Al definir $\delta=\omega-\omega_0$, y al asumir que $\omega\approx\omega_0$, podemos escribir

$$Y_{in}\approx G\left(1+jQ_0\frac{2\delta}{\omega_0}\right)$$

La admitancia de entrada traza un círculo en la carta de Smith conforme la frecuencia se varía desde menor que la frecuencia de resonancia hasta mayor que la frecuencia de resonancia. Un ejemplo típico se muestra en la figura 10. A las frecuencias $\omega\pm\delta_1$, cuando $Y_{in}=G(1\pm j)$, vemos que $Q_0=\omega_0/2\delta_1$.

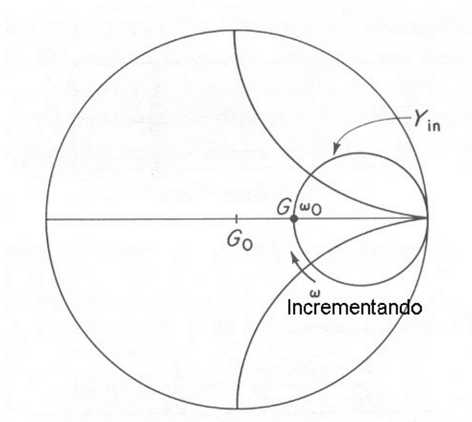

Figura 10
Admitancia de entrada de una L T acoplada a una cavidad resonante

Es bastante fácil determinar la frecuencia y la impedancia a frecuencias de microondas, de manera que ω_0 y Q_0 son parametros útiles para caracterizar la estructura resonante de la figura 9. La discusión anterior se basa en asumir que el circuito equivalente es de una naturaleza resonante-paralela. Por supuesto sólo es necesario establecer el plano de referencia a un cuarto de longitud de onda a lo largo de la línea de transmisión del punto que ha sido utilizado en el aná1isis anterior. Esto resulta en un circuito equivalente que tiene las propiedades de un circuito resonante-serie.

Si el plano de entrada se toma en el punto donde la línea de transmisión se acopla a la cavidad resonante, la condición de resonancia ocurre cuando el promedio en el tiempo de la energía almacenada en el campo magnético es igual al promedio en el tiempo de la energía almacenada en el campo eléctrico. Esta condición resulta en un flujo de potencia dentro de la cavidad que es real y la impedancia de entrada es puramente resistiva. El valor de la impedancia de entrada se cambia conforme el acople se cambia. La impedancia de entrada sirve como base para definir el acople hacia dentro la cavidad resonante. Si la línea de transmisión acoplada a la cavidad resonante tiene una impedancia caracteristica $Z_0 = 1/G_0$, y la conductancia de entrada viendo dentro de la cavidad resonante a la frecuencia de resonancia es G, el factor de acople β se define como

$$\beta=\frac{G_0}{G} \qquad (19)$$

El sistema se dice sub-acoplado cuando β < 1, acoplado de forma crítica cuando β = 1 y sobre-acoplado cuando β > 1.

En la práctica, acoplando a la cavidad resonante resulta en una carga acoplándose al resonador y energía se extrae de la cavidad resonante. Esta carga puede ser una terminación pasiva conectada a uno de los extremos de la línea de transmisión o puede ser la impedancia del generador que está conectada al extremo de la línea de transmisión. Para cualquier de estos casos, el circuito equivalente en el plano de referencia, para el caso de una carga G_0, se muestra en la figura 11.

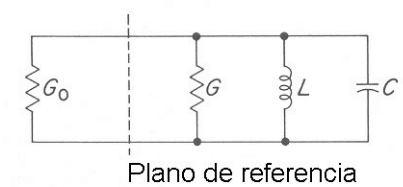

Figura 11
Circuito equivalente de una cavidad resonante acoplado a una carga G_0

La carga G_0 cambia la admitancia en el plano de referencia del valor discutido anteriormente. El efecto es reducir el Q desde Q_0 a un nuevo valor, Q_L, llamado el Q cargado.
El Q cargado (Q_L) para este modelo de circuito se puede calcular de la ecuación (20), en la cual Q_e es el Q externo y Q_0 es el Q no cargado:

$$\frac{1}{Q_L}=\frac{G_0+G}{\omega_0 C}=\frac{1}{Q_e}+\frac{1}{Q_0} \quad (20)$$

Se puede rescribir la ecuación (20) como

$$\frac{1}{Q_L}=\frac{\beta G+G}{\omega_{0C}}=\frac{1}{Q_0}(1+\beta) \quad (21)$$

La siguiente relación es aparente:

$$\frac{Q_0}{Q_L}=1+\beta \quad (22)$$

o

$$\beta=\frac{Q_0}{Q_e}=\frac{G_0}{G}$$

De la definición de β, se observa que β = S (la ROE) si β > 1, o sea, $G_0/G > 1$, o β = $1/S$ si β < 1. La ecuación (22) es útil para determinar el Q no cargado de un resonador al medir el Q cargado y la ROE sobre la línea de transmisión cuando la cavidad es

resonante.
Una vez más, se debe enfatizar que el circuito resonante-paralelo ha sido utilizado como el circuito equivalente. Esta elección es arbitraria y se puede desarrollar las fórmulas usando un circuito tipo resonante-serie como un modelo de elemento concentrado.