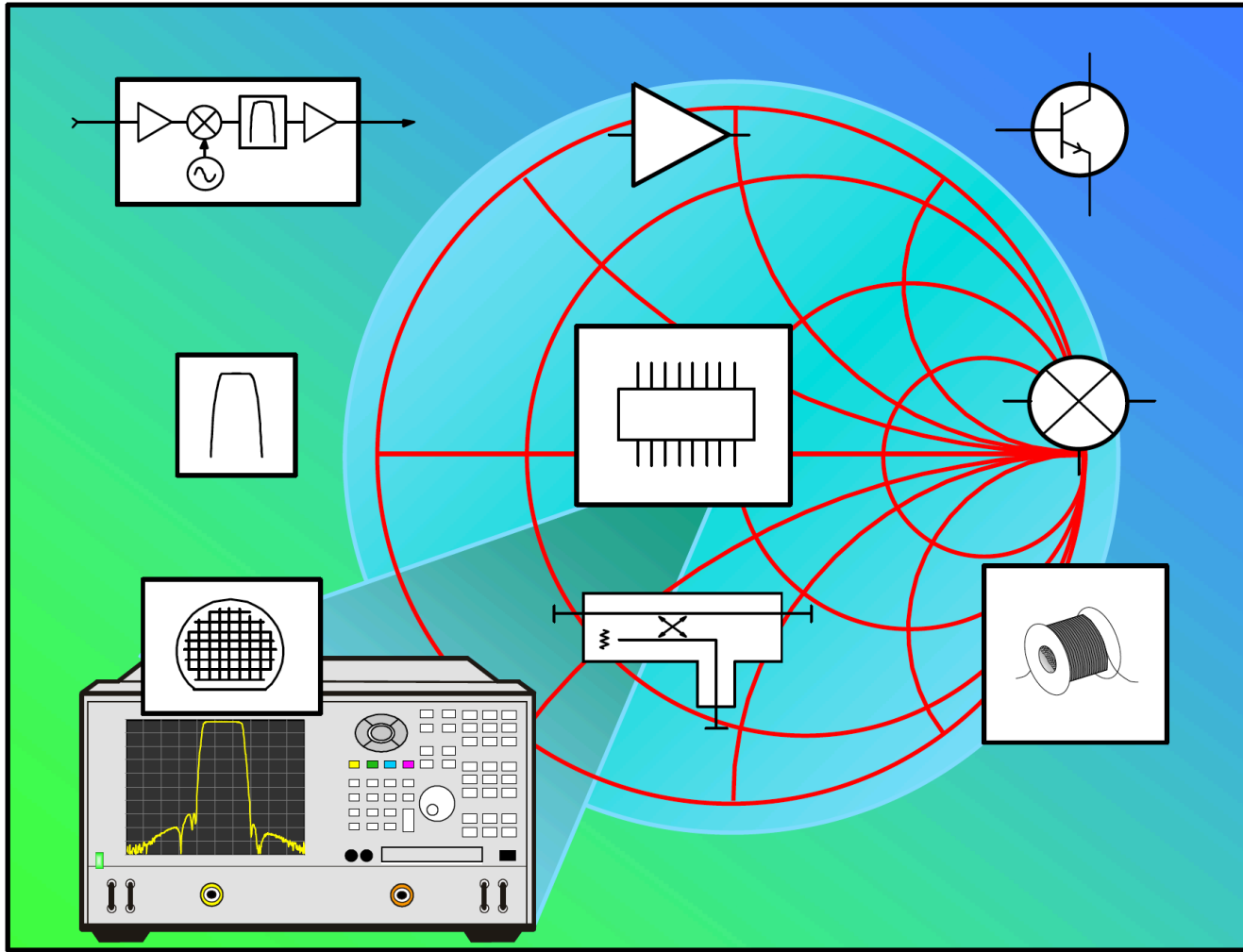


Párametros S y respuesta de los circuitos



Referencias

- Z. Awang, *Microwave Systems Design*, Springer, 2014
- I. J. Bahl, *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*, John Wiley, 2009.

Algunos problemas en diseños de RF

Dimensiones del circuito. Comparable con la long. de onda. A frec. de microondas λ orden pocos cm.

Efectos de la fase

A altas frecuencias, las señales se comportan como ondas: dispersión, difracción, reflexión

→ Se pueden utilizar soluciones de la teoría electromagnética

A altas frecuencias los circuitos son mas “distribuidos” que en grupos. Los circuitos se ven como líneas de transmisión

Efectos parásitos debido a inductancias parásitas y capacidades en cableados, las líneas de conexión y caminos de tierra, y la impedancia de la conexión de cables y terminales de un componente, son más evidentes.

Cuando se utiliza el analizador de redes vectorial, por ejemplo los efectos parásitos de un cable utilizado para conectar el dispositivo bajo prueba (DUT) en el equipo se resta de las lecturas de medición a través de la calibración.

Los efectos de la radiación se vuelven más severos a altas frecuencias - a frecuencias elevadas, señales tienden a "irradiar" más a los alrededores. En contraste, a bajas frecuencias de energía no se pierde a través de la radiación, sino por medio de la disipación en un componente.

A altas frecuencias los circuitos son mas “distribuidos” que en grupos. Los circuitos son líneas de transmisión

Efecto *Skin* es más evidente. A altas frecuencias, la corriente fluye principalmente en la superficie del conductor - en efecto, el conductor de este modo se ve "más delgado" que en realidad es, y su resistencia aumenta. Circuitos planares como Stripline y Microstrips son más populares para aplicaciones de microondas.

Sobre la misma base, no es conveniente utilizar condensadores de parámetros concentrados y los inductores a estas frecuencias ya que el efecto Skin hará que estos componentes sean casi inutilizables.

Hay excepciones - cuando se requieren grandes valores de resistencia o capacitancia (como en el caso de los condensadores de bloqueo en los circuitos de polarización, o la estabilización de resistencias en los amplificadores de transistor), no sería práctico para ponerlas en práctica en elementos distribuidos debido a sus grandes valores . En este caso, se utilizan en su lugar componentes de montaje superficial.

Los parámetros y , z , y h no son aplicables para mediciones de alta frecuencia.

Problema: Cómo se puede hacer un real circuito abierto y cortocircuito en los terminales?

Cualquier corto es inductivo. Cualquier circuito abierto es capacitivo.

Para empeorar las cosas, si se está tratando de medir una alta frecuencia con un dispositivo activo, un corto o abierto puede hacer que oscile!

Solución: Usar terminación Z_0 !

Banda ancha.

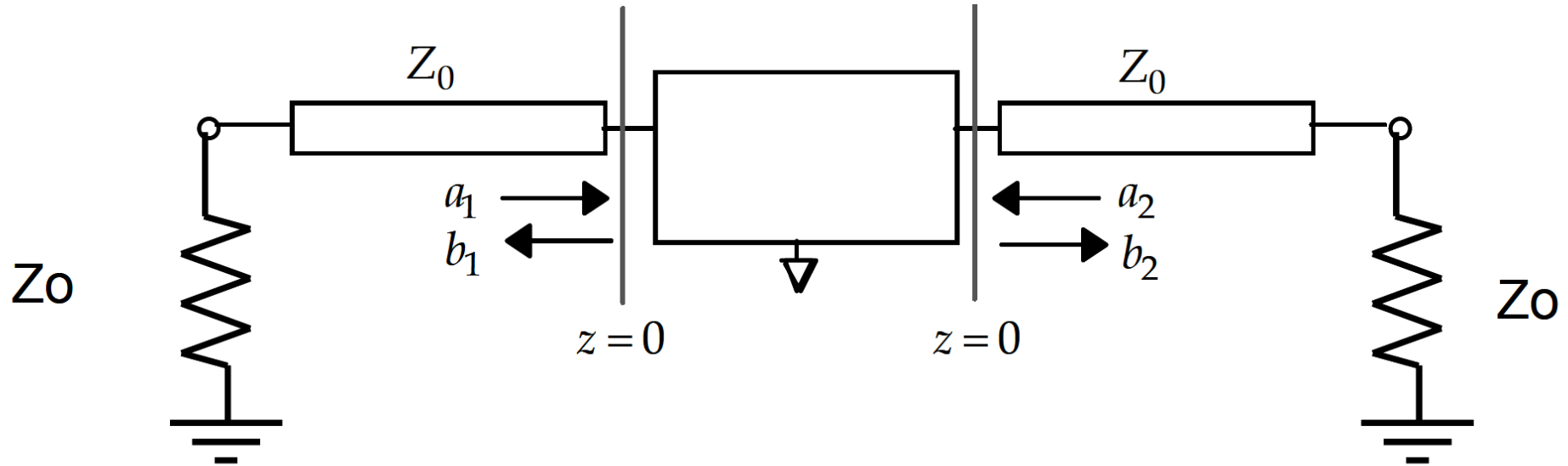
No sensible a los parasitos L,C

Elimina (kills) reflexiones.

Se redefine los parámetros para usar ondas de tensión fwd y rev

Para medir se puede usar acopladores direccionales.

Parámetros S



Una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 , el voltaje total a la distancia l desde un plano de referencia $l=0$ esta dado por :

$$V = V_i e^{-j\beta l} + V_r e^{j\beta l}$$

S-Parameters

Ahora los parámetros S se definen en términos de ondas progresivas de voltaje normalizadas a y b , y definidas de manera tal que a^2 y b^2 dan la potencia progresiva en esa dirección, y están dadas por:

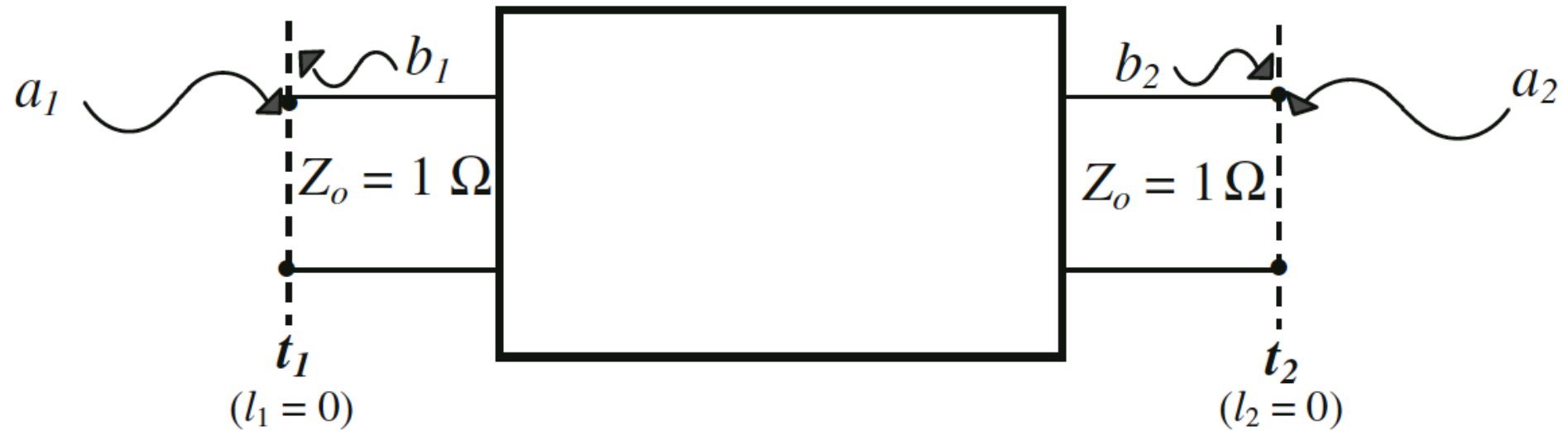
$$a = \frac{V^+}{\sqrt{2Z_0}}$$

$$b = \frac{V^-}{\sqrt{2Z_0}}$$

Siendo

$$V^+ = V_i e^{-j\beta l}$$

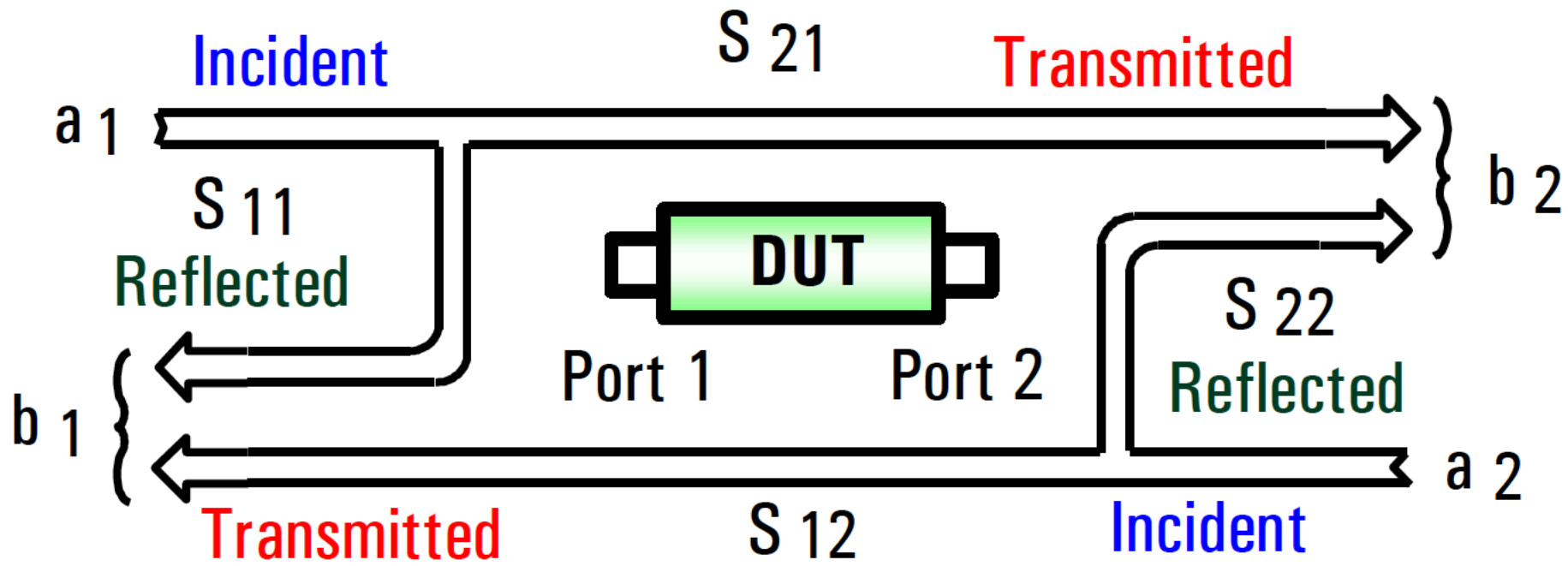
$$V^- = V_r e^{j\beta l}$$



a = normalized incident voltage wave
 b = normalized reflected voltage wave

Onda transversal de voltaje normalizada para una red de dos puertos

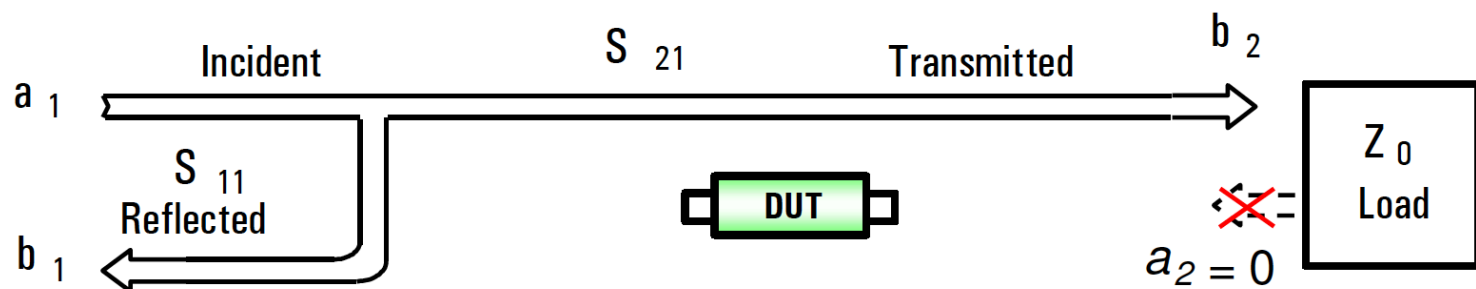
Referencias



$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2$$

Forward

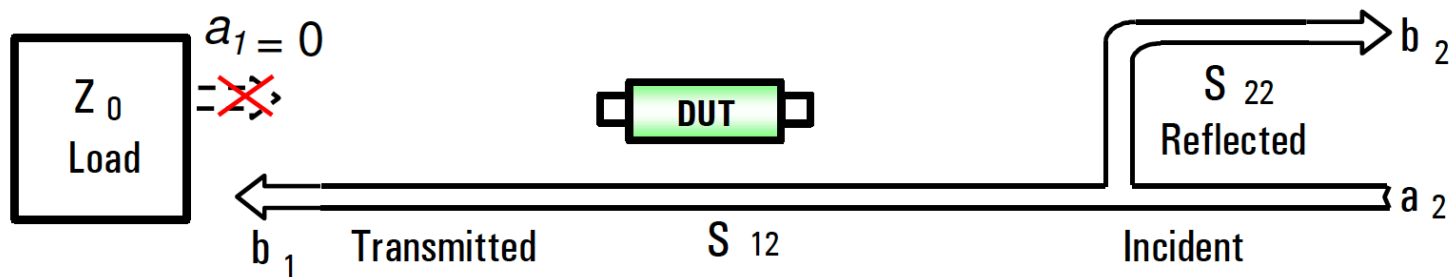


$$S_{11} = \frac{\text{Reflected}}{\text{Incident}} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}$$

$$S_{21} = \frac{\text{Transmitted}}{\text{Incident}} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}$$

$$S_{22} = \frac{\text{Reflected}}{\text{Incident}} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}$$

$$S_{12} = \frac{\text{Transmitted}}{\text{Incident}} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}$$



Reverse

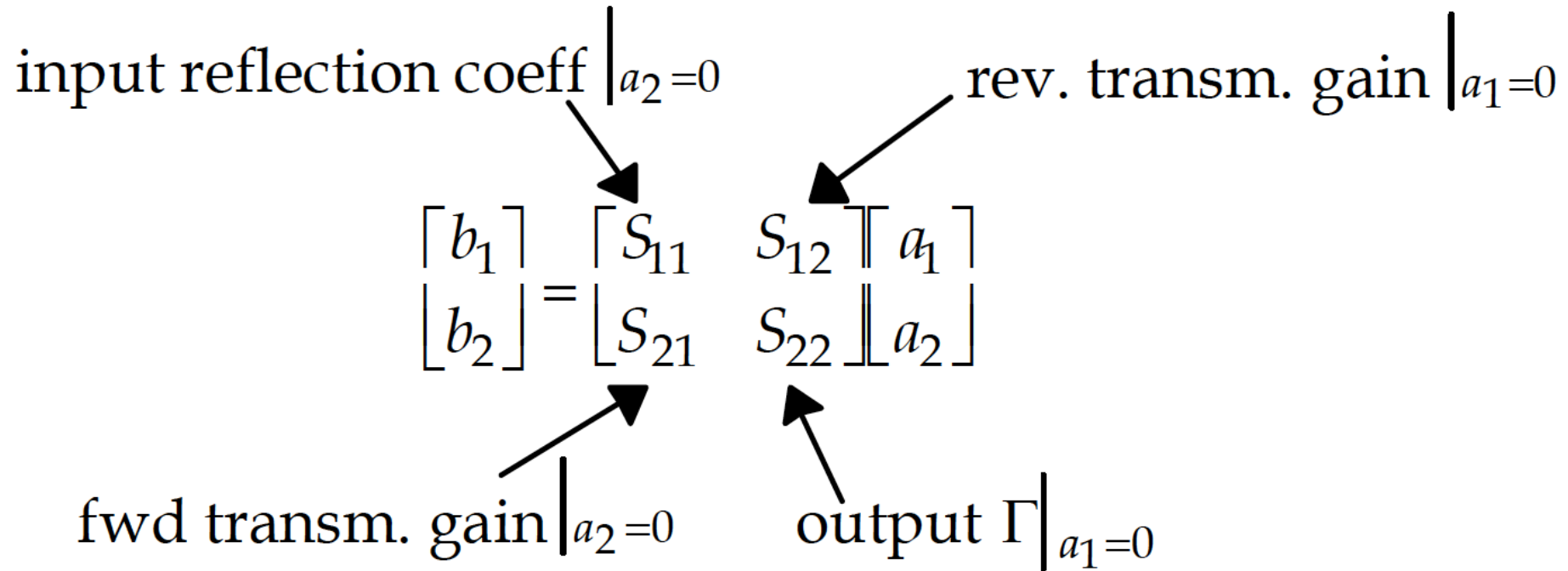
S-Parameters

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

S-Parameters



$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Si conectamos en t2 una carga adaptada, y si $a_2=0$, entonces

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de entrada}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{coeficiente de transmisión directa}$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Si conectamos en t1 una carga adaptada, y si $a_1=0$, entonces

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de reflexión de salida}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{coeficiente de transmisión inversa}$$

Notar que:

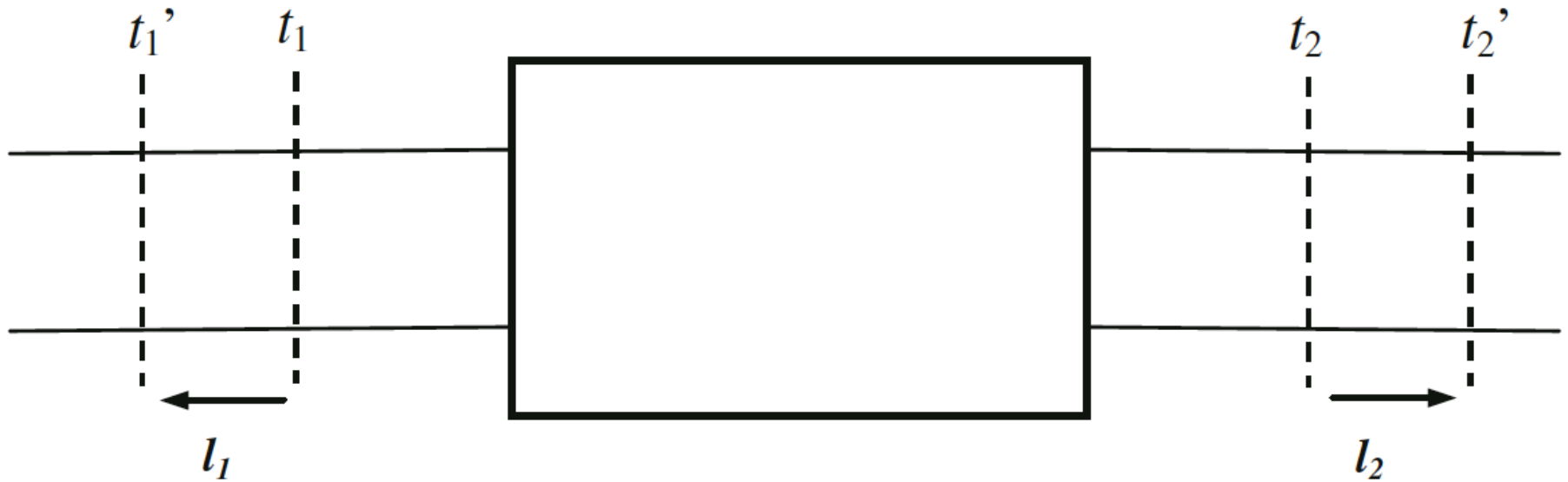
S_{ij} es complejo

$$S_{ij} = |S_{ij}| e^{j\phi_{ij}}$$

Los valores de los parámetros S para una red dependen de las posiciones de los planos de referencia y la onda incidente. Si movemos los plano de referencia, los parámetros S cambian. Esto es debido a que las ondas transversales cuya fase cambian con la posición de z

$$\phi = (\omega t - \beta z)$$

Cambio del plano de referencia



Cambio del plano de referencia

Cambio del plano de referencia

$$\beta (= 2\pi / \lambda)$$

$$S_{11}' = S_{11} e^{-j2\beta l_1}$$

$$S_{12}' = S_{12} e^{-j\beta(l_1+l_2)}$$

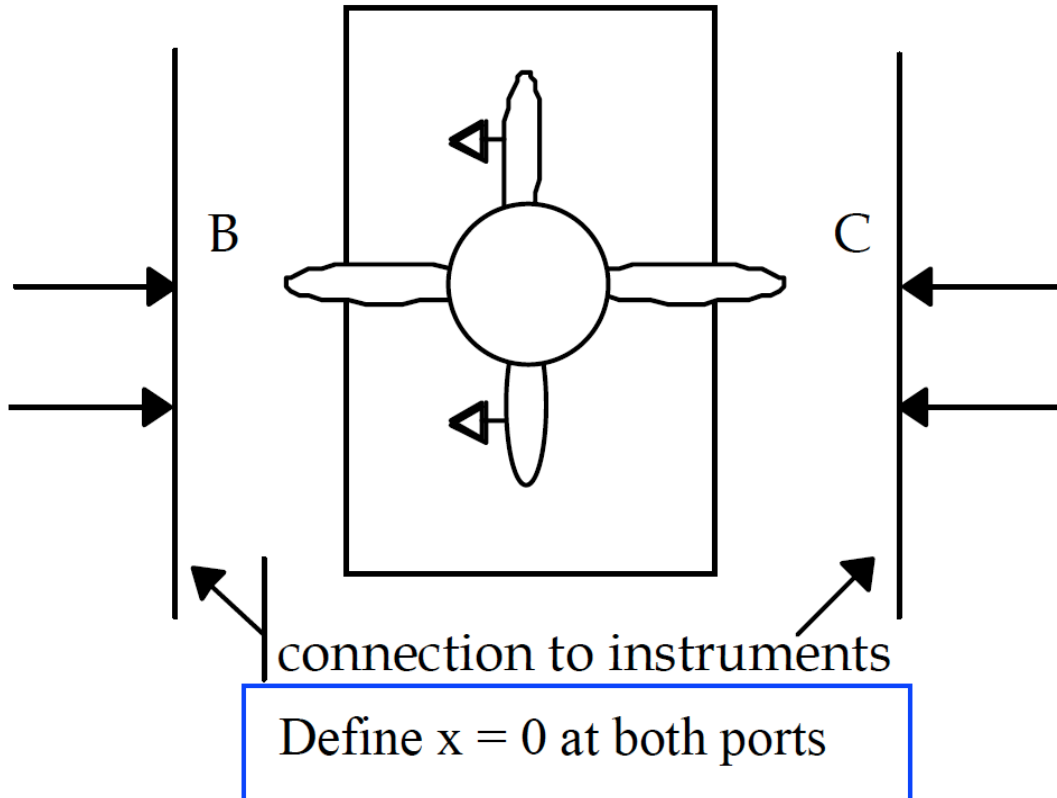
$$S_{21}' = S_{21} e^{-j\beta(l_1+l_2)}$$

$$S_{22}' = S_{22} e^{-j2\beta l_2}$$

$$[S'] = [M][S]$$

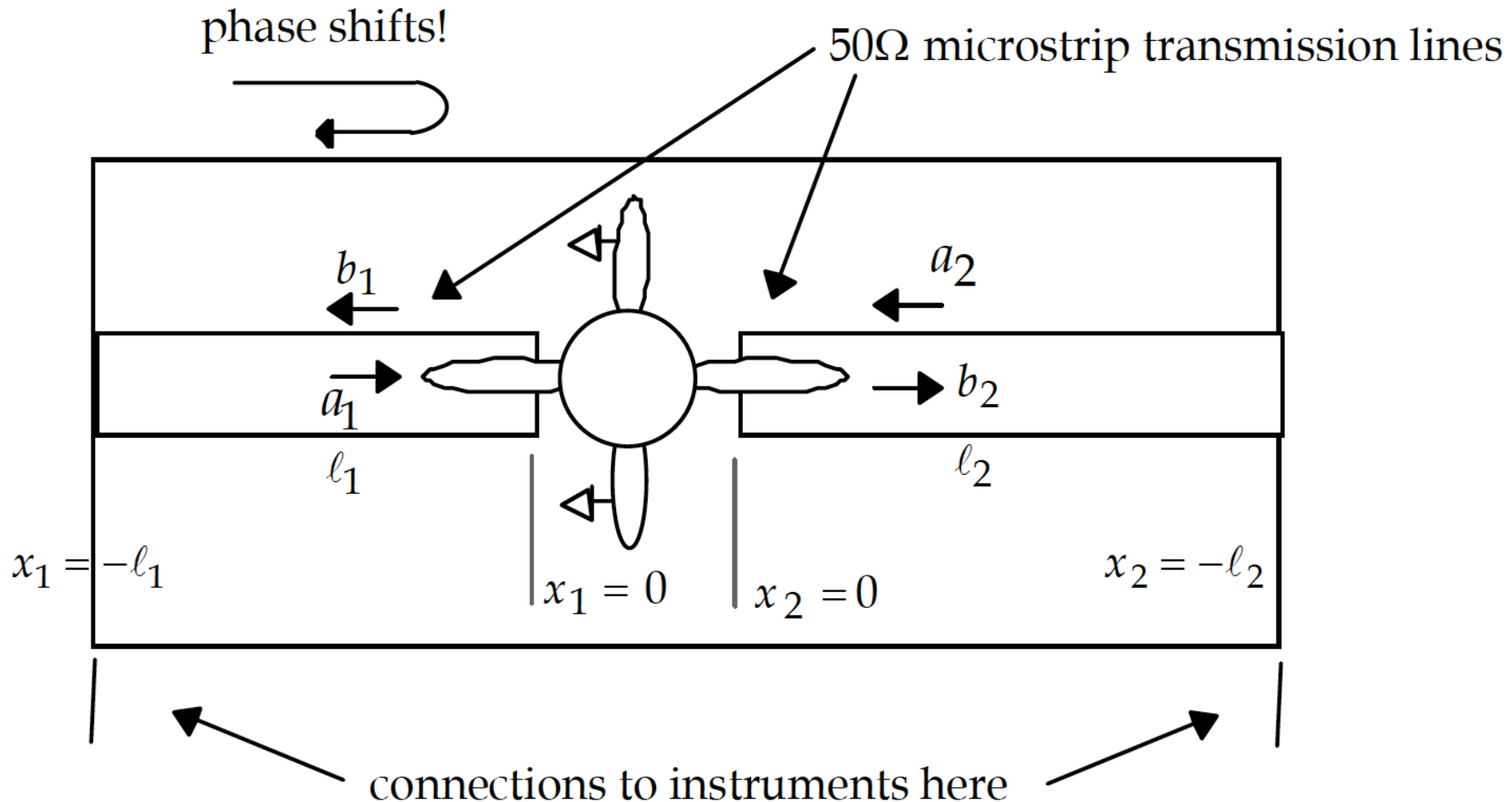
$$[M] = \begin{bmatrix} e^{-j\beta l_1} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta l_2} \end{bmatrix}$$

Transistor RF



$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Es necesario definir el plano de referencia del transistor conectado en la plaqueta



$$\theta_1 = \beta x_1 = -\frac{2\pi l_1}{\lambda}$$

$$\theta_2 = \beta x_2 = -\frac{2\pi l_2}{\lambda}$$

$$S' = \begin{bmatrix} S_{11}e^{j2\theta_1} & S_{12}e^{j(\theta_1+\theta_2)} \\ S_{21}e^{j(\theta_1+\theta_2)} & S_{22}e^{j2\theta_2} \end{bmatrix}$$

Los parámetros de reflexión se desplazan en fase por el doble de la longitud eléctrica debido a la onda incidente viaja dos veces sobre esta longitud en la reflexión. Los parámetros de transmisión tienen la suma de las longitudes eléctricas, ya que la onda transmitida debe pasar a través de ambas longitudes.

S-parameters on Smith Chart

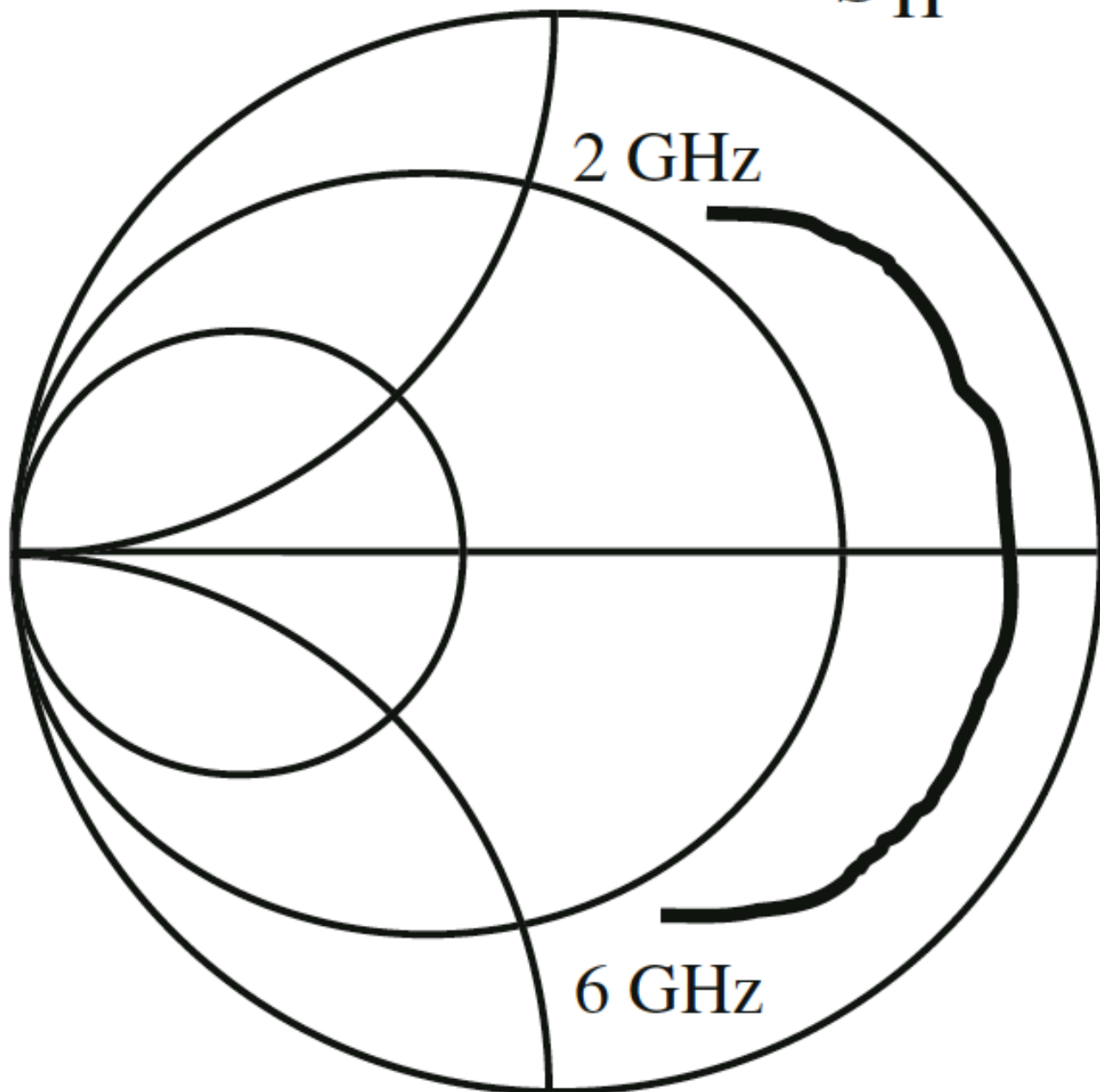
S_{11} y S_{22} son complejos, y son coeficientes de reflexión de entrada y salida. Se pueden trazar directamente sobre una carta de Smith.

Los círculos de la carta de Smith permiten la lectura directa de los valores de la impedancia y admitancia en cada punto.

S_{11}

2 GHz

6 GHz



S-parameters on Smith Chart

S_{12} y S_{21} son los coeficientes de transferencia y se pueden trazar en un diagrama polar sin los círculos resistencia y reactancia constantes.

Para circuitos pasivos, $\text{mod}(S_{12})$ y $\text{mod}(S_{21})$ son menores o igual a uno y que se pueden representar dentro de un círculo de radio unidad.

S-parameters on Smith Chart

Para transistores, $\text{mod}(S_{21})$ es generalmente mayor que uno; algunas veces se plotea $1 / S_{21}$ que tiene una magnitud menor que uno, pero la misma fase que S_{21} .

S_{21}

