

C.N.E.A. Biblioteca	
ARCHIVO PUBLICACIONES	
Nº 2	AÑO 1971

09.71.04

CAB/1971/9

ACOPLE VARIABLE A CAVIDAD RESONANTE EN EXPERIENCIAS DE REP.

Carlos Fainstein*

Centro Atómico Bariloche
Comisión Nacional de Energía Atómica
Instituto de Física "Dr. José A. Balseiro"
Universidad Nacional de Cuyo

*

San Carlos de Bariloche
Argentina

ABSTRACT: Se describe un sencillo y eficiente método de acople variable entre el sistema generador/detector de un espectrómetro de REP y el sistema iris/cavidad resonante.- Basado en la variación de impedancia de un tramo de guía de onda, permite un excelente acople y es fácilmente operable aún a 4 K.-

Se discuten criterios de diseño y se determinan como ejemplo dimensiones para las frecuencias 9.6 GHz y 35 GHz para cavidades TE_{11n} y TE_{01n} .

Sistemas de este tipo han sido probados en 9.6 GHz y 35 GHz permitiendo cubrir los rangos de sobre acoplamiento, acoplamiento crítico y sub acople.-

Junio 1971

La aplicación de técnicas de Resonancia Electrónica Paramagnética (REP) y aquellas asociadas requieren la obtención de información en condiciones de máxima sensibilidad. Diferentes autores se han ocupado de determinar criterios de diseño, dedicándose especialmente a consideraciones generales sobre el tipo de espectrómetro, es decir, el sistema generador/detector, cavidad resonante y condiciones de acople entre uno y otro. (1,2,3,4)

El problema que queremos estudiar es el método de acople entre el sistema generador/detector y la cavidad resonante, tratando de determinar criterios de diseño para las frecuencias más utilizadas y para cavidades resonantes tipo TE_{11n} y TE_{01n} . El tipo de acople que consideraremos es aquel realizado a través de un agujero (iris) entre guía de onda y cavidad resonante, en la región de máximo acople para la componente campo magnético del campo de microondas.

Feher (1957)⁽¹⁾ ha dado las consideraciones generales para las condiciones adecuadas de acople, por lo tanto, sólo nos referiremos a la manera de lograr estas condiciones. Para los casos de interés (9.6 GHz y 35 GHz), los diámetros de iris son de aproximadamente 6 mm y 3 mm respectivamente, ajustándose estos valores para máximo acople en cada caso particular. Además, dado que la cavidad más muestra presentan una cierta impedancia en función de la temperatura y el tipo de muestra, resulta necesario un sistema de acople que sea variable.

Un método sencillo y eficiente consiste en introducir, en el centro de guía de onda y frente al iris, un obstáculo cilíndrico preferiblemente metálico: la profundidad de penetración controla la cantidad de acople por variación de la impedancia vista por el iris. Hemos usado tornillos de 1/8" Ø para banda X, y de 1/16" Ø para banda Q con excelentes resultados. Este método es muy práctico a temperatura ambiente; a bajas temperaturas requiere

sistema de control a distancia que resulta en general demasiado voluminoso. En el caso de acople a cavidad TE_{01n} , debe terminarse la guía de onda con una impedancia tal que la reflexión sea mínima, lo cual puede hacerse con un cortocircuito variable. La operación de acople en este caso consiste en poner primero máxima señal dentro de cavidad con el cortocircuito, y luego, máximo acople (o el necesario) con el tornillo.

Un sistema conveniente de acople variable para cavidades TE_{11n} es el descrito por Gordon⁽³⁾ (1961); sin embargo no hemos encontrado en la literatura conocida estudios cuantitativos que permitan establecer un criterio de diseño.

Nos hemos basado en ese sistema para diseñar un acople variable para cavidades TE_{01n} que describimos. Para ambos casos hemos estudiado el criterio de diseño obteniendo expresiones cuantitativas que permiten determinar las dimensiones del sistema de acople. En particular se muestra como ejemplo el diseño de acoples variables para cavidades TE_{11n} y TE_{01n} , y para las frecuencias de 9.6 GHz y 35 GHz.

Elegida la frecuencia de operación se fija el diámetro adecuado para máximo acople (6 mm para 9 GHz, 3 mm para 35 GHz) y se intercala entre el sistema generador/detector y el sistema iris/cavidad un trozo de guía de onda más allá del corte de modo que no haya propagación hacia la cavidad. La introducción de un dieléctrico adecuado permite el flujo de energía de microondas hacia y desde la cavidad; la impedancia de esta línea es función de la posición del dieléctrico, vista desde la cavidad. La impedancia vista desde el generador/detector es realizada mediante una reducción suave en tamaño de guía y en condiciones de mínima reflexión. Nuevamente, para cavidades resonando en modo TE_{01n} debe terminarse la guía de onda en condiciones de mínima reflexión; puede utilizarse para ello un corto circuito variable; o terminar el acoplador con un cortocircuito. Esta última manera permite obtener un acople variable que cubre los rangos de acople necesarios.

Ante un transformador de impedancia como el propuesto, debemos estudiar:

- i) adaptación de guía standard a dimensiones en corte
- ii) transición en guía aire/dieléctrico

i) Adaptación de guía standard a dimensiones en corte:

Para el caso de una transición suave (Fig. 1,2), la expresión para el coeficiente de reflexión ρ resulta⁽⁵⁾:

$$\rho = - \frac{j}{8 \pi} \frac{1}{L/\lambda} \ln \frac{Z_1}{Z_0} \left(1 - e^{-4\pi j L/\lambda} \right)$$

donde:

L : longitud de la transición

Z_0 : impedancia a la entrada de la transición

Z_1 : impedancia a la salida de la transición

λ : longitud de onda espacio libre

Supondremos que luego de la transición, la guía de onda está llena de un dieléctrico de baja pérdida ($\epsilon \approx \epsilon^1$) y en modo tal que la reflexión introducida es despreciable.

En estas condiciones se obtiene:

$$|\rho| = \frac{1}{8 \pi} \frac{1}{L/\lambda} \ln \frac{\lambda_g'}{\lambda_g} \sqrt{2 \left(1 - \cos \frac{4\pi L}{\lambda} \right)}$$

donde:

$$\frac{\lambda_g'}{\lambda} = \left[\epsilon^1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$\frac{\lambda_g}{\lambda} = \left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

λ_c : longitud de onda de corte.

Las figuras 3 y 4 muestran la dependencia del coeficiente de transmisión $|\rho|$ con el parámetro L/λ para las frecuencias 9.6 GHz y 35 GHz y dieléctrico Teflon.

En Tabla I se dan los valores L/λ para los correspondientes a coeficiente de transmisión máximo y mínimo.

ii) Transición en guía aire/dieléctrico:

Si la transición es suficientemente suave, la reflexión introducida depende de la variación de λ_g en el principio y fin de la transición, y está dada para modo TE_{10} y el caso de Fig. 1 por la expresión⁽⁵⁾:

$$\rho = - \frac{j}{8 \pi} \left[\left(\frac{d\lambda_g}{dz} \right)_{z=0} - \left(\frac{d\lambda_g}{dz} \right)_{z=\ell} \exp \left(- 4\pi j \int_0^\ell \frac{dz}{\lambda_g} \right) \right]$$

Si consideramos un dieléctrico homogéneo e isotrópico, de baja pérdida resulta

$$\epsilon \approx \epsilon' \quad y \quad \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon' - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2}}$$

ρ : coeficiente de reflexión

λ_g : longitud de onda de propagación en guía

z ; sentido de propagación

$\epsilon = \epsilon' + i \epsilon''$: constante dieléctrica del medio

λ : longitud de onda en espacio libre

λ_c : longitud de onda de corte

Para un caso como el que tratamos vamos a suponer una dependencia lineal en z para $\epsilon'(z)$

$$\epsilon'(z) = \frac{(\epsilon' - 1) z}{\ell} + 1$$

Un cálculo simple permite obtener

$$|\rho| = \frac{\epsilon' - 1}{16 \pi} \frac{1}{\ell/\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda_g}{\lambda}\right)^6 + \left(\frac{\lambda'_g}{\lambda}\right)^6 - 2 \frac{\lambda^3 g \lambda'^3 g}{\lambda^6} \cos p \pi \frac{\ell}{\lambda}}$$

donde:

$$\frac{\lambda_g}{\lambda} = \left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$\frac{\lambda'_g}{\lambda} = \left[\epsilon' - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$p = \frac{8}{3} \frac{1}{\epsilon' - 1} \left[\left(\frac{\lambda}{\lambda'_g} \right)^3 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g} \right)^3 \right]$$

Las figuras 5 y 6 muestran la dependencia del coeficiente de transmisión $|\rho|$ con el parámetro ℓ/λ para el caso de Fig. 1, dieléctrico Teflón y frecuencias 9.6 GHz y 35 GHz.

En Tabla II se dan los valores de ℓ/λ para aquellos correspondientes a máximos y mínimos del coeficiente de reflexión.

Para el caso de figura 2 y en las mismas condiciones arriba mencionadas, obtenemos:

$$|\rho| = \frac{\epsilon' - 1}{8 \pi} \frac{1}{\ell/\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda''_g}{\lambda}\right)^6 + \left(\frac{\lambda'_g}{\lambda}\right)^6 - 2 \frac{\lambda''^3 g \lambda'^3 g}{\lambda^6} \cos 2 s \pi \frac{\ell}{\lambda}}$$

donde:

$$\frac{\lambda''_g}{\lambda} = \left[\frac{(\epsilon' + 1)}{2} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$\frac{\lambda'_g}{\lambda} = \left[\epsilon' - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$s = \frac{8}{3} \frac{1}{\epsilon' - 1} \left[\left(\frac{\lambda}{\lambda''_g} \right)^3 - \left(\frac{\lambda}{\lambda'_g} \right)^3 \right]$$

Las figuras 7 y 8 muestran la dependencia del coeficiente de transmisión $|p|$ con el parámetro λ/λ para el caso de fig. 2, dieléctrico Teflon y frecuencias 9.6 GHz y 35 GHz. En Tabla III se dan los valores λ/λ correspondientes a máximos y mínimos del coeficiente de reflexión.

La longitud λ' de dieléctrico luego de la transición para cavidades TE_{11n} y el dieléctrico en la posición indicada en figuras 1, 2 debe ser $\sim \lambda'_g$, de modo que haya contacto con el iris.

Para cavidades TO_{01n} y para la ubicación de las figuras 1 y 2 el dieléctrico debe pasar el centro del iris en una distancia $\lambda' \approx \lambda'_g$. En este caso es conveniente terminar la guía de onda en condiciones de reflexión mínima, lo cual hemos realizado por medio de un cortocircuito solidario al dieléctrico (Figuras 1 y 2).

En todos los casos es suficiente un desplazamiento del acoplador de $\sim \lambda'_g$, lo cual se logra simplemente vinculándose a él a través de una ranura longitudinal en el centro de la parte ancha (a') de la guía de onda.

Finalmente, en Tabla IV, se dan las dimensiones correspondientes a los acopladores para los casos de figuras 1 y 2, frecuencias de 9.6 GHz y 35 GHz; en todos los casos hemos tomado la constante dieléctrica (dieléctrico: Teflon) el valor correspondiente a temperatura ambiente y frecuencia 10 GHz.-

T A B L A I

Coeficiente de reflexión (valores máximos y mínimos) para reducción en sección en guía de onda por reducción en la parte ancha.

9.6 GHz (RG - 52/u)				35 GHz (RG - 96/u)			
L/λ	ρ _{máx}	L/λ	ρ _{mín}	L/λ	ρ _{máx}	L/λ	ρ _{mín}
.25	0.175			.25	.086		
.75	0.058	.5	0	0.75	.029	.5	0
1.25	0.035	1	0	1.25	.017	1	0
1.75	0.025	1.5	0	1.75	.012	1.5	0
2.25	0.019	2	0	2.25	.009	2	0
2.75	0.016	2.5	0	2.75	.008	2.5	0
3.25	0.013	3	0	3.25	.007	3	0

T A B L A II

Valores máximos y mínimos del coeficiente de reflexión $|\rho|$ en función de l/λ para el caso de figura 1, frecuencias 9.6 GHz y 35 GHz; dieléctrico Teflon

9.6 GHz (RG - 52/u)				35 GHz (RG - 96/u)			
l/λ	$ \rho _{\text{máx}}$	l/λ	$ \rho _{\text{mín}}$	l/λ	$ \rho _{\text{máx}}$	l/λ	$ \rho _{\text{mín}}$
.245	.268	.490	.091	.233	.215	.466	.066
.735	.089	.980	.046	.699	.071	.932	.033
1.225	.053	1.470	.030	1.165	.043	1.398	.022
1.715	.038	1.960	.023	1.631	.031	1.864	.017
2.205	.030	2.450	.018	2.097	.024	2.330	.013
2.695	.024	2.940	.015	2.563	.020	2.796	.011
3.185	.020	3.430	.013	3.029	.016	3.262	.009
3.675	.018			3.495	.014		

T A B L A III

Coeficiente de reflexión (valores máximos y mínimos) en función de l/λ para el caso de figura 2, frecuencias 9.6 GHz y 35 GHz; dieléctrico Teflon.

9.6 GHz (RG - 52/u)				35 GHz (RG - 96/u)			
l/λ	$ \rho _{\text{máx}}$	l/λ	$ \rho _{\text{mín}}$	l/λ	$ \rho _{\text{máx}}$	l/λ	$ \rho _{\text{mín}}$
.583	.101	.389	0.044	.628	0.083	.419	0.034
.972	.060	.778	0.022	1.047	0.050	.838	0.017
1.362	.043	1.167	0.015	1.467	0.036	1.257	0.011
1.751	.033	1.557	0.011	1.885	0.028	1.676	0.009
2.140	.027	1.945	0.009	2.304	0.023	2.095	0.007
2.529	.023	2.335	0.007	2.724	0.019	2.514	0.006
2.918	.020	2.723	0.006	3.142	0.017	2.933	0.005
		3.113	.005			3.352	0.004

T A B L A I V

DISEÑO ACOPLADORES

Caso Figura 1

	9.6 GHz (RG - 52/u)	35 GHz (Rg - 96/u)
a'' (m m)	15.85	4.93
L (m m)	46.85	12.85
λ (m m)	61.21	15.97

Caso Caso Figura 2

	9.6 GHz (RG - 52/u)	35 GHz (RG - 96/u)
a' (m m)	15.85	4.93
L (M m)	46.85	12.85
λ (m m)	60.60	17.94

REFERENCIAS:

- 1 - G. Feher: The Bell System Technical Journal, 36, March 1957
pp 449 to 484
Title: Sensitivity Considerations in Microwave Paramagnetic
Resonance Absorption Techniques.
- 2 - T.H. Wilmhurst, W.A. Gambling and D.J.E. Ingram: Journal of
Electronics and Control, Vol. 13, n° 4 (1962), pp 339 to 360
Sensitivity of Resonant Cavity and Travelling wave ESR Spectrometers
- 3 - J.P. Gordon: The Review of Scientific Instruments, Vol. 32, n° 6,
658-661 (1960)
"Variable Coupling Reflections Cavity for Microwave Spectroscopy"
- 4 - Evaluations of an EPR Superheterodyne Spectrometer (Varian
Associates, Analytical Instrument Division, Palo Alto, California,
Seventh Annual NMR-EPR Workshop, November 11-15, 1963)
- 5 - T. Moreno: Microwave transmission design data (Dover Publications
Inc., New York, N.Y., 1958)