_0^{*}} = a \cdot a^{*} \end{array}\right\} \Rightarrow g = \sqrt{2Z_0}$$

s a y b se denominan ondas de potencia.

os valores de los voltajes y corrientes generalizados en función de las nuevas ɒtencia son:

$$\left.\begin{array}{l} V = \sqrt{2Z_0} \cdot (a+b) \\ I = \dfrac{\sqrt{2}}{\sqrt{Z_0}} \cdot (a-b) \end{array}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{array}{l} a = \dfrac{V + Z_0 \cdot I}{\sqrt{8Z_0}} \\ b = \dfrac{V - Z_0 \cdot I}{\sqrt{8Z_0}} \end{array}\right.$$

DESCRIPCIÓN ONDULATORIA DE UNA TERMINACIÓN (II): interpretación física

n del coeficiente de reflexión en el plano de referencia (cociente de las ntes tangenciales de campo):

$$\Gamma = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} = \frac{b}{a}\bigg|_{si\ plano\ de\ referencia\ en\ -z} = \frac{V^-}{V^+} \cdot e^{-2j\beta z}$$

n de la impedancia en función de voltajes y corrientes generalizados

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{\sqrt{2Z_0}\cdot(a+b)}{\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{Z_0}}\cdot(a-b)} = Z_0 \cdot \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

ión que nos permite generalizar los resultados de líneas de transmisión a uras en guía por ser la aplicación biunívoca y lineal

es físicas:

nación pasiva:

$$1-\Gamma\cdot\Gamma^* = \frac{P}{a\cdot a^*}\bigg|_{P>0} \Rightarrow |\Gamma| \le 1$$

$$\mathrm{Im}(\Gamma) = \omega \cdot \frac{W_H - W_E}{a\cdot a^*}$$

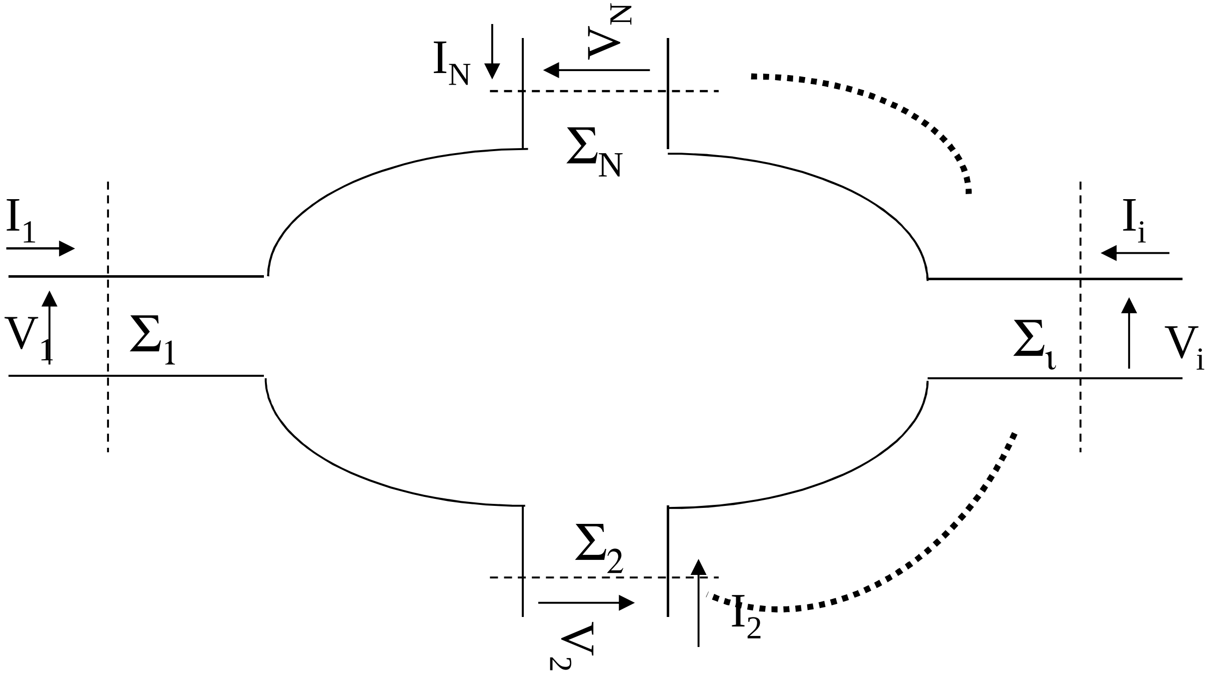
o disipativa: $|\Gamma| = 1$

esonancia: $W_H = W_E$: $\Gamma\, real$

adaptada: $\Gamma = 0$ (el número complejo b es 0 para todo a)

ircuito: $\Gamma = -1$

UNIONES DE GUÍAS DE ONDAS (I)



$$\sum_{n=1}^{N} \frac{1}{2} \oint_{\Sigma_n} \vec{E} \times \vec{H}^{*} \cdot \hat{z} \cdot dS = \sum_{n=1}^{N} \frac{1}{2} V_n \cdot I_n^{*} = P_{loss} + 2\, jw \cdot \left(W_m - W_e\right)$$

UNIONES DE GUÍAS DE ONDAS (II)

n: estructura metálica cerrada cuyo volumen interior contiene una
nún totalmente aislada electromagnéticamente del exterior. La única
cia de energía se hace por medio de los planos de referencia que son
rectas de la guía situadas en un punto donde sólo hay un modo.

iera más de un modo, esa guía se modelaría como una unión de guías en sí

racterizar la unión en términos de energía:

xiste flujo de energía en los planos de referencia.

anos de referencia sólo hay un modo dominante.

a plano de referencia se define un voltaje y una corriente generalizados.

ada voltaje/corriente son números complejos de los espacios vectoriales V e I.

unión se define por vectores de números complejos de dimensión N de forma
ica tales que cada par de vectores V-I define un único par de vectores E-H

os vectores V e I no son independientes y están relacionados mediante una
licación bilineal entre los espacios vectoriales V^n e I^n (vectores complejos de
mensión N)

omo son espacios vectoriales de dimensión finita relacionados por una
licación bilineal, existe una única matriz regular que relaciona los vectores V-I

IONES DE GUÍAS DE ONDAS: MATRICES DE IMPEDANCIAS Y ADMITANCIAS

que relaciona V con I se denomina matriz de impedancias Z. Dado icación es regular, la matriz que relaciona I con V se denomina matriz ncias Y.

ces de impedancias y admitancias son simétricas ya que la unión es ea, isótropa y recíproca.

ema anterior implica que las magnitudes σ, ε y μ son magnitudes escalares o es simétricos (demostración como ejercicio)

ma se demuestra a partir del teorema de reciprocidad de Lorentz:

H_a) y (E_b, H_b) son dos soluciones distintas de las ecuaciones de Maxwell para uito de microondas correspondientes a dos fuentes distintas pero de la misma ncia y en el mismo modo se verifica

$$\nabla\left[\left(\vec{E}_a\times\vec{H}_b\right)-\left(\vec{E}_b\times\vec{H}_a\right)\right]=0$$

$$\nabla\left[\left(\vec{E}_a\times\vec{H}_b\right)-\left(\vec{E}_b\times\vec{H}_a\right)\right]=$$

$$\vec{H}_b\nabla\times\vec{E}_a-\vec{E}_a\nabla\times\vec{H}_b-\vec{H}_a\nabla\times\vec{E}_b+\vec{E}_b\nabla\times\vec{H}_a=$$

$$\cdot jw\mu\cdot\vec{H}_a-\vec{E}_a\cdot(\sigma+jw\varepsilon)\cdot\vec{E}_b+\vec{H}_a\cdot jw\mu\cdot\vec{H}_b+\vec{E}_a\cdot(\sigma+jw\varepsilon)\cdot\vec{E}_b$$

CIONES FÍSICAS PARA LA DEFINICIÓN DE LAS TRICES DE IMPEDANCIAS Y ADMITANCIAS

Y son matrices simétricas:

$$\frac{1}{2}V^T \cdot I^*\Big|_{escalar} = \frac{1}{2}I^H \cdot V = \frac{1}{2}I^H \cdot Z \cdot I = P + 2jw \cdot (W_H - W_E)$$

do la anterior expresión resulta

$$\frac{1}{2}I^H \cdot Z^H \cdot I = P - 2jw \cdot (W_H - W_E)$$

y restando las anteriores expresiones:

$$\frac{1}{2}I^H \cdot \left(Z + Z^H\right) \cdot I = 2P = I^H \cdot \mathrm{Re}(Z) \cdot I$$

$$\frac{1}{2}I^H \cdot \left(Z - Z^H\right) \cdot I = 4jw(W_H - W_E) = j \cdot I^H \cdot \mathrm{Im}(Z) \cdot I$$

n es pasiva P≥0 luego: $I^H \cdot \mathrm{Re}(Z) \cdot I \geq 0 \Rightarrow \mathrm{Re}(Z)$ *semidefinida positiva*

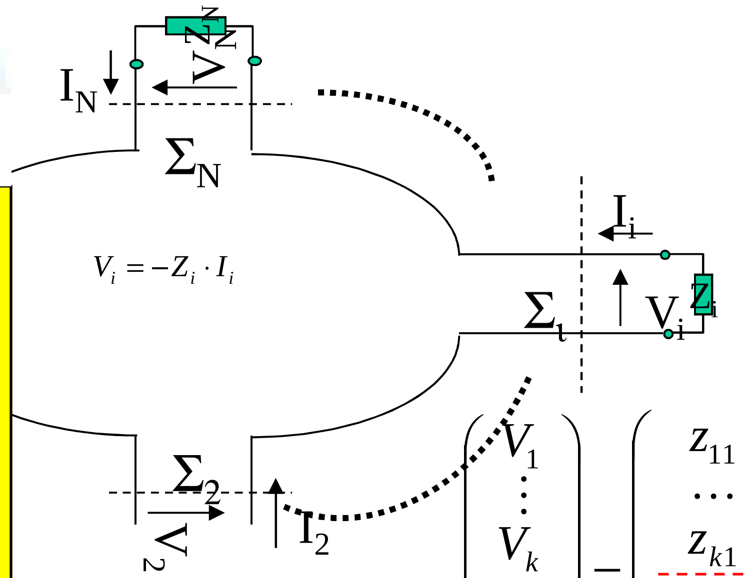
n es no disipativa P=0 y se cumple: $I^H \cdot \mathrm{Re}(Z) \cdot I = 0 \Rightarrow \mathrm{Re}(Z) = 0$

terminación no disipativa la matriz de impedancias es imaginaria pura

$$\begin{matrix} > \\ < \end{matrix} W_E \Big) \Rightarrow \begin{pmatrix} \mathrm{Im}(Z) \\ -\mathrm{Im}(Z) \end{pmatrix} \textit{definida positiva}$$

$${}_H = W_E \Big) \Rightarrow \mathrm{Im}(Z) = 0 \quad \text{: condición de resonancia}$$

...RE DE UNA UNIÓN DE GUÍAS DE ONDAS CON VARIOS DIPOLOS



$$V_{N\times 1} = Z_{N\times N} \cdot I_{N\times 1} \Rightarrow$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_k \\ V_{k+1} \\ \vdots \\ V_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1k} & \cdots & \cdots & z_{1N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ z_{k1} & \cdots & z_{kk} & \cdots & \cdots & z_{kN} \\ z_{(k+1)1} & \cdots & \cdots & z_{(k+1)(k+1)} & \cdots & z_{(k+1)N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ z_{(k+1)N} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & z_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_k \\ I_{k+1} \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \overline{V}_1 \\ \overline{V}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \overline{\overline{M}}_{11} & \overline{\overline{M}}_{12} \\ \overline{\overline{M}}_{21} & \overline{\overline{M}}_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overline{I}_1 \\ \overline{I}_2 \end{pmatrix} \Rightarrow \overline{V}_2 = -\overline{\overline{Z}}_L \cdot \overline{I}_2$$

$$\ldots \overline{\overline{M}}_{12} \cdot \left(\overline{\overline{M}}_{22} + \overline{\overline{Z}}_L\right)^{-1} \cdot \overline{\overline{M}}_{21} \Big] \cdot \overline{I}_1 = \overline{\overline{Z}}_{de} \cdot \overline{I}_1$$

La nueva unión degenerada tiene una matriz Z (Z_{de}) que se puede poner en función de la matriz Z de la unión no degenerada

CRIPCIÓN ONDULATORIA DE UNA UNIÓN DE GUÍAS (I)

emos la formulación para un dipolo dada en 4.9 a una unión de guías:

$$\left.\begin{array}{l} V_{N\times1} = H_{N\times N}\cdot\left(A_{N\times1}+B_{N\times1}\right) \\ I_{N\times1} = K_{N\times N}\cdot\left(A_{N\times1}-B_{N\times1}\right) \end{array}\right\} con \left(\begin{array}{l} H_{N\times N} = diag\left(\sqrt{2Z_{0n}}\right) \\ K_{N\times N} = diag\left(\dfrac{\sqrt{2}}{\sqrt{Z_{0n}}}\right) \end{array}\right) \Rightarrow \qquad \boxed{(1)}$$

$$\left\{\begin{array}{l} A_{N\times1} = F_{N\times N}\cdot\left(V_{N\times1}+G_{N\times N}\cdot I_{N\times1}\right) \\ B_{N\times1} = F_{N\times N}\cdot\left(V_{N\times1}-G_{N\times N}\cdot I_{N\times1}\right) \end{array}\right\} con \left(\begin{array}{c} F_{N\times N} = diag\left(\left(\sqrt{8Z_{0n}}\right)^{-1}\right) \\ G_{N\times N} = diag\left(Z_{0n}\right) \end{array}\right)$$

lo físico ("siempre desde el punto de vista del circuito"):

as de potencia incidentes en cada puerta del circuito (son entrantes al circuito)

as de potencia salientes en cada puerta del circuito

CRIPCIÓN ONDULATORIA DE UNA UNIÓN DE GUÍAS (II)

despeja B (ondas salientes) en función de A (ondas entrantes):

$$= F\cdot\left(V + G\cdot I\right) = F\cdot\left(Z+G\right)\cdot I \Rightarrow I = \left(Z+G\right)^{-1}\cdot F^{-1}\cdot A$$

$$B = F\cdot\left(Z-G\right)\cdot I = F\cdot\left(Z-G\right)\cdot\left(Z+G\right)^{-1}\cdot F^{-1}\cdot A$$

$$B_{N\times 1} = S_{N\times N}\cdot A_{N\times 1};$$

$$\boxed{S = F\cdot\left(Z-G\right)\cdot\left(Z+G\right)^{-1}\cdot F^{-1}} \qquad (2)$$

riz de dispersión que depende de la unión y de los planos de referencia

las las impedancias de referencia fueran iguales a la característica , amos normalizar dichas impedancias haciéndolas igual a la unidad. En aso, se podría escribir la matriz S como sigue:

$$S = \left(Z-\Delta\right)\cdot\left(Z+\Delta\right)^{-1}$$

ETRÍA DE LA MATRIZ DE DISPERSIÓN

S de un circuito pasivo, lineal e isótropo es simétrica: $S=S^T$

$$S = S^T$$

$$F \cdot (Z-G) \cdot (Z+G)^{-1} \cdot F^{-1} = \left[F \cdot (Z-G) \cdot (Z+G)^{-1} \cdot F^{-1}\right]^T$$

$$\cdot (Z-G) \cdot (Z+G)^{-1} \cdot F^{-1} = \left(F^{-1}\right)^T \cdot \left((Z+G)^{-1}\right)^T \cdot \left((Z-G)\right)^T \cdot F^T$$

atrices F y G son diagonales, la matriz Z es simétrica

$$F \cdot (Z-G) \cdot (Z+G)^{-1} \cdot F^{-1} = F^{-1} \cdot (Z+G)^{-1} \cdot (Z-G) \cdot F$$

ando de término los inversos, resulta:

$$(Z+G) \cdot F \cdot F \cdot (Z-G) = (Z-G) \cdot F \cdot F \cdot (Z+G)$$

ndo, llegamos a:

$$2Z \cdot F \cdot F \cdot G = 2G \cdot F \cdot F \cdot Z$$

aciendo uso del hecho de las matrices que son diagonales, resulta:

$$S = S^T$$

procidad del circuito se manifiesta en la simetría de S

CIONES FÍSICAS PARA LA EXISTENCIA DE S (I)

resión (1), podemos poner:

$$\left.\begin{array}{l} = \sqrt{2\cdot Z_0}\cdot(\Delta+S)\cdot A = H\cdot(\Delta+S)\cdot A \\ = \sqrt{\dfrac{2}{Z_0}}\cdot(\Delta-S)\cdot A = K\cdot(\Delta-S)\cdot A \end{array}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{array}{l} V^H = A^H\cdot\left(\Delta+S^H\right)\cdot H \\ I^H = A^H\cdot\left(\Delta-S^H\right)\cdot K \end{array}\right.$$

la potencia y su expresión conjugada resulta:

$$\left.\begin{array}{l} \dfrac{1}{2} I^H\cdot V = A^H\cdot\left(\Delta - S^H\cdot S - S^H + S\right)\cdot A = P + 2jw\left(W_H - W_E\right) \\ \dfrac{1}{2} V^H\cdot I = A^H\cdot\left(\Delta - S^H\cdot S - S + S^H\right)\cdot A = P - 2jw\left(W_H - W_E\right) \end{array}\right\}$$

y restando miembro a miembro se tiene que:

$$\left.\begin{array}{l} A^H\cdot\left(\Delta - S^H\cdot S\right)\cdot A = P \\ A^H\cdot\left(S - S^H\right)\cdot A = 2jw\left(W_H - W_E\right) \end{array}\right\}$$

ICIONES FÍSICAS PARA LA EXISTENCIA DE S (II)

ncias

to pasivo:

$$P \geq 0; \Rightarrow \left(\Delta - S^{H} \cdot S\right) semidefinida\_positiva$$

sipativo:

$$P = 0; \Rightarrow \left(\Delta - S^{H} \cdot S\right) = 0 \Rightarrow \Delta = S^{H} \cdot S \Rightarrow Sunitaria$$

esonancia: matriz de dispersión real $S = S^{H}$

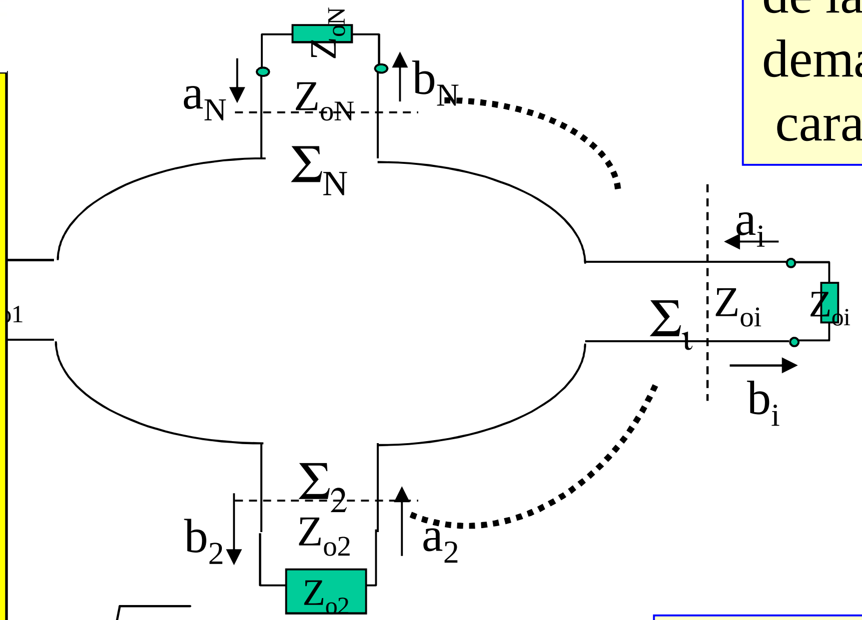
uando todos los menores de la matriz Im(S) sean positivos, entonces:

$$W_H > W_E \Rightarrow \{\mathrm{Im}(S)\} definida\_positiva$$

uando todos los menores de la matriz -Im(S) sean positivos, entonces:

$$W_H < W_E \Rightarrow \{-\mathrm{Im}(S)\} definida\_positiva$$

GNIFICADO FÍSICO DE LOS PARÁMETROS S



Coeficiente de reflexión de potencia de la puerta i cuando se cargan las demás puertas con la impedancia característica

$$s_{ii} = \left.\frac{b_i}{a_i}\right|_{Z_{j\neq i}=Z_{oj}} = \frac{V_i^-}{V_i^+}$$

$$|s_{ii}|^2 = \frac{|b_i|^2}{|a_i|^2} = \frac{P_i^-}{P_i^+}$$

$$= \frac{\sqrt{Z_{oi}}\cdot V_k^-}{\sqrt{Z_{ok}}\cdot V_i^+}$$

$$\frac{P_k^-}{P_i^+}$$

Coeficiente de transmisión de potencia de la puerta i a la puerta k cuando se cargan con la impedancia característica todas las puertas menos la i

CONCEPTO DE CIRCUITO ADAPTADO

el parámetro de adaptación en una puerta de una unión de guías:

o: cerramos todas las puertas de una unión, menos una, con cargas sin reflexión:

=…= a_N =0

va matriz de dispersión se reduce a: $b_1 = s_{11} a_1$

ción del parámetro de adaptación de esa puerta 1.

n de terminación adaptada: $s_{11}=0$

de adaptación: Si en una unión de guías de onda $s_{nn}= 0$, la unión está desde la guía n.

os todos los elementos diagonales de la matriz S, la unión está nente adaptada.

de que una unión esté adaptada significa que toda la potencia que se por cada puerta, se consume efectivamente en el circuito, sin que haya eflejada por dicha puerta.

CONCEPTO DE CIRCUITO ACOPLADO, DESACOPLADO Y DEGENERADO

el parámetro de acoplamiento entre dos puertas de una unión de guías:

vo: queremos medir el acoplamiento entre la puerta i y la puerta j; es decir de la potencia que entra por i sale por j, es decir el parámetro s_{ji}.

o: cerramos todas las puertas de una unión, menos una, con cargas sin reflexión: $= \ldots = a_j = \ldots = a_N = 0;\ a_i \neq 0$.

va matriz de dispersión se reduce a: $b_j = s_{ji} a_i$

ción del parámetro de acoplamiento de esa puerta i a la puerta j.

de puerta acoplada y desacoplada:

arámetro $s_{ji}=0$, la puerta j se encuentra desacoplada de la i: no se transmite a de la puerta i a la puerta j.

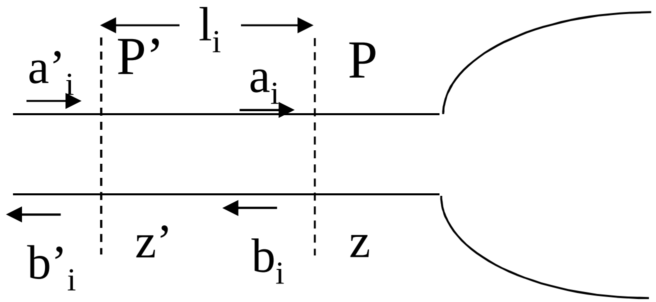
arámetro $s_{ji} \neq 0$, la puerta j se encuentra acoplada con la i: se transmite energía de rta i a la puerta j.

de circuito degenerado:

na unión de N guías existe un subconjunto de K guías que se encuentran ente desacopladas del subconjunto complementario de (N-K) guías, entonces, se ue la unión es degenerada.

as condiciones el subconjunto de K guías no transmite potencia al de (N-K).

SFORMACIÓN DE LA MATRIZ DE DISPERSIÓN R UN CAMBIO DE PLANO DE REFERENCIA



$$= a \cdot e^{-j\beta_i z} \qquad = b \cdot e^{j\beta_i z} \Rightarrow \begin{cases} a'_i = a \cdot e^{-j\beta_i z'} \\ b'_i = b \cdot e^{j\beta_i z'} \end{cases} \xrightarrow{sentido\_de\_onda\_progresiva} z = z' + l_i$$

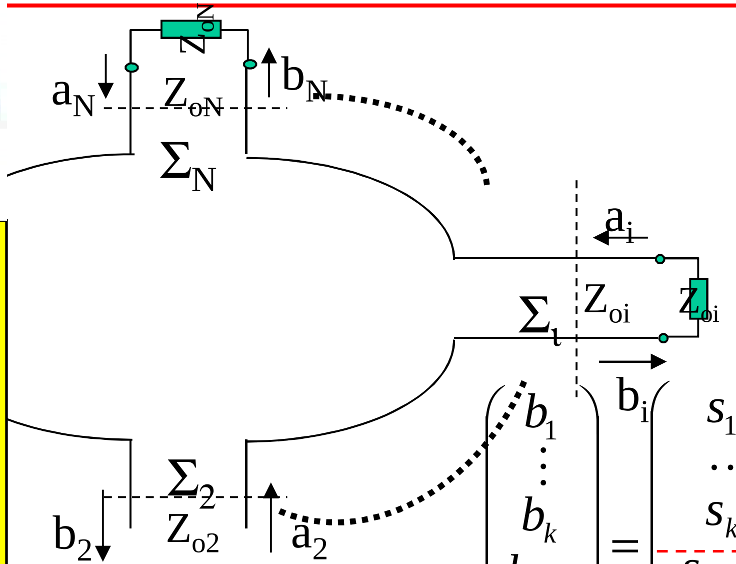
$$= a'_i \cdot e^{-j\beta_i l_i} \qquad = b'_i \cdot e^{j\beta_i l_i} \Rightarrow \begin{cases} A = P \cdot A' \\ B' = P \cdot B \end{cases} \Rightarrow P = diag\left(e^{-j\beta_i l_i}\right)$$

$$= P \cdot S \cdot A = P \cdot S \cdot P \cdot A' = S' \cdot A'$$

$$= P \cdot S \cdot P$$

nos movemos hacia ***fuera*** en un circuito de N guías (del plano P al P') a matriz de dispersión resulta de multiplicar por una matriz P diagonal, lados de la matriz inicial S.

…RE DE UNA UNIÓN DE GUÍAS DE ONDAS CON VARIOS DIPOLOS



$$B = S \cdot A \Rightarrow$$

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_k \\ b_{k+1} \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \left(\begin{array}{ccc|ccc} s_{11} & \cdots & s_{1k} & \cdots & \cdots & s_{1N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ s_{k1} & \cdots & s_{kk} & \cdots & \cdots & s_{kN} \\ \hline s_{(k+1)1} & \cdots & \cdots & s_{(k+1)(k+1)} & \cdots & s_{(k+1)N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ s_{(k+1)N} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & s_{NN} \end{array}\right) \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_k \\ a_{k+1} \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix}$$

$$\cdots \begin{pmatrix} \cdots_1 \\ \cdots_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \overline{N}_{11} & \overline{N}_{12} \\ \overline{N}_{21} & \overline{N}_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \overline{A}_1 \\ \overline{A}_2 \end{pmatrix} con \begin{cases} \Gamma_n = \dfrac{a_n}{b_n}; [\Gamma_C]_{(N-k)\times(N-k)} = [\Gamma_C] = diag(\Gamma_n) \\ \overline{A}_2 = [\Gamma_C] \cdot \overline{B}_2; \overline{B}_2 = [\Gamma_C]^{-1} \cdot \overline{A}_2 \end{cases}$$

$$\cdots_{12} \cdot \left(\overline{N}_{22} - \Gamma_C^{-1}\right)^{-1} \cdot \overline{N}_{21} \Big] \cdot \overline{A}_1 = \overline{S}_{de} \cdot \overline{A}_1$$

La nueva unión degenerada tiene una matriz S (S_{de}) que se puede poner en función de la matriz S de la unión no degenerada

CONCLUSIONES

ión de los parámetros S ha venido motivada por la necesidad de obtener metros que relacionasen de forma clara los parámetros susceptibles de os en un circuito de microondas: relaciones entre potencias transmitidas as (ROE y reflexión en este último caso).

de potencia son invariantes en amplitud mediante una transformación nos de referencia.

S indica de forma sencilla la distribución de potencia entre las puertas o.

metros S se miden en condiciones de adaptación de las puertas mientras o Z se miden en cortocircuito o circuito abierto.

APÉNDICE: TEORÍA DE GRAFOS (I)

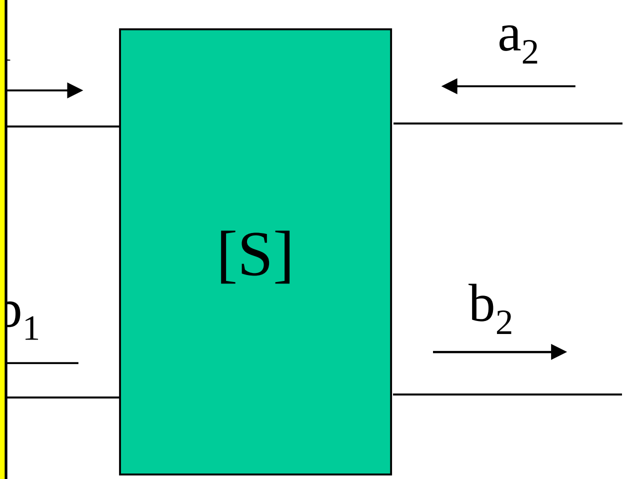
…nica adicional a la de parámetros S para medir las características de …n términos de potencias transmitidas y reflejadas.

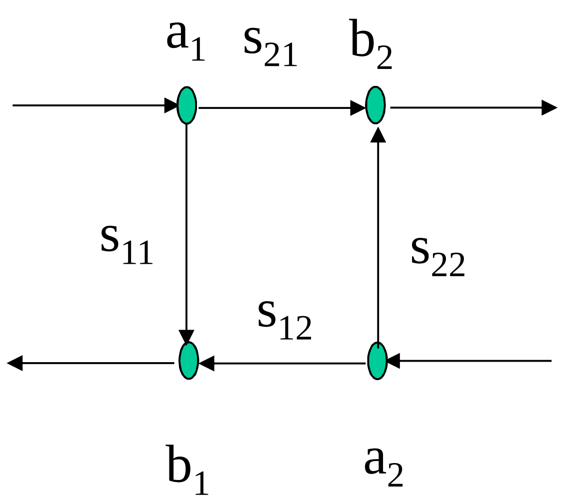
…s de un grafo:

…cada puerto de una red tiene dos nodos, uno asociado a una onda entrante (a) y …ociado a una onda saliente (b).

…es el camino directo entre un nodo a y un nodo b. Cada rama tiene asociado un …etro S de transmisión o de reflexión.

…le un cuadripolo:





TEORÍA DE GRAFOS (II): reglas

en serie: Dos ramas que tienen un nodo común con una sola entrada y pueden juntarse en una única rama cuyo coeficiente es el producto de mas.

en paralelo: Dos ramas con un único nodo común pueden combinarse na única cuyo coeficiente es la suma de los coeficientes.

mentado: Cuando un nodo se autorealimenta con un coeficiente de dado (s), dicho lazo puede eliminarse multiplicando la rama previa por

desplazamiento: Un nodo puede descomponerse en dos nodos separados que cada combinación de ramas separadas contenga una y sólo una ión de cada nodo.

BIBLIOGRAFÍA

awa: Power Waves and the Scattering Matrix, IEEE Transactions on
e Theory and Techniques, March 1965

Collin: "Foundations for microwave engineering" New York McGraw-
. (capítulo 4)

Pozar: "Microwave Engeneering" Second Edition 1998, John
ons. (capítulo 4)

omínguez: Cuestiones Básicas de Electromagnetismo, Aplicación a la
e Microondas. Consejo Superior Investigaciones Científicas.

Sebastián, Sierra, Margineda: “Ingeniería de Microondas: Técnicas
ntales” Prentice Práctica 2002.