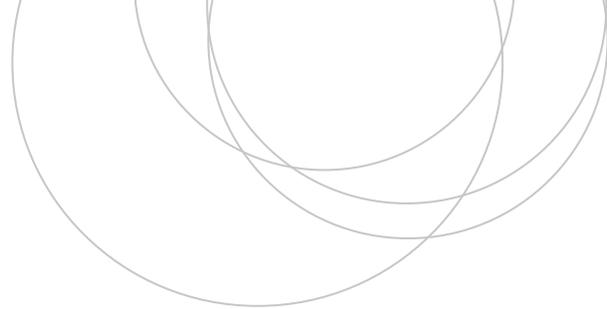




Universidad
del País Vasco

Euskal Herriko
Unibertsitatea

ZIENTZIA
ETA TEKNOLOGIA
FAKULTATEA
FACULTAD
DE CIENCIA
Y TECNOLOGÍA



Gradu Amaierako Lana / Trabajo Fin de Grado
Ingeniaritza Elektronikoko Gradua / Grado en Ingeniería Electrónica

Análisis electromagnético del sistema de acoplo de potencia en un RFQ compacto

Egilea/Autor/a:
Erlaitz Gómez Castrillo
Zuzendaria/Director/a:
Joaquín Portilla Rubín

Índice

1. Introducción	1
1.1. El proyecto LINAC7	1
1.2. Cuadrupolo de radiofrecuencia (RFQ)	3
1.3. Objetivos	5
2. Fundamento teórico	6
2.1. Descripción de los sistemas de alta frecuencia	6
2.1.1. Ecuaciones de Maxwell	6
2.1.2. Modelo de la línea de transmisión	7
Línea de transmisión sin pérdidas	8
2.2. Línea de transmisión cargada	9
2.2.1. Coeficientes de reflexión y transmisión. Potencia transmitida	9
Parámetros S	11
2.2.2. Adaptación de impedancias	12
Adaptación con <i>stub</i>	13
Transformador de cuarto de onda	14
2.3. Línea de transmisión coaxial	14
2.4. Límite de potencia y ruptura dieléctrica	17
2.4.1. Límite de Kilpatrick	17
2.4.2. Límite de potencia en la línea coaxial	18
3. Criterios de diseño	19
3.1. Elección de la línea de transmisión	19
3.1.1. Alimentación. Amplificadores de estado sólido	19
3.1.2. Condiciones de operación del coaxial en el LINAC7	20
3.2. Material y dimensiones de la ventana de vacío	21
3.2.1. Adaptación de impedancias sobre la ventana de vacío	23
3.3. Acoplador. Adaptación entre ventana y entrada del RFQ	24
3.4. Estimación de los parámetros de adaptación de la ventana	24
4. Simulación	27
4.1. Línea coaxial en <i>CST</i>	27
4.2. Primera estimación para la adaptación de la ventana	28
4.3. Optimización del diseño mediante <i>parameter sweep</i>	29
4.4. Modificación del orden de desarrollo de las ecuaciones	30
4.5. <i>Mesh</i> tetraédrico y hexaédrico	31
4.6. Sensibilidad ante errores mecánicos	32
4.7. Campo eléctrico de ruptura y límite de Kilpatrick	33
4.8. Otros aspectos de la materialización del diseño	35
5. Conclusiones	36

Índice de figuras

1.1.	Instalación para protonterapia	2
1.2.	Entidades participantes en el proyecto LINAC7	2
1.3.	Esquemas transversal y longitudinal de un RFQ	3
1.4.	Representación artística del <i>cold model</i>	4
1.5.	Distintos acoplos de potencia para el RFQ	4
1.6.	Sección de un acoplador coaxial de pequeña señal	5
2.1.	Circuito equivalente de un tramo diferencial de línea	7
2.2.	Línea de transmisión cargada con una impedancia Z_L	9
2.3.	Línea de transmisión conectada al generador y a la carga	10
2.4.	Coefficientes Γ y T en la unión de dos líneas	11
2.5.	Parámetros S en una red de dos puertos	12
2.6.	Red de adaptación de impedancias	13
2.7.	Adaptación de impedancias con <i>stub</i>	14
2.8.	Esquema de un transformador $\lambda/4$	15
2.9.	Geometría de la línea coaxial	15
2.10.	Líneas de campo para modos TEM y TE en una línea coaxial	16
3.1.	Esquema de alimentación basada en amplificadores de estado sólido	20
3.2.	Cable coaxial de aire. Modelo HCA300-50JFN	20
3.3.	Esquema de un ensayo de flexión sobre materiales	22
3.4.	Diseño del CERN para un acoplador de potencia	23
3.5.	Modelo electromagnético del <i>Nose Cone Coupler</i>	24
3.6.	Esquema de los tramos de línea del sistema de acoplo	25
3.7.	Esquema de elementos discretos para la adaptación de la ventana de vacío	26
4.1.	Cortes longitudinal y trasversal de la línea coaxial en CST	27
4.2.	Campo electromagnético en la sección transversal del modelo.	28
4.3.	Corte longitudinal del diseño con adaptación en CST	28
4.4.	Parámetro S_{11} para la estimación inicial.	29
4.5.	Parámetro S_{11} para $r = 2,6cm$ y $l = 3,2cm$	30
4.6.	Parámetros S_{11} en función del orden de desarrollo de las ecuaciones.	31
4.7.	<i>Mesh</i> tetraédrico por defecto.	31
4.8.	Parámetros S_{11} para distinto número de celdas en el <i>mesh</i>	32
4.9.	Parámetros S_{11} con <i>mesh</i> hexaédrico	32
4.10.	Sensibilidad del parámetro S_{11} frente a errores mecánicos	33
4.11.	Módulo de E en distintas secciones.	34
4.12.	Bridas de sujección en la ventana de vacío.	35
4.13.	Cámara de ventilación y puerto de vacío.	35

1. Introducción

Los aceleradores lineales de partículas han sufrido una notable evolución desde la segunda mitad del siglo pasado. Los primeros aceleradores electrostáticos progresaron de la mano de la tecnología de microondas hasta convertirse en las grandes estructuras que, a día de hoy, constituyen la principal herramienta para el conocimiento de la física de partículas elementales. En los diseños más modernos, el linac (acrónimo de *linear accelerator*) consiste típicamente en estructuras resonantes excitadas por un campo electromagnético armónico de radiofrecuencia (normalmente entre los cientos de MHz y los GHz, en el espectro denominado Very High RF y Ultra High RF) en las que las partículas se aceleran en línea recta. La ventaja más destacable de este tipo de estructuras es su capacidad para producir haces de partículas de muy alta energía y de alta calidad (de muy pequeño diámetro gracias a las fuertes fuerzas de enfoque, y con una energía muy precisa), así como evitar pérdidas de potencia por radiación sincotrón que sí ocurren en aceleradores circulares [1].

Su diseño, dadas las exigencias de las aplicaciones del linac, supone un reto tecnológico formidable, y variará considerablemente en función de la energía final que se pretenda obtener y el tipo de partículas aceleradas. Por ejemplo, el acelerador del SLAC [2] logró hallazgos históricos en la física nuclear acelerando electrones a energías relativistas, para lo que fue necesaria una estructura de 3km de largo. Aquí se muestra la principal desventaja de los aceleradores lineales, puesto que como el haz atraviesa cada una de sus cavidades una sola vez, la única manera de aumentar considerablemente su energía es añadir más celdas, multiplicando en consecuencia su tamaño y coste [3].

En la actualidad, el desarrollo de nuevas tecnologías y el aumento de la precisión de las técnicas de manufacturación han permitido impulsar el diseño de aceleradores lineales de menores dimensiones, abriendo un nuevo campo de aplicaciones más allá de la investigación en física de partículas. La industria puede beneficiarse de ello para mejorar sus técnicas de ensayo no destructivo mediante tomografía computarizada [4], donde actualmente se usan rayos X y procesamiento de imagen para la caracterización de materiales.

Pero quizá el ejemplo más manifiesto (y en el que se enfoca principalmente la investigación de este proyecto) de la aplicación de los linac en beneficio de la humanidad sea la medicina. Los hospitales usan fuentes de rayos X para terapia de radiación en tratamientos del cáncer. Frente a la terapia convencional aparece otra alternativa, la protonterapia, que consiste en irradiación directa de protones. Siendo al menos igual de efectiva, presenta además beneficios como una mejor distribución de la dosis en la zona a tratar, una menor irradiación de los órganos críticos de riesgo y tejidos colindantes y, en consecuencia, una menor toxicidad [5][6]. Al estar basada en tecnología de aceleradores, se requiere un espacio grande y costes elevados (véase la Figura 1.1), pero el progreso tecnológico actual abre la posibilidad de reducir su tamaño al mínimo y acercar sus beneficios a millones de personas.

1.1. El proyecto LINAC7

El proyecto LINAC7 [8] tiene como objetivo principal el diseño, construcción y pruebas de un acelerador de protones compacto que acelere las partículas hasta 7MeV de energía, aprovechando la manufacturación de alta precisión que ofrece la industria vasca. Financiado por el Gobierno Vasco y dirigido por la Universidad del País Vasco, cuenta también

con la participación de las empresas de tecnología punta mostradas en la Figura 1.2, por lo que, además del desarrollo tecnológico, tiene objetivos estratégicos como estimular la investigación de vanguardia en la región, uniendo a profesionales de distintos ámbitos tecnológicos. Pese a que el proyecto está dirigido a aplicaciones médicas, podría aportar beneficios en áreas como la fusión nuclear, la ciencia de semiconductores o el tratamiento de aguas [9].



Figura 1.1 Parte de la instalación del Gantry 2 en el Instituto Paul Scherrer (Suiza) [7]

Se trata de un proyecto de larga duración, donde algunas de las tareas principales son el diseño y la fabricación de las siguientes etapas del linac:

- **Fuente de protones** que separa los núcleos de los electrones a partir de un gas, para luego extraerlos mediante una lente de Einzel y acelerarlos por primera vez (30keV en el LINAC7).
- **L.E.B.T. (Low Energy Beam Transport)**, sistema encargado de proporcionar al haz las características de enfoque necesarias para la aceleración. En el LINAC7 está compuesto por dos solenoides iguales.
- **Cuadrupolo de Radiofrecuencia (RFQ)**, etapa de aceleración en la que se lleva a cabo el ‘empaquetamiento’ (*bunching*) del haz, juntando las partículas alrededor de la posición óptima de aceleración para la que ha sido diseñada la cavidad (partícula sincrona)[1] y evitar así la pérdida de partículas en la estructura .
- **Etapas posteriores de aceleración y parada de haz**
- **Sistema de control y monitorización**



Figura 1.2 Entidades participantes en el proyecto LINAC7. De izquierda a derecha: **EGILE-DMP** (manufacturación de alta precisión), **UPV-EHU** (dirección del proyecto y asesoría científica), **IK4-TEKNIKER** (investigación tecnológica)

Este texto se centra en el acoplo de potencia al RFQ, por lo que se explicará brevemente el funcionamiento de esta estructura en el apartado siguiente.

1.2. Cuadrupolo de radiofrecuencia (RFQ)

El RFQ fue inventado en 1970 [10] y permitió la preparación eficiente de haces de alta intensidad para hadrones de baja energía. No es adecuado para grandes aceleraciones, pero su excelente capacidad de enfoque y *bunching* hicieron que muchos de los grandes laboratorios optasen por esta tecnología como preacelerador o preinyector. La mayoría de ellos se basan en una estructura de cuatro vanos y cuatro lóbulos, donde la cavidad es forzada a resonar en el modo TE_{210} (Figura 1.3a). Las puntas de los vanos funcionan como electrodos a los que se aplica un voltaje $\pm V_0 \cos(\omega t)/2$, que otorgará a las partículas fuera del eje la fuerza de enfoque característica de esta estructura.

Al excitar la cavidad con un modo transversal eléctrico, no aparecerá componente de campo eléctrico en la dirección longitudinal del eje del RFQ, por lo que las partículas no se acelerarán. Es necesario modular mecánicamente las puntas de los vanos para que las partículas adquieran la aceleración longitudinal buscada (Figura 1.3b). El diseño de esta modulación es tan complejo como indispensable para el correcto funcionamiento del RFQ.

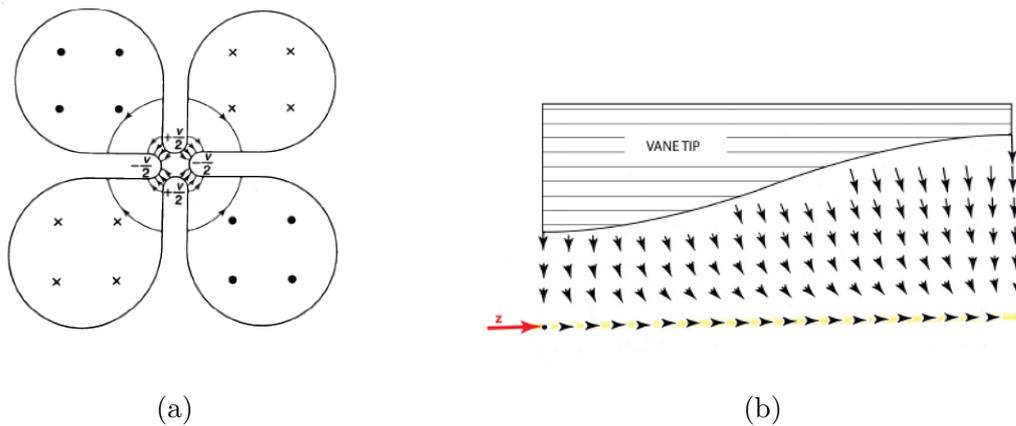


Figura 1.3 (a) Sección transversal de un RFQ de cuatro vanos. Los vanos opuestos se polarizan en fase y los contiguos, en oposición. Las líneas representadas en el plano transversal son las de campo eléctrico, mientras que las de campo magnético llevan dirección longitudinal. (b) Sección longitudinal de uno de los vanos. La modulación de vanos contiguos suele tener la misma forma sinusoidal, pero en oposición de fase. Ambas imágenes pueden encontrarse en la referencia [1].

En este contexto, en el que se trata de reducir al mínimo las dimensiones del RFQ, es necesaria una frecuencia de operación alta. Para el proyecto, considerando también que el diseño sea mecánicamente factible, se ha decidido que la frecuencia óptima son 750MHz. Es la misma frecuencia de operación elegida por el CERN para el RFQ compacto que se presentó en 2014 [11], lo cual es un indicio de que su construcción es posible. Aun así, aprovechando que el material bibliográfico en este campo es ahora más extenso, el objetivo es que el RFQ compacto del LINAC7 sea el más pequeño hasta la fecha (2 m de largo y una sección transversal de 12 cm), lo que plantea retos mayúsculos en el diseño de la estructura.

Actualmente, se dispone de un ‘modelo frío’ (*cold model*) del RFQ, que recibe este nombre por el hecho de que, al operar con una señal de RF pequeña, no necesita sistema de refrigeración. Sus dimensiones son también más pequeñas que las del RFQ final, y no funciona como acelerador ya que las puntas de los vanos no tienen todavía la modulación definitiva. Aun así, idealmente ninguna de estas características afecta significativamente al comportamiento electromagnético de la cavidad, para lo que las simulaciones arrojan resultados excepcionales [9] que están siendo ratificados por las medidas sobre el prototipo.

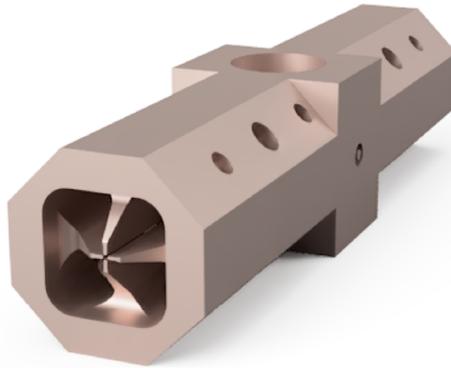


Figura 1.4 Representación artística del *cold model*. Además de los lóbulos y los vanos, el modelo incluye algunos de los puertos de los que dispondrá también el modelo definitivo. En el bloque de sección cuadrada, el más pequeño de ellos sirve para el acoplo de potencia.

En la Figura 1.4 se aprecia el puerto por el que se acoplará la señal de potencia al RFQ, que es uno de los puntos más innovadores del LINAC7. Normalmente, la opción preferida para el acoplo de potencia en un RFQ es una pequeña antena circular como la mostrada en la Figura 1.5a, ya que polariza instantáneamente la cavidad en el modo TE_{210} generando un campo magnético uniforme en la dirección de propagación del haz [12]. Las dimensiones del LINAC7 invitan a pensar en otro tipo de acoplo, ya que la antena podría introducir perturbaciones suficientemente grandes como para distorsionar significativamente los campos en la cavidad [9]. La solución propuesta es polarizar directamente los vanos mediante acopladores coaxiales, como se muestra en la Figura 1.5b. Se trata de una propuesta pionera, y por tanto arriesgada, pero de conseguirlo se espera que pueda entregarse toda la potencia necesaria con un riesgo mucho menor de afectar a la calidad de la estructura que empleando un lazo.

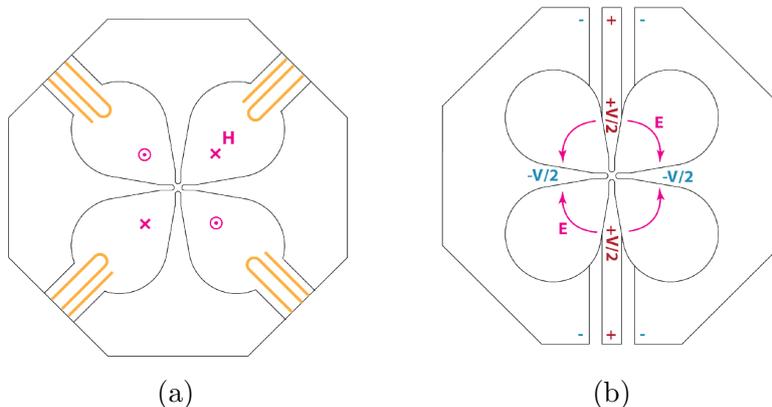


Figura 1.5 (a) Acoplo magnético tradicional (b) Acoplo eléctrico en el LINAC7

1.3. Objetivos

El diseño de la Figura 1.5b ha sido validado mediante simulación [9], donde ha podido observarse que la señal de RF introducida por el puerto coaxial polariza la cavidad de manera excelente. Entregar la señal de forma correcta al RFQ, sin embargo, también plantea ciertas dificultades, y son estos aspectos los que se tratarán a lo largo del texto. Principalmente, la línea de transmisión desde la fuente de alimentación hasta el puerto del RFQ debe garantizar lo siguiente:

- **Mínima pérdida de potencia** a lo largo de la línea.
- **Preservar el Ultra Alto Vacío** necesario en la cavidad para la correcta aceleración del haz de partículas.

En sistemas de alta frecuencia, el primer punto es particularmente desafiante. Para el segundo punto, la solución es incluir una ventana de vacío en la línea coaxial, que a su vez debe ser cuidadosamente diseñada para que no refleje la potencia incidente. Ambos aspectos son de gran importancia para que el RFQ en el LINAC7 funcione de forma óptima, por lo que, con la intención de colaborar en el desarrollo del proyecto, este trabajo tiene como objetivo principal el análisis de los elementos de un sistema de transmisión de potencia para estructuras aceleradoras. Principalmente, se centra en el diseño de algunos de sus componentes como una ventana de vacío y un acoplador de potencia similares a los de la Figura 1.6, pero que puedan ser plenamente funcionales a las altas potencias requeridas en el LINAC7.

En la Sección 2 se introduce el fundamento teórico necesario para comprender la problemática que supone el acoplo de potencia para los 750 MHz a los que opera el RFQ, así como algunos aspectos a tener en cuenta en señales de alta potencia. En la Sección 3 se detalla el proceso de diseño, desde la elección de la línea de transmisión hasta la primera estimación de los parámetros de la ventana de vacío. El diseño se somete a una simulación electromagnética que permite probar su validez y optimizarlo. Los resultados de esta simulación se explican en la Sección 4. Por último, en la Sección 5 se resumen las principales conclusiones del texto, mencionando algunas de las pautas a seguir en el futuro para dar continuidad a la investigación.

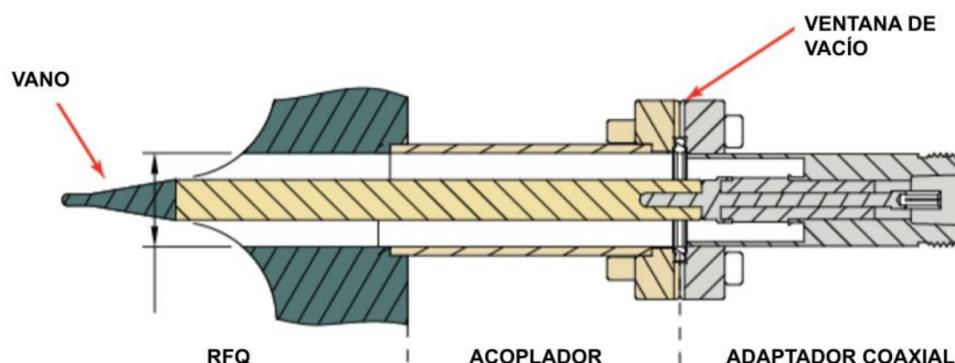


Figura 1.6 Sección de un acoplador coaxial de pequeña señal. El acoplador ajusta la geometría de la línea a la entrada del RFQ, garantizando la menor pérdida de potencia posible.

2. Fundamento teórico

2.1. Descripción de los sistemas de alta frecuencia

La teoría de circuitos estándar se desarrolla asumiendo que las dimensiones físicas de los dispositivos de la red son mucho menores que la longitud de onda de la señal eléctrica que los recorre, y que por tanto, las ondas de tensión y corriente afectan por igual al circuito completo en el mismo instante de tiempo. Para sistemas de alta frecuencia esto no se cumple, y los efectos de propagación de ondas dejan de ser despreciables [13]. La descripción de los sistemas de alta frecuencia, por tanto, debe formularse partiendo de la teoría electromagnética más general, para después desarrollar modelos más sencillos. La teoría expuesta en esta sección, salvo que se especifique lo contrario, ha sido tomada de la referencia [13].

2.1.1. Ecuaciones de Maxwell

El campo electromagnético viene descrito por las ecuaciones de Maxwell. En su forma más general, se trata de un sistema de cuatro ecuaciones vectoriales en derivadas parciales tanto espaciales como temporales. Para medios libres de fuentes, lineales, isótropos y homogéneos, se pueden simplificar las ecuaciones hasta conseguir el sistema siguiente:

$$\nabla \times \bar{E}(x, y, z) = -j\omega\mu\bar{H}(x, y, z), \quad (2.1a)$$

$$\nabla \times \bar{H}(x, y, z) = j\omega\epsilon\bar{E}(x, y, z), \quad (2.1b)$$

donde μ es la permeabilidad magnética del medio y ϵ la permitividad eléctrica. Se ha asumido una dependencia temporal armónica de frecuencia ω para los campos. Las ecuaciones (2.1) darán soluciones complejas para los campos eléctrico $\bar{E}(x, y, z)$ y magnético $\bar{H}(x, y, z)$, y los campos reales se recuperan mediante las relaciones

$$\vec{E} = \Re\{\bar{E}(x, y, z)e^{j\omega t}\}, \quad (2.2a)$$

$$\vec{H} = \Re\{\bar{H}(x, y, z)e^{j\omega t}\}. \quad (2.2b)$$

La permitividad ϵ es en general una cantidad compleja $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$. La parte imaginaria ϵ'' da cuenta de la pérdidas que sufre un material dieléctrico debido al amortiguamiento de sus momentos dipolares oscilantes. Otro origen posible para las pérdidas es el hecho de que el material dieléctrico presente cierta conductividad σ . Una magnitud de interés para caracterizar la cantidad de pérdidas que presenta un material dieléctrico es la tangente de pérdidas, que se define de la siguiente forma:

$$\tan \delta = \frac{\omega\epsilon'' + \sigma}{\omega\epsilon'}. \quad (2.3)$$

Volviendo a las ecuaciones (2.1), y aunque en este texto no se vayan a desarrollar los detalles del cálculo, debe subrayarse la dificultad que supone resolverlas. Si para una guía de onda o una línea de transmisión se asume propagación de ondas $e^{-j\beta z}$, se tiene que resolver un sistema de seis ecuaciones con seis incógnitas, cada una de las tres componentes de cada uno de los dos campos \bar{E} y \bar{H} , que dependerán de las coordenadas transversales x e y . Tras aplicar las condiciones de contorno adecuadas para los voltajes de los conductores, se obtienen los conocidos modos TE ($E_z = 0$), TM ($H_z = 0$) y TEM ($E_z = H_z = 0$) [13].

Una vez conocidos los campos en todo el espacio de la guía, el resto de magnitudes pueden obtenerse mediante cálculo integral. Por ejemplo, la potencia transmitida por el campo electromagnético a través de una superficie cerrada S se expresa como

$$P = \oint_S \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot d\vec{s} \quad (2.4)$$

2.1.2. Modelo de la línea de transmisión

La teoría de campos presentada anteriormente permite una descripción completa del campo electromagnético en cualquier instante y en cualquier punto del circuito. Como ha podido apreciarse, la resolución de problemas es matemáticamente muy compleja, y en la mayoría de las situaciones, inabordable analíticamente. En las aplicaciones prácticas, sin embargo, normalmente no es necesaria tanta información. Magnitudes de interés como la intensidad, la tensión o la potencia pueden calcularse a través de un modelo de parámetros distribuidos para la línea de transmisión. Para una propagación TEM, que requiere al menos dos conductores, se representa normalmente como en la Figura 2.1a.

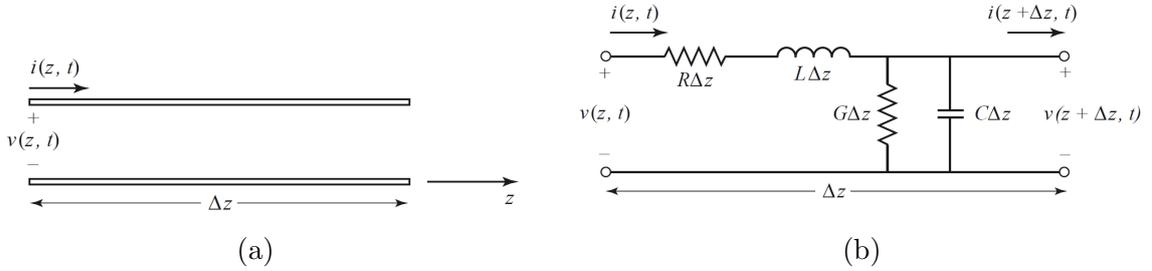


Figura 2.1 Imágenes obtenidas de la referencia [13]. (a) Definición de voltaje y corriente en una línea de transmisión de longitud diferencial Δz . (b) Circuito equivalente para la línea de transmisión.

Para una longitud infinitesimal, la línea se puede modelar a partir de parámetros concentrados como se indica en la Figura 2.1b. Son cantidades por unidad de longitud que representan lo siguiente: L es la autoinductancia total de los dos conductores, C la capacidad debida a la proximidad entre ellos, R la resistencia de los conductores no ideales y G la conductancia debida a pérdidas dieléctricas entre los dos conductores. Estos dos últimos representan pérdidas debidas al comportamiento no ideal de la línea de transmisión, y en muchas ocasiones podrán ignorarse en una primera aproximación. El valor de todos ellos dependerá de la línea en cuestión, y en general toma una forma integral en función del campo eléctrico y magnético generados. La referencia [13] incluye las fórmulas más generales, pero en este texto se presentará únicamente la solución concreta al caso de interés (véase la Sección 2.3).

Partiendo de la Figura 2.1b y aplicando las leyes de Kirchhoff para corrientes y voltajes para $\Delta z \rightarrow 0$ se obtienen las ecuaciones diferenciales

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}, \quad (2.5a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}, \quad (2.5b)$$

que se conocen como ecuaciones del telegrafista. Para un estado estacionario sinusoidal, tomando $v(z, t) = \Re(V(z)e^{j\omega t})$, $i(z, t) = \Re(I(z)e^{j\omega t})$, las ecuaciones se simplifican a la forma

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z), \quad (2.6a)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z). \quad (2.6b)$$

Definiendo la constante de propagación compleja

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.7)$$

y la impedancia característica de la línea

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma}, \quad (2.8)$$

las soluciones a las ecuaciones 2.6 toman la forma de ondas viajeras

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z}, \quad (2.9a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z}. \quad (2.9b)$$

El término $e^{-\gamma z}$ representa la propagación de una onda en la dirección $+z$, con amplitud $|V_0^+|$, frecuencia ω , número de onda β y constante de atenuación α . El término $e^{\gamma z}$ representa la propagación en sentido contrario. Esta fórmula introduce uno de los resultados esenciales en los sistemas de alta frecuencia: la tensión y la corriente en la línea son la superposición de una onda incidente y una reflejada.

Línea de transmisión sin pérdidas

Como se ha explicado previamente, en muchas ocasiones conviene ignorar las pérdidas en la línea de transmisión. Tomando $R = G = 0$ en la ecuación (2.7), el número de onda y la constante de atenuación se simplifican como

$$\alpha = 0, \quad (2.10a)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC}. \quad (2.10b)$$

La onda transmitida no se atenúa en una línea sin pérdidas, y además, la relación entre el número de onda y la frecuencia de la señal es lineal y, por tanto, la velocidad de grupo

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} \quad (2.11)$$

es constante. Al ser independiente de la frecuencia, un paquete de ondas con cierto ancho de banda no sufre distorsión. La impedancia característica de la ecuación (2.8) se reduce a la forma

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.12)$$

que para este caso concreto es una cantidad real y, además, independiente de la frecuencia. Otra magnitud importante es la longitud de onda, relacionada con β mediante la fórmula siguiente:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}. \quad (2.13)$$

2.2. Línea de transmisión cargada

La Figura 2.2 muestra una línea de transmisión sin pérdidas, cargada con una impedancia Z_L arbitraria en su extremo $z = 0$. Asumiendo que se genera una onda $V_0^+ e^{-j\beta z}$ en una fuente ubicada en $z < 0$, se sabe por las ecuaciones (2.9) que aparecerá también una onda reflejada en la línea, y que las señales de voltaje y corriente se relacionan mediante la impedancia característica de la línea Z_0 . Sin embargo, en la carga la tensión y la intensidad deben relacionarse mediante el valor de la impedancia Z_L . La onda reflejada debe excitarse con la amplitud adecuada para cumplir ambas condiciones.

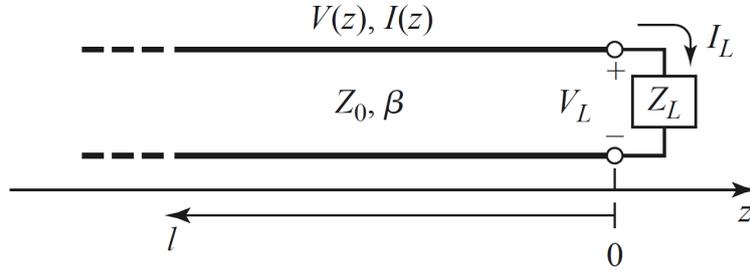


Figura 2.2 Línea de transmisión con impedancia característica Z_0 por la que se propaga una señal con número de onda β . En $z = 0$ se introduce una carga de impedancia Z_L .

2.2.1. Coeficientes de reflexión y transmisión. Potencia transmitida

Las ecuaciones (2.9) evaluadas en $z = 0$ hacen que deba cumplirse lo siguiente:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0. \quad (2.14)$$

A partir de esta expresión puede obtenerse una relación entre la amplitud de la onda de tensión reflejada y la incidente. Se define el coeficiente de reflexión de voltaje Γ como el ratio entre ambas amplitudes,

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (2.15)$$

lo que permite reescribir las señales de tensión y corriente totales como

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}], \quad (2.16a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}]. \quad (2.16b)$$

Salvo para el caso $\Gamma = 0$, donde no aparece onda reflejada, la tensión y la corriente toman valores distintos a lo largo de la línea. Su amplitud oscila con la posición $l = -z$ (la

dirección negativa del eje z supone alejarse de la carga, véase Figura 2.2), es decir, la superposición de la onda incidente y la reflejada da lugar a una onda estacionaria. Por ello, la impedancia Z_{in} vista desde la línea debe variar también con la posición. Haciendo uso de las ecuaciones (2.15) y (2.16) se obtiene la ecuación para la impedancia de la línea de transmisión:

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = \frac{V_0^+ [e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l}]}{V_0^+ [e^{j\beta l} - \Gamma e^{-j\beta l}]} Z_0 = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l}. \quad (2.17)$$

Se considera a continuación el promedio temporal de la potencia fluyendo por la línea en el punto z . La teoría de circuitos establece que la potencia se calcula como el producto de la tensión y corriente eficaces, que en el caso de ondas sinusoidales se reduce al resultado siguiente:

$$P_{av} = \frac{1}{2} \Re [V(z) I(z)^*] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2). \quad (2.18)$$

Pueden identificarse dos términos en la potencia total entregada a la carga. El primero corresponde a la potencia de la onda incidente, mientras que el segundo, menor en un factor $|\Gamma|^2$, es la potencia perdida en la onda reflejada. Las ecuaciones (2.15) y (2.18) proporcionan el criterio principal para el diseño de un acoplador de potencia: la línea de transmisión entrega la potencia máxima disponible cuando el coeficiente de reflexión Γ se anula, es decir, cuando la impedancia característica Z_0 es igual que la carga Z_L . Al darse esta situación, se dice que la carga está adaptada a la línea. Si no ocurre así, la pérdida de potencia por reflexión suele indicarse en dB definiendo la figura de mérito conocida como pérdida de retorno RL (del inglés *return loss*):

$$RL = 10 \log \frac{P_{incidente}}{P_{reflejada}} = -20 \log |\Gamma| \text{ dB}. \quad (2.19)$$

Cabe destacar que para deducir estos resultados se ha asumido que el generador de la señal está adaptado a la línea. Como se muestra en la Figura 2.3, una desadaptación entre la impedancia del generador Z_g y la línea produciría otra onda reflejada desde $z < 0$. Adaptar la línea al generador está fuera de los objetivos de este texto, por lo que se ignora cualquier reflexión en este punto.

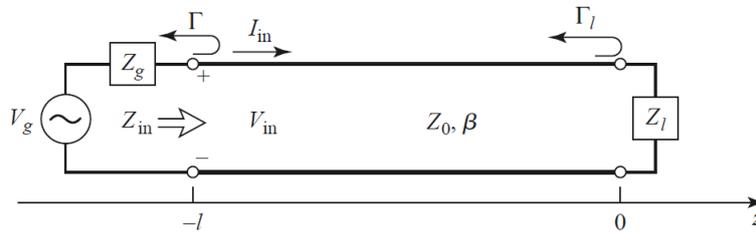


Figura 2.3 Línea de transmisión con impedancia característica Z_0 conectada a una carga Z_l y a un generador con impedancia Z_g . En ambos extremos se producen fenómenos de reflexión.

Sin embargo, sí debe tenerse en cuenta lo siguiente: en cada unión de tramos de línea con impedancia característica distinta se producirá un nuevo fenómeno de reflexión. Como se detalla en las siguientes secciones, además de perder potencia en la entrada al RFQ,

introducir una ventana de vacío de un material distinto al de la línea de transmisión hace que en esta se refleje parte de la potencia. La Figura 2.4 esquematiza este fenómeno, donde además se muestra el coeficiente de transmisión T . Ignorando otras reflexiones, la amplitud de la onda transmitida hacia $z > 0$ es T veces menor que la de la onda incidente $V_0^+ e^{-j\beta z}$. El coeficiente T se calcula como

$$T = 1 + \Gamma = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0}. \quad (2.20)$$

La expresión se deduce igualando los voltajes en ambas líneas para $z = 0$. Normalmente, se representa en dB como pérdidas por inserción IL (*insertion loss*):

$$IL = -20 \log|T| \text{ dB}. \quad (2.21)$$

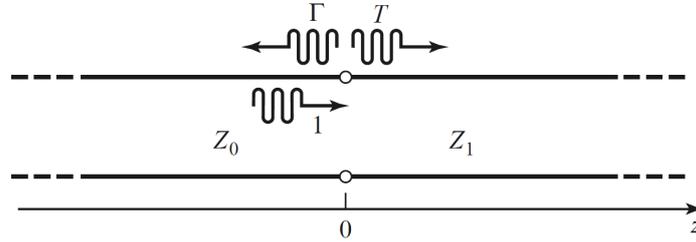


Figura 2.4 Coeficientes de reflexión y transmisión en la unión de dos líneas de transmisión con impedancias características distintas.

Las fórmulas deducidas en este apartado para la línea sin pérdidas pueden generalizarse para el caso con pérdidas mediante la sustitución $\beta \rightarrow \gamma$. La consecuencia principal es que la potencia incidente se atenúa a lo largo de la línea debido al factor α . La ecuación (2.17) se reescribe como

$$Z_{in} = \frac{V(-l)}{I(-l)} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l}, \quad (2.22)$$

mientras que dentro de la aproximación de pequeñas pérdidas (justificada en el caso de buenos conductores) las ecuaciones (2.10b) para β y (2.12) para Z_0 siguen siendo válidas. Aún así, en general no es sencillo conocer el valor exacto de la constante de atenuación, y la bibliografía muestra métodos numéricos para estimarla como pequeñas perturbaciones a partir de los campos de la línea sin pérdidas [13]. Esto explica la decisión de ignorar las pérdidas en los primeros cálculos de la Sección 3, más aún cuando la validez de los resultados es posteriormente comprobada mediante simulación.

Parámetros S

La forma más habitual de caracterizar una red de N puertos en sistemas de alta frecuencia son los parámetros de *scattering* S [14]. Estos parámetros pueden medirse de forma directa mediante un analizador de redes, y están relacionados con los conceptos de onda incidente, reflejada y transmitida mencionados previamente. Definiendo las amplitudes de onda incidente a_n y reflejada b_n como

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}}, \quad b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}}, \quad (2.23)$$

el parámetro S_{ij} representa la relación entre la onda reflejada en el puerto i y la incidente en el puerto j , cuando únicamente se excita este último puerto:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ para } k \neq j}. \quad (2.24)$$

La ecuación (2.24) define una matriz que relaciona las ondas incidentes y reflejadas en cualquier puerto, caracterizando por completo la red. La situación de interés para las Secciones 3 y 4 es la red de dos puertos, representada en la Figura 2.5. En ese caso, el parámetro S_{11} es el coeficiente de reflexión Γ por el puerto 1 (con la salida correctamente adaptada, de forma que $a_2 = 0$), mientras que S_{21} indica la transmisión del puerto 1 al 2. S_{12} indicaría la transmisión inversa, y S_{22} el coeficiente de reflexión en la salida. Si $S_{ij} = S_{ji}$ para los coeficientes de transmisión, se dice que la red es recíproca, y es lo que se observa en la mayoría de componentes pasivos. Si además los coeficientes de reflexión también son iguales, se dice que la red es simétrica. Como ejemplo, para una línea de transmisión ideal ($\Gamma = 0$) y sin pérdidas, la matriz \mathbf{S} tiene la forma siguiente:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

Los parámetros S suelen expresarse en dB, y permiten saber qué parte de la potencia incidente se refleja o se transmite. Así, $S_{11} = -9$ dB indica que aproximadamente el 10 % de la potencia incidente en el puerto 1 se refleja, mientras que para $S_{11} = -30$ dB, la cantidad se reduce al 0,1 %. Se concluye, por tanto, que en el diseño de un acoplador de potencia es indispensable reducir al mínimo el parámetro S_{11} .

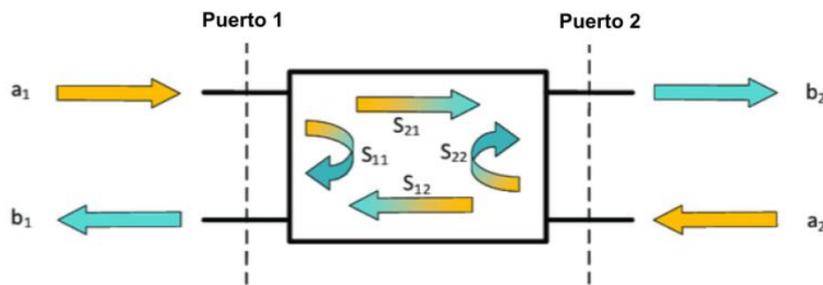


Figura 2.5 Parámetros S en una red de dos puertos. Imagen tomada y ligeramente modificada de la bibliografía [15].

2.2.2. Adaptación de impedancias

Como bien se ha mencionado, la línea de transmisión entrega la potencia máxima a la carga cuando esta es igual a la impedancia característica de la línea. Sin embargo, esto es algo que generalmente no ocurre. Particularizando para el caso del RFQ, que actúa como carga, su estructura se diseña para que los campos proporcionen la aceleración óptima del haz de partículas, y no debe esperarse que la impedancia en el puerto de acoplamiento de potencia (véase la Figura 1.4) coincida con la impedancia de la línea de alimentación a la que se conecta, puesto que en general esta se escogerá siguiendo otros criterios (explicados en la Sección 3). De ahí la necesidad de añadir un acoplador de potencia como el mostrado previamente en la Figura 1.6.

La Figura 2.6 ilustra el concepto de adaptación de impedancias. Se coloca una red de adaptación entre la carga y la línea de transmisión, apropiadamente diseñada para que la impedancia vista en la red desde la línea de transmisión sea Z_0 . Así, se elimina la reflexión hacia la línea de transmisión, pese a que puedan seguir existiendo múltiples reflexiones entre la red de adaptación y la carga. Una red de adaptación bien diseñada tendrá una longitud y una impedancia característica tales que todas estas reflexiones parciales superpuestas se anulen en la línea.

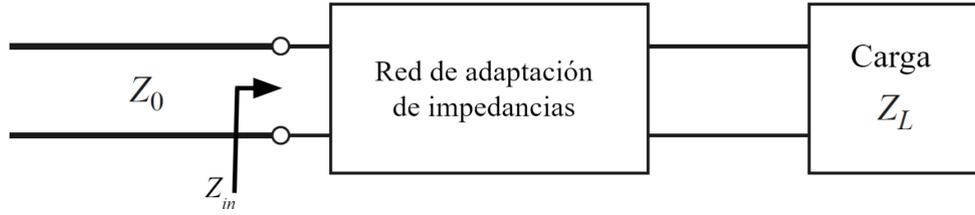


Figura 2.6 Red que adapta una impedancia Z_L arbitraria a una línea de transmisión. Para que no haya reflexión en la línea, $Z_{in} = Z_0$.

Debe advertirse que, como muestra la ecuación (2.8), la impedancia característica depende de la frecuencia de la señal transmitida, por lo que la red sólo garantiza la adaptación a una frecuencia de diseño concreta. En aplicaciones que requieran una respuesta paso banda, será necesario utilizar múltiples secciones hasta conseguir un coeficiente de reflexión adecuado en todo el rango de frecuencias, lo que complica el diseño de la red de adaptación de impedancias. Este no es el caso del RFQ del LINAC7, donde se busca sintonizar la estructura a una frecuencia muy concreta de 750 MHz, por lo cual el diseño se centrará en potenciar la respuesta de la red de adaptación a esta frecuencia y no a optimizar el ancho de banda.

Siempre que la carga Z_L tenga parte real no nula (es decir, que no sea puramente capacitiva o inductiva), es posible encontrar una red de adaptación de impedancias. Se presentan a continuación algunos ejemplos prácticos habituales. La elección de un tipo concreto de red dependerá de la línea de transmisión o guía de onda empleada, ya que en cada caso se preferirá la forma más sencilla de implementar.

Adaptación con *stub*

Se trata de un tramo de línea conectado únicamente de un extremo a la línea principal de alimentación, a cierta distancia d de la carga, en configuración serie o paralelo como se indica en las Figuras 2.7a y 2.7b. El extremo libre se deja abierto o cortocircuitado. De la ecuación (2.17) se deduce que la impedancia introducida por el *stub* para la línea cortocircuitada ($Z_L^{stub} = 0$) es

$$Z_{in}^{stub} = jZ_0 \tan \beta l, \quad (2.26)$$

mientras que para el circuito abierto ($Z_L^{stub} \rightarrow \infty$) se obtiene

$$Z_{in}^{stub} = -jZ_0 \cot \beta l. \quad (2.27)$$

En ambos casos la impedancia es puramente imaginaria (capacitiva o inductiva), tomando valores distintos en función de la longitud l del *stub*. La idea principal es elegir d de forma que la impedancia vista a esa distancia de la carga sea $Z_0 + jX$. En el caso del *stub* paralelo, se trabaja con la admitancia $Y_0 = Z_0^{-1}$, por lo que la condición se traduce en obtener una

admitancia $Y_0 + jB$. Así, se ajustará l para obtener $Z_{in}^{stub} = -jX$ (o $Y_{in}^{stub} = -jB$), adaptando por completo la impedancia a la línea principal de transmisión.

En caso de que para una aplicación concreta se necesitara variar la frecuencia de operación, sería necesario reajustar la distancia d entre la carga y el *stub*. Para evitarlo, suelen utilizarse dos *stub* en paralelo como *tuners*, a distancias fijas y con impedancia variable. Es una solución habitual en líneas coaxiales, aunque esta configuración no es capaz de ajustar cualquier impedancia.

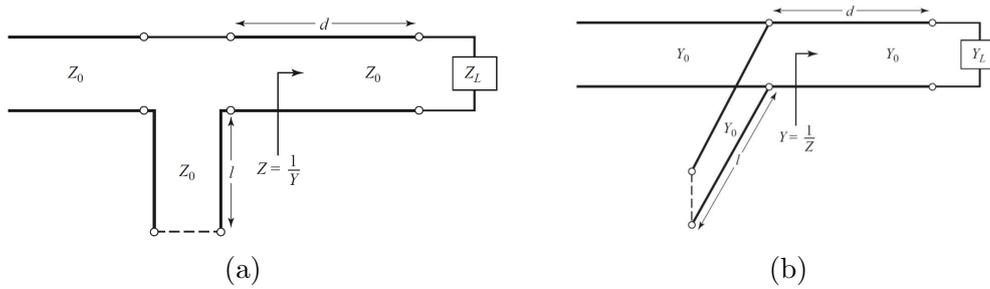


Figura 2.7 Circuitos sintonizadores con un único *stub*. En ambos casos, el *stub* puede ser abierto o cerrado. (a) *Stub* serie. (b) *Stub* paralelo.

Transformador de cuarto de onda

En este caso, se introduce un tramo de línea de impedancia característica Z_1 y longitud $\lambda/4$, donde λ es la longitud de onda de la señal transmitida. A pesar de que este transformador tiene la desventaja de servir únicamente para cargas reales, cualquier carga compleja puede transformarse en una impedancia real si se añade entre el transformador y la carga un tramo de línea de longitud adecuada. Usando la fórmula (2.17) para $\beta l = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$, se obtiene que el límite para la impedancia Z_{in} indicada en la Figura 2.8 es

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L}. \quad (2.28)$$

Imponiendo la condición de adaptación $\Gamma = 0$, se obtiene que la impedancia característica del transformador debe ser la siguiente:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L}. \quad (2.29)$$

Para frecuencias f distintas a la frecuencia de diseño f_0 , el coeficiente de reflexión aumenta, de forma que el ancho de banda cubre un rango muy pequeño del espectro. Como ya se ha mencionado previamente, no es algo que deba tenerse en cuenta en la alimentación del RFQ del LINAC7.

2.3. Línea de transmisión coaxial

Un ejemplo de línea de transmisión es la línea coaxial, en la cual los dos conductores son concéntricos y de simetría cilíndrica (Figura 2.9). Este apartado expone sus características electromagnéticas principales, dado que, por motivos que se explicarán en la Sección 3, es la línea escogida para alimentar el RFQ del LINAC7.

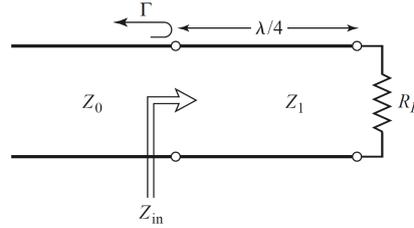


Figura 2.8 Esquema de un transformador $\lambda/4$ para una carga real R_L . La impedancia Z_1 se ajusta para que $Z_{in} = Z_0$.

Supóngase que ambos conductores presentan una diferencia de potencial V_0 , y que por la línea circula una corriente I_0 . Resolver las ecuaciones de Maxwell (2.1) permite conocer los campos eléctrico y magnético entre los dos conductores. Si se asume que la propagación de las ondas es en la dirección z y que ninguno de los campos tiene componente en esta dirección, se obtienen soluciones denominadas TEM. La línea coaxial soporta este modo de propagación para cualquier frecuencia. Los campos obtenidos en ese caso son:

$$\vec{E} = \frac{V_0 \hat{\rho}}{\rho \ln b/a} e^{-\gamma z}, \quad (2.30a)$$

$$\vec{H} = \frac{I_0 \hat{\phi}}{2\pi \rho} e^{-\gamma z}. \quad (2.30b)$$

Introduciendo estas expresiones en la ecuación (2.4) se obtiene $P = V_0 I_0^* / 2$, un resultado que, de acuerdo con la teoría de circuitos, demuestra que la potencia de la línea es transmitida íntegramente por los campos en el espacio entre los conductores y no por el interior de estos. En caso de que la conductividad sea finita, la potencia puede introducirse en los conductores, pero se disipará en forma de calor y no se entregará a la carga.

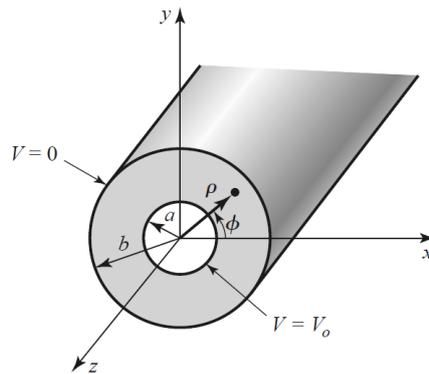


Figura 2.9 Geometría de una línea coaxial. Conductores interno y externo de radios a y b respectivamente. ρ es la coordenada radial y ϕ el ángulo azimutal.

La Figura 2.10a muestra el perfil de los campos del modo TEM dado por las ecuaciones (2.30). El campo eléctrico tiene dirección radial $\hat{\rho}$ y el magnético forma líneas cerradas en la dirección azimutal $\hat{\phi}$. Como bien se ha mostrado previamente en la Figura (2.1b), la línea de transmisión sin pérdidas viene caracterizada por los parámetros C y L , que pueden obtenerse mediante cálculo integral a partir de los campos. Esto permite calcular la impedancia característica de la línea mediante la ecuación (2.12). Para el caso de la línea coaxial, tienen la forma siguiente:

$$L = \frac{\mu}{|I_0|^2} \int_S \bar{H} \cdot \bar{H}^* ds = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a} H/m, \quad (2.31a)$$

$$C = \frac{\epsilon}{|V_0|^2} \int_S \bar{E} \cdot \bar{E}^* ds = \frac{2\pi\epsilon'}{\ln b/a} F/m. \quad (2.31b)$$

Se observa en las ecuaciones (2.31) que el único parámetro geométrico que afecta a la capacidad y a la inductancia por unidad de longitud es el ratio entre los conductores. Acercar ambos conductores aumenta el efecto capacitivo entre ellos, mientras que al alejarse es más probable que aparezcan efectos de autoinducción en la línea.

La línea coaxial puede transmitir también modos TE y TM además del modo TEM mencionado. Aparecen a partir de cierta frecuencia de corte f_c dada por la ecuación

$$f_c = \frac{ck_c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.32)$$

donde ϵ_r es la permitividad eléctrica relativa del dieléctrico entre los conductores, y k_c se obtiene resolviendo las ecuaciones de Maxwell para el tipo de modo concreto. El modo TE_{11} (véase la Figura 2.10b) es el dominante entre los modos de corte y una solución aproximada para k_c en este caso es la siguiente:

$$k_c = \frac{2}{a+b}. \quad (2.33)$$

Fijando el valor de a , la frecuencia de corte del modo TE_{11} se reduce al aumentar la distancia entre conductores b/a . Es importante evitar la transmisión de estos modos de corte, ya que la superposición de modos con constante de propagación distinta puede generar efectos perjudiciales que reducen la eficiencia de la línea [16]. Por lo tanto, la exigencia de que la frecuencia de corte del modo TE_{11} sea superior a la frecuencia de operación deseada limita las dimensiones de la línea coaxial, que para un valor dado del radio del conductor interno a presentará un radio máximo compatible b_{max} para el conductor externo.

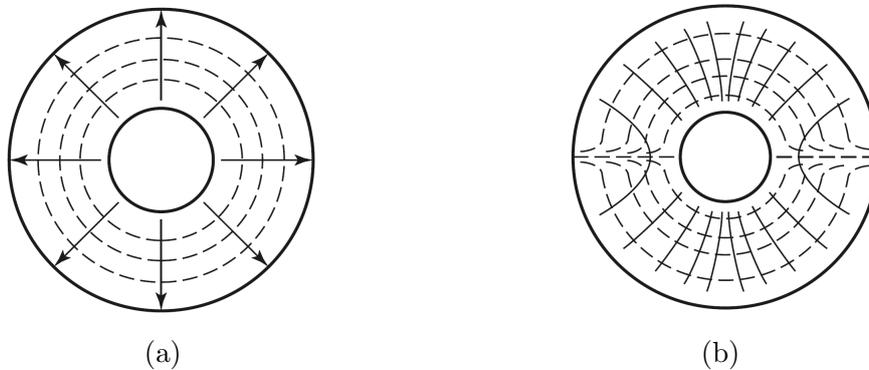


Figura 2.10 Líneas de campo para modos distintos en la línea coaxial. Las líneas continuas indican el campo \bar{E} y las discontinuas, \bar{H} . (a) Modo TEM. (b) Modo TE_{11} .

2.4. Límite de potencia y ruptura dieléctrica

Que la línea sea capaz de transmitir tensiones y corrientes elevadas permite entregar mayor potencia a la carga, en este caso el RFQ, que podrá emplear una energía mayor para acelerar el haz. Sin embargo, si las condiciones impuestas sobre los materiales de la línea son demasiado exigentes, puede que estos pierdan las propiedades por las que se incluyeron en el diseño. En el caso de materiales dieléctricos, por ejemplo, si el campo aplicado es suficientemente fuerte, estos pueden perder su condición de aislantes y comenzar a conducir corriente, en un fenómeno conocido como ruptura dieléctrica [17]. Los materiales aislantes se caracterizan por su rigidez dieléctrica, es decir, el campo eléctrico máximo E_d que puede conseguirse sin producirse ruptura dieléctrica.

Aunque ello conlleve limitaciones en la potencia máxima transmitida a la carga, debe evitarse superar el límite de la ruptura dieléctrica de los elementos de la línea. De lo contrario, pueden aparecer fenómenos indeseados que, además de impedir el correcto funcionamiento del sistema, produzcan daños severos en su estructura. Algunos ejemplos que se han estudiado son los siguientes:

- **Arco eléctrico.** Ocurre cuando en un gas aislante se supera la rigidez dieléctrica [18]. Al elevarse su temperatura, las moléculas neutras se disocian, llegando a ionizarse. En esta situación, el gas pasa a formar plasma, un estado de la materia caracterizado por ser conductor eléctrico. El arco puede visualizarse como una columna de gas incandescente entre los electrodos. La explosión, si ocurriese de forma descontrolada, podría provocar lesiones graves en las personas que se encontraran cerca.
- **Multipacting.** Si la distancia entre las paredes de la cavidad y la frecuencia de la señal RF son las adecuadas, un electrón golpeando una de ellas en el vacío puede extraer electrones secundarios que entren en resonancia con la señal RF, produciendo un efecto avalancha [19]. Este fenómeno aparece a menudo en la interfaz entre el vacío y un dieléctrico, como puede ser la ventana de vacío de un acoplador de potencia [20].

En general, predecir la aparición de arcos y efecto *multipacting* es sumamente complicado mediante cálculo analítico o simulaciones, aunque sí existen criterios que permiten localizar las zonas más propensas a sufrirlos. Los bordes más afilados concentran mayor carga que las superficies suaves, así que el campo será mayor en estas zonas [21]. Estos son, por tanto, los puntos en los que debe centrarse principalmente el estudio del proceso de ruptura dieléctrica.

2.4.1. Límite de Kilpatrick

Para estimar el campo límite en el que se da la ruptura en condiciones cercanas al vacío dentro de una estructura metálica, Kilpatrick [22] propuso una fórmula empírica basada en numerosos datos y teorías de distintos investigadores. La forma más útil del criterio de Kilpatrick relaciona la frecuencia de operación f (en MHz) con el campo de ruptura E (en MV/m) mediante la siguiente expresión [23]:

$$f = 1,643 E^2 e^{-8,5/E}. \quad (2.34)$$

En el caso del RFQ del LINAC7, $f = 750$ MHz, y la evaluación numérica de la ecuación trascendente da como resultado $E = 25,2774$ MV/m. En ensayos más modernos, se ha observado que el umbral establecido por Kilpatrick puede superarse sustancialmente, y en muchos procesos de diseño se utiliza el factor de Kilpatrick x para referirse a campos que son x veces el obtenido de la ecuación (2.34). Por convenio, suele evitarse superar campos con factor de Kilpatrick superior a dos.

2.4.2. Límite de potencia en la línea coaxial

En una línea coaxial, la capacidad para transmitir potencia está limitada por la tensión de ruptura del dieléctrico entre los conductores. En caso de que el dieléctrico empleado sea aire, ocurrirá aproximadamente para un campo eléctrico $E_d = 3 \times 10^6$ V/m a temperatura ambiente. El campo eléctrico varía como $E_\rho = V_0 / (\rho \ln b/a)$, como se indica en la Figura 2.30a, y presenta un máximo para $\rho = a$. Por tanto, la tensión máxima pico a pico previa a la ruptura es

$$V_{max} = E_d a \ln \frac{b}{a}, \quad (2.35)$$

que impone la siguiente relación entre la potencia máxima que puede transmitirse por la línea coaxial y su geometría:

$$P_{max} = \frac{V_{max}^2}{2Z_0} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \pi a^2 E_d^2 \ln \frac{b}{a}. \quad (2.36)$$

Es evidente que la línea permitirá el manejo de mayor potencia si el coaxial es más grande (con b/a fijado para obtener la impedancia característica deseada, esto implica valores de a y b mayores). Sin embargo, como se ha explicado en la Sección 2.3, la propagación de modos de orden superior limita el tamaño del cable coaxial para una frecuencia de operación dada. Siendo f_{max} la máxima frecuencia de operación permitida para ciertas dimensiones de la línea, puede demostrarse que la máxima potencia soportada por un coaxial de aire es

$$P_{max} = 5,8 \times 10^{12} \left(\frac{E_d}{f_{max}} \right)^2. \quad (2.37)$$

3. Criterios de diseño

Los aspectos teóricos de la sección precedente permiten manejar ciertos criterios a la hora de seleccionar los elementos del acoplador de potencia y sus características. En esta sección se explican las razones por las que se ha decidido emplear una línea de transmisión coaxial, así como las dimensiones óptimas para cumplir los requisitos de potencia necesarios en el LINAC7. A continuación, se discuten las características tanto eléctricas como mecánicas que deben cumplir los materiales en ventanas de vacío. Tras comentar la adaptación de impedancias entre la ventana y el RFQ, se concluirá la sección presentando los cálculos previos en la estimación de los parámetros de la ventana para una transmisión de potencia adecuada.

3.1. Elección de la línea de transmisión

Además de la línea coaxial explicada en la Sección 2.3, la principal alternativa para el acoplo de potencia RF en cavidades aceleradoras es la guía de onda rectangular [24]. A diferencia de la línea coaxial, consta de un único conductor y no puede transmitir modos TEM. El modo de propagación fundamental es TE_{10} , y al igual que en la línea coaxial, las dimensiones de la guía de onda están limitadas por la posible propagación de modos de orden superior.

La guía de onda suele ofrecer mejor rendimiento, puesto que su constante de atenuación por unidad de longitud es menor y, por tanto, permite entregar más potencia al reducirse las pérdidas. Sin embargo, para tramos cortos la diferencia no es tan significativa [24]. Además, los sistemas de transmisión que emplean guías de onda son más grandes y rígidos. Este último aspecto hace que, en un proyecto que prioriza un diseño compacto, pueda valorarse el uso de una línea coaxial.

3.1.1. Alimentación. Amplificadores de estado sólido

La razón principal que permite el uso de una línea de transmisión coaxial es el tipo de alimentación y los amplificadores empleados. Gran parte de la tecnología de aceleradores basa la amplificación de la señal de potencia en tecnologías de tubos de vacío. En estos, se introduce una pequeña señal de RF, que interacciona con un flujo de electrones que se mantiene constante en el vacío entre dos electrodos. La interacción convierte la energía cinética del haz en un campo electromagnético más intenso, que se extrae por el otro extremo del circuito. Su principal virtud es una capacidad de potencia mayor, pudiendo alimentarse la cavidad con un único klistrón y por un solo puerto, mediante una guía de onda.

El desarrollo de los amplificadores de estado sólido, basados en transistores BJT o FET, ha permitido dar otra solución al acoplo de potencia en estructuras aceleradoras. La Figura 3.1 muestra un esquema incluido en la patente del diseño del CERN para un RFQ compacto [25]. En lugar de utilizar una única fuente de potencia para todo el RFQ, la solución propuesta envía la señal a distintos amplificadores de estado sólido más pequeños. Estos se distribuyen a lo largo del RFQ, y es la propia cavidad la que actúa como combinador de la potencia de todos los puertos. Este concepto de alimentación distribuida permite utilizar fuentes de más baja potencia, disminuyendo tanto el coste de operación como el mantenimiento del dispositivo. El LINAC7 implementará este tipo de amplificadores, donde las tensiones soportadas por las líneas son menores, y el uso de

cables coaxiales es más adecuado. Actualmente, los amplificadores de estado sólido han demostrado un mejor rendimiento en ciertas aplicaciones para aceleradores de partículas que los klístron [26].

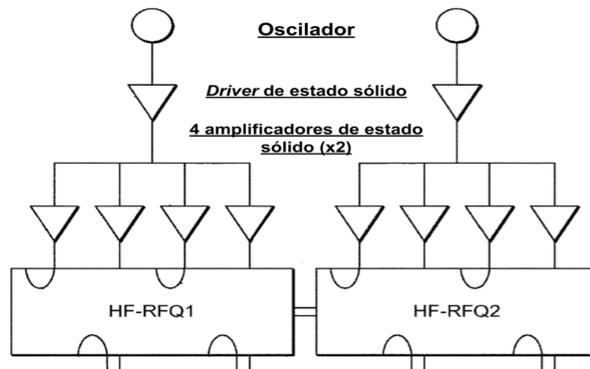


Figura 3.1 Esquema de alimentación basada en amplificadores de estado sólido [25]. El acoplo de potencia se realiza de forma distribuida en distintos puntos del RFQ.

3.1.2. Condiciones de operación del coaxial en el LINAC7

Como ya se ha explicado en la Sección 2.4, la señal de RF transmitida por la línea coaxial no debe superar cierta potencia pico P_{peak} para evitar efectos adversos como la aparición de arcos. Sin embargo, aun estando lejos del límite de potencia máxima, transmitir una señal de alta frecuencia de forma continua puede calentar en exceso la línea e impedir su correcto funcionamiento. Para evitarlo, la señal se transmite en forma de pulsos periódicos de RF, lo que reduce la potencia media P_{av} transmitida y, por tanto, el riesgo de sobrecalentamiento.



Figura 3.2 Cable coaxial de aire, modelo 3" HELIFLEX® HCA300-50JFN.

La señal transmitida se caracteriza mediante el ciclo de trabajo D (*duty cycle*), que expresa el ratio entre el período en el que se transmite señal RF y el período total de la función. Esta cantidad permite relacionar la potencia pico y la potencia media mediante la fórmula siguiente:

$$P_{av} = D P_{peak}. \quad (3.1)$$

El RFQ del LINAC7 opera con una potencia pico alrededor de los 100 kW para una frecuencia de 750 MHz, y con una potencia media que no debe superar los 5kW, lo que lleva a un ciclo de trabajo menor del 5%. Un modelo comercial que permite trabajar con estas especificaciones es el 3" HELIFLEX® HCA300-50JFN, mostrado en la Figura 3.2. Se trata de un cable coaxial que utiliza el aire como medio dieléctrico entre los

conductores, lo que minimiza las pérdidas con respecto a otros materiales [24]. La hélice que rodea el conductor interno es de material dieléctrico y sirve únicamente para sostener correctamente los conductores en el aire.

La Tabla 3.1 recoge algunas de las propiedades principales de la hoja de características de este modelo. Se puede observar que cumple los requisitos especificados para la transmisión de potencia. Un detalle a tener en cuenta es la reducción de capacidad de potencia media a medida que se aumenta la frecuencia de operación. La impedancia característica de la línea son 50Ω , que concuerda con el resultado al sustituir los radios de los conductores en las ecuaciones (2.12) y (2.31). Se trata de un estándar empleado históricamente para las transmisiones de alta frecuencia, puesto que ese valor minimiza las pérdidas por conducción de la línea para los materiales empleados con mayor asiduidad en las comunicaciones como el teflón o el polietileno. Así, ceñirse a una línea con este valor de impedancia garantiza una mayor disponibilidad de elementos comerciales compatibles.

Tabla 3.1 Características del cable coaxial 3" HELIFLEX ®HCA300-50JFN

Dieléctrico	Aire
Material de los conductores	Cobre
Diámetro del conductor interno (mm)	29,3
Diámetro del conductor externo (mm)	72,4
Impedancia (Ω)	$50\pm 0,5$
Frecuencia máxima (GHz)	1,63
Capacidad de potencia pico (kW)	640
Capacidad de potencia media a 700MHz (kW)	13,90
Capacidad de potencia media a 800MHz (kW)	13,00
Capacidad de potencia media a 900MHz (kW)	12,10

3.2. Material y dimensiones de la ventana de vacío

El RFQ opera en condiciones de Ultra Alto Vacío, con presiones cercanas a los 10^{-9} mbar en la trayectoria del haz de partículas. Eso implica que debe existir un medio material entre el puerto de entrada del RFQ y la región de aire en la línea de transmisión que garantice la condición de vacío en el interior. Esta ventana de vacío se coloca en la región entre los conductores, impidiendo que el aire penetre a la cavidad.

Los materiales deben cumplir requisitos exigentes para poder ser empleados como ventanas de vacío. El primero de ellos es soportar los esfuerzos mecánicos necesarios para evitar la fractura debido a la diferencia de presión a la que se somete el material. Además, tiene que tratarse de un buen dieléctrico, con una tangente de pérdidas baja (véase la ecuación (2.3)). Otro factor a tener en cuenta es la desgasificación del material, que debe ser la mínima posible. Los materiales pueden producir gases por distintos mecanismos como la sublimación, reduciendo la calidad del vacío y contaminando la cavidad. Estas propiedades deben mantenerse sea cual sea la temperatura de operación, por lo que

es conveniente evitar un calentamiento excesivo y muchas veces se incluyen sistemas de refrigeración en esta zona crítica del sistema de alimentación de potencia.

La alúmina es uno de los materiales más utilizados para estos fines. Se trata del óxido de aluminio Al_2O_3 , un material cerámico con excelentes propiedades aislantes. Su mayor desventaja es una alta producción de electrones secundarios que dan lugar al efecto de *multipacting* (véase la Sección 2.4), por lo que la triple unión entre la ventana, el conductor y el aire es un punto crítico en el que debe comprobarse que no se generan campos suficientemente fuertes como para emitir electrones [27].

A diferencia de otros materiales, la alúmina, como el resto de cerámicas, no presenta un comportamiento plástico en los ensayos. Su respuesta ante esfuerzos aplicados se caracteriza por una fractura frágil, sin deformación aparente, debido a la rápida propagación de una grieta [28]. La ventana soportará los esfuerzos de flexión a los que la somete el aire de la línea coaxial siempre que estos no sean suficientes para provocar la fractura. La medida de esa fuerza se indica mediante el módulo de ruptura, que se obtiene experimentalmente mediante un ensayo como el mostrado en la Figura 3.3. Para una muestra rectangular, el módulo de ruptura MOR se relaciona con la fuerza aplicada F y las dimensiones de la muestra de la forma siguiente:

$$MOR = \frac{3FL}{2bh^2}. \quad (3.2)$$

La ecuación (3.2) indica que la ventana será capaz de soportar mayores presiones si su grosor es mayor o si se reduce el área expuesta al aire. Aun así, no permite calcular el grosor mínimo necesario para una ventana coaxial puesto que la simetría es muy distinta a la mostrada en la Figura 3.3 y, por tanto, la distribución de los esfuerzos y la dependencia con la geometría será muy diferente. En la bibliografía se encuentran numerosos ejemplos del cálculo del módulo de ruptura como función de los parámetros geométricos de la placa en cuestión [29], pero una solución analítica requeriría un conocimiento total de las fuerzas aplicadas sobre la ventana, tanto por el aire como por la propia sujeción de la ventana a la línea. La decisión final para el grosor de la ventana se basa en la experiencia previa del grupo de investigación en proyectos similares. En uno de ellos se construyó un acoplador coaxial, de mayores dimensiones que el del LINAC7, con una ventana de 6mm de grosor. Se puede emplear ese mismo grosor para este caso, planteando una solución conservadora.

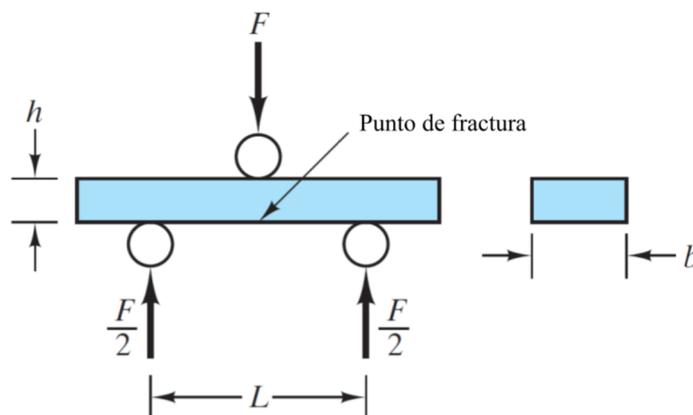


Figura 3.3 Esquema de un ensayo de flexión sobre materiales, empleado para calcular el Módulo de Ruptura [28].

La Tabla 3.2 recoge algunas de las principales propiedades de la alúmina. En ella puede observarse cómo las propiedades dieléctricas y mecánicas del material mejoran notablemente cuanto más pura es la muestra, lo que justifica que en la mayoría de aplicaciones se utilice alúmina con una pureza superior al 97 %. Debe tenerse en cuenta, sin embargo, que a mayor pureza, más complicado resulta soldar la ventana al resto de componentes, ya que la metalización necesaria en la superficie de la cerámica no se adhiere tan fácilmente [31].

Tabla 3.2 Propiedades eléctricas y mecánicas de la alúmina [30]

Propiedad	Pureza de la alúmina		
	86 %	97,5 %	99,9 %
Constante dieléctrica (ϵ_r)	8,5	9,5	9-10,1
Rigidez dieléctrica (kV mm^{-1})	28	30-43	10-35
Conductividad térmica ($\text{W m}^{-1} \text{K}^{-1}$)	15	24	28-35
Módulo de ruptura (MPa)	250	-	262

3.2.1. Adaptación de impedancias sobre la ventana de vacío

La ventana de vacío puede verse como un tramo de línea coaxial con un material dieléctrico distinto. Según la ecuación (2.31b), el valor de C en este tramo cambiará y, en consecuencia, también la impedancia característica Z_0 (véase la ecuación (2.12)). El efecto capacitivo de la ventana de alúmina desadaptará la impedancia, haciendo que parte de la potencia incidente se refleje en ella. Este efecto adverso puede adaptarse en torno a la propia ventana, ya que según la ecuación (2.31a), aumentar la distancia entre el conductor interno y el externo en un tramo introducirá un efecto autoinductivo mayor, compensando el valor de C hasta recuperar los 50Ω de impedancia característica de la línea. La Figura 3.4 muestra un diseño real del CERN donde se aprecia un aumento progresivo del radio del conductor externo en la zona de la ventana, manteniendo fijo el conductor interno. En este texto, la solución estudiada intenta adaptar la impedancia de la ventana de la misma manera, pero con una transición abrupta en el radio del conductor externo (véase la Sección 4).

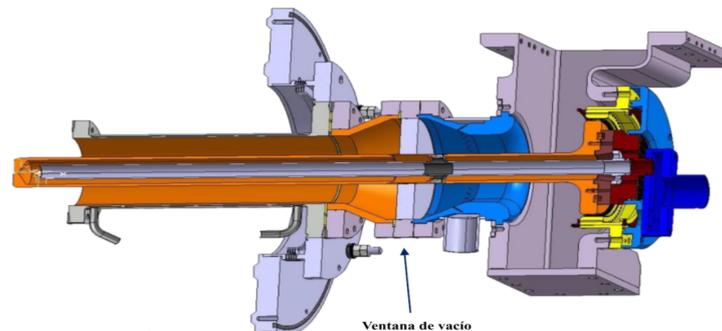


Figura 3.4 Diseño del CERN para un acoplador de potencia. [31].

3.3. Acoplador. Adaptación entre ventana y entrada del RFQ

El puerto de entrada de potencia al RFQ es otro de los puntos críticos en el diseño. En el LINAC7, se trata de una entrada con geometría coaxial [9], de dimensiones menores que los diámetros de la línea de transmisión mostrados en la Tabla 3.1 y con una impedancia distinta a los 50Ω para los que se adaptan tanto el cable coaxial como la ventana de vacío. El acoplador de potencia debe tener la longitud adecuada para evitar pérdidas de potencia por la desadaptación de impedancias, así como una geometría sin formas excesivamente bruscas para evitar la ruptura dieléctrica (véase la Sección 2.4).

Conociendo la impedancia de entrada de puerto de RF, podrían ajustarse los parámetros de un tramo de línea coaxial que actúe como los adaptadores $\lambda/4$ o *stub* mencionados en la Sección 2.2.2. Si bien esto permitiría adaptar correctamente la impedancia, es probable que un único tramo de línea coaxial no sea suficiente para conectar las dimensiones de la entrada y del cable mediante una transición suave, por lo que debería estudiarse un diseño específico para esta aplicación y corroborar su validez mediante simulación. Una vez más, la experiencia previa del grupo de investigación en el diseño de acopladores de potencia coaxiales facilitaría la tarea. La Figura 3.5 muestra el modelo electromagnético de uno de ellos, donde la transición desde la ventana de vacío hasta la entrada se hace reduciendo el radio de ambos conductores de forma progresiva, formando un cono. La longitud del cono sería uno de los parámetros de diseño a ajustar en función de la impedancia de entrada.

En el RFQ, la impedancia de entrada del puerto de RF depende de la geometría de la cavidad. De hecho, las simulaciones muestran un resultado prácticamente aleatorio para cualquier mínima modificación de sus parámetros, por lo que actualmente resulta imposible definir una geometría exacta para el acoplador. Sea cual sea, la impedancia vista desde la ventana hacia el acoplador debe ser de 50Ω .

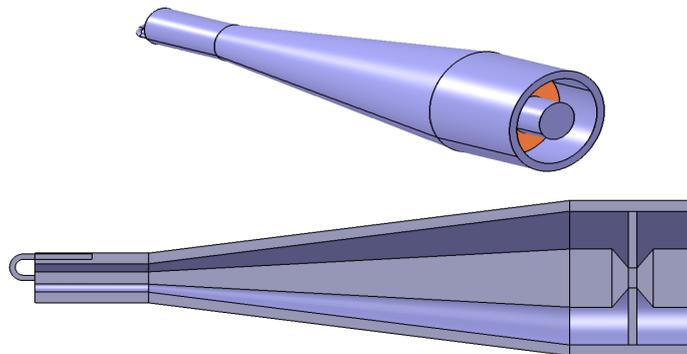


Figura 3.5 Modelo electromagnético del *Nose Cone Coupler*, un diseño previo del grupo de investigación.

3.4. Estimación de los parámetros de adaptación de la ventana

La Figura 3.6 muestra los distintos tramos de línea del sistema de acoplo de potencia al RFQ. La ventana de vacío, de grosor $x = 6\text{mm}$, queda rodeada de dos tramos coaxiales con un radio del conductor externo b superior al de la línea de transmisión. Se elige una adaptación simétrica, donde ambos tramos presentan una longitud l_2 adecuada para adaptar la impedancia Z_{Al} de la ventana. La longitud y la impedancia característica del acoplador se supondrán tales que la impedancia

$$Z_L = \frac{Z_{RFQ} + j \tan \beta l_1}{Z_{01} + j Z_{RFQ} \tan \beta l_1}, \quad (3.3)$$

calculada a partir de la ecuación (2.17), queda adaptada a 50Ω . El radio b en la zona de la ventana se considera para este primer cálculo como 2cm mayor que el de la línea de transmisión (véase la Tabla 3.1), aunque en las simulaciones de la Sección 4 se incluirá como otro de los parámetros de optimización.

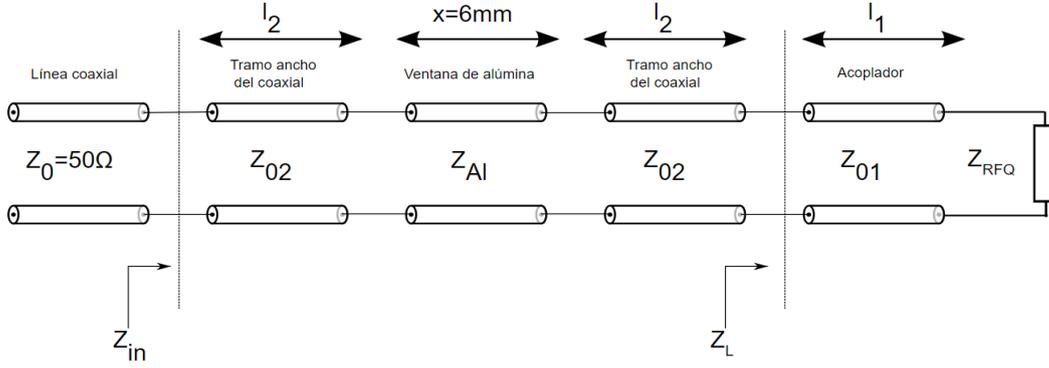


Figura 3.6 Esquema de los tramos de línea del sistema de acoplo

Para la línea coaxial con aire, las ecuaciones (2.31) y (2.13) estiman una longitud de onda $\lambda \approx 40\text{cm}$ para la señal de frecuencia $f = 750\text{MHz}$. Sabiendo que el grosor de la ventana es hasta dos órdenes de magnitud menor, en una primera aproximación puede despreciarse el comportamiento ondulatorio de la señal, sustituyendo la ventana y los tramos de adaptación por el correspondiente modelo de elementos discretos introducido en la Figura 2.1b. El resultado se muestra en la Figura 3.7, donde el valor de capacidad y autoinducción de cada tramo de línea viene dado por los parámetros por unidad de longitud C' y L' multiplicados por la longitud del tramo, que se supone suficientemente pequeña. Basándose en los datos de la Tabla 3.2, para una ventana de alúmina del 99,9% puede suponerse $\epsilon_r \approx 10$, y despreciar, para simplificar las operaciones, la capacidad $C'l_2$ frente a C_{Al} . Las ecuaciones (2.31) dan los siguientes resultados:

$$\begin{aligned} C_{Al} &= C'_{Al} x = 2,5 \cdot 10^{-12} F, \\ C' &= 4,14 \cdot 10^{-11} F m^{-1}, \\ L' &= 2,7 \cdot 10^{-7} H m^{-1}. \end{aligned}$$

Las impedancias correspondientes a cada elemento discreto son

$$\begin{aligned} Z_{Al} &= \frac{1}{j2\pi f C_{Al}}, \\ Z_{C'} &= \frac{1}{j2\pi f C' l_2}, \\ Z_{L'} &= j2\pi f L' l_2, \end{aligned}$$

y al escribir la impedancia de entrada vista desde la línea en función de estas, la condición $Z_{in} = 50\Omega$ establece una ecuación trascendente para l_2 :

$$Z_{in} = Z_{L'} + Z_{Al} \parallel [Z_{L'} + Z_{C'} \parallel Z_L] \quad (3.6)$$

Mediante resolución numérica con el software *Mathematica* se obtiene $l_2 \approx 1,5\text{cm}$. A pesar de tratarse de una solución aproximada, este método proporciona una primera estimación del parámetro, que permite concretar al menos el orden de magnitud de las dimensiones en las que deben realizarse las simulaciones.

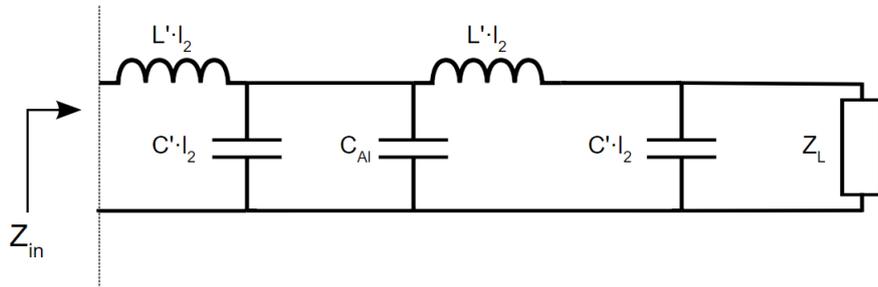


Figura 3.7 Esquema de elementos discretos para la adaptación de la ventana de vacío

4. Simulación

Es importante someter el diseño planteado en la Sección 3 a simulaciones que verifiquen su validez o permitan detectar ciertos errores. En este apartado se desarrollan los resultados obtenidos mediante *CST Studio Suite*®), un software de análisis electromagnético de estructuras 3D con una gran variedad de *solvers* disponibles. En concreto, se ha utilizado el *Frequency Domain Solver*, que resuelve los cálculos basándose en el método de elementos finitos y permite, entre otra muchas opciones, calcular el perfil del campo electromagnético en toda la estructura o los parámetros S para distintas frecuencias [32].

4.1. Línea coaxial en *CST*

Las Figuras 4.1a y 4.1b muestran dos cortes del cable coaxial diseñado mediante *CST*. Los radios del conductor interno y externo se eligen de acuerdo a las especificaciones de la Tabla 3.1 para el modelo 3" HELIFLEX® HCA300-50JFN. El grosor del cable externo, sin embargo, sí ha sido ligeramente exagerado para que resulte más sencillo visualizarlo. En un buen conductor, esta decisión no debería afectar al comportamiento electromagnético en el interior de la cavidad, puesto que su *skin depth* es muy baja y los campos apenas penetran en este [13]. Se ha añadido también una ventana de 6mm de grosor en la región entre los conductores.

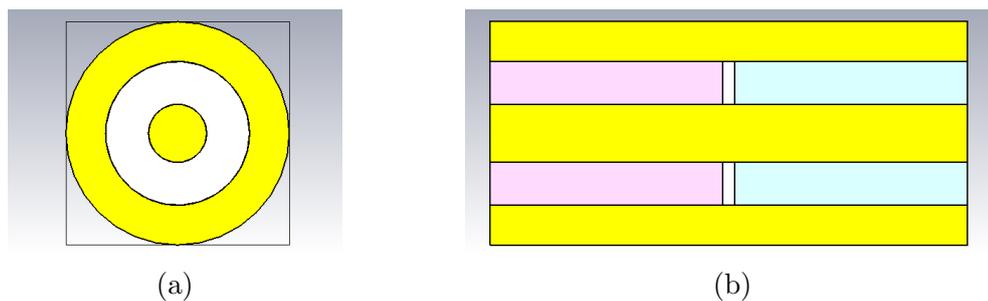


Figura 4.1 Cortes longitudinal y trasversal de la línea coaxial con ventana en *CST*. (a) Corte trasversal. (b) Corte longitudinal.

El software permite seleccionar los materiales del diseño entre un gran número de opciones. Para los conductores se escoge cobre puro, de acuerdo una vez más a la Tabla 3.1. La librería especifica que se trata de un material con pérdidas, y recoge los valores de magnitudes importantes como la conductividad o la densidad. Para la ventana, se puede elegir entre distintas purezas de la alúmina, así como especificar si debe incluirse en el diseño como material con o sin pérdidas. Se ha optado por emplear alúmina con pureza del 99,5% , con una permitividad $\epsilon_r = 9,9$ que se asemeja al valor empleado en los cálculos de la Sección 3.4, así como por incluir las pérdidas para una simulación más realista. Se completa el modelo incluyendo aire a la izquierda de la ventana y vacío a la derecha. Como se observa en la Figura 4.1b, *CST* muestra cada una de las regiones de un color distinto.

En ambos extremos de la línea se añaden puertos que alimentan la estructura diseñada. En la práctica, cada uno de ellos podría sustituirse por un tramo longitudinal de línea conectado a la estructura. Los parámetros S se calculan sobre cada uno de los puertos, y es posible normalizarlos a la impedancia deseada, en este caso 50Ω . Como se observa en las Figuras 4.2a y 4.2b, el cable coaxial ha sido correctamente polarizado en el modo TEM,

ya que las líneas de campo eléctrico y magnético siguen las direcciones radial y azimutal respectivamente, como se ha mencionado en la Sección 2.3.

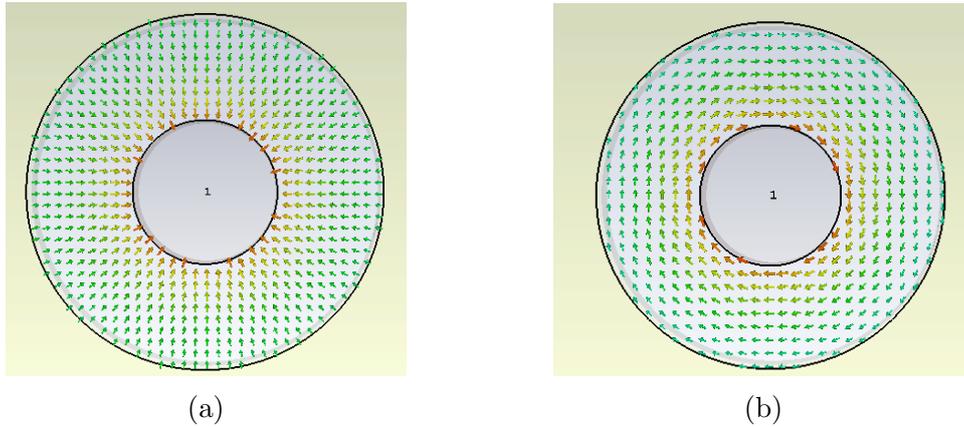


Figura 4.2 Campo electromagnético en la sección transversal del modelo en *CST* (a) Campo eléctrico, con dirección radial. (b) Campo magnético, con dirección azimutal.

4.2. Primera estimación para la adaptación de la ventana

Siguiendo el razonamiento de la Sección 3.4, la geometría de la línea alrededor de la ventana debe modificarse para adaptar la impedancia de esta. El diseño propuesto se muestra en la Figura 4.3. Tanto el radio extra r en la zona de la ventana como la longitud de línea l en la que se mantiene esta zona más ancha se introducen en *CST* como parámetros, a los que inicialmente se les asigna los valores $r = 2\text{cm}$ y $l = 1,5\text{cm}$ empleados para la primera aproximación.

Tanto el diseño sin adaptación como la primera estimación han sido resueltos mediante el *Frequency Domain Solver*, para poder obtener los parámetros S_{11} y observar el efecto del cambio de la geometría sobre ellos. Los resultados se recogen en la gráfica de la Figura 4.4. Para el diseño coaxial sin modificar, el parámetro S_{11} toma un valor cercano a -7dB a la frecuencia de operación de 750MHz , lo que supone pérdidas por reflexión de potencia de hasta un 20% . Tras modificar la estructura de acuerdo a los cálculos, el parámetro S_{11} se reduce a -15dB , lo que hace que las pérdidas sean del 3% . Es evidente la efectividad del segundo diseño en reducir el coeficiente de reflexión.

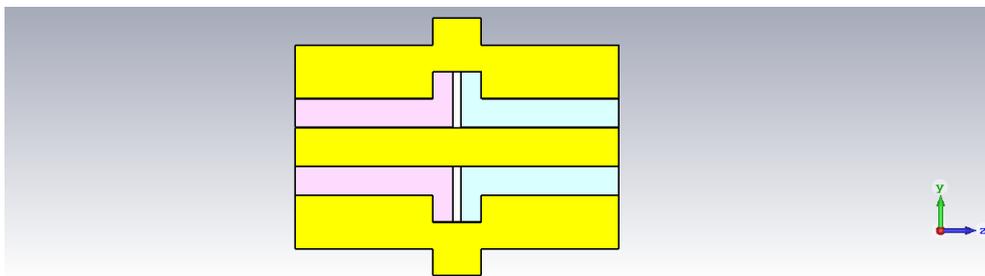


Figura 4.3 Corte longitudinal del diseño con adaptación de la ventana de vacío.

Aun así, si los cálculos previos hubiesen dado con la geometría adecuada para una adaptación de impedancias exacta, el coeficiente de reflexión sería nulo para la frecuencia de diseño, y el parámetro S_{11} debería tomar valores mucho más bajos. La aproximación

de la línea coaxial a un circuito de elementos discretos, a pesar de suponer un buen punto de partida, resulta insuficiente en la búsqueda de una solución óptima. Cabe recordar también que en el cálculo previo el valor de r se fijaba por defecto en 2cm , pero en realidad, si se toma como un parámetro de diseño, podrían aparecer soluciones distintas que ofrezcan resultados mejores en la simulación.

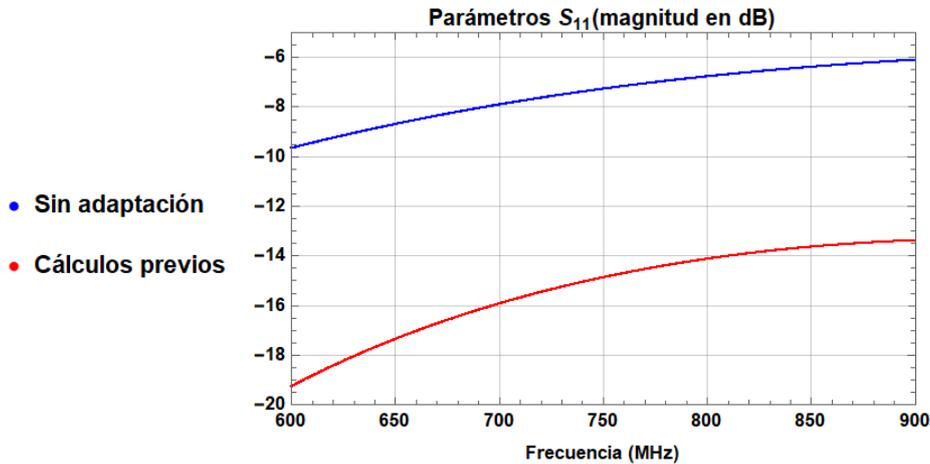


Figura 4.4 Parámetros S_{11} para la línea sin adaptar y para el primer cálculo estimado en la Sección 3.4.

4.3. Optimización del diseño mediante *parameter sweep*

En vista del corto tiempo de ejecución en la simulación de la Sección 4.2, se valora un proceso de optimización por fuerza bruta, a base de pruebas con valores distintos de los parámetros r y l hasta obtener un resultado suficientemente convincente. En el diseño del *Nose Cone Coupler* de la Figura 3.5, por ejemplo, el grupo de investigación se propuso y cumplió el objetivo de reducir el parámetro S_{11} por debajo de los -50dB en la frecuencia de operación, un rendimiento muy superior a los -30dB considerados habitualmente.

En *CST*, la opción *parameter sweep* permite recorrer valores distintos de los parámetros y resolver las ecuaciones de la cavidad para cada uno de ellos. Para el primer cálculo, se ha decidido recorrer el parámetro l con seis valores espaciados linealmente entre $l = 0,5\text{cm}$ y $l = 3\text{cm}$. Para el parámetro r , en cambio, se asignan ocho valores entre $r = 1\text{cm}$ y $r = 4\text{cm}$. La Tabla 4.1 recoge algunos de los mejores resultados obtenidos para los parámetros S_{11} tras analizar todas las combinaciones de parámetros posibles, en concreto, aquellos con $S_{11} < -30\text{dB}$.

Tabla 4.1 Parámetro S_{11} para distintas combinaciones del *parameter sweep*.

r(cm)	l(cm)	S_{11} (dB)
3,57	2,0	-46
2,7	2,5	-31
3,14	2,5	-38
2,7	3,0	-48

Dos de los resultados presentan parámetros $S_{11} < -40\text{dB}$. De ambos, se escoge el de $r = 2,7\text{cm}$ y $l = 3\text{cm}$ para continuar con su análisis, bajo la hipótesis de que una variación menos brusca del radio de la línea puede suponer un mejor rendimiento (véanse las Secciones 2.4 y 3.3). Se realiza un segundo *parameter sweep* con r comprendido entre 2,4cm y 3,0 cm, y valores de l entre 2,9cm y 3,5cm. El mejor resultado obtenido es el que se muestra en la Figura 4.5. En la gráfica se observa cómo, justamente para los 750MHz de la frecuencia de operación, aparece un pico muy pronunciado en el que el parámetro S_{11} está por debajo de los -65dB . Un diseño con estas características representa un comportamiento prácticamente ideal, con pérdidas inferiores al $3 \times 10^{-5} \%$, por lo que resulta interesante proceder con un análisis más profundo.

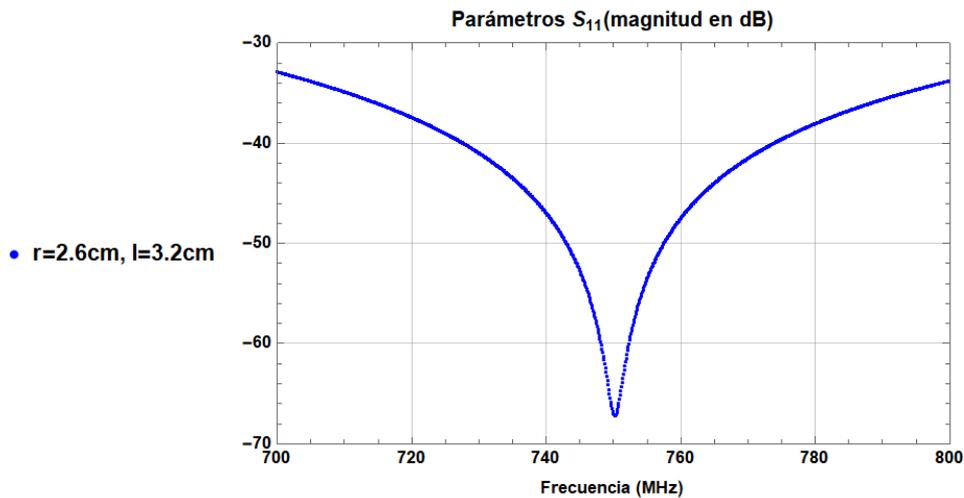


Figura 4.5 Parámetro S_{11} para $r = 2,6\text{cm}$ y $l = 3,2\text{cm}$, el mejor resultado obtenido en la simulación.

4.4. Modificación del orden de desarrollo de las ecuaciones

Hasta ahora, todas las simulaciones se han llevado a cabo con los valores por defecto del *solver*. Una buena forma de verificar la validez del resultado obtenido previamente es variar algunos de estos valores y comprobar que la solución se mantiene estable. Por ejemplo, en el menú de parámetros especiales, puede regularse el orden del desarrollo en el que se resuelven las ecuaciones de diferencias finitas. En general, para un enrejado o *mesh* preestablecido, un orden mayor permite cálculos más precisos de las ecuaciones. Otra forma de entender las ventajas de emplear órdenes superiores de aproximación es observar que, con un enrejado de menos elementos, podría obtenerse el mismo nivel de precisión que con órdenes inferiores, lo que permite consumir menos memoria [33] [34].

En *CST*, se emplea por defecto el segundo orden, descrito en el propio programa como “buena precisión”. Sin embargo, existe la opción de calcular hasta el tercer orden con “alta precisión”, y los resultados para ambas opciones difieren como se muestra en la Figura 4.6. En la resolución a tercer orden, el pico del parámetro S_{11} se desplaza levemente hacia frecuencias inferiores a 750MHz, aumentando la magnitud del coeficiente de reflexión en la frecuencia de diseño. Este último resultado, a pesar de ser ligeramente más pesimista, sigue manteniendo el parámetro S_{11} por debajo de los -60dB . En los apartados sucesivos se mantendrá el tercer orden de aproximación.

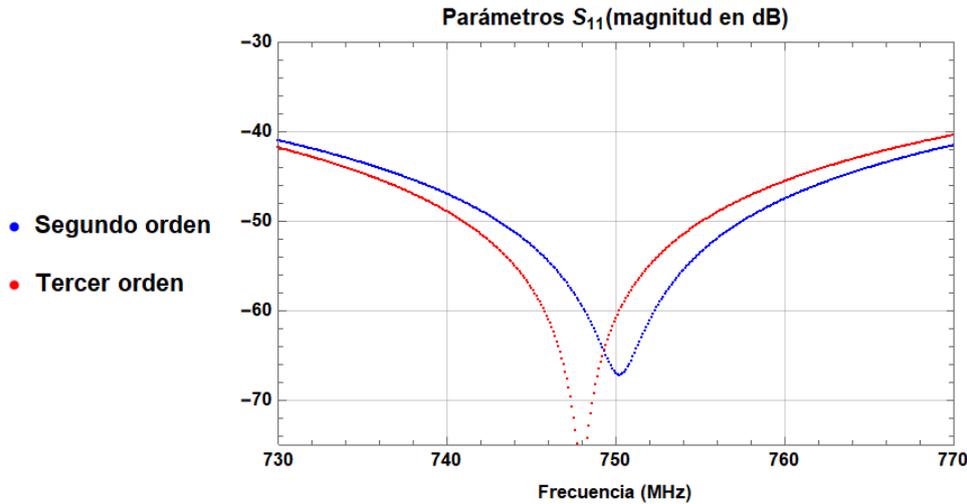


Figura 4.6 Parámetros S_{11} en función del orden de desarrollo de las ecuaciones.

4.5. Mesh tetraédrico y hexaédrico

La forma de discretizar el volumen del diseño también afecta a la solución obtenida para el campo electromagnético. Por defecto, *CST* utiliza *mesh* tetraédrico como el que se muestra en la Figura 4.7. Se trata de la subdivisión más simple posible y la que proporciona mayor flexibilidad al discretizar geometrías arbitrarias [34]. Además, la opción *Adaptive Mesh Refinement* crea de manera automática el *mesh* que mejor se adapta al problema concreto. Durante la ejecución, se calcula un error estimado de la solución y se redefine el *mesh* en las zonas donde este error es demasiado elevado. El proceso se repite hasta que se alcanzan los criterios de convergencia o, por el contrario, hasta que se alcanza el número máximo de pasos establecido. En este diseño, todos los criterios de convergencia se satisfacen, por lo que no ha sido necesario aumentar el número máximo de pasos.

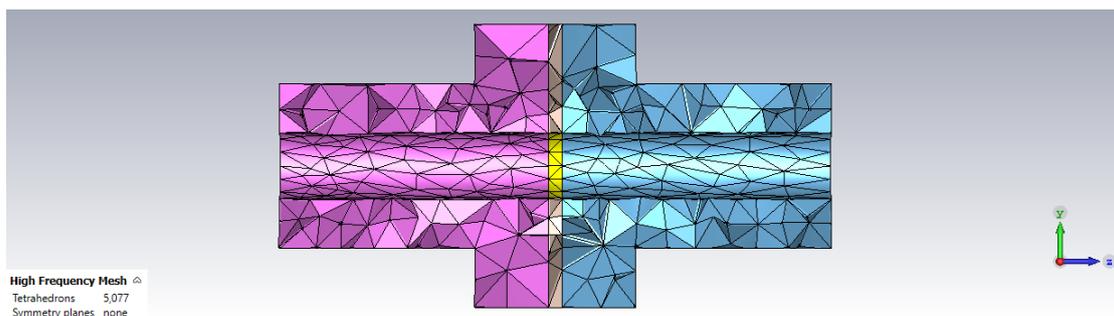


Figura 4.7 Mesh tetraédrico por defecto.

El menú de propiedades del *mesh* también permite ajustar el número máximo de celdas que pueden emplearse en la simulación. Un mayor número de celdas permite mayor precisión de cálculo, pero supone un mayor tiempo de ejecución de las operaciones. El valor por defecto es de cuatro celdas por longitud de onda de la señal de RF. Se ha aumentado el número hasta diez, con la intención de comprobar si alguno de los puntos más abruptos de la estructura no ha sido suficientemente bien descrito con el número de celdas por defecto. Los resultados se muestran en la Figura 4.8, y apenas se aprecia la diferencia entre ambas soluciones.

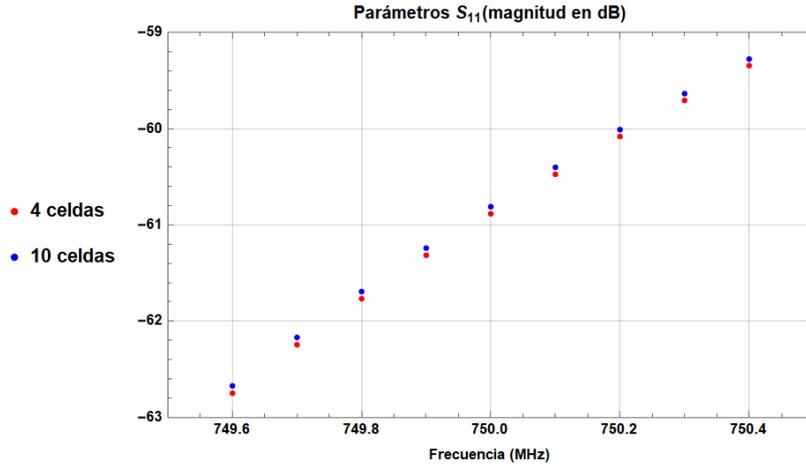


Figura 4.8 Parámetros S_{11} para distinto número de celdas en el *mesh*

También es posible cambiar el tipo de *mesh* y utilizar uno hexaédrico. Para esta situación, *CST* dispone de un generador de *mesh* basado en el *Expert system*, un sistema que permite analizar la estructura y compararla con distintas plantillas en una base de datos. La Figura 4.9 muestra los resultados obtenidos con un *mesh* por defecto de 45 celdas por longitud de onda, un número elevado que ha supuesto un incremento notable del tiempo de ejecución. Tras generar una primera solución, el propio *Expert system* refina el enrejado en las zonas más críticas y calcula de nuevo el parámetro S_{11} . En este segundo paso, el pico de la gráfica se aleja aún más de los 750 MHz, pero sigue tomando un valor excelente, inferior a -50 dB.

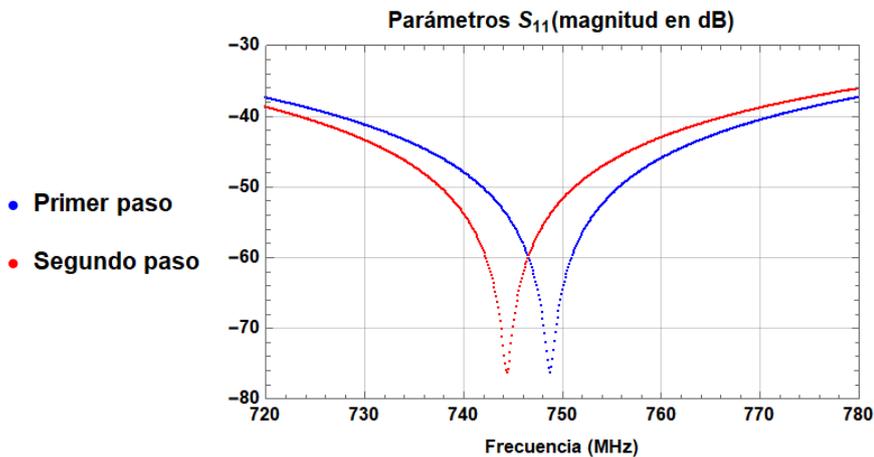


Figura 4.9 Parámetros S_{11} con *mesh* hexaédrico

4.6. Sensibilidad ante errores mecánicos

A la hora de materializar el diseño, se producen errores en el mecanizado de las piezas que hacen que sus dimensiones difieran de las que fueron inicialmente simuladas. En vista de la crucial importancia de la geometría en el rendimiento de los componentes de alta frecuencia, es importante conocer el grado de sensibilidad de los parámetros S ante ligeras variaciones de los parámetros de diseño.

Para este apartado, las simulaciones se han realizado con el *mesh* hexaédrico, en vista de que, como se ha observado en el apartado precedente, presenta un resultado más pesimista que el *mesh* tetraédrico. Se ha analizado por separado el efecto de variar los dos parámetros geométricos r y l , dándoles valores 1mm y 0,5mm por encima y por debajo del resultado óptimo $r = 2,60\text{cm}$ y $l = 3,2\text{cm}$. Se trata de un caso extremo, puesto que se espera que el mecanizado sea mucho más preciso. Los resultados se muestran en la Figura 4.10. Para un valor fijo de l , si el tramo de acoplo se mecaniza con un milímetro menos de radio, el parámetro S_{11} aumentaría hasta los -37dB , lo que implicaría una reflexión del 0,02% de la potencia. Si en cambio se mantiene fijo el valor de r , el peor resultado obtenido corresponde a $l = 3,10\text{cm}$, reflejando el 0,003% de la potencia. Se observa además cómo en este caso existen resultados mejores que el que hasta ahora se consideraba ideal en las simulaciones con *mesh* tetraédrico.

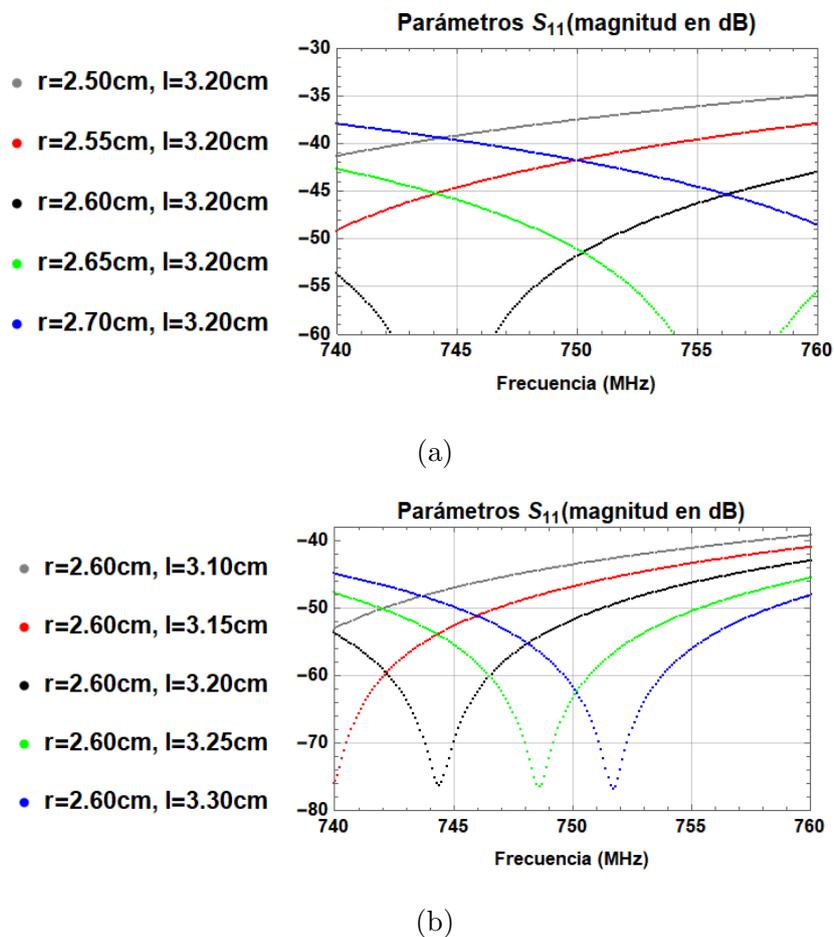


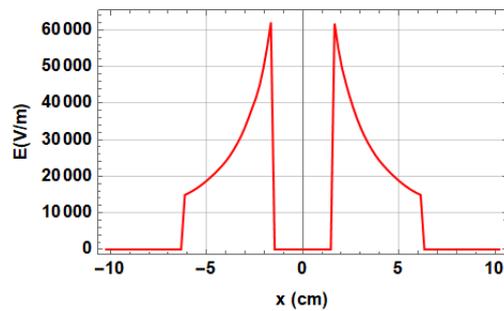
Figura 4.10 Sensibilidad del parámetro S_{11} frente a errores mecánicos (a) Manteniendo el parámetro l constante (b) Manteniendo el parámetro r constante.

4.7. Campo eléctrico de ruptura y límite de Kilpatrick

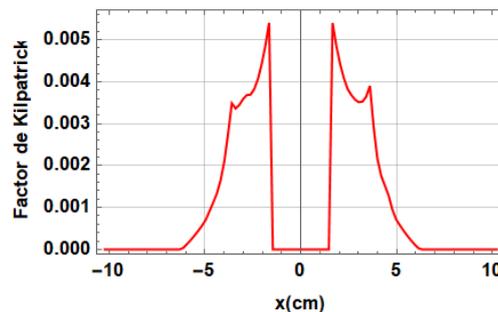
En el diseño de una ventana de vacío, es importante valorar la probabilidad de que ocurran los efectos perjudiciales de alta potencia mencionados en la Sección 2.4. Sin embargo, simularlos es una tarea complicada, puesto que hay un gran número de procesos físicos involucrados en su aparición. Los métodos de simulación más elaborados incluyen física de superficies, dinámica del plasma o efectos térmicos entre otros aspectos [35]. En

este apartado simplemente se compara el campo eléctrico obtenido mediante *CST* para la región entre conductores con el límite de Kilpatrick, así como el campo en la superficie de la alúmina con su correspondiente rigidez dieléctrica. De esta manera, puede valorarse el riesgo de la aparición de arcos eléctricos y de la ruptura dieléctrica de la alúmina, respectivamente.

Uno de los problemas en este procedimiento es que *CST* no permite modificar la potencia de la señal de excitación, y el campo electromagnético calculado está siempre normalizado a 1W. En una primera aproximación, considerando que el campo eléctrico escala con la potencia como $E \propto \sqrt{P}$, se toman los resultados del simulador y se multiplican por $10^{5/2}$, puesto que la potencia pico empleada en el LINAC7 es de 100kW. La Figura 4.11 muestra los resultados obtenidos para dos de los puntos de interés. En ambas figuras se han representado los resultados a lo largo de la dirección transversal x . En la Figura 4.11a se muestra directamente el módulo del campo eléctrico en la superficie de la alúmina expuesta al vacío, puesto que se trata de la sección de alúmina que muestra el valor más alto del campo. En la Figura 4.11b, en cambio, se muestra el factor de Kilpatrick para la sección de vacío donde se produce el cambio abrupto en el radio del coaxial. Sabiendo que el valor de rigidez dieléctrica de la alúmina es de 13,4MV/m [36], el campo eléctrico en la alúmina toma valores que en el peor de los casos son dos órdenes de magnitud menores. Del mismo modo, el campo eléctrico en la región del vacío está muy por debajo del límite de Kilpatrick.



(a)



(b)

Figura 4.11 (a) Módulo del campo eléctrico a lo largo del eje x en la superficie de la ventana (b) Factor de Kilpatrick a lo largo del eje x en la transición abrupta del radio del coaxial.

4.8. Otros aspectos de la materialización del diseño

El modelo presentado en los apartados anteriores resulta extremadamente sencillo. Los únicos elementos que aparecen son los dos conductores del coaxial y la cerámica, lo cual está justificado en una simulación electromagnética puesto que toda la potencia es transmitida por el campo en la región entre conductores. Sin embargo, a la hora de materializar el acoplador de potencia, deben incluirse un gran número de elementos mecánicos con funciones muy diversas. Para garantizar la rigidez de la ventana y evitar filtraciones a la región de vacío, es indispensable soldar correctamente la ventana a los conductores, por lo que normalmente se introduce entre ambas otra pieza metálica en forma de anillo [37]. Además, para facilitar el montaje y desmontaje de la estructura, la ventana suele sujetarse a la línea coaxial mediante bridas como las que se muestran en la Figura 4.12. Las imágenes corresponden al mismo modelo *Nose Cone Coupler* mostrado previamente en la Figura 3.5.

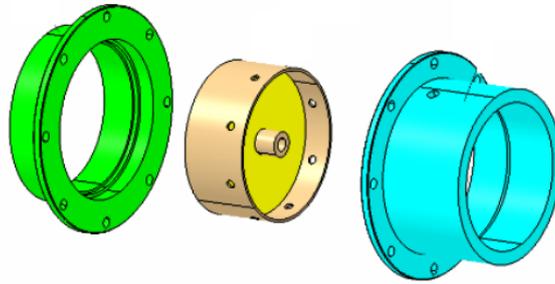


Figura 4.12 Bridas de sujeción en la ventana de vacío del *Nose Cone Coupler*.

Otro aspecto fundamental en los sistemas de alta potencia es evitar que los materiales se calienten en exceso al paso de la señal de RF. Para ello existen diversos métodos de ventilación, y en la Figura 4.13a se muestra el empleado para el *Nose Cone Coupler*. En la parte de aire de la ventana, se taladran agujeros que permiten la entrada del aire y su posterior salida tras calentarse. Existen técnicas de simulación térmica que permiten comprobar que la estructura no se calienta más de lo debido, un aspecto tan importante para el diseño como la simulación electromagnética y para lo que sería indispensable ajustar el grosor del conductor externo a su tamaño real [38]. Para finalizar, la Figura 4.13b muestra cómo el puerto de vacío queda soldado a la brida, otro aspecto importante ignorado en el modelo electromagnético.

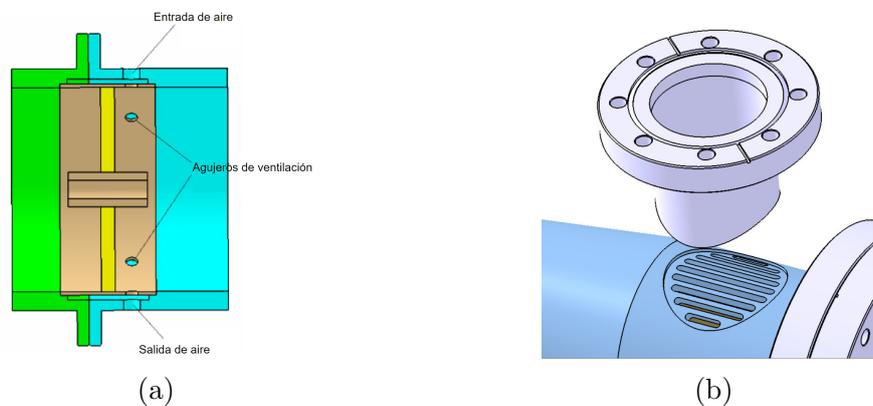


Figura 4.13 (a) Cámara de ventilación (b) Puerto de vacío.

5. Conclusiones

El RFQ del LINAC7 es una estructura novedosa y compleja cuya construcción requiere la implementación de tecnología avanzada en diversas áreas de la ingeniería. Para su correcto funcionamiento, sin embargo, es indispensable que la estructura reciba la señal de RF en condiciones óptimas, lo que justifica el análisis detallado del sistema de acoplo realizado en este texto. El estudio teórico de los sistemas de alta frecuencia ha permitido reconocer el criterio principal para una buena transmisión de potencia: adaptar la impedancia de la carga con la impedancia característica de la línea, para reducir el coeficiente de reflexión Γ . A efectos prácticos, dado que los parámetros S pueden medirse de forma directa, el criterio se traduce a minimizar S_{11} , que es influido directamente por la geometría de los elementos del sistema de alta frecuencia.

El principal problema de desadaptación de impedancias surge de la necesidad de incluir una ventana de vacío en la línea coaxial de alimentación, para la que se ha encontrado un modelo comercial que permite operar correctamente en los niveles de potencia exigidos por el RFQ. En estas aplicaciones, el uso de la alúmina como material para la ventana está muy extendido y es también el material elegido para el LINAC7. Para adaptar la impedancia sobre la propia ventana, se ha propuesto un diseño en el que la línea coaxial aumenta bruscamente su radio alrededor de esta, buscando mediante la simulación en *CST* los parámetros geométricos adecuados para una óptima transmisión de potencia. La mejor solución se da para los valores $r = 2,6\text{cm}$ y $l = 3,2\text{cm}$, aunque la variación de ciertos parámetros del *solver* indica que aumentar l por un milímetro podría dar un mejor resultado. En cualquier caso, la solución mencionada anteriormente se ha mantenido en valores de $S_{11} < -50\text{dB}$ en todas las simulaciones, por lo que puede concluirse que se trata de una solución excelente y robusta. Incluso para errores mecánicos de 1mm, una situación extrema, el acoplo de la ventana presenta un parámetro S_{11} por debajo de los -30dB de los acopladores en uno de los linac ya operativos en el CERN [37]. Además, una aproximación sencilla para el campo a 100kW indica que el riesgo de aparición de arcos o ruptura dieléctrica de la alúmina es muy reducido.

Aun así, el correcto funcionamiento del modelo está condicionado a que la impedancia del puerto de entrada del RFQ pueda adaptarse a 50Ω , algo que aún no se ha conseguido y para lo que las simulaciones arrojan resultados prácticamente aleatorios. Si no fuese posible, deberían valorarse geometrías más complejas para el acoplador, como puede ser la del *Nose Cone Coupler* diseñado por el propio grupo de investigación. Además de eso, antes de materializar el diseño sería recomendable llevar a cabo simulaciones térmicas, así como estudiar el comportamiento del campo electromagnético a alta potencia con un simulador que no presente las limitaciones de *CST* para estas tareas. Teniendo todo esto en cuenta la conclusión principal que puede extraerse es que, pese a que aún es necesario analizar con mayor detalle el diseño presentado, es un modelo factible que sirve como primer paso para investigaciones futuras en el proyecto.

Referencias

- [1] T. P. Wangler, *RF Linear Accelerators*. 2nd. ed. Germany: Wiley-VCH, 2008.
- [2] SLAC National Accelerator Laboratory. *Accelerator Research*[Online]. Available: <https://www6.slac.stanford.edu/research/accelerator-research>
- [3] M. Vretenar, “Linear accelerators”, *CAS-CERN Accelerator School: Advanced Accelerator Physics*, 2014.
- [4] D. H. Whittum, M. E. Trail and G. E. Meddaugh, “State of the art in medical and industrial linear-accelerator systems”, in *IEEE International Vacuum Electronics Conference* , 2008, pp. 8-11. DOI: <https://doi.org/10.1109/IVELEC.2008.4556556>.
- [5] W. P. Levin, H. Kooy, Dimov, J. S. Loeffler, and T. F. DeLaney, “Proton beam therapy”, 2005. DOI: <https://doi.org/10.1038/sj.bjc.6602754>.
- [6] I. López-Moranchel, “Protonterapia: estado del arte y aplicaciones clínicas”, *Enfermería Oncológica*, vol. 21, no.2, pp. 17-30, October-November 2019. DOI: <https://doi.org/10.37395/seeo.2019.0003>
- [7] H. Owen, A. Lomax and S. Jolly, “Current and future accelerator technologies for charged particle therapy”, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 809, pp.96-104, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2015.08.038>
- [8] V. Etxebarria *et al.*, “Linac7 project technical report”, Universidad del País Vasco, 2020.
- [9] N. Vallis, “Design and optimization of a compact Radio Frequency Quadrupole”, TFM, Universidad Politécnica de Madrid, 2020.
- [10] A. M. Lombardi, “The radio frequency quadrupole (RFQ)”, *CERN Document Server*, 2006, <https://cds.cern.ch/record/1005049?ln=es>
- [11] A. Lombardi, V. Dimov, M. Garlaschè, A. Grudiev, S. Mathot, E. Montesinos, S. Myers, M. Timmins and M. Vretenar, “Beam Dynamics in a High Frequency RFQ,” DOI: <https://doi.org/10.18429/JACoW-IPAC2015-WEYB2>
- [12] M. Vretenar, V. Dimov, M. Garlaschè, A. Grudiev, B. Koubek, A. Lombardi, S. Mathot, D. Mazur, E. Montesinos and M. Timmins, “High-frequency compact RFQs for medical and industrial applications,” DOI: <https://doi.org/10.18429/JACoW-LINAC2016-TH1A06>
- [13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [14] F. Caspers, “RF engineering basic concepts: S-parameters”, 2012.
- [15] G. Nyikayaramba and B. Murmann, “S-Parameter-Based Defect Localization for Ultrasonic Guided Wave SHM”, *Aerospace*, vol. 7, no. 33, 2020. DOI: <http://dx.doi.org/10.3390/aerospace7030033>
- [16] M. Ahaneku and C. Duru, “Analyzing the power handling capability of coaxial transmission line”, *Journal of applied physical science international*, vol. 6, pp. 185 - 195, 2016.

- [17] D. Tommasini, “Dielectric insulation and high-voltage issues”, 2011.
- [18] A. Iturregi, “Modelization and analysis of the electric arc in low voltage circuit breakers”, Ph.D., UPV-EHU, 2013. [Online]. Available: http://www.ehu.eus/sgi/ARCHIVOS/AraitzIturregi_PhD_v3.pdf
- [19] O. Malmodin and S. Teixeira López, “Multipactor Effect In Modulated Signals”, 2015. DOI: <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.26981.29928>.
- [20] R.F Parodi, “Multipacting”, *CERN-2011-007*, pp. 447-458, 2011.
- [21] P. Simka, E. Borrelli and A. Blaszczyk, “Air Breakdown at Sharp Edges”, *IEEE 2nd International Conference on Dielectrics (ICD)*, 2018, pp. 1-4 . DOI: <https://doi.org/10.1109/ICD.2018.8514689>
- [22] W.D. Kilpatrick, “Criterion for Vacuum Sparking Designed to Include Both rf and dc”, *Review of Scientific Instruments*, vol. 28, pp. 824-826, 1957. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.1715731>
- [23] R.A. Jameson, “RF Breakdown Limits”, in *NATO ASI Series B: Physics*, Vol. 178, Plenum Press, 1988, pp. 497-506.
DOI: https://doi.org/10.1007/978-1-4684-5508-3_20
- [24] R. K. Cooper and R. G. Carter, “High-power RF transmission”, *CERN Accelerator School Course on RF Engineering*, pp. 210-235, 2000.
- [25] A. Lombardi et al., “High frequency compact low-energy linear accelerator design”, US Patent 10,051,721 B2, 2018
- [26] H. Büttig et al., “RF power upgrade at the superconducting 1.3GHz CW LINAC ELBE with solid state amplifiers”, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, vol. 704, pp. 7-13, 2013. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.nima.2012.11.095>.
- [27] Y. Saito, ”Surface breakdown phenomena in alumina rf windows”, in *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 2, no. 2, pp. 243-250, April 1995, doi: <https://doi.org/10.1109/94.388247>.
- [28] J. F. Shackelford, *Introduction to Materials Science for Engineers*, 8th ed. University of California: Pearson, 2015.
- [29] S. Timoshenko and S. Woinowsky-Krieger, *Theory of Plates and Shells*, 2nd ed. McGraw-Hill Education, 1959.
- [30] “Alumina - Aluminium Oxide - Al₂O₃ - A Refractory Ceramic Oxide”, June 11, 2019. Accessed on: Jul. 18, 2021. [Online]. Available: <https://www.azom.com/article.aspx?ArticleID=52>
- [31] E. Montesinos, “Power couplers and HOM dampers at CERN”, in *The 59th ICFA Advanced Beam Dynamics Workshop on Energy Recovery Linacs*, 2017.
- [32] Dassault Systèmes (2021, July 5). *Electromagnetic Simulation Solvers — CST Studio Suite*, Dassault Systèmes, February 19, 2021. Accessed on: Jul. 18, 2021.[Online]. Available: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/cst-studio-suite/solvers/>

-
- [33] Jensen, M. H. . *Computational Physics*. Van Haren Publishing, 2015.
- [34] Swanson, D. G. (2003). *Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation*. Artech House.
- [35] Z. Insepov and J. Norem and T. Proslie and D. Huang and S. Mahalingam and S. Veitzer. “Modeling rf breakdown arcs”, 2010.
- [36] Rumble, J. R., and Doa, M. J. . *CRC Handbook of Chemistry and Physics*. Amsterdam University Press, 2020.
- [37] F. Gerigk and J.M. Giguet and E. Montesinos and B. Riffaud and P. Tirado and R. Wegner, “The LINAC4 power coupler”, in *2nd International Particle Accelerator Conference*, 2011.
- [38] S. Kutsaev and M. Kelly and P. Ostroumov. “Design of RF power coupler for superconducting cavities”. *Journal of Instrumentation*, vol. 7, 2012. DOI: <https://doi.org/10.1088/1748-0221/7/11/P11004>.