

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Grado

**Investigaciones en un sistema de detección de axiones de materia oscura
en microondas**



Autor: Pablo Navarro Martínez
Director: Alejandro Melcón Álvarez
Codirector: Antonio José Lozano Guerrero

Agradecimientos

Quiero dar un especial agradecimiento a mis directores del proyecto, Alejandro Álvarez Melcón y Antonio José Lozano Guerrero. Primero por darme la oportunidad de realizar este proyecto y sobre todo por resolver mis incontables dudas para terminarlo de manera satisfactoria.

Índice general

1. Introducción	3
1.1. Introducción teórica	3
1.2. Estructura de la memoria	4
1.3. Herramientas utilizadas	5
2. Fundamentos teóricos del proyecto	7
2.1. Cálculo de acoplamiento en una cavidad a partir de simetrías	7
2.1.1. Ajuste síncrono de un circuito resonador acoplado	9
2.2. Método para conocer como afecta un acoplamiento a una cavidad	13
2.3. Cálculo del factor de calidad Q en una cavidad resonante	14
3. Sistema de cavidades	17
3.1. Resolución analítica	17
3.2. Simulaciones del sistema	19
3.3. Simulación del sistema con puertos	37
3.3.1. Caso temperatura ambiente	40
3.4. Resultados prácticos	43
4. Sistema de adquisición de datos	47
4.1. Obtención ancho de banda de la señal del axión	48
4.2. Radiómetro	49
4.2.1. Descripción	49
4.2.2. Simulación	51
4.3. Sistema de adquisición	67
4.3.1. Simulación	68
4.4. Sistema de adquisición 2	73
5. Conclusiones y futuras líneas de investigación	75
5.1. Conclusiones globales del proyecto	75
5.2. Líneas de investigación futuras	76

Índice de figuras

2.1. Dimensiones de una cavidad resonante rectangular	7
2.2. Acoplo general de resonadores en radiofrecuencia donde los resonadores 1 y 2 pueden ser estructuras diferentes y resonar a frecuencias diferentes. [4]	8
2.3. (a) Circuito con dos resonadores acoplados eléctricamente. (b) Una forma alternativa de circuito equivalente. [4]	9
2.4. (a) Circuito con dos resonadores acoplados magnéticamente. (b) Una forma alternativa de circuito equivalente. [4]	11
2.5. Dos cavidades idénticas acopladas	12
2.6. Cavidad y acoplamientos con el corte para aplicar simetría	12
2.7. Circuito resonante conectado a una carga externa	14
2.8. Circuito resonante conectado a una carga externa	15
3.1. Circuito resonante conectado a una carga externa	18
3.2. Patrón de oscilación del campo eléctrico para cada cavidad para modos $m=1$ (circulo) 2 (cuadrado) 3 (rombo) 4 (triángulo rojo) 5 (triángulo azul).	20
3.3. Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales	22
3.4. Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 1	23
3.5. Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 2	24
3.6. Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 3	24
3.7. Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 4	25
3.8. Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 5	25
3.9. Izquierda : Evolución de C y Q en función de W. Derecha: diferencias de frecuencias en función de W.	27
3.10. Izquierda: Evolución de C(azul) y Q(rojo) en función de los acoplamientos W_1 y W_2 . Derecha: Diferencia entre F modo 1 y F modo 2 respecto a W_1 y W_2	29
3.11. Sistema de cavidades con el autovector (1 -1 1 -1 1) modo 1	30
3.12. Sistema de cavidades con el autovector (1 -1 1 -1 1): modo 2	30
3.13. Sistema de cavidades con el autovector (1 -1 1 -1 1): modo 3	31
3.14. Sistema de cavidades con el autovector (1 -1 1 -1 1): modo 4	31
3.15. Sistema de cavidades con el autovector (1 -1 1 -1 1): modo 5	32
3.16. Sistema de cavidades con el autovector (1 -0.1 1 -0.1 1): modo 5	32
3.17. Sistema de cavidades con el autovector (1 0.1 -1 -0.1 1): modo 3	34
3.18. Sistema de cavidades con el autovector (1 1 -0.6 1 1): modo 3, $W = 8 \text{ mm}$	35

3.19. Sistema de cavidades con el autovector (1 1 -0.6 1 1): modo 3, $W = 8$.Altura de la cavidad central reducida.	36
3.20. Evolución de C con respecto W	38
3.21. Circuito equivalente de un resonador con pérdidas con el puerto 2 cor- tocircuitado	39
3.22. circuito equivalente de un resonador con dos puertos	39
3.23. Evolución de la conductividad con respecto a temperatura	41
3.24. Evolución de la conductividad con respecto a temperatura [10]	42
3.25. Evolución de $\min S_{11} $ con respecto a la conductividad y la longitud de pin.	43
3.26. Módulo de S11 en función de la temperatura	44
3.27. Módulo de S11 en función de la temperatura	45
4.1. órbita terrestre	48
4.2. Esquema radiómetro [9]	50
4.3. Espectro en frecuencia de la señal axión con ruido	51
4.4. filtro paso banda butterworth orden 10	52
4.5. señal a la salida del filtro paso banda butterworth de orden 10	52
4.6. salida SWD en frecuencia	53
4.7. señal en frecuencia a la salida de un filtro paso bajo	53
4.8. señal en frecuencia a la salida de un filtro paso bajo aumentando el orden de integración	53
4.9. Salida Radiómetro en el tiempo con un orden de integración $N_i = 10000$	54
4.10. Salida Radiómetro en el tiempo con un orden de integración $N_i = 20000$	55
4.11. Salida Radiómetro en el tiempo con un orden de integración $N_i = 120000$	55
4.12. Salida Radiómetro en frecuencia	56
4.13. Salida Radiómetro : zoom bandas laterales en frecuencia, $N = 10000$.	56
4.14. Salida Radiómetro : zoom bandas laterales en frecuencia, $N = 20000$. .	57
4.15. Salida Radiómetro : zoom bandas laterales en frecuencia, $N = 120000$.	57
4.16. Señal axión en el tiempo ($BW = 1.1747\text{MHz}$)	58
4.17. Señal axión en el tiempo ($BW = 500\text{KHz}$)	58
4.18. Señal axión en el tiempo ($BW = 100\text{KHz}$)	59
4.19. señal axión en el tiempo (senoidal)	59
4.20. salida del radiómetro en el tiempo ($BW = 500 \text{ KHz}$)	60
4.21. salida del radiómetro en la frecuencia ($BW = 500 \text{ KHz}$)	60
4.22. salida del radiómetro en el tiempo ($BW = 100 \text{ KHz}$)	61
4.23. salida del radiómetro en la frecuencia ($BW = 100 \text{ KHz}$)	61
4.24. salida del radiómetro en el tiempo (senoidal)	62
4.25. salida del radiómetro en la frecuencia (senoidal)	62
4.26. salida del radiómetro en el tiempo ($BW = 1.147 \text{ MHz}$, $N = 120000$) . .	63
4.27. salida radiómetro en la frecuencia ($BW = 1.147 \text{ MHz}$, $N = 120000$) . .	63
4.28. salida del radiómetro en el tiempo (senoidal, $N = 120000$)	64
4.29. salida del radiómetro en la frecuencia (senoidal, $N = 120000$)	64
4.30. salida del radiómetro en el tiempo (sin señal del axión, $N_i = 120000$) .	65
4.31. salida del radiómetro en la frecuencia (sin axión, $N_i = 120000$)	65
4.32. Esquema sistema de adquisición	67

4.33. Salida del sistema con una frecuencia de muestreo 40MHz	68
4.34. Salida del sistema con una frecuencia de muestreo 45MHz	69
4.35. Salida del sistema ($N_i=10000$, BW = 250KHz)	70
4.36. Salida del sistema ($N_i=50000$, BW = 250KHz)	70
4.37. Salida del sistema ($N_i=120000$, BW=250KHz)	71
4.38. Salida del sistema ($N_i = 50000$, Bw= 100KHz)	72
4.39. Salida del sistema ($N_i = 120000$, Bw= 100KHz)	72
4.40. Salida del sistema (seno puro, $N_i = 1 \cdot 10^6$, amplitud axión = $1 \cdot 10^{-18}$) .	73
4.41. Salida del sistema (seno puro, $N_i = 1 \cdot 10^6$, amplitud axión = $1 \cdot 10^{-18}$) .	74
4.42. Salida del sistema (seno puro, $N_i = 1 \cdot 10^6$, amplitud axión = $1 \cdot 10^{-18}$) .	74

Índice de tablas

3.1. Patrones de oscilación del campo eléctrico para cada cavidad	20
3.2. Patrones de oscilación del campo eléctrico para cada cavidad	26
3.3. Evolución de parámetros en función de la ventana de acoplamiento . .	26
3.4. Evolución de parámetros en función de W_1 y W_2	28
3.5. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia	32
3.6. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia	33
3.7. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia	34
3.8. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia	34
3.9. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovec- tor $(1 \ 1 \ -0.6 \ 1 \ 1)$, $W = 8$	35
3.10. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovec- tor $(1 \ 1 \ -0.6 \ 1 \ 1)$, altura reducida	36
3.11. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovec- tor $(1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1)$, altura reducida	37
3.12. Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovec- tor $(1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1)$, altura reducida, $W_1 = 8, W_2 = 12$	37

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción teórica

El axi3n es una part3cula hipot3tica que aparece en formulaciones que extienden el Modelo Est3ndar de F3sica de Part3culas e incluyen el llamado mecanismo de Peccei-Quinn. Este mecanismo fue postulado hace ya 35 a3os para explicar un problema no resuelto del Modelo Est3ndar: el llamado problema de la CP-fuerte.

Una ley f3sica tiene simetr3a CP (carga-paridad) cuando es igualmente v3lida despu3s de intercambiar cada part3cula por su antipart3cula (simetr3a C o conjugaci3n de carga) e invertir sus coordenadas espaciales (simetr3a P, paridad o espejo). De las interacciones fundamentales, las electrod3biles no respetan la simetr3a CP (violaci3n CP), aunque de momento esto no se ha observado en las interacciones fuertes (responsable de mantener unidos a protones y neutrones en el n3cleo).

Al no observar ruptura de la simetr3a CP en las interacciones fuertes, el Modelo Est3ndar se tiene que ajustar con unos par3metros no previstos, lo cual hace sospechar a los cient3ficos que la teor3a est3 incompleta. Es lo que llaman el problema de la CP-fuerte, para cuya resoluci3n se estableci3 el mecanismo de Peccei-Quinn. Una consecuencia de esta teor3a es la aparici3n de una nueva part3cula, el axi3n.

El axi3n es una part3cula neutra y muy ligera (pero no sin masa), y no interacciona, o lo hace muy d3bilmente, con la materia convencional. Se puede ver el axi3n como un fot3n extra3o. De hecho, la teor3a predice que el axi3n, de existir, se podr3a transformar en fot3n (y viceversa) en el seno de campos electromagn3ticos. Esta propiedad del axi3n es crucial para los experimentos que buscan su detecci3n. En concreto en este experimento aprovecharemos dicha propiedad.

Pero sin duda, una de las propiedades m3s sugerentes del axi3n es que se habr3a producido de forma natural en grandes cantidades en una 3poca temprana del Universo. Estos axiones seguir3an existiendo hoy y podr3an componer la materia oscura del Universo, que seg3n los cient3ficos debe componer casi un cuarto de toda la masa del cosmos, pero que a3n no ha sido detectada. Los axiones son, junto con los WIMPs

(siglas en inglés de partícula masiva de interacción débil), uno de los candidatos más buscados para formar la enigmática materia oscura. Gracias a la propiedad de su conversión en fotones, los axiones se podrían producir y detectar en el laboratorio mediante el uso de potentes campos magnéticos. Se están llevando a cabo experimentos en este sentido [6] [7], aunque están aún muy lejos de ver axiones como los que predice el mecanismo de Peccei-Quinn.

Si el axion existe y es el componente principal de la materia oscura, los propios axiones fósiles que estarían bombardeándonos continuamente podrían detectarse usando cavidades de microondas resonantes (a la masa del axion) inmersas en potentes campos magnéticos.

En la práctica, la masa del axión es desconocida; solo podemos estimar que se encontrará en torno a $1\mu eV \lesssim m_a \lesssim 50\mu eV$ por lo que la cavidad debe ser sintonizable. Es decir, se deberá diseñar un sistema mecánico tal que seamos capaces de rediseñar las dimensiones de la cavidad.

Actualmente se están utilizando diferentes diseños para la detección de axiones en un rango de frecuencia específico. Hasta la fecha ninguno de dichos experimentos ha resultado satisfactorio [6] [7], aunque abren nuevas líneas de investigación.

En el contexto descrito, el objetivo del proyecto será realizar investigaciones en un sistema de detección de axiones a frecuencias de microondas. Se pretende realizar el diseño de una cavidad rectangular resonante a frecuencias en torno a los 8 GHz. También se pone como objetivo la simulación de un receptor que sea capaz de capturar la señal generada por el sistema y posterior procesamiento de la misma.

En este proyecto explicaremos nuestro diseño para el detector así como las diferentes técnicas empleadas para conseguir unas especificaciones tanto en el sistema de cavidades resonantes como en el tratamiento digital de la señal.

1.2. Estructura de la memoria

Capítulo 2. Fundamentos teóricos del proyecto: Después de una pequeña introducción a la teoría física que hay detrás del experimento se explicarán varios conceptos importantes para entender el proyecto realizado.

Capítulo 3. Sistema de cavidades: Primero estudiaremos analíticamente el problema y veremos diferentes soluciones del mismo. Posteriormente pasaremos a la simulación por ordenador de las diferentes soluciones comprobando su correcto funcionamiento.

Continuaremos con la simulación de un caso más real con puertos y explicaremos las diferentes situaciones a las que nos enfrentamos. Para concluir este capítulo mostraremos varias medidas experimentales en el laboratorio y explicaremos como las llevamos a cabo.

Capítulo 4. Sistema de adquisición de datos: Una parte importante del proyecto se corresponde con el procesamiento digital de la señal. En ese capítulo mostraremos varios mecanismos capaces de detectar señales de baja potencia donde el ruido es mucho mayor tales como el radiómetro o el sistema de adquisición que utilizaremos. Para todos los casos mostraremos una breve descripción de los mismos además de explicar que factores afectan a los dispositivos.

Capítulo 5. Conclusiones y líneas futuras: Para concluir el proyecto explicaremos las diferentes aplicaciones que abarca el proyecto así como nuevos frentes y retos que se llevarán a cabo en futuras investigaciones.

1.3. Herramientas utilizadas

Para poder desarrollar el proyecto hemos necesitado varios programas específicos en función de la parte del trabajo en la que nos encontramos. Para el estudio del sistema de cavidades hemos necesitado software de análisis electromagnético. Concretamente CST Studio y en menor medida HFSS. Para el desarrollo de todos los sistemas de adquisición hemos necesitado el software matemático MATLAB, en menor medida también lo hemos necesitado para la primera parte del proyecto.

Para la caracterización experimental en el laboratorio hemos utilizado un analizador de redes vectorial para poder ver la respuesta del sistema y su adaptación. Para medir la temperatura hemos utilizado termopares. Para poder reducir la temperatura hemos utilizado un dewar donde introducíamos la cavidad en nitrógeno en estado líquido.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos del proyecto

A lo largo del proyecto vamos a utilizar cavidades resonantes rectangulares, donde a representa la anchura, b la altura y l la longitud de cualquier cavidad resonante desarrollada en este proyecto tal y como se muestra en la figura 2.1. Para las dimensiones de las ventanas de acoplamiento denotaremos W_i como la anchura de dicha ventana, respetando la nomenclatura para el resto de las dimensiones.

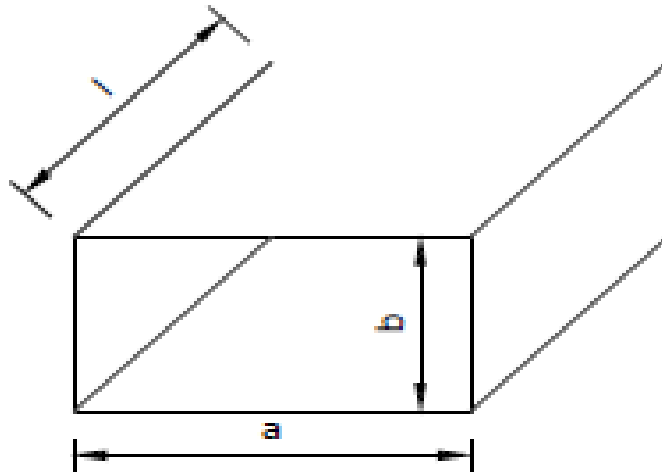


Figura 2.1: Dimensiones de una cavidad resonante rectangular

2.1. Cálculo de acoplamiento en una cavidad a partir de simetrías

Según M. Pozar [4] podemos establecer la relación entre el valor de cada acoplamiento requerido con la estructura física de los resonadores acoplados de forma que se puedan encontrar una dimensión física para su fabricación.

En general, los coeficientes de acoplamiento de un resonador en radiofrecuencia, el cual puede tener diferentes estructuras y frecuencias de resonancia, pueden ser definidos por el ratio de energía acoplada y almacenada como se muestra en la ecuación 2.1.

$$k = \frac{\int \int \int \varepsilon E_1 E_2 dv}{\sqrt{\int \int \int \varepsilon |E_1|^2 dv \times \int \int \int \varepsilon |E_2|^2 dv}} + \frac{\int \int \int \mu H_1 H_2 dv}{\sqrt{\int \int \int \mu |H_1|^2 dv \times \int \int \int \mu |H_2|^2 dv}} \quad (2.1)$$

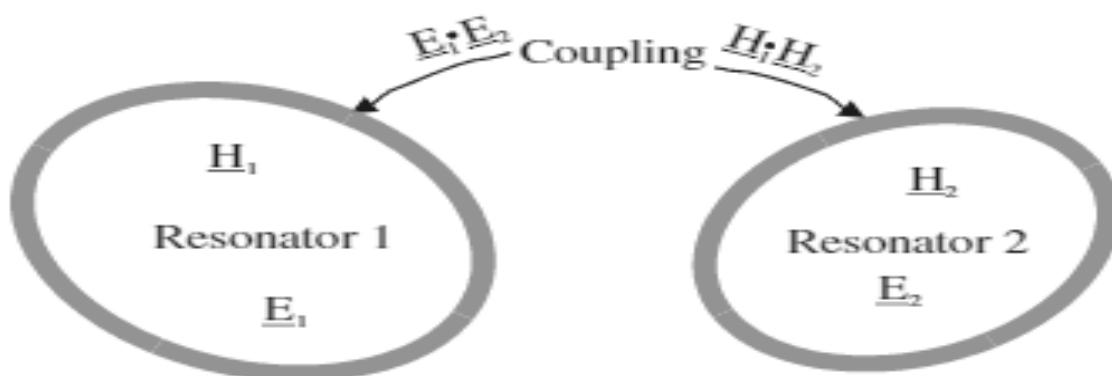


Figura 2.2: Acoplo general de resonadores en radiofrecuencia donde los resonadores 1 y 2 pueden ser estructuras diferentes y resonar a frecuencias diferentes. [4]

Donde E_i y H_i representa el campo eléctrico y magnético vectorial en cada cavidad.

La integral de volumen afecta a todas las regiones con una permitividad ε y una permeabilidad μ . En el lado derecho de la igualdad, el primer término representa el acoplamiento eléctrico mientras que el segundo el acoplamiento magnético. Como vemos en la ecuación 2.1, el valor del acoplamiento k está matemáticamente descrito por el espacio vectorial, el cual permite al acoplamiento tener un signo positivo o negativo. Un signo positivo implicaría que el acoplamiento mejora la energía almacenada de los resonadores, mientras que un signo negativo implicaría su reducción. Además, el acoplamiento eléctrico y magnético podría tener el mismo efecto si tuviera el mismo signo, o tener el efecto opuesto si sus signos son contrarios. Evidentemente, la evaluación directa del coeficiente de acoplamiento requiere conocimiento de la distribución de campo y el desarrollo de integrales espaciales. Esta no es una tarea fácil a menos que existan soluciones del campo analíticas.

Por otro lado puede ser mucho más sencillo usar un simulador EM o calcular algunas frecuencias características asociadas con el acoplamiento de un resonador de microondas.

2.1.1. Ajuste síncrono de un circuito resonador acoplado

Acoplo eléctrico

Un modelo circuital equivalente con elementos apantallados para acoplamientos eléctricos de radio frecuencia/microondas es el mostrado en la figura 2.3. Donde L y C son la inductancia y la capacidad del resonador, por lo que $(LC)^{-1/2}$ es igual a la frecuencia de resonancia del resonador, y C_m representa la capacidad mutua. Si la estructura del acoplamiento es un elemento distribuido, el circuito de componentes equivalente es válido en bandas estrechas. Ahora, si miramos en los planos de referencia $T_1 - T'_1$ y $T_2 - T'_2$ de la figura 2.3 podemos ver una red de dos puestas que puede ser fácilmente descrita por las siguientes ecuaciones:

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \quad (2.2)$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \quad (2.3)$$

Las ecuaciones 2.2 y 2.3 están escritas en regimen permanente sinusoidal, trabajando con los fasores complejos de las señales.

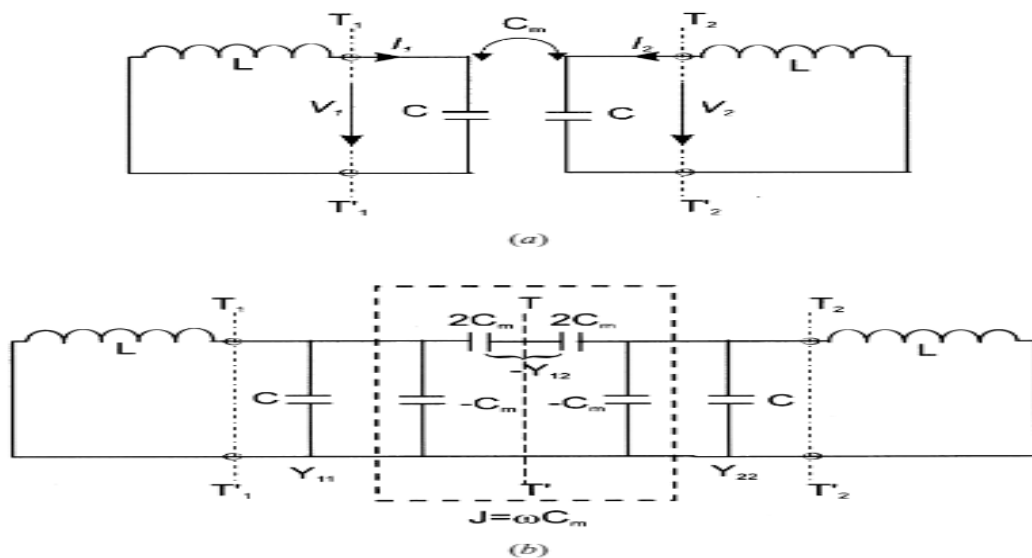


Figura 2.3: (a) Circuito con dos resonadores acoplados eléctricamente. (b) Una forma alternativa de circuito equivalente. [4]

De acuerdo con la teoría de redes. Una forma alternativa de circuito equivalente al mostrado en la figura 2.3 (a) puede ser el obtenido tal y como se muestra en la figura 2.3 (b). Se puede demostrar que el acoplamiento eléctrico entre dos resonadores es representado por un inversor de admitancia $J = \omega C_m$. Si el plano de simetría $T - T'$ en la figura 2.3 es reemplazado por una pared eléctrica o por un cortocircuito, el circuito resultante tiene una frecuencia de resonancia:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + c_m)}} \quad (2.4)$$

Esta frecuencia de resonancia es más baja que para un único resonador no acoplado. Una explicación física es que el efecto de acoplamiento mejora la capacidad de almacenar carga del simple resonador cuando la pared eléctrica es insertada en un plano simétrico de la estructura acoplada. Del mismo modo, si reemplazamos el plano de simetría por una pared magnética, o un circuito abierto, el resultado de la frecuencia de resonancia es el siguiente:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - c_m)}} \quad (2.5)$$

En este caso, el efecto de acoplamiento reduce la capacidad de almacenamiento de carga, en relación al aislado, por lo que la frecuencia de resonancia se ve incrementada. Las ecuaciones 2.4 y 2.5 pueden ser usadas para encontrar una relación con el coeficiente de acoplamiento K_E .

$$K_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (2.6)$$

Acoplo magnético

En la figura 2.3 mostramos el modelo circuital equivalente mediante elementos concentrados por estructuras con acoplamientos magnéticos. Donde L y C son la inductancia y capacidad del resonador. L_m representa la inductancia mutua. En este caso las ecuaciones que describen la red de dos puertos en los planos de referencia $T_1 - T'_1$ y $T_2 - T'_2$ de la figura 2.4 son:

$$V_1 = j\omega LI_1 + j\omega L_m I_2 \quad (2.7)$$

$$V_2 = j\omega LI_2 + j\omega L_m I_1 \quad (2.8)$$

En las ecuaciones también implica que la auto-inductancia L en la figura 2.4 es la inductancia vista en un lazo resonante cuando el lazo adyacente es un circuito abierto.

Si reemplazamos el plano de simetría por una pared eléctrica, el circuito resultante presenta una frecuencia de resonancia:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L - L_m)C}} \quad (2.9)$$

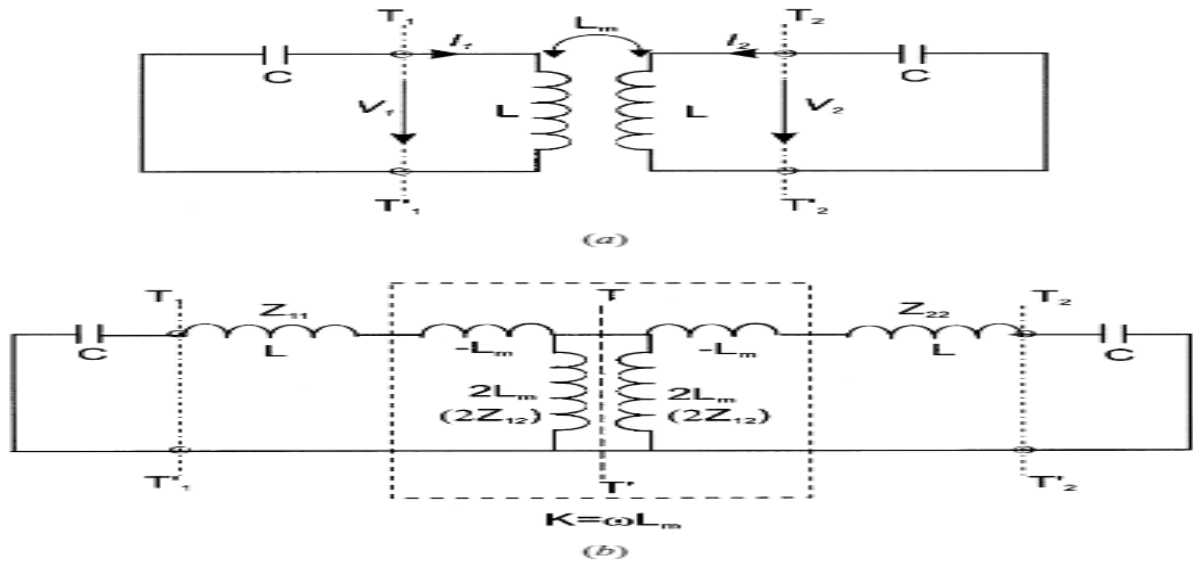


Figura 2.4: (a) Circuito con dos resonadores acoplados magnéticamente. (b) Una forma alternativa de circuito equivalente. [4]

Si por el contrario insertamos una pared magnética, el circuito resultante resuena a la siguiente frecuencia:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L + L_m)C}} \quad (2.10)$$

En este caso, podemos encontrar el coeficiente de acoplamiento magnético K_m :

$$K_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} = \frac{L_m}{L} \quad (2.11)$$

Debería ser conveniente enfatizar que el coeficiente de acoplamiento definido en la ecuación 2.11 corresponde con el ratio de energía magnética acoplada con la energía almacenada en un resonador aislado.

Existen otros tipos de acoplamientos aparte de los ya mencionados, tales como los acoplamientos mixtos o los asíncronos. No los vamos a introducir en este proyecto ya que no se utilizan. A continuación enseñamos un ejemplo mediante simulación en HFSS.

- I Para una cavidad determinada a la que queremos medir el acoplamiento conectamos esa cavidad con otra idéntica mediante el acoplamiento a medir. Un ejemplo de dicha estructura está representado en la figura 2.5.
- II Aplicamos simetrías par e impar, o lo que es lo mismo, hacemos un corte simétrico en la estructura de forma que tal y como se muestra en la figura 2.6. En la

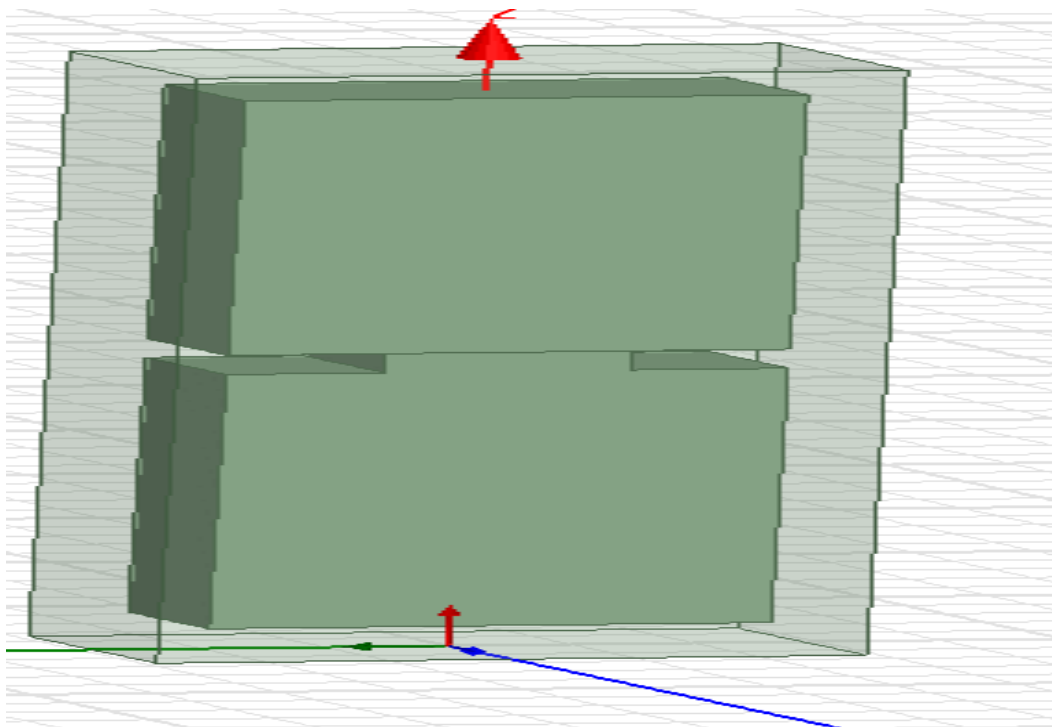


Figura 2.5: Dos cavidades idénticas acopladas

superficie resultante de dicho corte fijamos una pared eléctrica perfecta para la simetría par y una pared magnética también ideal para la simetría impar. Las frecuencias resultantes en cada caso se denominan frecuencias par e impar respectivamente,

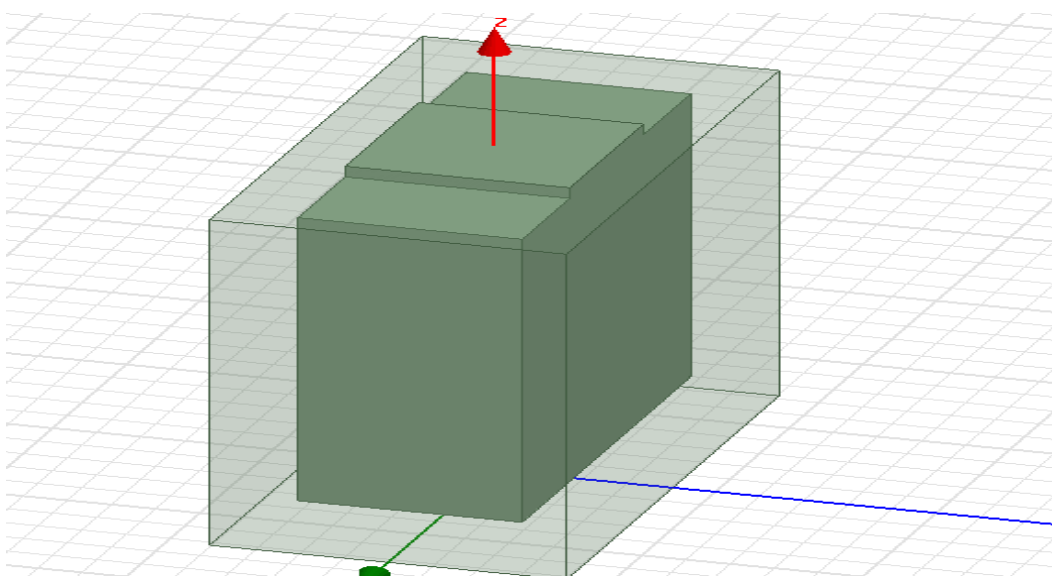


Figura 2.6: Cavidad y acoplamiento con el corte para aplicar simetría

III Una vez obtenido las frecuencias par e impar, aplicaremos la ecuación 2.12 o 2.13 en función de si el acoplamiento es capacitivo o inductivo. En nuestro caso particular, los acoplamientos son siempre inductivos, por lo que con la ecuación 2.12 obtenemos el acoplamiento K a dicha frecuencia. Hay que tener claro que éste método solo sirve para cavidades simétricas.

$$K_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (2.12)$$

$$K_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (2.13)$$

2.2. Método para conocer como afecto un acoplamiento a una cavidad

Podemos conocer fácilmente, tanto analíticamente como mediante simulación, a qué frecuencia resuena una cavidad rectangular aislada. Sin embargo cuando acoplamos varias cavidades dicha frecuencia de resonancia se ve afectada. Esto se debe a la influencia del acoplamiento en la cavidad. Tiene sentido pensar que cuanto mayor sea la ventana de acoplamiento, nuestra frecuencia se va a ver más modificada. Como aumentan las dimensiones de la estructura resonante, podemos afirmar que a mayor acoplamiento nuestra frecuencia de resonancia se va a ver más reducida.

Para obtener el efecto de un acoplamiento sobre una cavidad vamos a seguir los siguientes pasos: Primero buscamos para la cavidad aislada la frecuencia de resonancia deseada. A continuación, añadimos el acoplamiento a la cavidad. Mediante simetrías podemos obtener la frecuencia de resonancia deseada siguiendo la ecuación 2.14.

$$f = \frac{f_e + f_m}{2} \quad (2.14)$$

Una vez que tengamos las dos cavidades resonando a la misma frecuencia podemos obtener el incremento de longitud de manera muy sencilla.

$$L_{aislada} - L_{acoplada} = \Delta L \quad (2.15)$$

Donde $L_{acoplada}$ se corresponde con la longitud en el eje z de la cavidad mostrada en la figura 2.6 y $L_{aislada}$ indica la longitud en el eje z de la cavidad resonante aislada

mostrada en la figura 2.7. Conociendo ΔL para un resonador que resuena a una frecuencia determinada, podemos obtener la longitud específica que tendría dicha cavidad teniendo en cuenta cuanto carga cada acoplamiento. Hay que tener en cuenta que las cavidades interiores tienen dos acoplamientos, por lo que tendremos que restar dos veces por ΔL para obtener las dimensiones de la cavidad aislada. Aunque es una tarea sencilla nos servirá de gran ayuda ya que a lo largo del proyecto trabajaremos con la frecuencia de resonancia de las cavidades aisladas. Por lo que necesitaremos tener claro este concepto.

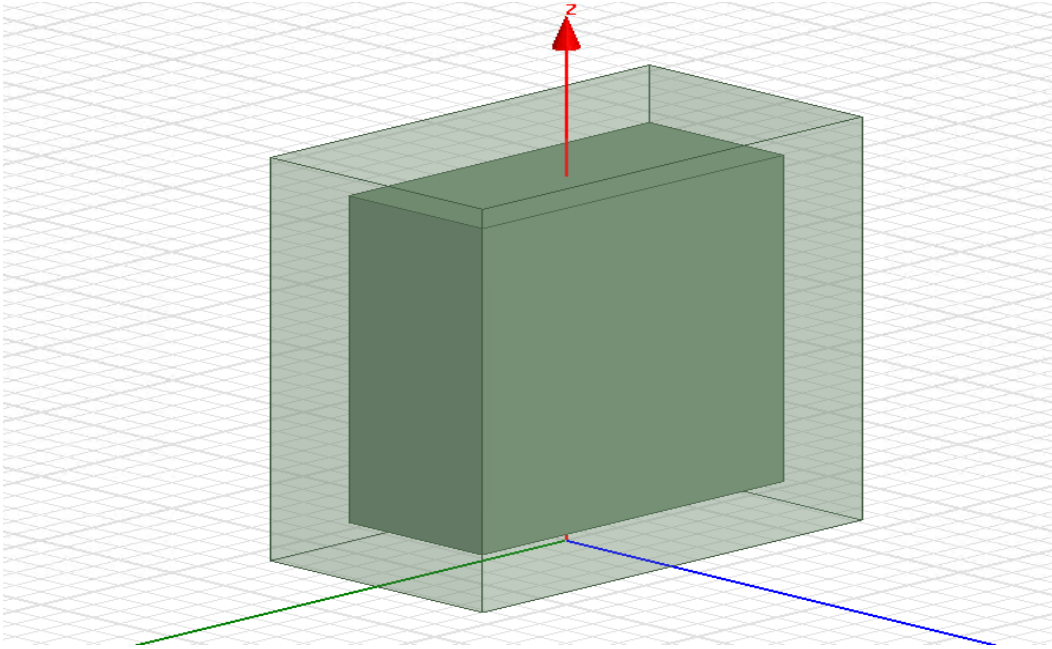


Figura 2.7: Circuito resonante conectado a una carga externa

2.3. Cálculo del factor de calidad Q en una cavidad resonante

Se entiende por factor de calidad en un dispositivo o circuito como la relación que existe entre la energía almacenada y la disipada por el mismo.

Teóricamente podemos obtener el factor de calidad de una cavidad resonante en ausencia de ningún efecto de carga causado por circuitos externos. Este factor se denomina 'Q unloaded' o Q_u . Este parámetro nos da una idea del ratio de potencia perdida en un resonador. Para una cavidad resonante rectangular aislada con pérdidas el factor de calidad es dado por la siguiente ecuación:

$$Q_U = \omega_0 \frac{W_T}{P_L} = \frac{(kad)^3 b \eta}{2\pi^2 R_s} \frac{1}{2l^2 a^3 b + 2bd^3 + l^2 a^3 d + ad^3} \quad (2.16)$$

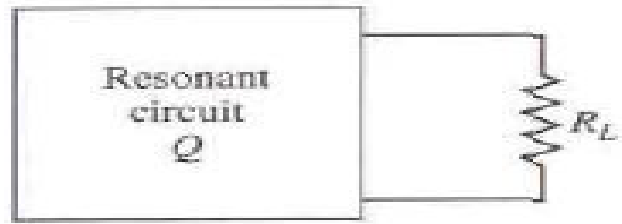


Figura 2.8: Circuito resonante conectado a una carga externa

donde W_T y P_L son la energía total almacenada y la potencia total pérdida en el resonador respectivamente. Los parámetros a , b y l son las dimensiones de la cavidad representadas en la figura 2.1.

En la figura 2.8 se muestra un resonador acoplado a una resistencia de carga externa denominada R_L . Si el resonador se corresponde con un circuito en serie RLC, la resistencia de carga R_L se sumará en serie con la resistencia R obteniendo una resistencia efectiva $R + R_L$. Si por el contrario, el resonador es un circuito paralelo RLC, la resistencia R_L se combinará en paralelo con R por lo que la resistencia efectiva será $RR_L/(R + R_L)$. Podemos definir el factor de calidad externo o Q_e del siguiente modo:

Para circuitos en serie.

$$Q_e = \frac{\omega_0 L}{R_L} \quad (2.17)$$

para circuitos en paralelo

$$Q_e = \frac{R_L}{\omega_0 L} \quad (2.18)$$

Con todo lo visto podemos expresar el factor de calidad 'Q loaded' o simplemente Q_L como

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u} \quad (2.19)$$

Capítulo 3

Sistema de cavidades

3.1. Resolución analítica

Para el desarrollo de nuestro proyecto, no podemos utilizar directamente un sistema de cavidades resonantes idénticas que resuenan todas ellas a una frecuencia determinada. Necesitamos un sistema con las especificaciones indicadas. Para llevarlo a cabo vamos a estudiar la matriz descrita en la ecuación 3.1. Consideraremos el sistema con un número de cavidades N acopladas mediante iris u otro tipo de acopladores. Para llevar a cabo la resolución del problema planteamos la siguiente matriz tridiagonal y simétrica Ω es:

$$\Omega = \begin{pmatrix} \Omega_1^2 & K_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_{12} & \Omega_2^2 & K_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{23} & \Omega_3^2 & K_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K_{N-1,N} & \Omega_N^2 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Al ser una matriz cuadrada de tamaño $N \times N$ vamos a tener N autovalores λ_i asociados a dicha matriz. Cada autovalor nos indica el cuadrado de la frecuencia de resonancia del modo i del sistema de cavidades. Cada uno de los n autovectores asociados a cada autovalor de dicha matriz nos indica como se distribuye la amplitud del campo eléctrico en cada cavidad de nuestra estructura. Si por ejemplo utilizamos un sistema de cinco cavidades resonantes obtendremos una matriz 5×5 como se muestra en la figura 3.1 con cinco autovalores que se corresponderán con las frecuencias de los cinco modos resonantes y cada autovector nos indicará como se distribuye el campo eléctrico en cada modo respectivamente.

Los parámetros de la ecuación 3.1 $\Omega_q^2 = \omega_q^2 - i\omega\Gamma_q$ se corresponde con la frecuencia de resonancia de la cavidad q y $K_{N-1,N} = k_{N-1,N}\lambda$ se corresponde con el acoplamiento entre la cavidad $N-1$ y N .

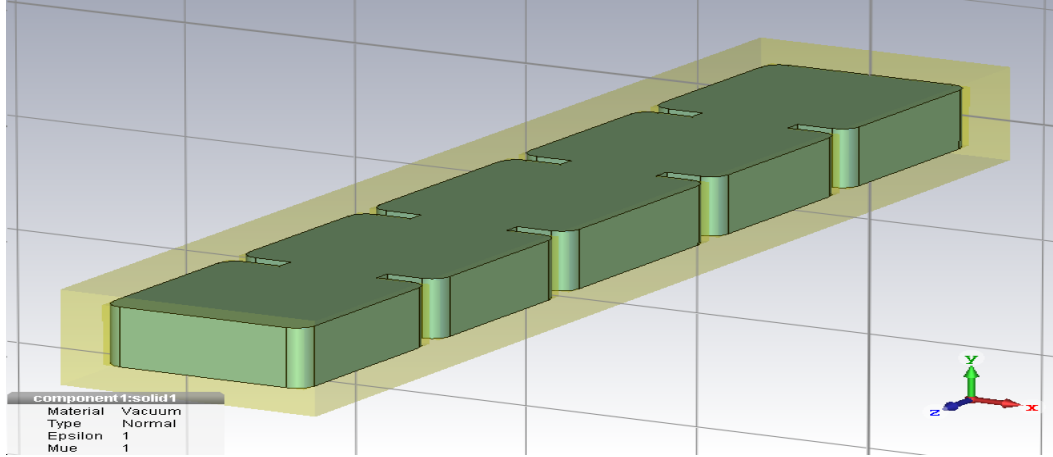


Figura 3.1: Circuito resonante conectado a una carga externa

Las cavidades son escogidas para ser muy similares de forma que tengan una frecuencia de modo fundamental parecida $\omega_q \sim \omega_0$.

En nuestro caso, como se muestra en la figura 3.1 vamos a tomar un sistema de 5 cavidades con 4 acoplamientos de forma que la matriz de la ecuación (3.1) tome la siguiente forma:

$$\Omega = \begin{pmatrix} \Omega_1^2 & K_{12} & 0 & 0 & 0 \\ K_{12} & \Omega_2^2 & K_{23} & 0 & 0 \\ 0 & K_{23} & \Omega_3^2 & K_{34} & 0 \\ 0 & 0 & K_{34} & \Omega_4^2 & K_{45} \\ 0 & 0 & 0 & K_{45} & \Omega_5^2 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Para resolver el problema de autovalores asociados a esta matriz vamos a utilizar el siguiente autovector:

$$\lambda \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \Omega \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1\Omega_1^2 + x_2K_{12} \\ x_1K_{12} + x_2\Omega_2^2 + x_3K_{23} \\ x_2K_{23} + x_3\Omega_3^2 + x_4K_{34} \\ x_3K_{34} + x_4\Omega_4^2 + x_5K_{45} \\ x_4K_{45} + x_5\Omega_5^2 \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Donde λ se corresponde con la frecuencia de resonancia del sistema de multicavidades y x_i son los autovalores.

Para solucionar dicho sistema podríamos dar diferentes soluciones al conjunto de autovalores. No obstante, como tendríamos infinitas soluciones, parece más acertado obtener las relaciones del sistema en función de los autovalores (3.4) e ir buscando las

distintas soluciones que más nos interese. En la siguiente sección se hablará más sobre dichas soluciones.

Si desarrollamos la ecuación 3.3 obtenemos el siguiente sistema de ecuaciones en función del autovalor λ . Hay que notar que estamos resolviendo el sistema para un autovalor λ_i determinado. Nosotros buscaremos una solución al sistema que nos interesa. El resto de autovalores y autovectores los calcularemos pero no los necesitaremos.

$$\left(\begin{array}{l} \lambda = \frac{x_1 \Omega_1^2}{x_1 - x_2 K_{12}} \\ \lambda = \frac{x_2 \Omega_2^2}{x_2 - x_1 K_{12} - x_3 K_{23}} \\ \lambda = \frac{x_3 \Omega_3^2}{x_3 - x_2 K_{23} - x_4 K_{34}} \\ \lambda = \frac{x_4 \Omega_4^2}{x_4 - x_3 K_{34} - x_5 K_{45}} \\ \lambda = \frac{x_4 \Omega_5^2}{x_5 - x_4 K_{45}} \end{array} \right) \quad (3.4)$$

Para resolver el sistema utilizaremos el siguiente método:

- I Fijaremos los distintos autovectores asociados a nuestro autovalor λ determinado.
- II Elegimos el valor del factor de acoplamiento K_{12} . Aunque este factor lo elegimos nosotros. Una vez que obtengamos la frecuencia de resonancia de cada cavidad de manera aislada tendremos que obtener el tamaño de la ventana de acoplamiento siguiendo el proceso descrito en el capítulo anterior de forma que obtengamos el factor K deseado.
- III despejando de cada ecuación el valor de Ω_i y eligiendo los diferentes factores $K_N, N + 1$ podemos obtener todas las frecuencias del sistema de cavidades.
- IV Una vez conocida las frecuencias de cada cavidad, para conocer la longitud tenemos que saber la cantidad que cada acoplamiento carga en las cavidades. Hay que notar que las cavidades internas se cargan mediante dos acoplamientos mientras que las externas solo por uno. Si seguimos el ejemplo de la figura 3.1 tendremos dos cavidades externas y tres internas.

3.2. Simulaciones del sistema

Una vez que ya tenemos desarrollado el sistema de ecuaciones vamos a obtener las diferentes soluciones. Dependiendo del modo en el que queramos trabajar utilizaremos diferentes autovectores.

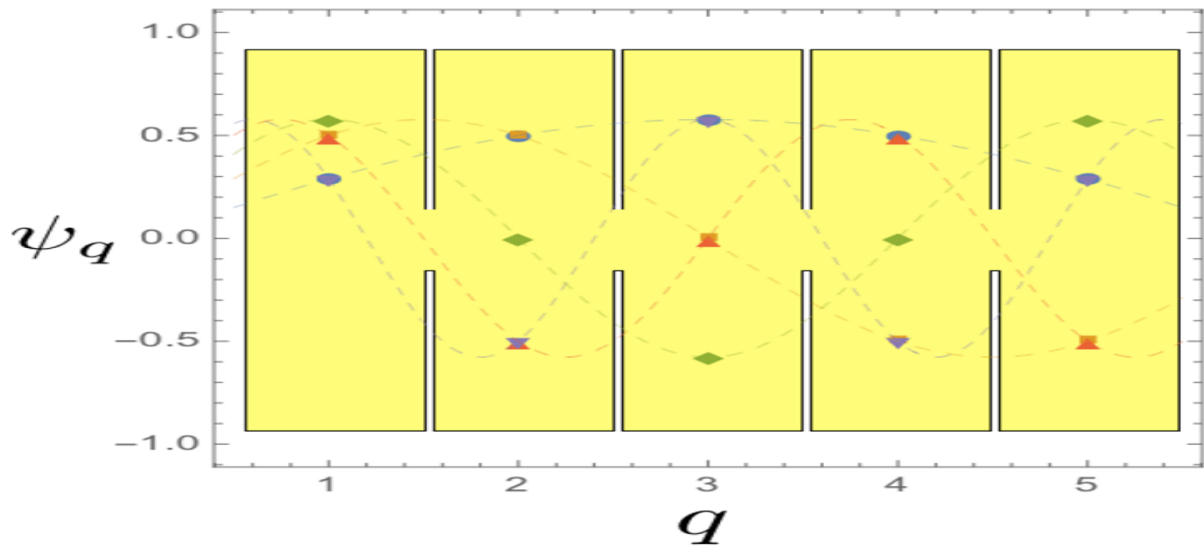


Figura 3.2: Patrón de oscilación del campo eléctrico para cada cavidad para modos $m=1$ (círculo) 2 (cuadrado) 3 (rombo) 4 (triángulo rojo) 5 (triángulo azul).

Como podemos apreciar en la figura 3.2 cada modo presenta un campo eléctrico diferente en cada cavidad. El ejemplo más sencillo se encuentra en el modo uno, en el que todas las cavidades resuenan de forma síncrona y por tanto tenemos un patrón de campo eléctrico igual en todas las cavidades. Dicho patrón se corresponde con el autovector $(1\ 1\ 1\ 1\ 1)$. El autovalor asociado a dicho autovector será el cuadrado de la frecuencia de resonancia de dicho modo. Siguiendo el mismo razonamiento podemos obtener el patrón de campo eléctrico para cada modo. La siguiente tabla representa los valores que toma el campo en cada cavidad en función del modo de trabajo:

Modo	Patrón del campo
Modo 1	1 1 1 1 1
Modo 2	1 1 0 -1 -1
Modo 3	1 0 -1 0 1
Modo 4	1 -1 0 1 -1
Modo 5	1 -1 1 -1 1

Tabla 3.1: Patrones de oscilación del campo eléctrico para cada cavidad

Como hemos comentado anteriormente, necesitamos que el axión se acople lo mejor posible a nuestro sistema de cavidades. El factor de acoplo depende principalmente de dos factores. El primero de ellos denominado factor de forma C descrito en la ecuación 3.5 y el segundo parámetro es el factor de calidad Q . Un parámetro bastante conocido y explicado en la sección anterior. Sabemos que el factor de acoplo depende de ambos

factores en una proporción QC^2 , por lo que nos interesará que ambos factores sean lo más grandes posibles.

$$C = \frac{(\int dV E_{cav}(x) B_0(x))^2}{V |B_0|^2 \int dV \epsilon(x) E_{cav}^2(x)} \quad (3.5)$$

Como sabemos de la ecuación 3.5, el factor de forma C depende del campo eléctrico presente en la cavidad, por lo que a simple vista la solución más lógica será trabajar con el modo 1 ya que todas las cavidades presentan componentes de campo positivas y será la solución que tenga un c mayor. No obstante, como se verá en los siguientes apartados, debido a ciertos inconvenientes que presenta dicho modo diseñaremos soluciones para el modo 3.

Simulación Modo 1

Como hemos comentado anteriormente, si queremos trabajar con el modo 1 utilizaremos un autovector igual a (1 1 1 1 1). Una vez que ya sabemos los diferentes valores que toma el autovector, tenemos como incógnitas del sistema los diferentes acoplamientos $K_{N-1,N}$ y las distintas frecuencias Ω_N . El sistema resultante es el siguiente:

$$\left(\begin{array}{l} \lambda = \frac{\Omega_1^2}{1-K_{12}} \\ \lambda = \frac{\Omega_2^2}{1-K_{12}-K_{23}} \\ \lambda = \frac{\Omega_3^2}{1-K_{23}-K_{34}} \\ \lambda = \frac{\Omega_4^2}{1-K_{34}-K_{45}} \\ \lambda = \frac{\Omega_5^2}{1-K_{45}} \end{array} \right) \quad (3.6)$$

Tenemos un sistema con 5 ecuaciones y 10 incógnitas. Para simplificar aún más vamos a establecer que todos los acoplamientos son iguales, es decir, $K_{12} = K_{23} = K_{34} = K_{45} = K$ de forma que el sistema queda de la siguiente forma:

$$\left(\begin{array}{l} \lambda = \frac{\Omega_1^2}{1-K} \\ \lambda = \frac{\Omega_2^2}{1-2K} \\ \lambda = \frac{\Omega_3^2}{1-2K} \\ \lambda = \frac{\Omega_4^2}{1-2K} \\ \lambda = \frac{\Omega_5^2}{1-K} \end{array} \right) \quad (3.7)$$

Del sistema de ecuaciones 3.7 podemos deducir que $\Omega_1^2 = \Omega_5^2$ y $\Omega_2^2 = \Omega_3^2 = \Omega_4^2$. Además podemos obtener una relación entre Ω_1 y Ω_2 tal y como se muestra en la ecuación 3.8:

$$\Omega_2^2 = \Omega_1^2 \frac{1 - 2K}{1 - K} \quad (3.8)$$

Conociendo los valores de Ω_1 y de K podemos diseñar todo el sistema sin dificultad.

Como en nuestro caso nos queremos situar a una frecuencia en torno a los 8.45 GHz, y sabemos que aproximadamente todas las frecuencias son parecidas, fijamos la primera cavidad para que aproximadamente resuene el primer modo a dicha frecuencia.

El sistema de cavidades resultante es el siguiente:

W= 8 mm
L1 = L5 = 26,68 mm
L2=L3 = L4 = 25 mm

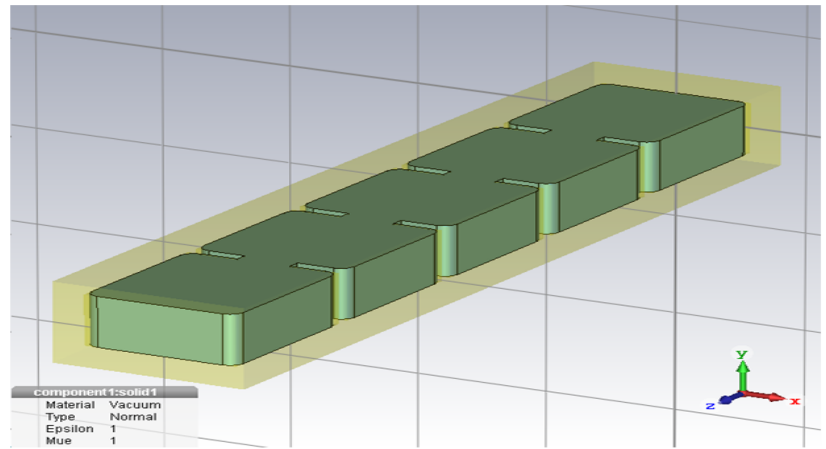


Figura 3.3: Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales

Donde W representa el tamaño de la ventana del acoplamiento. $L1$ y $L5$ las longitudes de las cavidades externas y $L2$, $L3$ y $L4$ las cavidades internas.

En este primer caso vamos a mostrar el sistema de autovalores y autovectores asociados. La matriz de la ecuación 3.10 nos indica la raíz cuadrada de los diferentes autovalores λ_i mientras que en la matriz 3.9 vemos los autovectores asociados a cada autovalor.

$$\begin{pmatrix} 8,4248 & 0 & 0 & 0 & 0. \\ 0 & 8,453 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 8,5262 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 8,6159 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 8,6878 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

$$\begin{pmatrix} 0,7435 & -1 & 0,8507 & -0,6180 & 0,3249 \\ 0,7435 & -0,6180 & -0,3249 & 1 & -0,8507 \\ 0,7435 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0,7435 & 0,6180 & -0,3249 & -1 & -0,8507 \\ 0,7435 & 1 & 0,8507 & 0,6180 & 0,3249 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

A continuación vamos a comprobar como se comporta el campo eléctrico en cada modo y si se corresponden con los valores calculados en las matrices.

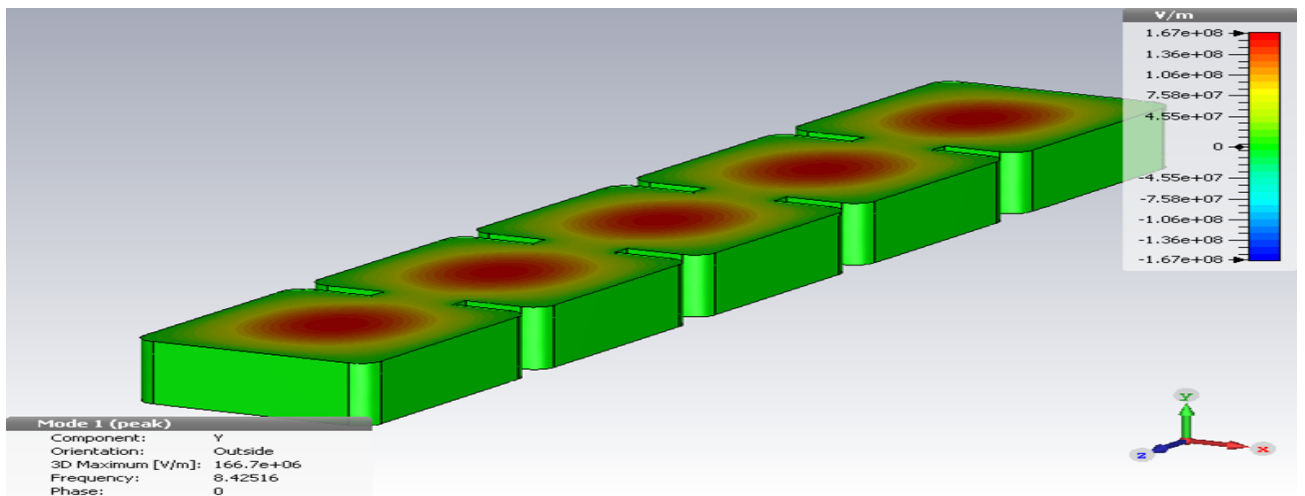


Figura 3.4: Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 1

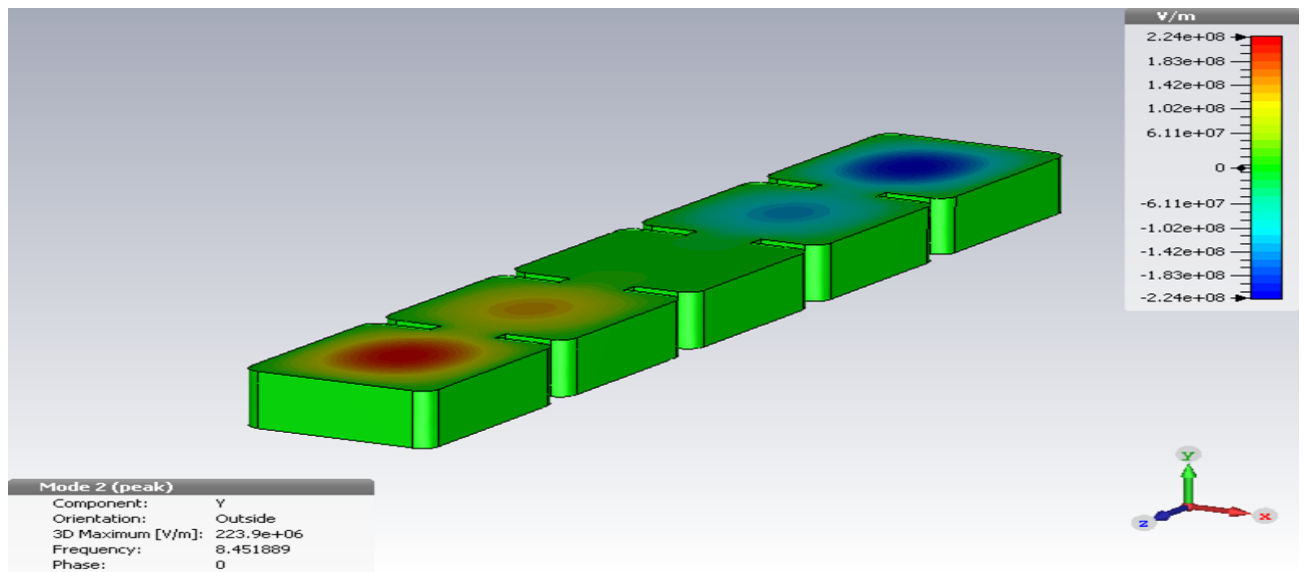


Figura 3.5: Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 2

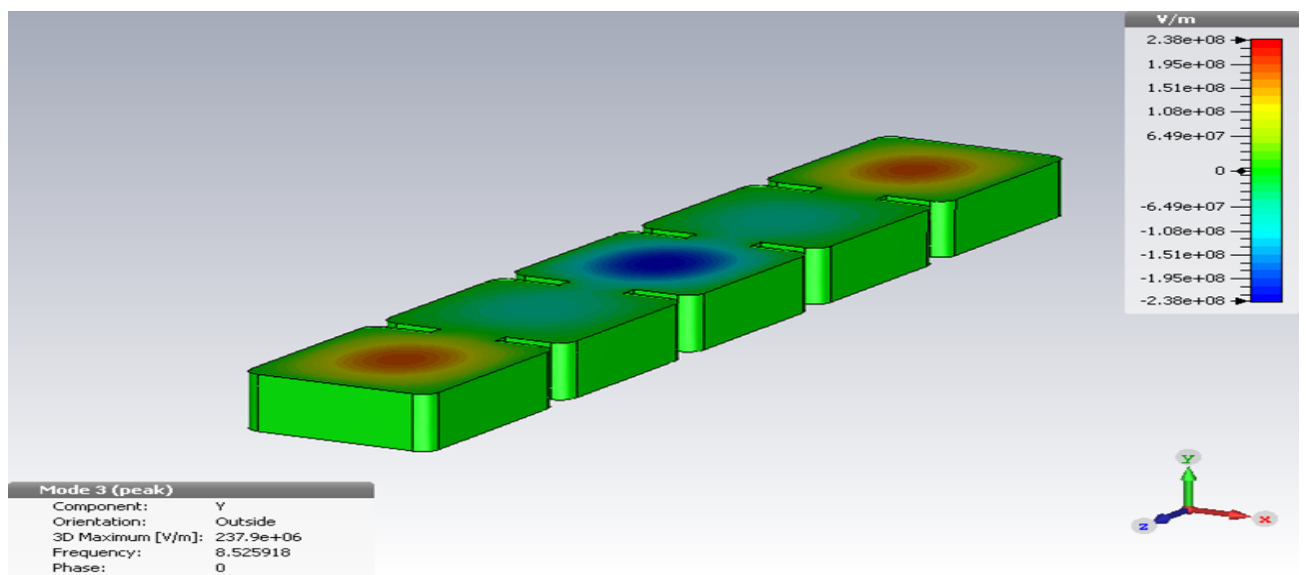


Figura 3.6: Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 3

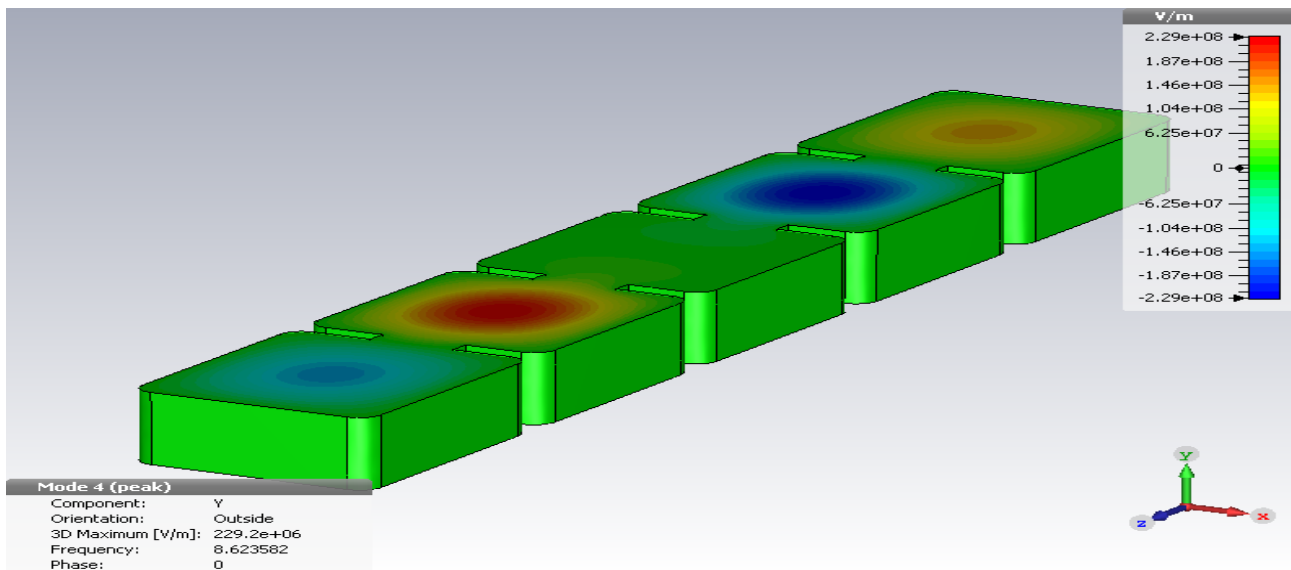


Figura 3.7: Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 4

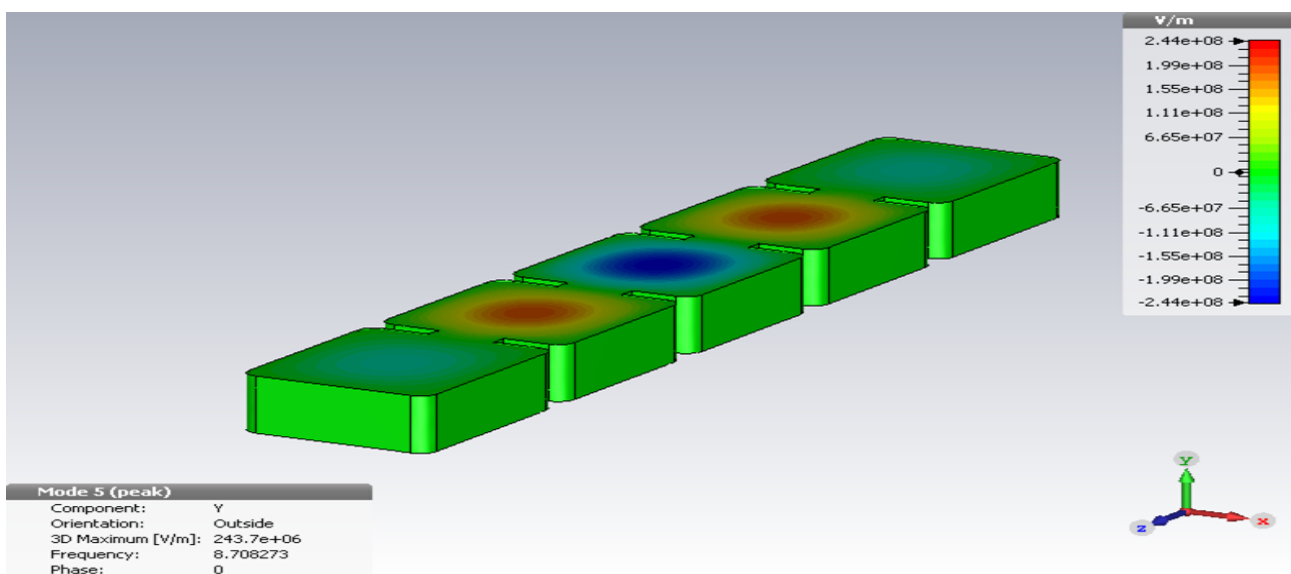


Figura 3.8: Sistema de cavidades con todos los acoplamientos iguales: Modo 5

Como podemos observar en las figuras 3.5-3.8 En el modo 1 todas las cavidades resuenan de forma síncrona mientras que en el resto no. A continuación, la tabla 3.2 recoge todos los datos obtenidos mediante simulación:

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.6539	7335.1	8.427881
Modo 2	3.0167e-5	7504.5	8.453693
Modo 3	8.9424e-5	7754.4	8.527857
Modo 4	5.0381e-7	8108.8	8.625003
Modo 5	1.3447e-7	8442.3	8.709468

Tabla 3.2: Patrones de oscilación del campo eléctrico para cada cavidad

Como apreciamos en la tabla 3.2 tenemos un factor de forma C en el modo 1 bastante alto mientras que en los demás modos es prácticamente 0. También conseguimos buenos valores de factor de calidad. Por contra tenemos las frecuencias del modo 1 y 2 relativamente cerca (unos 30 MHz), por lo que habrá que probar con nuevos diseños para intentar separar dichas frecuencias sin que afecte a la solución del sistema de autovectores. Una idea consiste en variar los acoplamientos. A continuación vamos a ver con un pequeño barrido cómo cambian los diferentes parámetros en función de la ventana del acoplamiento.

W (mm)	C modo 1	Q modo 1	F modo 1(GHz)	F modo 2(GHz)
5	0.6326	7678.6	8.4465	8.451997
8	0.6539	7335.1	8.427881	8.453693
9	0.7046	7197.5	8.353871	8.391519
10	0.7059	6984.6	8.500767	8.558231

Tabla 3.3: Evolución de parámetros en función de la ventana de acoplamiento

Para una mejor comprensión de los datos obtenidos en función de W representamos los parámetros en la figura 3.9.

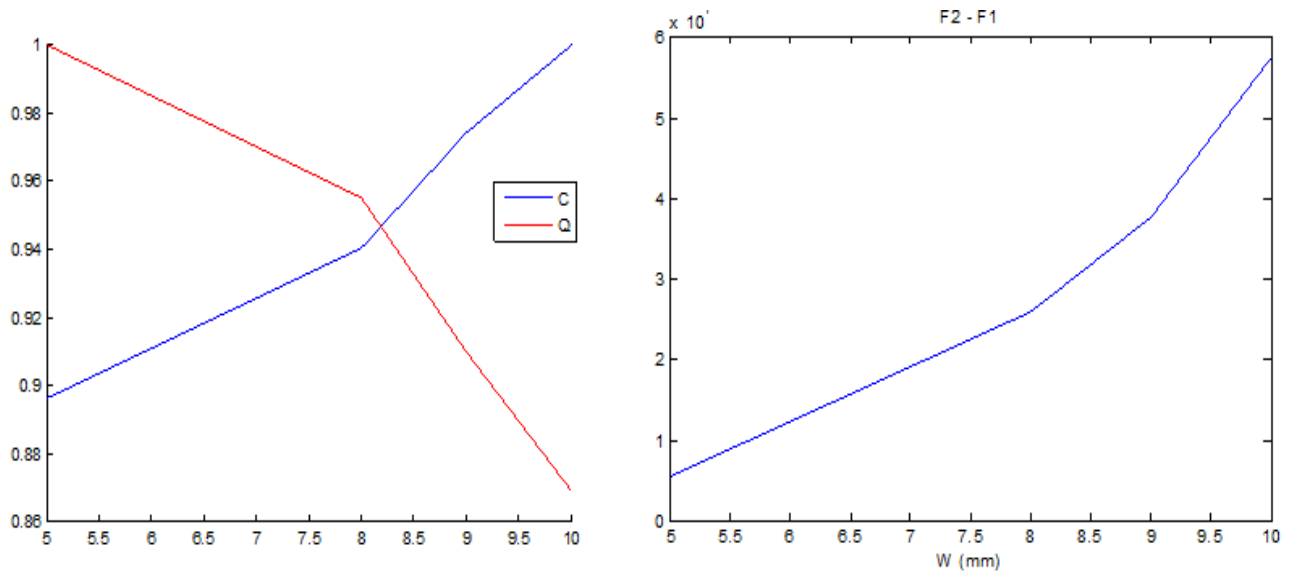


Figura 3.9: Izquierda : Evolución de C y Q en función de W. Derecha: diferencias de frecuencias en función de W.

A partir de los datos obtenidos en la tabla 3.3 y la figura 3.9 podemos ver que al aumentar el tamaño de la ventana conseguimos mejores valores de C y las frecuencias de resonancia del modo 2 y 1 se separan. Sin embargo el factor de calidad se reduce conforme aumentamos W. A partir de la figura 3.9 izquierda, podemos obtener un punto óptimo donde intersectan las rectas de C y Q. Dicho punto se encuentra en torno a una ventana de 8mm que corresponde con el primer caso explicado en este apartado.

En los casos anteriores hemos supuesto que todos los acoplamientos son iguales. El siguiente paso lógico consiste en tomar acoplamientos diferentes y ver la respuesta del sistema. Como en nuestro caso tenemos 4 acoplamientos. Vamos a fijar dos tipos de acoplamientos diferentes, unos interiores y otros exteriores, o lo que es lo mismo $K_{12} = K_{45} = K_1$ y $k_{23} = K_{34} = K_2$.

Teniendo en cuenta dicha condición a partir del sistema de ecuaciones 3.6 quedará de la siguiente manera:

$$\left(\begin{array}{c} \lambda = \frac{\Omega_1^2}{1-K_1} \\ \lambda = \frac{\Omega_2^2}{1-K_1-K_2} \\ \lambda = \frac{\Omega_3^2}{1-2K_2} \\ \lambda = \frac{\Omega_4^2}{1-K_2-K_1} \\ \lambda = \frac{\Omega_5^2}{1-K_1} \end{array} \right) \quad (3.11)$$

Del sistema 3.11 podemos deducir fácilmente que $\Omega_1 = \Omega_4$ y $\Omega_2 = \Omega_4$.

A diferencia del caso anterior en el que todos los acoplamientos eran iguales ahora vamos a tener tres tipos de cavidades trabajando a frecuencias diferentes. Del mismo modo que en el caso anterior, podemos establecer una relación entre las diferentes Ω_i :

$$\Omega_2^2 = \Omega_1^2 \frac{1 - K_1 - K_2}{1 - K_1} \quad (3.12)$$

$$\Omega_3^2 = \Omega_1^2 \frac{1 - 2K_2}{1 - K_1} \quad (3.13)$$

Si establecemos el valor de los acoplamientos y conociendo Ω_1 podemos obtener todos los parámetros del sistema de cavidades.

A continuación vamos a mostrar diferentes simulaciones en las que variamos las ventanas de los dos acoplamientos. Primero hemos probado con un caso en el que los dos acoplamientos son bastante parecidos ($w_1 = 8, W_2 = 7,4$). Aunque no es un ejemplo muy representativo nos sirve para comprobar el correcto funcionamiento del sistema. Posteriormente vamos alejando la diferencia entre acoplamientos para ver el comportamiento del sistema. En la tabla 3.4 se recogen todas las simulaciones realizadas.

W_1 (mm)	W_2 (mm)	C modo 1	Q modo 1	F modo 1(GHz)	F modo 2(GHz)
8	7.4	0.6543	7364.5	8.4280	8.4495
8	5	0.6442	7493.4	8.4276	8.4342
5	8	0.6462	7623.9	8.448644	8.459652
10	5	0.6414	7346.7	8.3771	8.3837
5	10	0.6499	7346.7	8.446253	8.459389

Tabla 3.4: Evolución de parámetros en función de W_1 y W_2

A partir de los datos obtenidos en la tabla 3.4 y su representación en la figura 3.10 podemos deducir que los valores de C y Q no varían prácticamente al variar los acoplamientos. Sin embargo, la distancia entre frecuencias del modo 2 con respecto al modo 1 sí que se ve afectada. Se puede ver que el mejor caso se corresponde con los acoplamientos iguales, donde obtenemos una separación frecuencial mayor.

Como no mejoramos prácticamente los valores de C y Q pero empeoramos bastante la separación de frecuencias utilizaremos diseños con acoplamientos iguales.

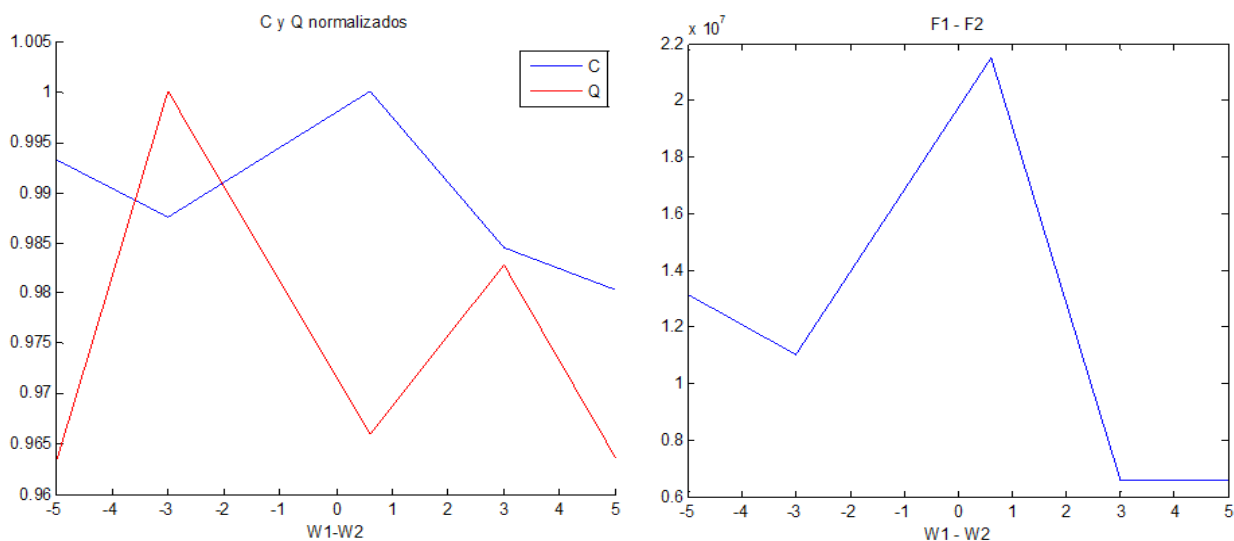


Figura 3.10: Izquierda: Evolución de C(azul) y Q(rojo) en función de los acoplamientos W_1 y W_2 . Derecha: Diferencia entre F modo 1 y F modo 2 respecto a W_1 y W_2

Simulación Modo 5

En el apartado anterior hemos trabajado con el modo 1 que se correspondía con un autovector (1 1 1 1). Como hemos visto en todas las simulaciones si trabajamos con ese modo tenemos la ventaja de un C y Q alto. No obstante la frecuencia del siguiente modo se acerca peligrosamente. Aunque en nuestro sistema actual no nos afecte demasiado, cuando aumentemos el número de cavidades sí será un parámetro a tener en cuenta debido a que al tener un número de modos mayor, la frecuencia de dichos modos tenderán a acercarse.

Una primera idea fue utilizar el autovector (1 -1 1 -1 1). Si utilizamos dicho autovector, tendremos 3 cavidades con una componente de campo eléctrico positivo y tres negativo. El objetivo será reducir el campo eléctrico en aquellas cavidades que tengan una componente negativa. Una forma sencilla de conseguirlo consiste en reducir la altura de dichas cavidades para que no afecten al C del sistema final.

A continuación en las figuras 3.11 - 3.15 vamos a representar como se distribuye el campo eléctrico en nuestro sistema de cavidades dependiendo del modo.

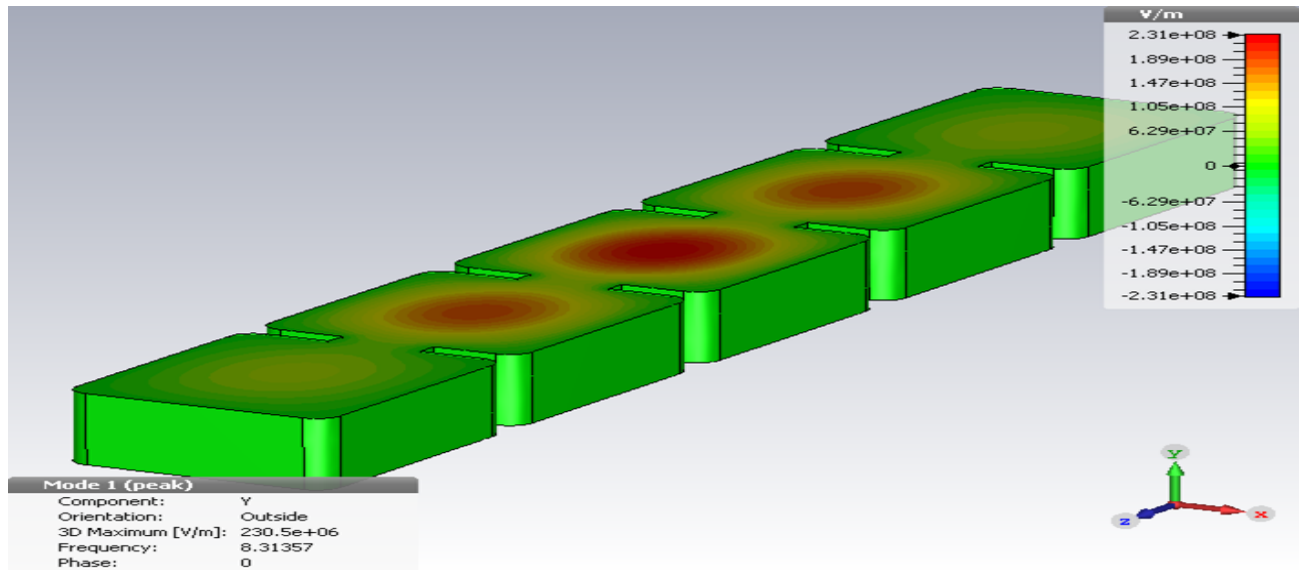


Figura 3.11: Sistema de cavidades con el autovector $(1 -1 1 -1 1)$ modo 1

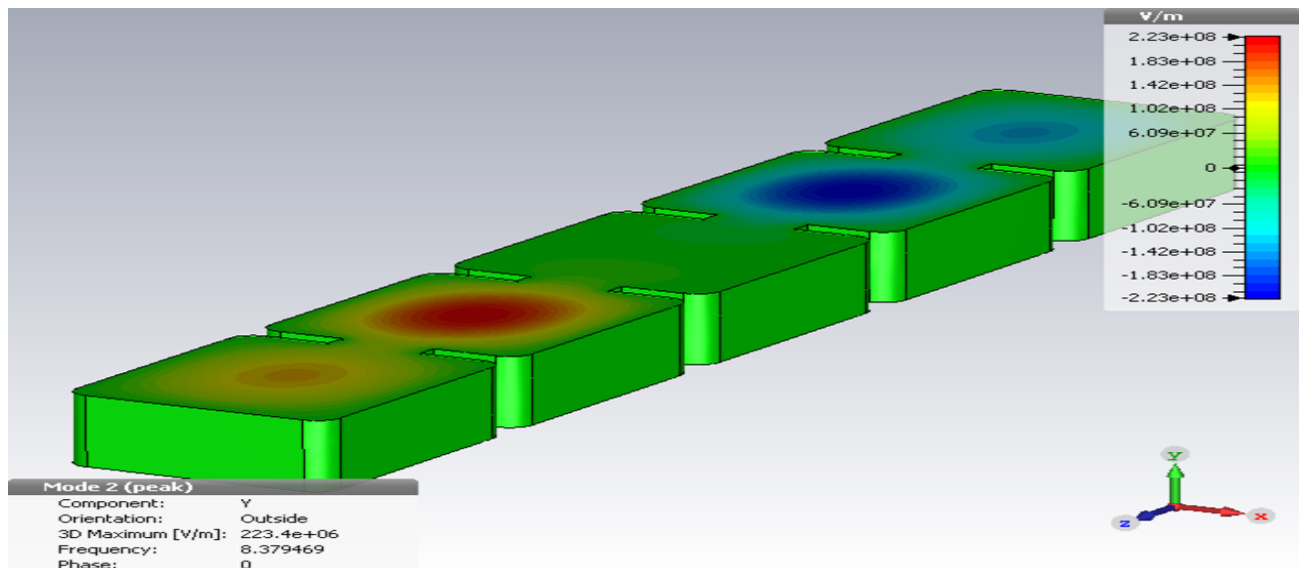


Figura 3.12: Sistema de cavidades con el autovector $(1 -1 1 -1 1)$: modo 2

Como podemos ver en las figuras 3.11- 3.15 vemos como efectivamente en el modo 5 el campo eléctrico se distribuye exactamente como esperábamos al imponer el autovector $(1 -1 1 -1 1)$. Sin embargo, en la tabla 3.5 vemos que para el factor de forma (C) el modo predominante sigue siendo el modo 1 y que en el modo 5 es prácticamente 0. Tiene lógica ya que como se ha comentado, tenemos tres cavidades que contribuyen positivamente y dos negativamente, por lo que el resultado es prácticamente 0. Para mejorar el C tenemos dos opciones; La primera consiste en reducir la altura de las cavidades que contribuyen negativamente. El problema de este método es que al variar

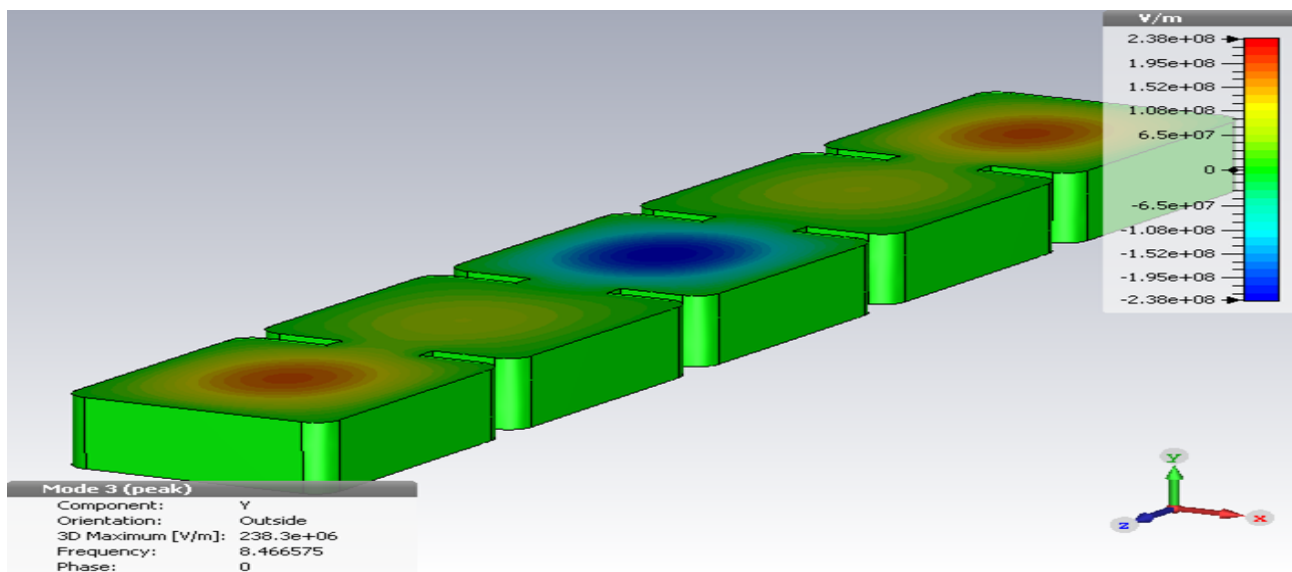


Figura 3.13: Sistema de cavidades con el autovector (1 -1 1 -1 1): modo 3

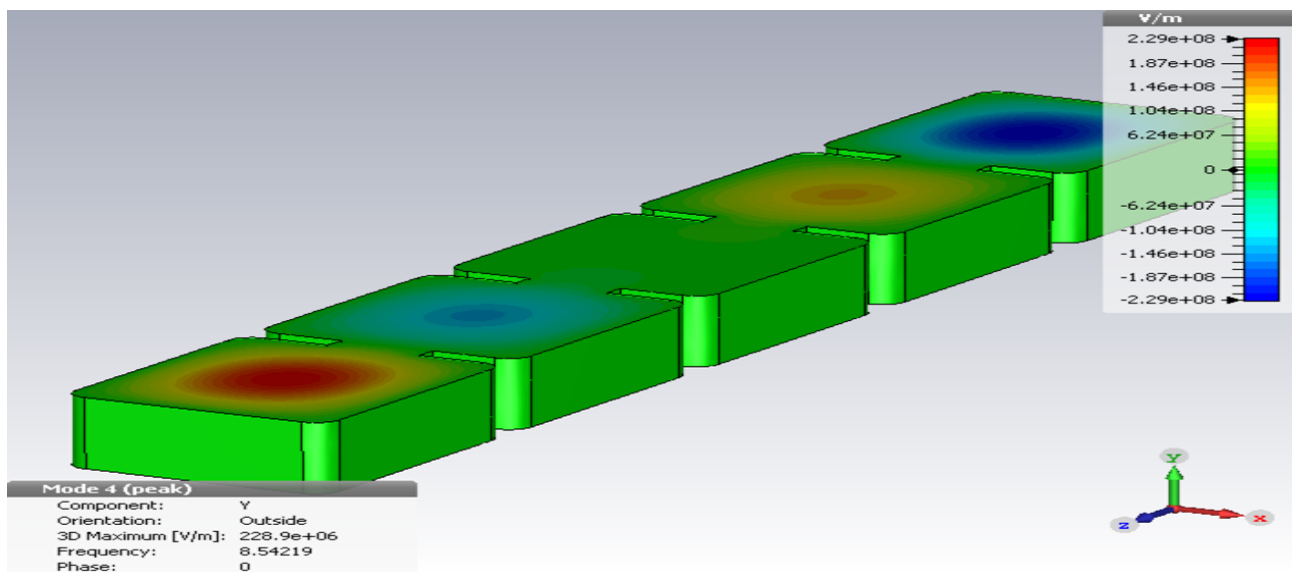


Figura 3.14: Sistema de cavidades con el autovector (1 -1 1 -1 1): modo 4

el tamaño de las cavidades modificaremos los acoplamientos y en este caso al no ser un sistema simétrico no será tan fácil calcular los acoplamientos. Otra solución consiste en modificar el autovector de forma que el campo presente en dicha cavidad sea 0, es decir, utilizamos el autovector (1 0 1 0 1). Esta solución teórica no la podemos llevar a la práctica ya que si utilizamos en una de las componentes del autovector el valor 0 estamos utilizando la solución trivial. Para evitar este problema utilizaremos el autovector (1 0.1 1 -0.1 1).

En la gráfica 3.16 vemos como hemos conseguido eliminar las contribuciones nega-

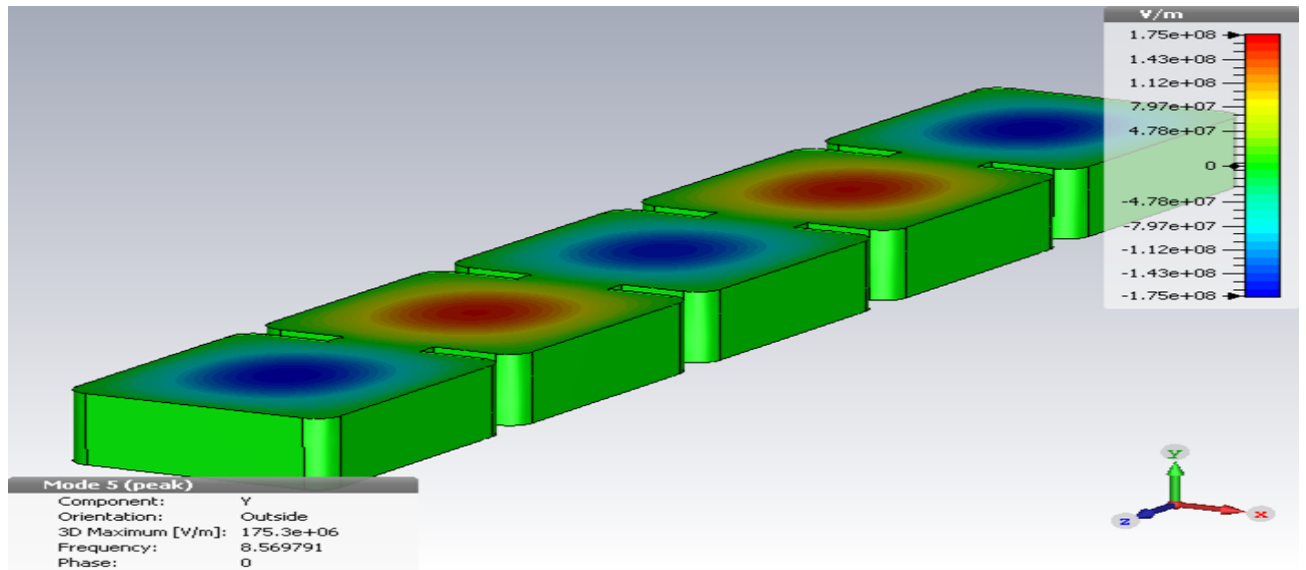


Figura 3.15: Sistema de cavidades con el autovector $(1 -1 1 -1 1)$: modo 5

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.5507	7308.0	8.31357
Modo 2	6.7268e-5	7511.5	8.379469
Modo 3	0.077	7798.6	8.466575
Modo 4	5.7664e-6	8064	8.54219
Modo 5	0.0288	8315.9	8.569791

Tabla 3.5: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia

tivas.

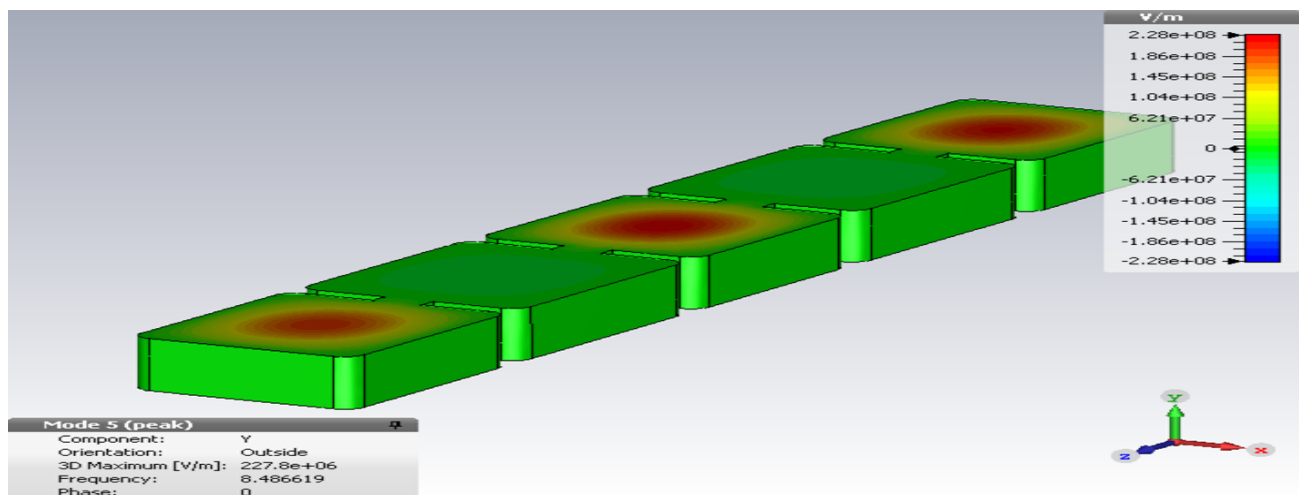


Figura 3.16: Sistema de cavidades con el autovector $(1 -0.1 1 -0.1 1)$: modo 5

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.3132	7755.7	8.194721
Modo 2	2.5033e-5	7773.3	8.195782
Modo 3	0.0015	7857.7	8.484623
Modo 4	4.3722e-4	7830	8.485871
Modo 5	0.3171	7871.3	8.486619

Tabla 3.6: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia

Vemos que en este caso (ver tabla 3.6) hemos mejorado el valor de C en el modo 5 con respecto al caso anterior (ver tabla 3.5). De hecho en nuestro caso actual tenemos dos modos con el mismo valor de C . Podríamos aprovechar ambos modos para buscar la señal del axi3n. Sin embargo, sabemos que dicha se3al depende de QC^2 , por lo que al reducir a la mitad el factor de forma estaremos disminuyendo la amplitud del axion una cuarta parte. Es posible que la sensibilidad sea demasiado peque3a y no seamos capaces de detectar el axi3n.

Uno de los inconvenientes que presenta este sistema es que las frecuencias de los modos 4 y 5 se nos han juntado peligrosamente (1 MHz), haciendo inviable el uso de esta soluci3n del sistema.

Simulaci3n Modo 3

Como estamos viendo en los apartados anteriores, conseguimos unos valores de C y Q bastante aceptables. De hecho hemos conseguido en algunos casos un valor de C cercano al m3ximo te3rico. No obstante, no conseguimos una buena separaci3n entre frecuencias. Como hemos visto en los casos anteriores, el modo que consigue una mejor separaci3n con respecto a los modos adyacentes es el tercero. El problema que tiene este modo es que para trabajar con 3l utilizamos el autovector $(1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1)$ tal y como vimos en la figura 3.2. Si utilizamos este autovector solo vamos a conseguir una distribuci3n de campo el3ctrico con dos contribuciones positivas frente a una negativa, por lo que vamos a obtener un factor de forma pr3cticamente 0.

En esta subsecci3n vamos a buscar las diferentes soluciones del sistema donde trabajaremos en el modo 3. Primero probaremos con la soluci3n del autovector est3ndar, despu3s modificaremos el autovalor para ver la evoluci3n del modo 3.

De acuerdo con el autovector impuesto $(1 \ 0 \ -1 \ 0 \ 1)$, podemos ver en la figura 3.17 c3mo efectivamente el patr3n de campo el3ctrico en el modo 3 se comporta como esper3bamos. Teniendo un cero en las cavidades 2 y 4, un m3ximo en las cavidades externas y un m3nimo en la cavidad central. Para este caso utilizamos unos acoplamiento de anchura $W = 5$.

A partir de los datos obtenidos en la tabla 3.7 podemos ver que este dise3o necesita varias modificaciones. Primero podemos separar las frecuencias de los diferentes modos aumentando el tama3o de la ventana W de los acoplamientos tal y como se vi3 en la simulaci3n del modo 1.

En la tabla 3.8 se recogen los datos de las simulaciones obtenidas.

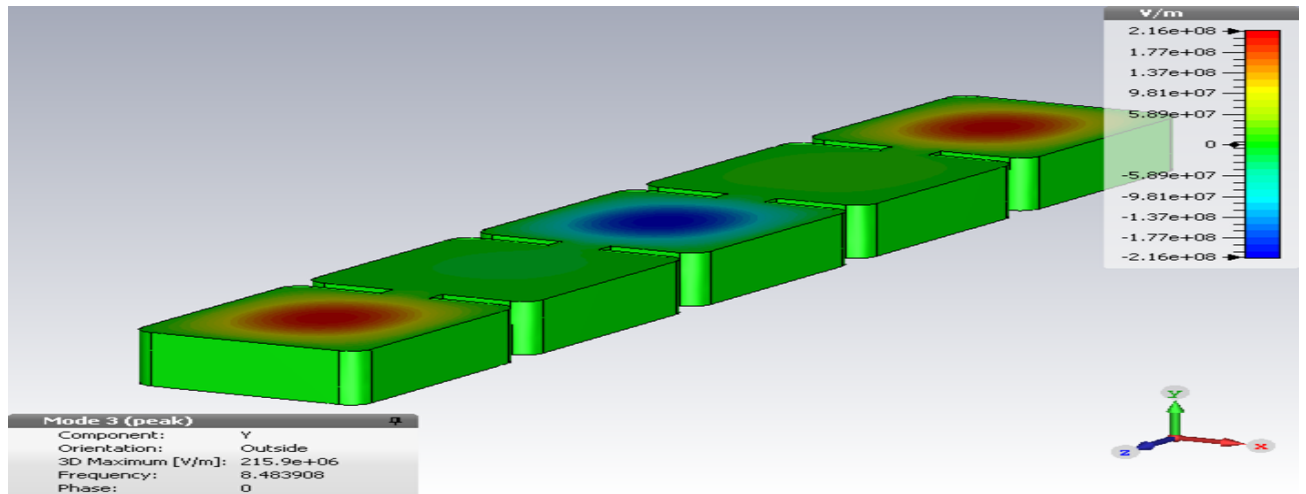


Figura 3.17: Sistema de cavidades con el autovector (1 0.1 -1 -0.1 1): modo 3

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.5834	7666.7	8.458053
Modo 2	1.4645e-4	7730.1	8.468963
Modo 3	0.0452	7838.8	8.483908
Modo 4	1.195-4	7971.1	8.498669
Modo 5	0.0036	8080.4	8.509373

Tabla 3.7: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.5883	7307.2	8.34337
Modo 2	2.5905e-4	7477.5	8.398866
Modo 3	0.0595	7769	8.474115
Modo 4	0.0011	8101.5	8.546571
Modo 5	0.0080	8380.9	8.594344

Tabla 3.8: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia

Con este diseño volvemos a comprobar la relación proporcional entre la separación de frecuencias y el tamaño de la ventana W . El siguiente paso consiste en aumentar el valor de C . Podemos conseguirlo de dos formas. Una idea consiste en disminuir la altura de la cavidad con una contribución de campo negativa, si bien esta idea tenía más sentido en el modo 5, donde teníamos 3 cavidades con contribuciones positivas frente a dos negativas; En este caso el factor de forma crecerá de forma muy limitada ya que solo hay dos cavidades con contribuciones positivas. Otra opción será buscar otro autovector con más contribuciones positivas y que siga trabajando en el modo 3.

Vamos a utilizar el autovector (1 1 -0.6 1 1). En este caso vamos a tener cuatro

cavidades que trabajen de forma síncrona. A la tercera cavidad le hemos dado un valor de -0.6 porque no es un valor relativamente alto, por lo que no contrarresta demasiado la contribución del campo. Podíamos haberle dado un valor más bajo. Sin embargo, conforme el valor tiende a cero las frecuencias de resonancia tienden a acercarse y el sistema se vuelve inestable. La figura 3.18 y la tabla 3.9 muestran los datos de las simulaciones obtenidas.

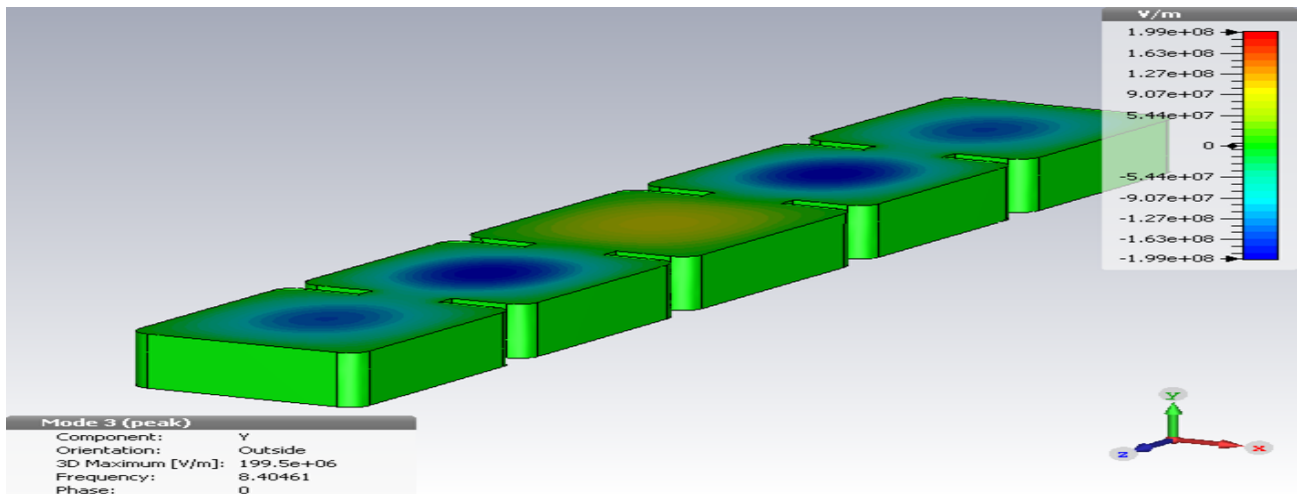


Figura 3.18: Sistema de cavidades con el autovector $(1 \ 1 \ -0.6 \ 1 \ 1)$: modo 3, $W = 8 \text{ mm}$

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.2878	7504.9	8.135726
Modo 2	$1.0215e-7$	7501.2	8.381106
Modo 3	0.3403	7661.5	8.40461
Modo 4	$8.1865e-7$	8061.4	8.542849
Modo 5	0.0279	8154.6	8.550776

Tabla 3.9: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovector $(1 \ 1 \ -0.6 \ 1 \ 1)$, $W = 8$

Como conclusiones de esta simulación podemos decir que hemos conseguido un valor de C relativamente alto para el modo 3. Además de obtener una gran separación espectral con respecto al modo 4 (140 MHz). Sin embargo, No conseguimos la misma separación del modo 2.

El siguiente paso consiste en reducir la altura de la cavidad que aporta una contribución negativa. El inconveniente de utilizar esta estrategia es que al variar las dimensiones de las cavidades estamos modificando los acoplamientos. Como el valor de los diferentes K_{ij} afectan a la solución del sistema de ecuaciones, al modificar dicho

valor nos estaremos desviando de la solución óptima del sistema. Para calcular los nuevos acoplamientos ya no podemos hacerlo a partir de simetrías debido a que el sistema de cavidades deja de ser simétrico, por lo que habría que trabajar con técnicas más complejas.

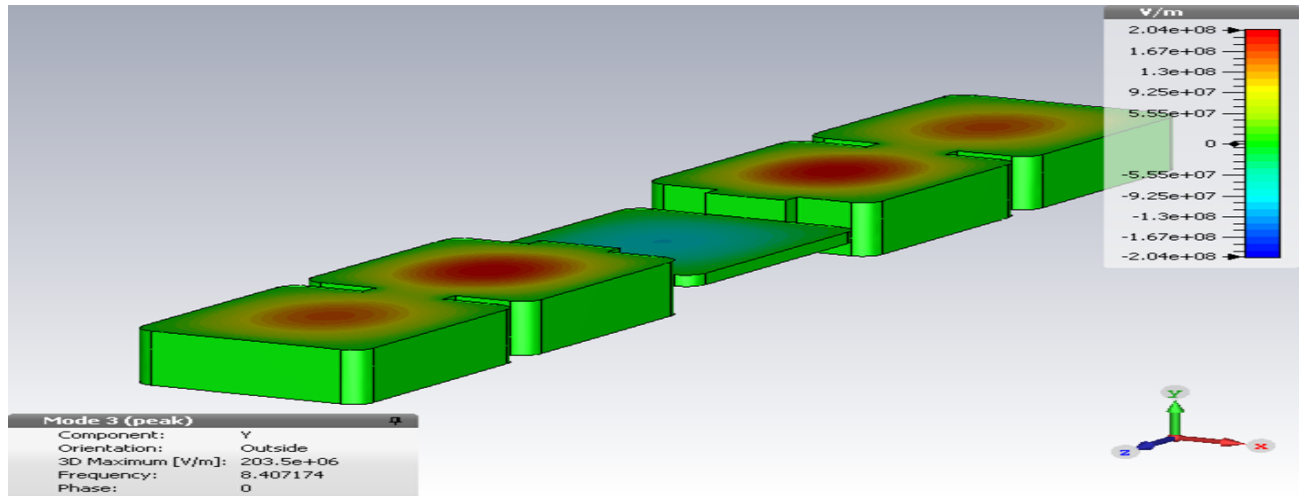


Figura 3.19: Sistema de cavidades con el autovector $(1 \ 1 \ -0.6 \ 1 \ 1)$: modo 3, $W = 8$. Altura de la cavidad central reducida.

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.0797	2568.2	8.078173
Modo 2	1.5123e-7	7515.7	8.400362
Modo 3	0.5578	7321.5	8.407174
Modo 4	6.9943 e-8	8104.9	8.552517
Modo 5	0.0125	8049.4	8.555774

Tabla 3.10: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovector $(1 \ 1 \ -0.6 \ 1 \ 1)$, altura reducida

Con esta simulación hemos conseguido aumentar el factor de forma, aunque como siempre, hay un compromiso entre parámetros. En este caso las frecuencias del modo 2 y 3 se encuentran excesivamente juntas, por lo habrá que probar a separarlas. Podemos mejorar la separación frecuencial reduciendo el factor C. Como vimos hay diferentes manera de conseguirlo, vamos a probar imponiendo el autovector $(1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1)$. Gracias a este cambio, el C nos disminuirá relativamente poco mientras que las frecuencias se separarán. El proceso es exactamente el mismo que con el sistema anterior, por lo que en la tabla 3.11 mostramos directamente el resultado de la simulación con la altura de la tercera cavidad reducida

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.1199	2601.5	7.873763
Modo 2	2.731e-5	7282	8.233517
Modo 3	0.5392	6875.5	8.253199
Modo 4	5.8808e-7	8127.1	8.518973
Modo 5	0.007	8025	8.530433

Tabla 3.11: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovector (1 1 -1 1 1), altura reducida

Como se puede apreciar en la tabla 3.11, hemos conseguido separar las frecuencias con respecto a los obtenidos en la tabla 3.10. Si aumentamos la anchura de los acoplamientos internos estaremos mejorando dicho parámetro a expensas de empeorar el factor de forma. En la gráfica 3.20 vemos la evolución del factor de forma C en función de la anchura W de los acoplamientos internos.

En la figura 3.20 representamos el valor de forma C en función del tamaño de la ventana de acoplamiento W_2 . En la gráfica de la izquierda representamos el valor obtenido mediante simulación mientras que la gráfica de la derecha representa el valor normalizado con respecto al máximo obtenido. el valor de C se mantiene prácticamente constante, por lo que utilizaremos el W máximo (12 mm). En la tabla 3.12 se muestran los datos obtenidos de la última simulación.

Modo	C	Q	F (GHz)
Modo 1	0.1274	2599.7	7.637679
Modo 2	1.1627e-6	7126.3	8.194644
Modo 3	0.5277	6796.3	8.238676
Modo 4	8.5568e-9	7960	8.493318
Modo 5	0.0161	7926.6	8.516329

Tabla 3.12: Parámetros del sistema en función del modo de resonancia con autovector (1 1 -1 1 1), altura reducida, $W_1 = 8$, $W_2 = 12$

3.3. Simulación del sistema con puertos

Para realizar las diferentes medidas en el sistema de cavidades vamos a introducir dos cables coaxiales. El primero nos servirá para realizar el experimento propiamente dicho, mientras que el segundo coaxial nos servirá para tareas de calibración. Una vez calibrado el sistema se utilizara un cortocircuito al final del segundo coaxial.

Como podemos ver, habrán situaciones donde utilicemos dos puertos y otras con solo un puerto. Como nos interesa sobre todo trabajar con solo un puerto, vamos a

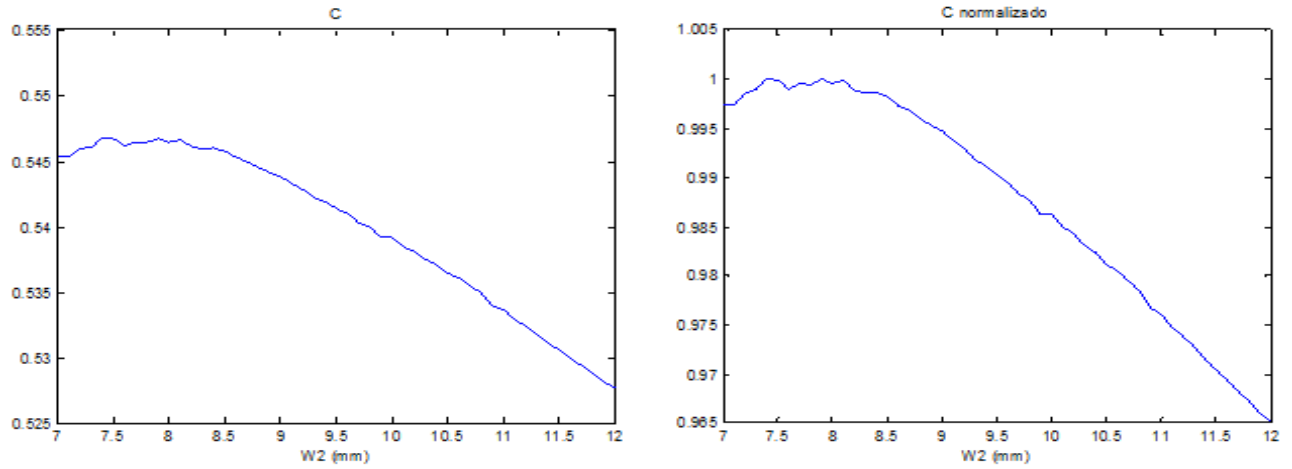


Figura 3.20: Evolución de C con respecto W

buscar las condiciones de máxima adaptación en este caso y ver que obtendremos al trabajar con la otra situación al introducir un segundo puerto.

La condición de acoplamiento crítico de un puerto es muy sencilla. Basta con cumplir que $S_{11} = 0$. Como sabemos que el parámetro S_{11} sigue la siguiente relación:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = 0 \quad (3.14)$$

Para conseguir dicha condición tenemos que cumplir que $Z_{in} = 0$. A continuación vamos a ver cómo calcular Z_{in} a partir del circuito de la gráfica 3.21, que se corresponde con el circuito equivalente de un resonador con pérdidas cuando el puerto 2 está cortocircuitado, y a la frecuencia de resonancia. Donde K es un inversor de impedancias y R es la resistencia de pérdidas del resonador.

Como en esta situación solo tenemos un inversor de impedancias y una resistencia la obtención de Z_{in} es inmediata.

$$Z_{in} = \frac{K^2}{R_s} = Z_0 \quad (3.15)$$

Ahora vamos a ver la condición de acoplamiento crítico para el caso de dos puertos. Sabemos que tenemos que cumplir que $S_{11} = 1/2$ por lo que para conseguir dicha condición tenemos que hacer que $Z_{in} = 3Z_0$

$$S_{11} = \frac{3Z_0 - Z_0}{3Z_0 + Z_0} = \frac{1}{2} \quad (3.16)$$

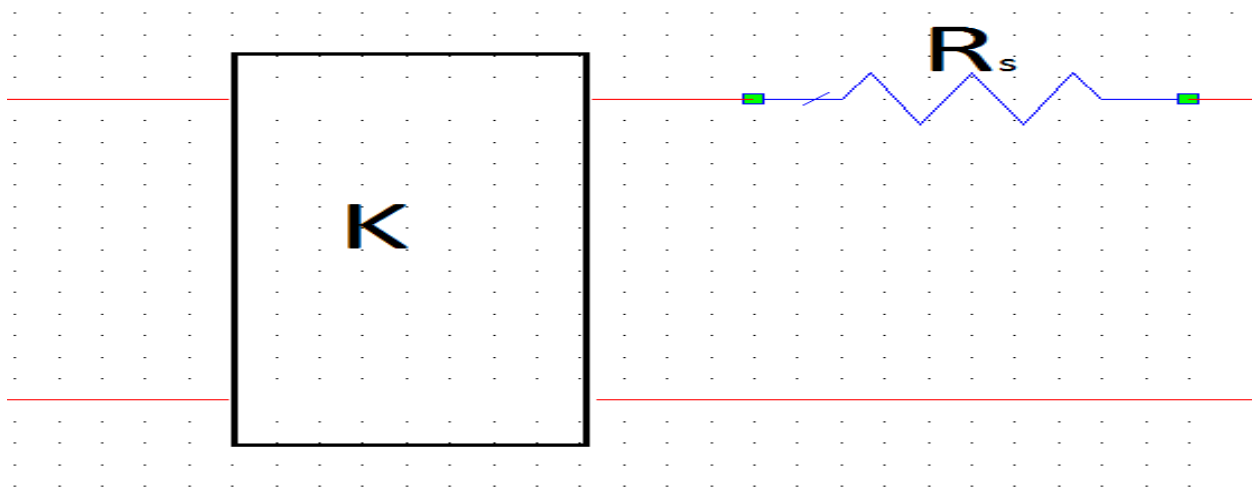


Figura 3.21: Circuito equivalente de un resonador con pérdidas con el puerto 2 cortocircuitado

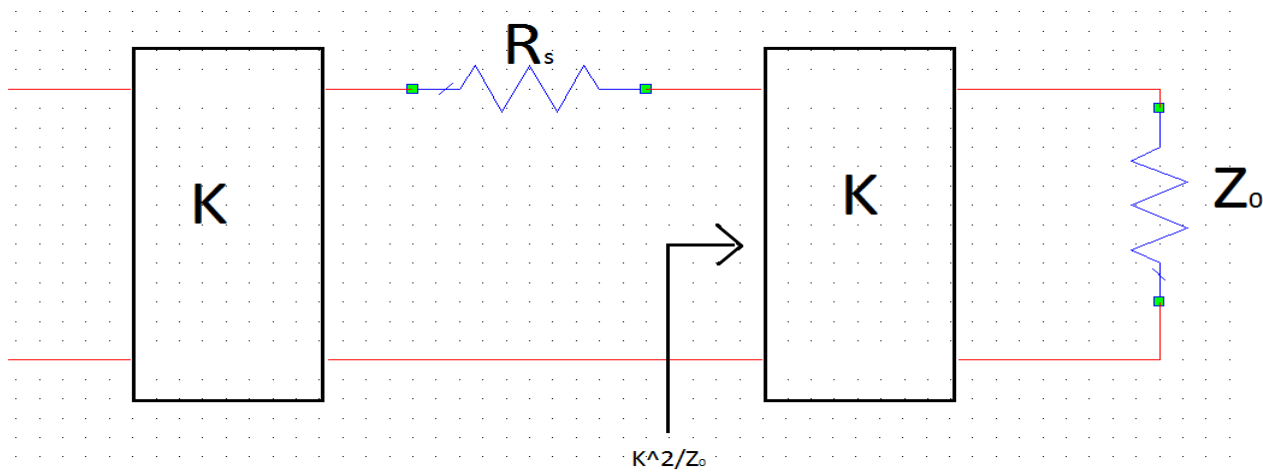


Figura 3.22: circuito equivalente de un resonador con dos puertos

Ahora podemos pasar a calcular qué valor debe tener Z_{in} en nuestra situación actual. El circuito con dos puertos se muestra en la figura 3.22:

En este caso, a la entrada del segundo inversor de impedancias conseguimos una impedancia igual a $\frac{K^2}{Z_0}$ tal y como se observa en la figura 3.22. Dicha impedancia se sumará en serie con la resistencia R_s de forma que a la salida del primer inversor tenemos una resistencia igual a $R_s + K^2/Z_0$. Siguiendo estos pasos, se obtiene la siguiente impedancia de entrada:

$$Z_{in} = \frac{K^2}{R_s + K^2/Z_0} = 3Z_0 \quad (3.17)$$

Una vez visto ambas situaciones, parece interesante comprobar si la condición de acoplamiento crítico en ambas situaciones coinciden. A simple vista podemos ver que los valores de Z_{in} y S_{11} son diferentes por definición. Sin embargo, como ambos circuitos son diferentes, puede ocurrir que en ambos casos tengamos los mismos valores de K . Sabemos de la ecuación 3.15 que en la condición de un puerto tenemos que $K^2 = Z_0 R_s$.

Por lo que si extrapolamos dicha condición a la ecuación 3.17 que se corresponde con el caso de dos puertos vamos a tener la siguiente relación:

$$Z_{in} = \frac{Z_0 R_s}{R_s + R_s} = \frac{Z_0 R_s}{2R_s} = \frac{Z_0}{2} \quad (3.18)$$

Vemos que hemos conseguido un valor de Z_{in} diferente al esperado. Si en las dos condiciones tuviéramos el mismo valor de K , deberíamos de haber mantenido la igualdad obtenida en la ecuación 3.17. En nuestro experimento los puertos van a estar acoplados

de forma diferente. Es decir, uno fuertemente acoplado y el segundo débilmente. Por lo que la ecuación 3.17 va a variar de la siguiente manera:

$$Z_{in} = \frac{K_1^2}{R_s + K_2^2/Z_0} \quad (3.19)$$

Donde K_1 y K_2 se corresponden con los inversores de impedancia en los puertos uno y dos respectivamente. Como hemos comentado anteriormente, el puerto dos va a estar débilmente acoplado, por lo que el parámetro K_2 tiende a 0. De este modo la ecuación 3.19 se verá modificada:

$$Z_{in} = \frac{K_1^2}{R_s} \quad (3.20)$$

Las condiciones de dos puertos y un puerto coincide. Tiene sentido ya que conforme menos acoplado esté un puerto, el límite teórico será la ausencia del segundo puerto, tendiendo la relación a la situación de un puerto. También podemos ver la misma demostración gráficamente. En la figura 3.22 tenemos que sustituir la impedancia Z_0 por un circuito abierto. A la salida del inversor de impedancias vamos a ver un cortocircuito, es decir, el circuito resultante es el que se muestra en la figura 3.21 correspondiente con el circuito equivalente a la situación de un puerto.

3.3.1. Caso temperatura ambiente

Una vez aclarado las condiciones de acoplamiento crítico con uno y dos puertos, y el hecho que ambas situaciones son diferentes si el acoplamiento en los dos puertos es simétrico, vamos a diseñar una transición coaxial-guiaonda rectangular, donde

ajustaremos la longitud del conductor central para lograr la condición de acoplamiento crítico. Como se comentó anteriormente, vamos a introducir dos cables coaxiales en la cavidad. Como solo vamos a utilizar un puerto queremos que el segundo coaxial esté débilmente acoplado y así no nos afecte a la condición de acoplamiento crítico del primer puerto.

A temperatura ambiente el cobre tiene una conductividad $\sigma = 5,81010^7$. Para dicha conductividad tenemos que encontrar una longitud de pin determinado tal que consigamos un acoplamiento crítico en el modo 1, es decir, encontrar el punto donde consigamos un valor más cercano a 0 en el parámetro S_{11} a la frecuencia de resonancia tal y como se vió en la ecuación 3.14.

Como para encontrar el punto óptimo no disponemos de ningún método analítico, realizamos un análisis paramétrico en función de la longitud del pin del puerto 1. La figura 3.25 muestra la evolución de la adaptación en función de la longitud del pin.

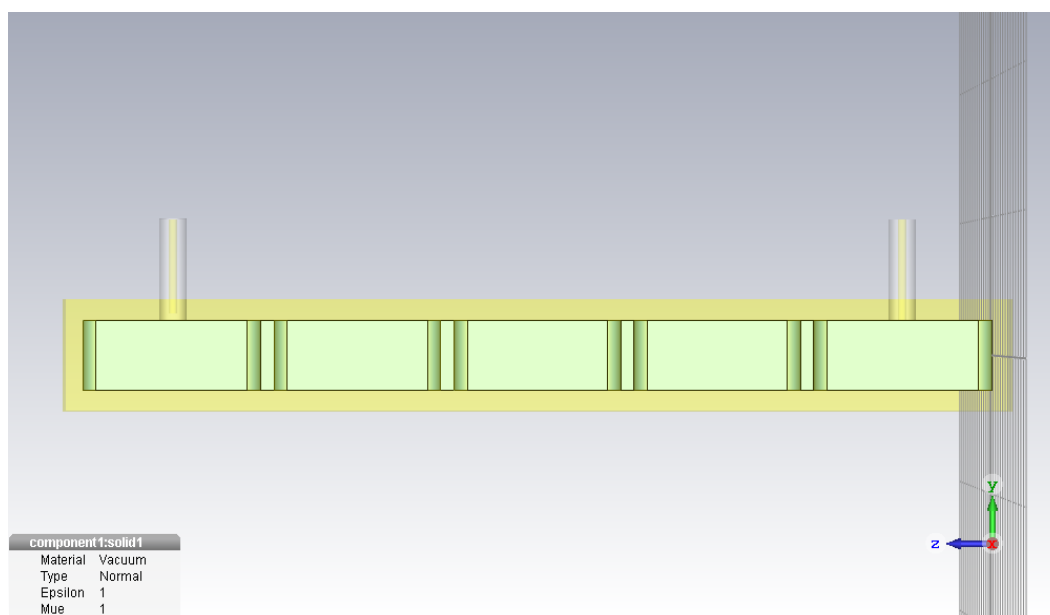


Figura 3.23: Evolución de la conductividad con respecto a temperatura

En la figura 3.25, buscamos el punto azul más oscuro posible. Conseguimos un punto de máxima adaptación en torno a 0.05 mm. La longitud del pin especifica cuánto introducimos el pin en la cavidad. Como nuestro sistema de cavidades tiene una anchura de 2.5 mm sin tener en cuenta las dimensiones de la cavidad tal y como se ve en la figura 3.23, obtenemos longitudes relativas con respecto a dicha medida. Es decir, una longitud de 0.2 mm en la gráfica corresponde con una longitud de pin absoluta de 2.7mm.

Una vez obtenido la adaptación a nivel ambiente vamos a buscar el óptimo a 4K que es la temperatura donde vamos a realizar el experimento. Al disminuir la temperatura, la conductividad se incrementa tal y como se muestra en la figura 3.24.

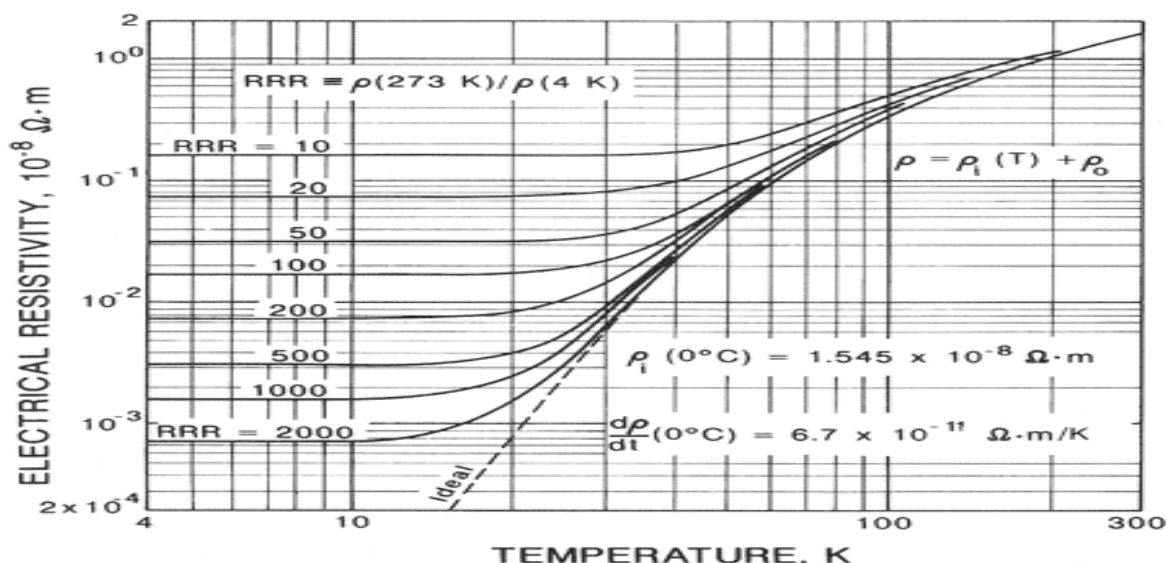


Figura 3.24: Evolución de la conductividad con respecto a temperatura [10]

La conductividad también se ve afectada por el RRR o factor de contracción. El problema es que no conocemos con certeza ese factor, por lo que tendremos que estimar de forma aproximada el valor de la conductividad a 4K. Según los datos en la gráfica, sabemos que la conductividad a dicha temperatura va a oscilar entre 210^9 y 610^9 .

Sabemos que para cada conductividad vamos a tener una longitud de pin óptimo donde tendremos una adaptación máxima. Al no conocer la conductividad exacta a dicha temperatura no podemos establecer la longitud óptima. Además, debido a que el factor $Q_{unloaded}$ aumenta con la conductividad, la adaptación se vuelve más selectiva. Es decir, necesitamos una precisión mayor para encontrar la máxima adaptación.

En la figura 3.25 El eje de abscisas nos indica la longitud del pin. Como comentamos anteriormente, la longitud del pin está normalizado con respecto al grosor de la cavidad. El eje de ordenadas representa la conductividad. Como la conductividad es inversamente proporcional a la temperatura, podemos decir que el valor máximo se corresponde con la temperatura a 4K. Los niveles de colores representan la adaptación del puerto 1 mediante el módulo de S_{11} . Vemos que al aumentar la conductividad es mucho más difícil encontrar la longitud de pin exacta donde la adaptación es máxima porque el comportamiento se vuelve mucho más abrupto al aumentar mucho el factor de calidad $Q_{unloaded}$. Aunque en esta gráfica no encontremos el punto exacto, podemos utilizar la gráfica para saber aproximadamente donde se encuentra el punto óptimo.

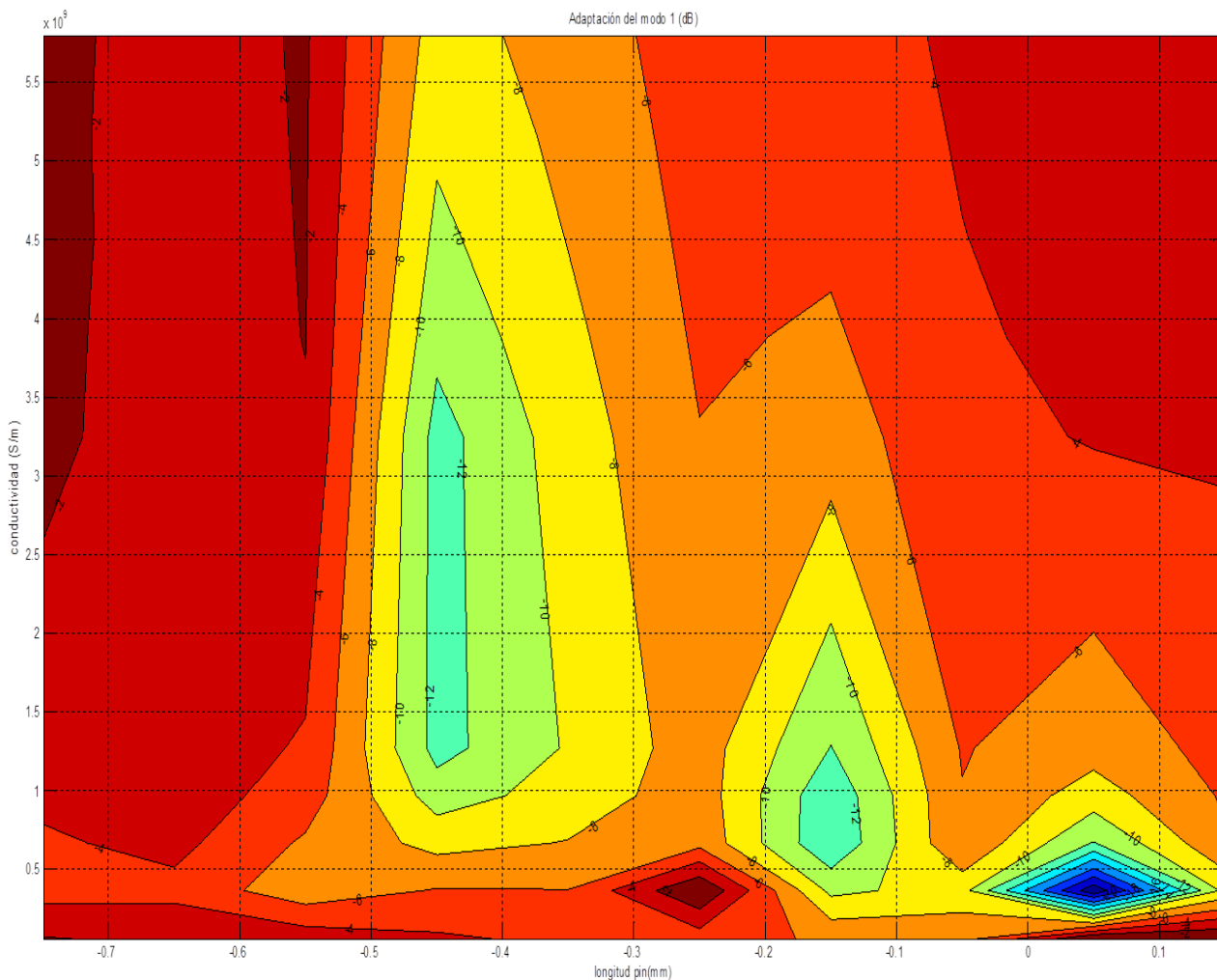


Figura 3.25: Evolución de $\min|S_{11}|$ con respecto a la conductividad y la longitud de pin.

Podemos apreciar como puntos donde se consigue una buena adaptación a baja conductividad conseguimos niveles muy malos de adaptación a valores mucho más altos. Del mismo modo ocurre en el caso opuesto. No conseguimos mucha continuidad en la adaptación porque requiere de un gran mallado en la representación; algo bastante arduo y difícil de conseguir. Debido a este inconveniente vamos a utilizar la figura 3.25 de manera orientativa.

3.4. Resultados prácticos

Hemos podido realizar simulaciones experimentales en el laboratorio con el sistema de cavidades. En la gráfica 3.26 podemos ver la evolución del nivel de adaptación del puerto 1 en función de la temperatura. Hemos tenido la oportunidad de realizar el

experimento con tres longitudes del pin diferentes. Los datos obtenidos se muestran en la figura 3.26.

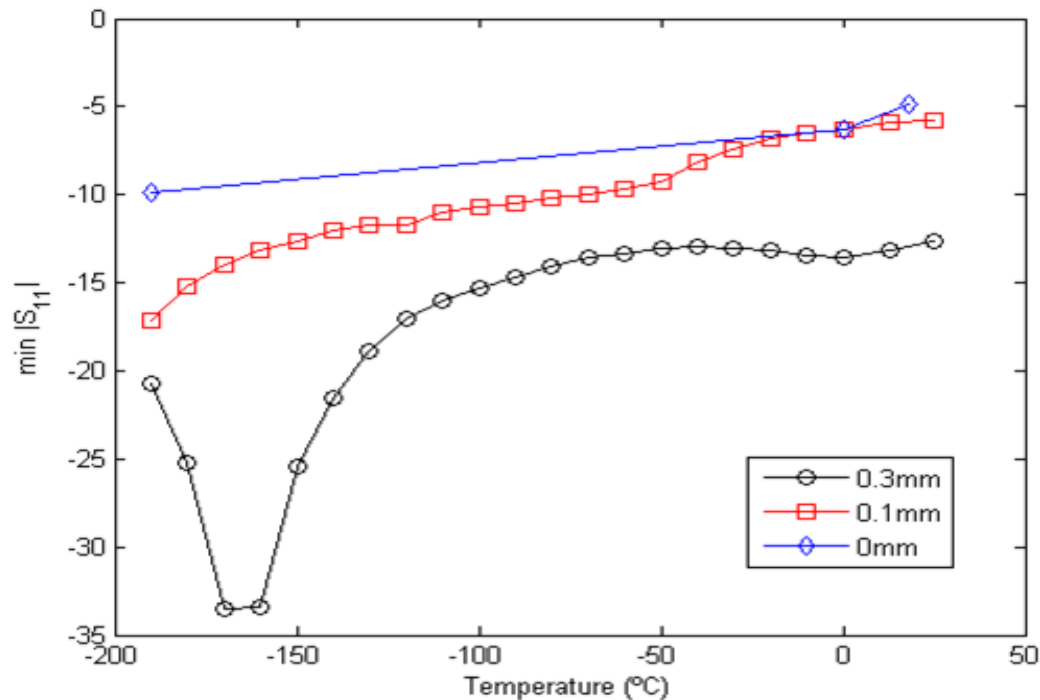


Figura 3.26: Módulo de S11 en función de la temperatura

Las medidas representadas en la figura 3.26 se han hecho introduciendo el sistema en nitrógeno líquido, llegando a una temperatura cercana a los -200°C . Es decir, unos 73K. Como vimos en la figura 3.24, la conductividad tiene que aumentar aún más cuando introduzcamos el sistema a 4K. Por tanto, extrapolando los datos experimentales obtenidos, tenemos que coger una longitud de pin tal que se acerque al punto óptimo a 4K. Según los datos obtenidos no tendría sentido coger una longitud de pin igual a 0.3mm. Ya que como vimos en la figura 3.24, si conseguimos una buena adaptación a bajos niveles de conductividad tendremos una mala adaptación cuando aumente. De las tres simulaciones prácticas obtenidas, utilizaremos una longitud de pin igual a 0mm para el experimento a 4K.

En la figura 3.27 se muestra una simulación por ordenador con datos similares a los experimentales. Parece bastante interesante comparar las simulaciones teóricas y prácticas ya que podemos aproximar para una temperatura dada qué conductividad tenemos. Vemos que a 0.3mm de longitud de pin conseguimos una adaptación a -160°C , que se corresponde con una conductividad aproximadamente de $10^8\text{S}/\text{m}$. Vemos cómo con 0.1mm no conseguimos la adaptación pero nos quedamos bastante cerca, por lo que tendremos una conductividad por debajo de $210^8\text{S}/\text{m}$.

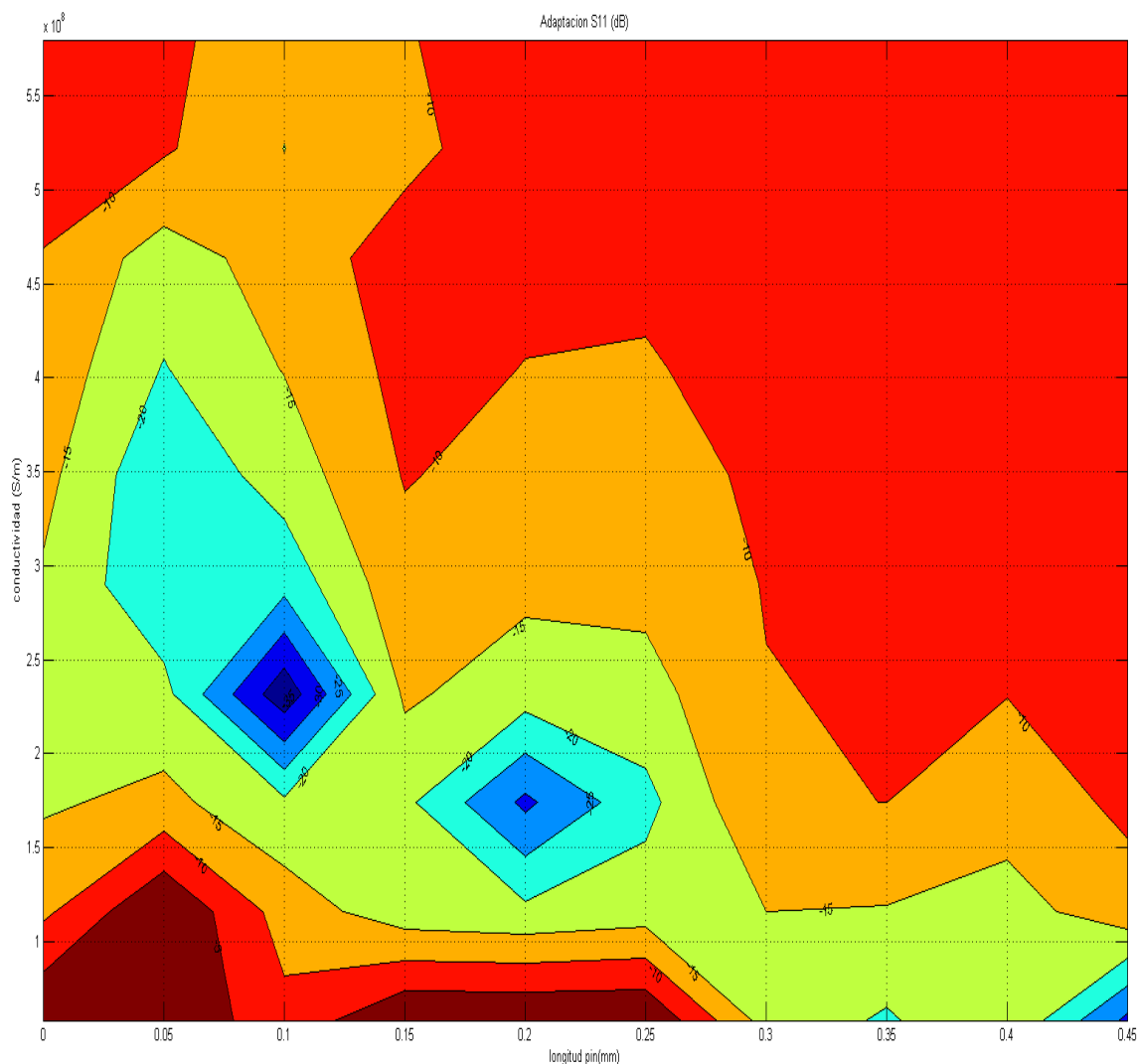


Figura 3.27: Módulo de S_{11} en función de la temperatura

Si observamos ambas simulaciones, podemos ver que si utilizamos un pin de longitud 0.3 se adapta a una temperatura igual a $-160^{\circ}C$, por lo que a la conductividad y temperatura deseada tendrá una adaptación bastante mala. Si cogemos el pin de 0.1 mm vemos cómo está empezando a minimizarse el valor de S_{11} . Podríamos dudar si este pin funcionaría a 4K. Sin embargo, como podemos apreciar en la figura 3.24, la resistividad tiene que disminuir aún más, o lo que es lo mismo, la conductividad debe aumentar bastante, por lo que si a esta longitud de pin estamos empezando a conseguir una buena adaptación, cuando tengamos ese crecimiento de conductividad, la adaptación empeorará como en el caso anterior. Estas ideas nos hacen pensar que de las tres opciones posibles, la mejor elección para realizar medidas a 4K es escoger el pin de longitud 0mm.

Capítulo 4

Sistema de adquisición de datos

El objetivo del sistema de adquisición de datos es a partir de la detección de la señal del sistema de cavidades, amplificar la señal, convertirla a frecuencia intermedia y posteriormente digitalizar. En nuestro caso, el objetivo principal es la reducción del ruido para poder detectar con claridad la señal del axi3n.

Si bien en el sistema de cavidades nos centrábam3s en unos parámetros específcos tales como el factor de forma y de calidad, en esta parte del proyecto los parámetros que nos interesa conocer son la amplitud, el ancho de banda y la frecuencia de la señal del axi3n. En este apartado explicaremos en diversos mecanismos como afecta al sistema final dichos parámetros.

Antes de empezar hay que hacer una clara distinción entre la señal del axi3n y el ruido. Nuestra señal de axi3n es una señal con un ancho de banda, amplitud y frecuencia determinado.

La frecuencia de la señal procedente del axi3n dentro de la cavidad se encuentra en torno a 8.45GHz. Sin embargo en el sistema de adquisición que vamos a utilizar tomamos la frecuencia intermedia de 145 MHz.

Primero vamos a simular un radi3metro clásico para después pasar al sistema que implementaremos en el experimento. Podremos realizar una comparaci3n entre ambos métodos así como ver cómo afecta a los sistemas, variaciones en el ancho de banda de la señal de entrada del axi3n, amplitud de la señal del axi3n y amplitud del ruido. Una vez acabado el análisis podremos ver las ventajas y desventajas que presenta cada procedimiento.

4.1. Obtención ancho de banda de la señal del axión

Sabemos que los axiones se encuentran dispersos por el universo. Como tienen una masa característica resonaran a una frecuencia determinada. Sin embargo, debido al movimiento traslacional de la tierra vamos a tener un efecto dispersivo en frecuencia. Es decir, vamos a tener una señal con un ancho de banda determinado por el efecto doppler. Para calcular el efecto doppler necesitamos conocer la velocidad de la Tierra.

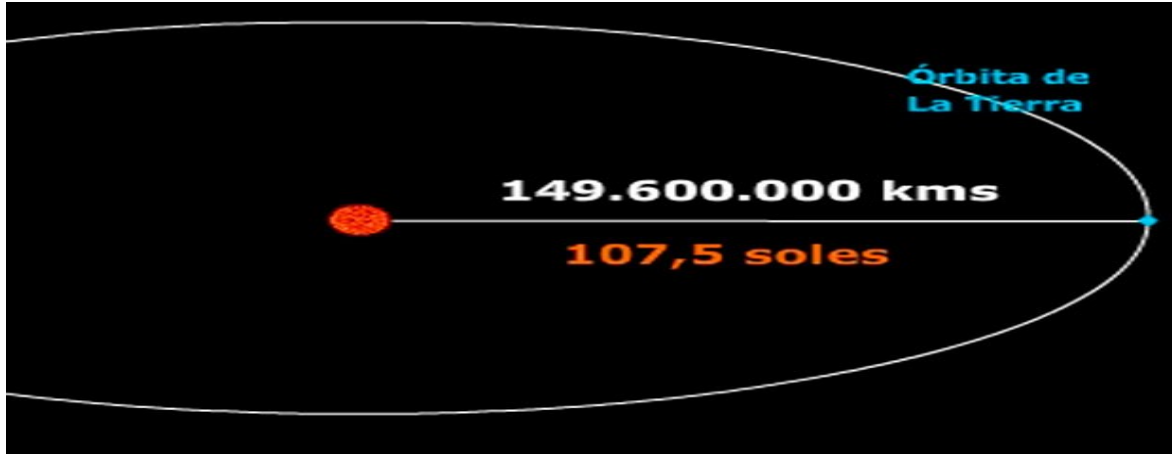


Figura 4.1: órbita terrestre

Aunque sabemos que la órbita terrestre es elíptica. Para facilitar el cálculo vamos a asumir una órbita circular. Sabemos que el radio es $149,610^9m$ tal y como se ve en la figura 4.1, o lo que es lo mismo, $500(seg)c_0(\frac{m}{seg})$. A partir del radio podemos obtener el perímetro de la órbita terrestre. Como conocemos el tiempo que tarda en dar una vuelta, podemos deducir la velocidad de la Tierra alrededor del sol.

$$V = \frac{S}{T} = \frac{500seg}{310^7seg} c_0 2\pi \left(\frac{m}{seg} \right) \quad (4.1)$$

Si queremos normalizar la velocidad de la tierra con respecto a la velocidad de la luz al cuadrado tenemos la siguiente relación:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{V}{c_0} \approx 10^{-8} \quad (4.2)$$

Podemos acotar la anchura espectral ya que asumimos que la frecuencia del axión es menor o igual a 10GHz, por lo que el ancho de banda queda de la siguiente manera:

$$\Delta f \leq f_0 10^{-8} = 100 \text{ Hz} \quad (4.3)$$

En las simulaciones, la señal tiene un ancho de banda tan estrecho que podemos considerarlo como un tono puro en frecuencia. También podemos considerar dicha señal como la suma de varios senos con fase y frecuencia diferente. Como la suma de varios senos sigue siendo coherente, tenemos un caso bastante parecido a un delta.

4.2. Radiómetro

El radiómetro es un dispositivo capaz de detectar radio emisiones naturales del fondo de microondas, fuentes astronómicas discretas, la atmósfera terrestre o cualquier ruido aleatorio que es prácticamente indistinguible del causado por los diferentes componentes electrónicos. Cualquier radiotelescopio usado para medir la potencia media de un ruido en un rango de frecuencia bien definido se denomina radiómetro. La señal de ruido tiene un voltaje con media nula y varía aleatoriamente en escala de tiempo muy cortas (nanosegundos) comparable con la inversa del ancho de banda del radiómetro. Una de las partes más importantes del radiómetro es el llamado "square law detector."° SWD. Mide el voltaje de entrada y produce un voltaje proporcional a la salida. La potencia media a la salida del detector es siempre mayor que 0 y normalmente hay que promediar durante un gran intervalo de tiempo (varias horas). Para promediar o integrar un gran número de N muestras independientes, podemos determinar el factor de reducción de la amplitud de ruido $(N/2)^{-1/2} \ll 1$. Un radiómetro ideal expresa en una ecuación el resultado únicamente en términos del ancho de banda en recepción y el tiempo de integración. En la práctica, la ganancia del radiómetro se verá afectada por fluctuaciones atmosféricas, además de fuentes externas que pueden degradar la sensibilidad real si la comparamos con la ecuación ideal.

El voltaje a la salida de un radio telescopio es la suma de diferentes contribuciones aleatorias independientes. El teorema central del límite establece que la amplitud de dichos ruidos se aproxima a una función gaussiana, por lo que podemos procesar dicha señal si ningún inconveniente.

Vamos a simular el funcionamiento de un radiómetro a la frecuencia de 145 MHz. El esquema básico de un radiómetro es el que se muestra en la figura 4.2; después explicaremos con más detalle las partes que componen nuestro radiómetro.

En un radiómetro filtramos la señal proveniente del telescopio, en nuestro caso la señal proveniente del sistema de cavidades. El objetivo del experimento es convertir la potencia del ruido, con media cero, en una tensión de salida proporcional a dicha potencia.

4.2.1. Descripción

Nuestra simulación consta de las siguientes partes:

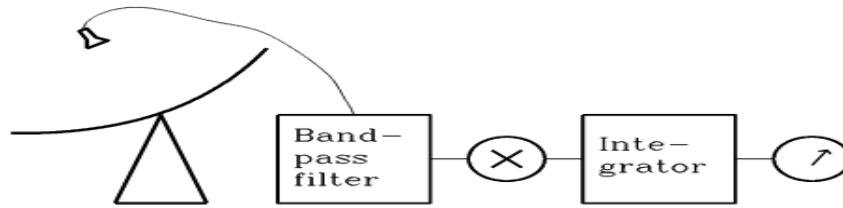


Figura 4.2: Esquema radiómetro [9]

- I un filtro paso banda centrado a 145 MHz y con un ancho de banda inicial de 100 Hz (este es el ancho de banda estimado que proporcionará las cavidades acopladas a temperatura ambiente; más adelante modificaremos este valor para ver su evolución a la salida del radiómetro. Teóricamente cuanto más pequeño sea el ancho de banda la señal se aproximará a un seno y aumentará el grado de coherencia de dicha señal, por lo que al aplicar el integrador esta señal se verá afectada de forma constructiva). Este filtro nos sirve para simular la señal del axión a la salida del sistema de cavidades.
- II un filtro paso banda también centrado a 145 MHz, pero con un ancho de banda de 10 MHz, a la entrada de este filtro tenemos la señal del axión que hemos simulado con el filtro anterior más un ruido de fondo con una amplitud mayor que representa el ruido que nos encontraremos en el sistema.
- III un square-law detector ideal, lo que nos permite obtener una componente continua positiva y proporcional a la amplitud de la señal de entrada.
- IV Filtramos la componente continua mediante un filtro paso bajo.
- V Integramos la señal obtenida para eliminar las fluctuaciones del ruido a partir de un integrador simple.

Integrador simple

En nuestro caso vamos a utilizar un integrador simple, que corresponde con un filtro FIR con todos los coeficientes $b_k = 1$, es decir:

$$y(i) = \sum_{l=0}^{N_i-1} |x(i-l)|^2 \quad (4.4)$$

Este tipo de integrador presenta como ventajas su sencillez y su independencia de poder realizarlo tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia, lo que lo hace bastante flexible.

4.2.2. Simulación

En este apartado vamos a ver cómo afectan los diferentes parámetros al comportamiento del sistema. Sin embargo, antes de comenzar, parece bastante interesante enseñar los diferentes pasos que recorre la señal a lo largo de su procesamiento. Dichos pasos se corresponden con la descripción vista anteriormente. Vamos a coger una señal correspondiente a un ancho de banda igual a 100Hz.

Primero tenemos la señal del axión incluido en el ruido. Como podemos ver en la figura 4.3 solo podemos apreciar ruido debido a que la amplitud de la señal del axión es mucho más pequeña que el nivel del ruido.

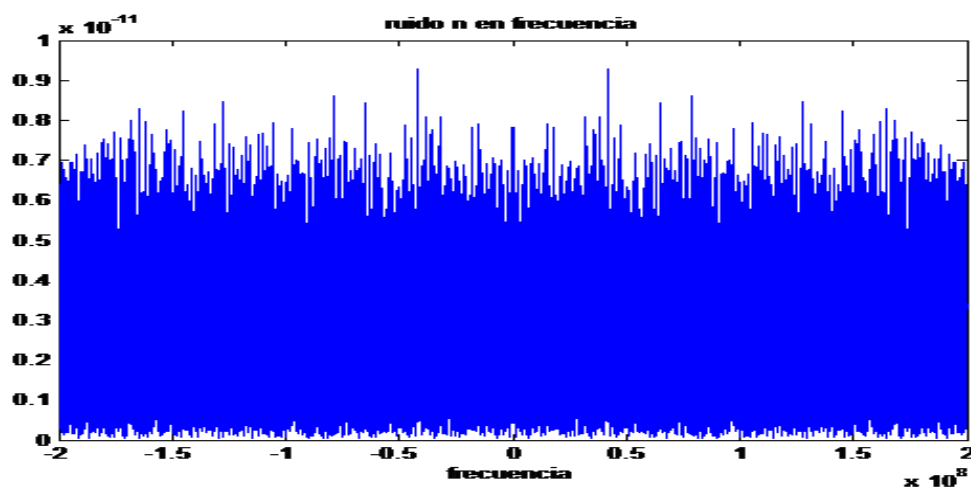


Figura 4.3: Espectro en frecuencia de la señal axión con ruido

A continuación filtramos dicha señal en torno a los 145 MHz con un ancho de banda de 10 MHz. Es un ancho de banda suficientemente grande como para que la señal del axión no se atenúe y eliminamos el ruido en el resto del espectro. Utilizamos un filtro de tipo butterworth de orden 10 tal y como se muestra en la figura 4.4.

La señal resultante se corresponde con la figura 4.5 en la que seguimos sin poder distinguir ninguna señal con claridad.

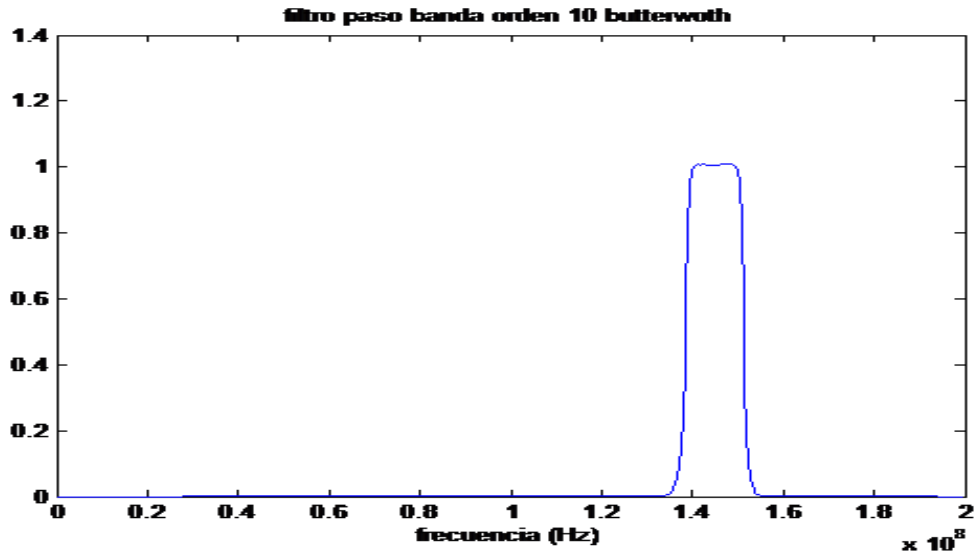


Figura 4.4: filtro paso banda butterworth orden 10

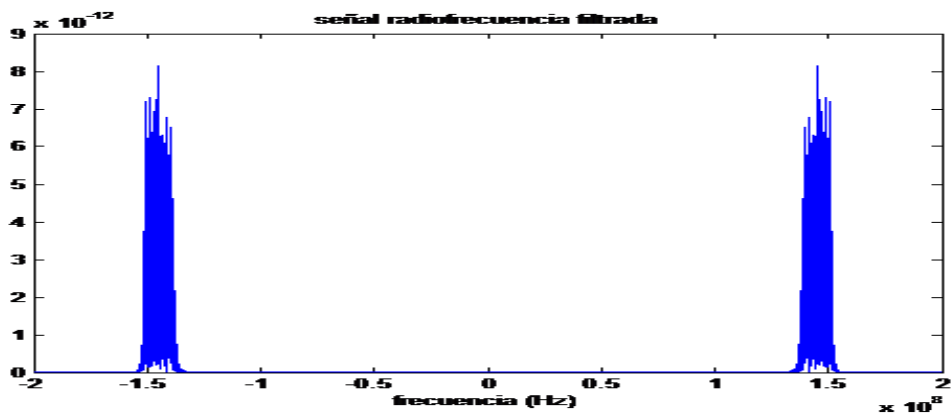


Figura 4.5: señal a la salida del filtro paso banda butterworth de orden 10

Ahora viene la parte más importante del radiómetro, el denominado "square wave detector". Gracias a esta técnica nos quedamos con el módulo de la señal. En la figura 4.6 podemos ver como efectivamente conseguimos el efecto esperado.

A continuación filtramos la señal mediante un filtro paso bajo. El objetivo es quedarnos exclusivamente con la componente continua. Posteriormente integramos la señal tal y como se ha explicado con el integrador mostrado en la ecuación 4.4. El resultado de ambos casos se muestra en la figura 4.7 y 4.8 respectivamente.

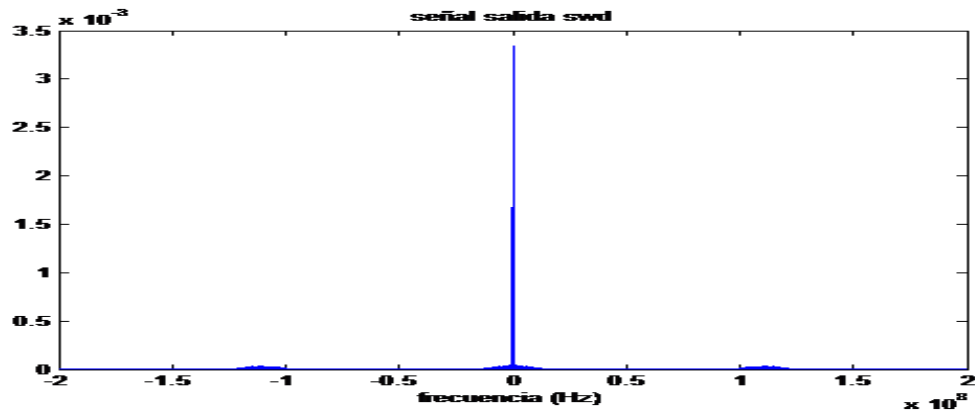


Figura 4.6: salida SWD en frecuencia

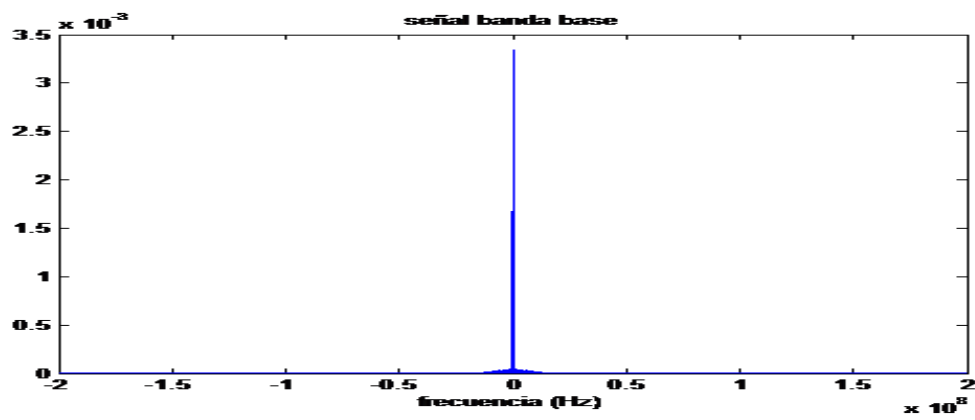


Figura 4.7: señal en frecuencia a la salida de un filtro paso bajo

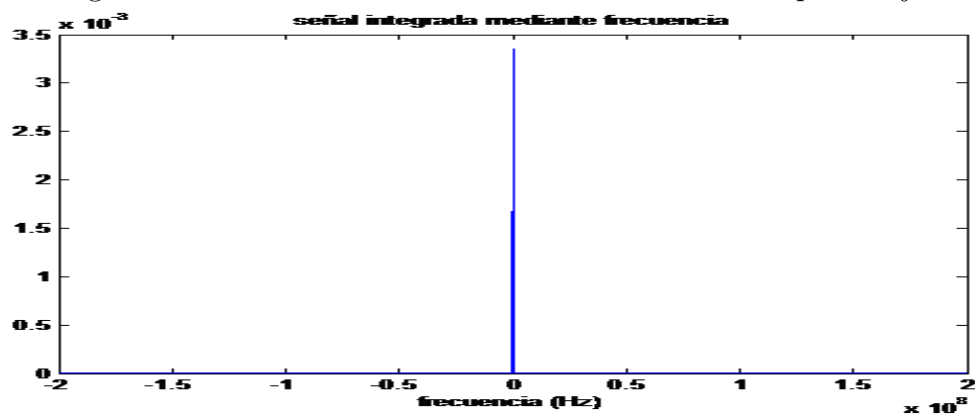


Figura 4.8: señal en frecuencia a la salida de un filtro paso bajo aumentando el orden de integración

Para una correcta simulación primero vamos a realizar un análisis variando el tamaño N del integrador, después vamos a modificar el ancho de banda de la señal del

axión y por último vamos a ver cómo evoluciona el sistema modificando la amplitud del axión.

Entendemos que en el dominio temporal nos encontraríamos con una señal oscilatoria (las oscilaciones aleatorias son creadas por el ruido) entorno a un valor constante, dicha constante tiene que ser la suma de la potencia de ruido junto con la del axión. Como la potencia del axión es considerablemente menor con respecto a la potencia del ruido, debemos conseguir integrar con un gran valor de N_i para poder ver con nitidez la señal del axión.

Evolución del sistema al variar N_i

El objetivo de este apartado es observar como afecta el orden del integrador en la señal resultante. A continuación se muestra la salida en el tiempo al variar el valor de N . En las tres simulaciones hemos tomado la misma señal de axión.

Para facilitar la detección vamos a utilizar una señal de axión con una amplitud de $0,510^{-14}$.

Como estamos integrando señales en potencia, a la salida del integrador la señal resultante dependería proporcionalmente de N_i . Para eliminar ese efecto podemos normalizar la señal por lo que la ecuación 4.4 quedaría de la siguiente manera:

$$y(i) = \frac{1}{N_i} \sum_{l=0}^{N_i-1} |x(i-l)|^2 \quad (4.5)$$

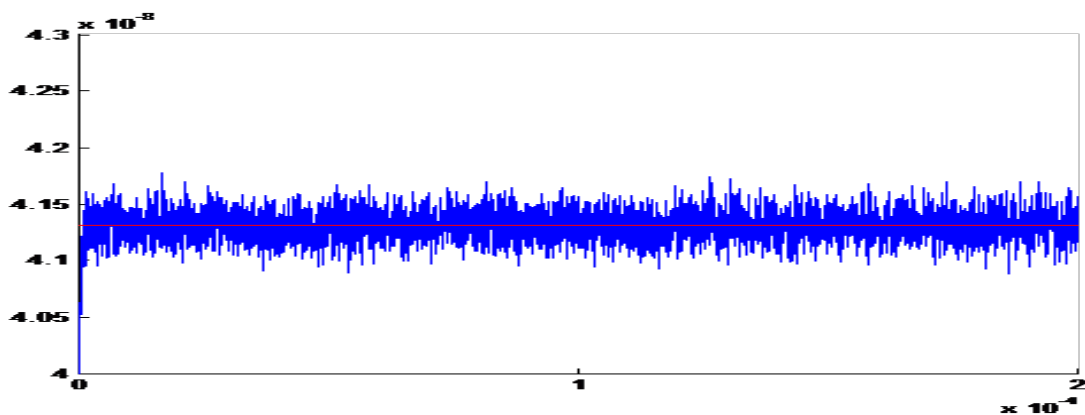


Figura 4.9: Salida Radiómetro en el tiempo con un orden de integración $N_i = 10000$

La señal azul representa la salida del radiómetro mientras que la línea roja es la media de dicha señal. Vemos como efectivamente las oscilaciones se reducen al aumentar el orden del integrador. Pasamos de unas oscilaciones de $0,0510^{-8}$ que tenemos en la figura 4.9 a un valor considerablemente más pequeño en la figura 4.11.

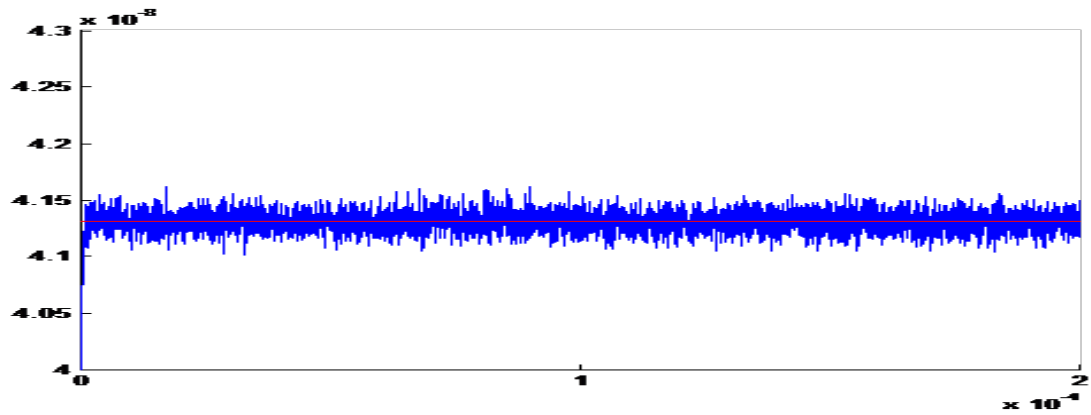


Figura 4.10: Salida Radiómetro en el tiempo con un orden de integración $N_i = 20000$

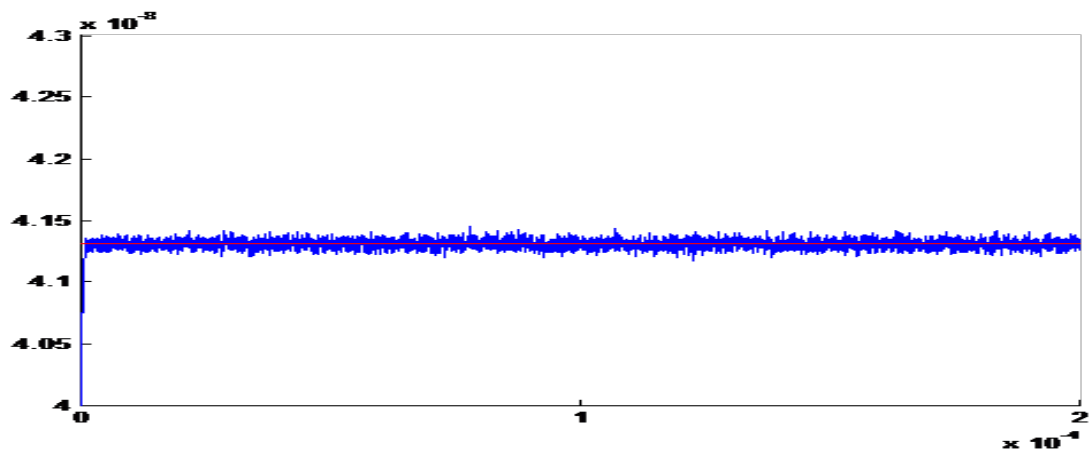


Figura 4.11: Salida Radiómetro en el tiempo con un orden de integración $N_i = 120000$

Aunque conseguimos reducir dichas fluctuaciones no se puede distinguir a simple vista ningún cambio en la salida al aumentar N . Al aumentar el orden de N conseguimos reducir las fluctuaciones como queríamos pero la media de la señal sigue siendo la misma.

En el dominio frecuencial esa constante la podemos ver como una delta en el origen. Como en el caso anterior, tenemos las mismas dificultades para poder distinguir la señal del axión del ruido. En el dominio de la frecuencia podemos ver las oscilaciones entorno a dicha delta. Igualmente, si aumentamos el valor de N podremos reducir la amplitud de dichas oscilaciones indeseadas.

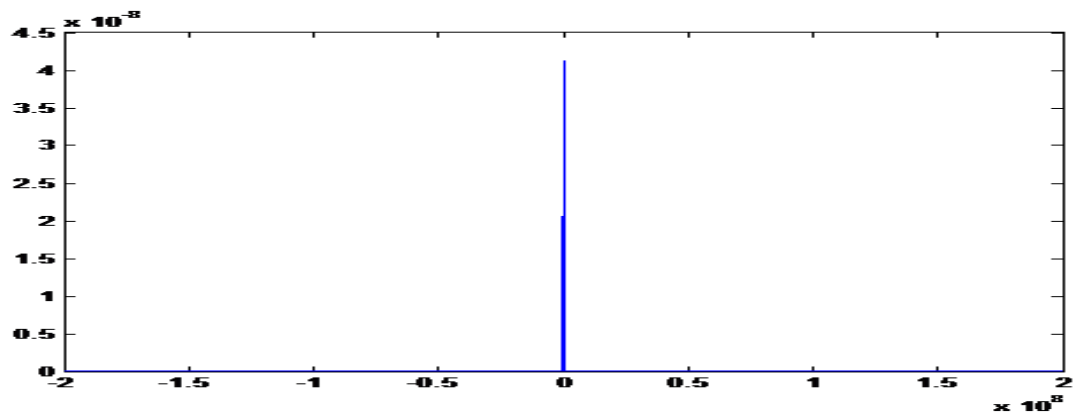
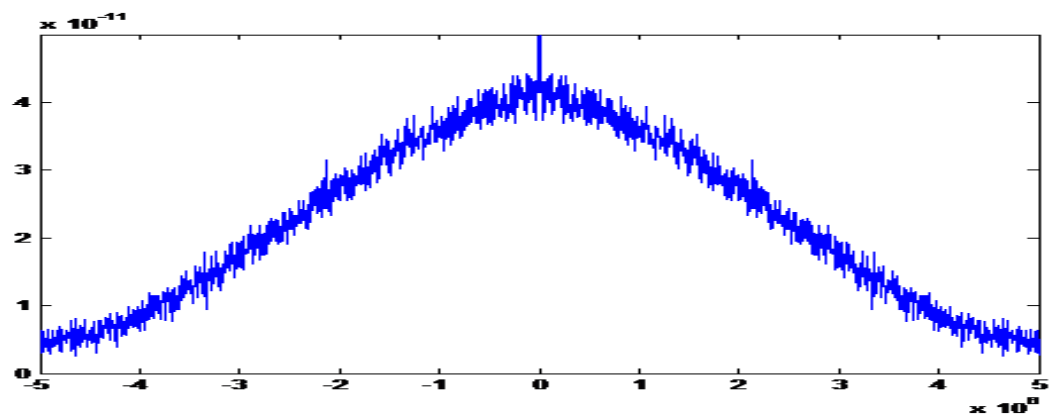


Figura 4.12: Salida Radiómetro en frecuencia

A continuación en las figuras 4.13, 4.14, 4.15 mostramos los efectos en las bandas laterales del espectro haciendo un zoom.

Figura 4.13: Salida Radiómetro : zoom bandas laterales en frecuencia, $N = 10000$

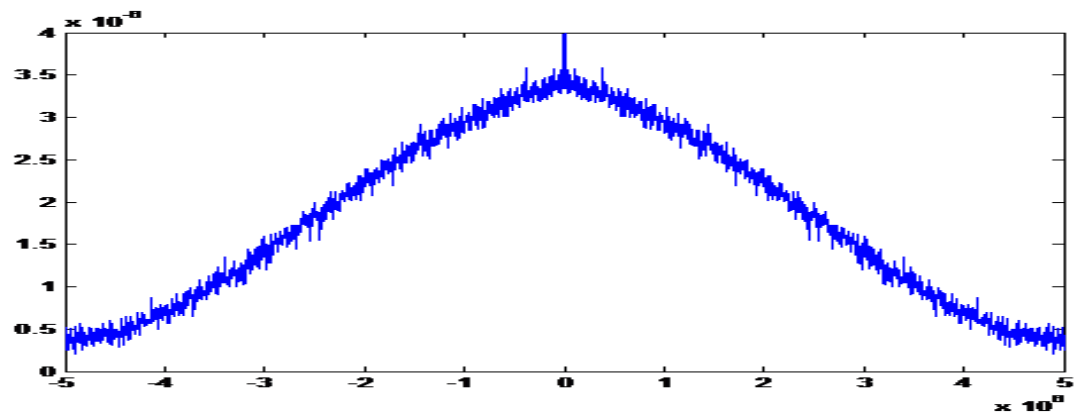


Figura 4.14: Salida Radiómetro : zoom bandas laterales en frecuencia, $N = 20000$

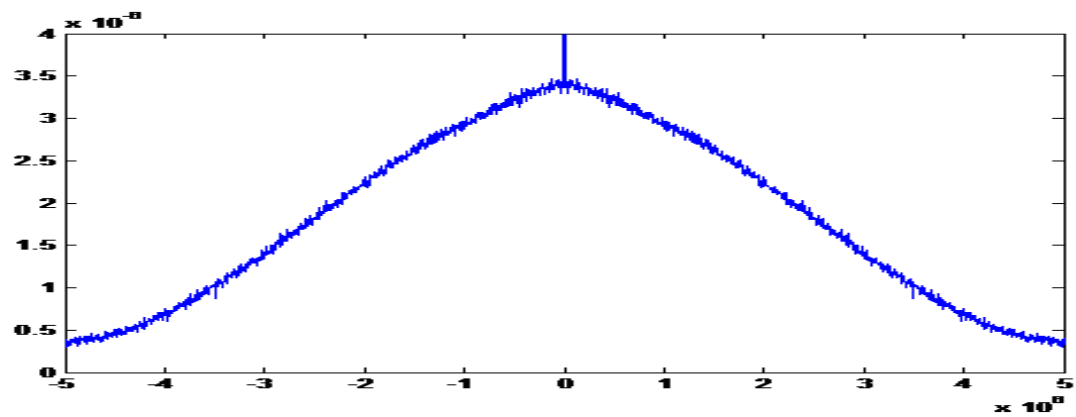


Figura 4.15: Salida Radiómetro : zoom bandas laterales en frecuencia, $N = 120000$

Los efectos oscilatorios en las bandas laterales son proporcionales a los producidos en el tiempo. Al igual que en el dominio del tiempo, conseguimos reducir las oscilaciones al aumentar el orden del integrador.

Evolución del sistema al variar el ancho de banda

En nuestro siguiente análisis vamos a variar el ancho de banda de la señal del axión. Originalmente la señal del axión no es coherente, por lo que se asemeja a ruido aleatorio. Sin embargo, al ir disminuyendo el ancho de banda de la señal del axión, dicha señal se irá aproximando a un seno, por tanto aumentará el grado de coherencia de la señal del axión.

Primero vamos a comprobar que efectivamente al reducir el ancho de banda del axión el grado de coherencia de la señal aumenta.

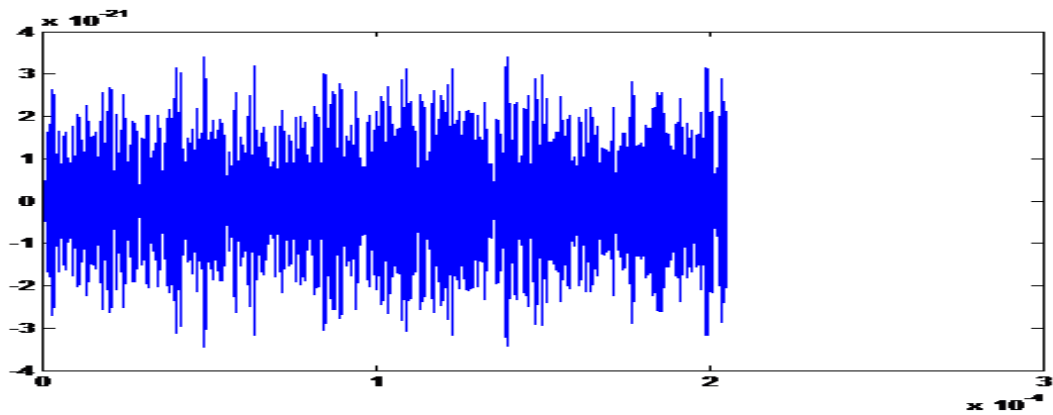


Figura 4.16: Señal axión en el tiempo (BW = 1.1747MHz)

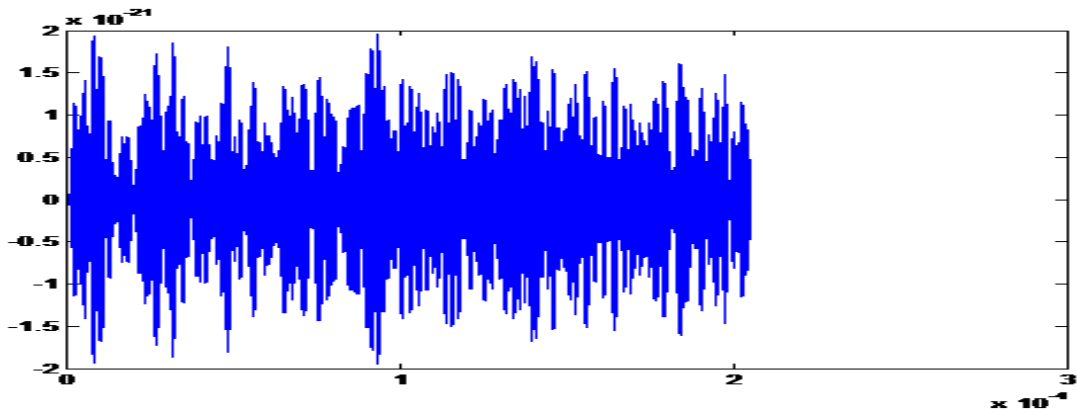


Figura 4.17: Señal axión en el tiempo (BW = 500KHz)

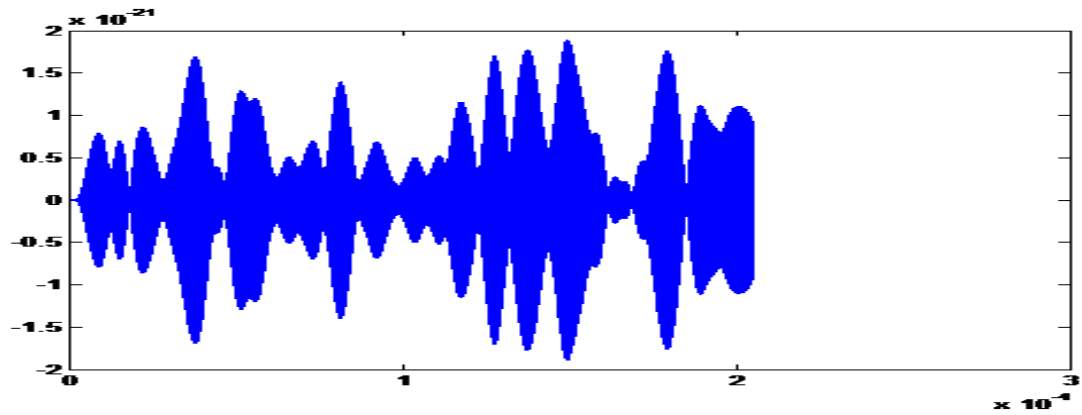


Figura 4.18: Señal axión en el tiempo (BW = 100KHz)

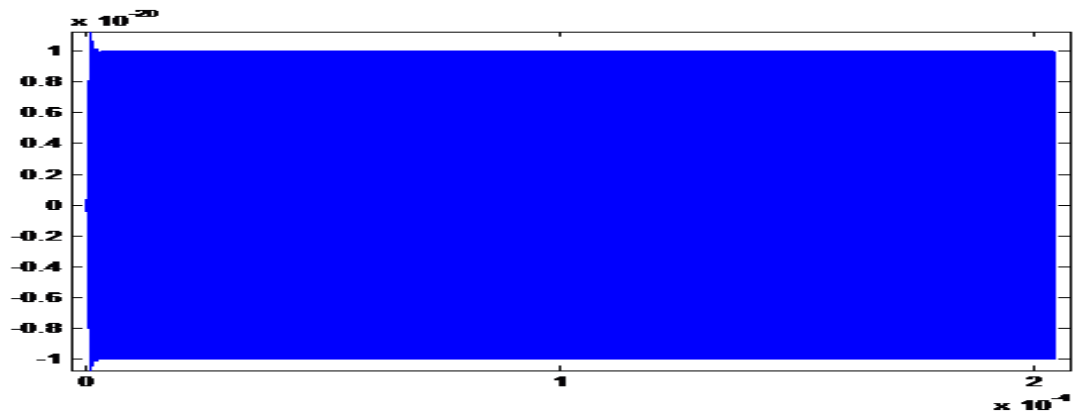


Figura 4.19: señal axión en el tiempo (senoidal)

Para terminar vamos a utilizar una señal totalmente coherente para ver el comportamiento ideal del sistema.

A continuación vamos a ver la respuesta a la salida del radiómetro para cada uno de los anchos de banda descritos anteriormente. En el primer caso que corresponde con un ancho de banda $BW = 1,1747MHz$ (Figura 4.16.) no hace falta mostrar ninguna simulación ya que la salida se mostró anteriormente (ver Fig. 4.9 - Fig. 4.15). Para el resto de simulaciones vamos a utilizar un integrador de $N = 50000$ y no vamos a variar la amplitud de la señal del axión.

$$BW = 500KHz$$

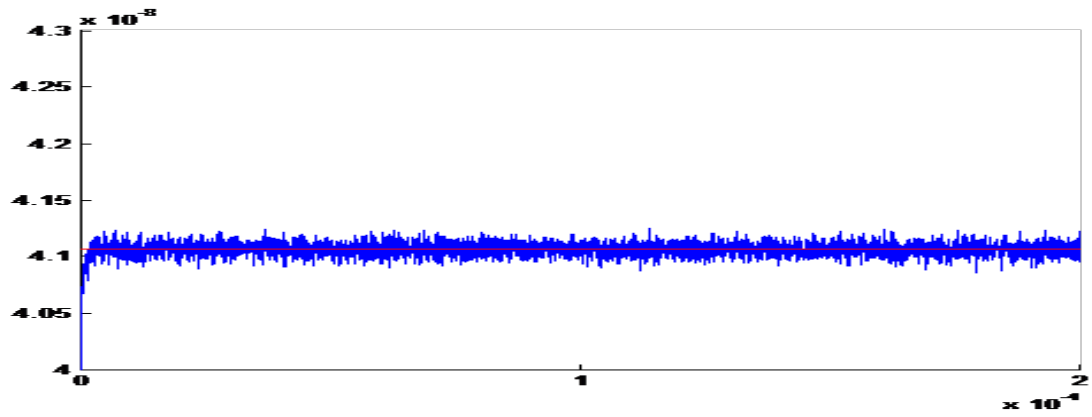


Figura 4.20: salida del radiómetro en el tiempo (BW = 500 KHz)

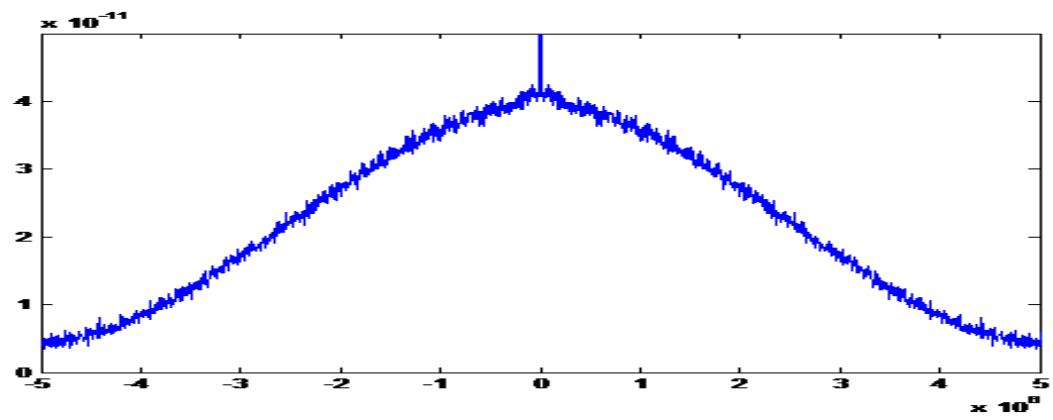


Figura 4.21: salida del radiómetro en la frecuencia (BW = 500 KHz)

BW = 100KHz

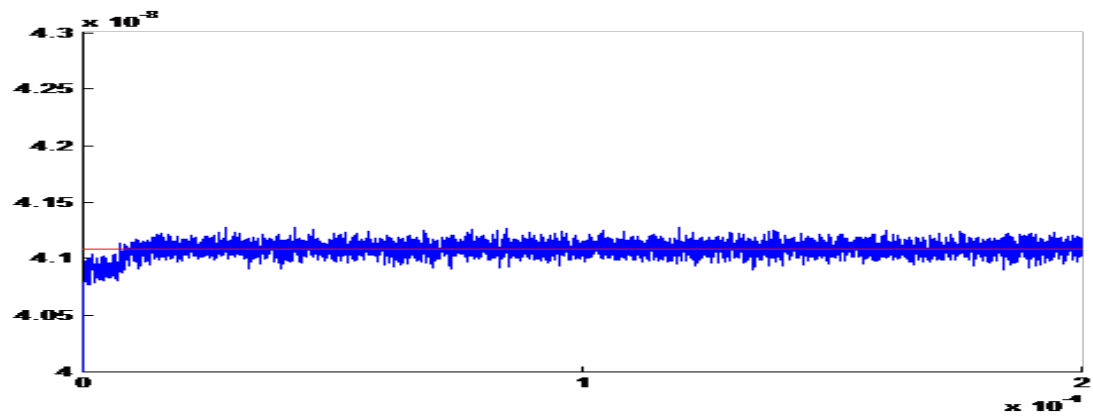


Figura 4.22: salida del radiómetro en el tiempo (BW = 100 KHz)

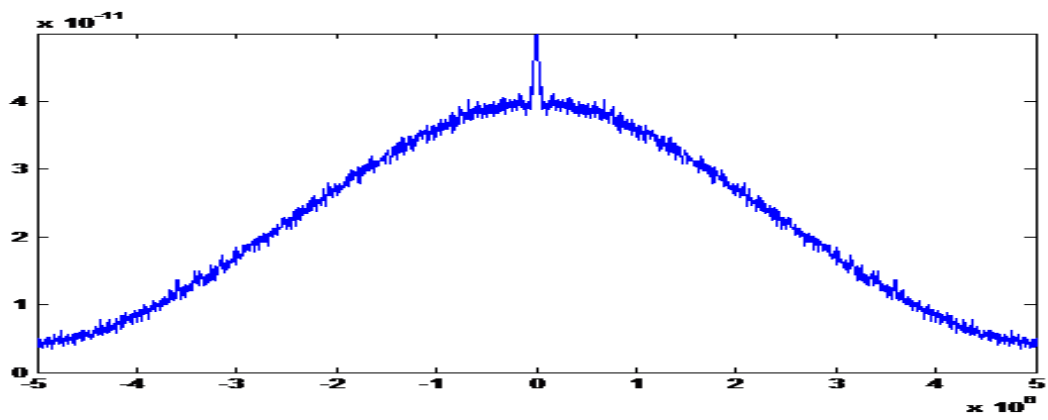


Figura 4.23: salida del radiómetro en la frecuencia (BW = 100 KHz)

SEÑAL COHERENTE

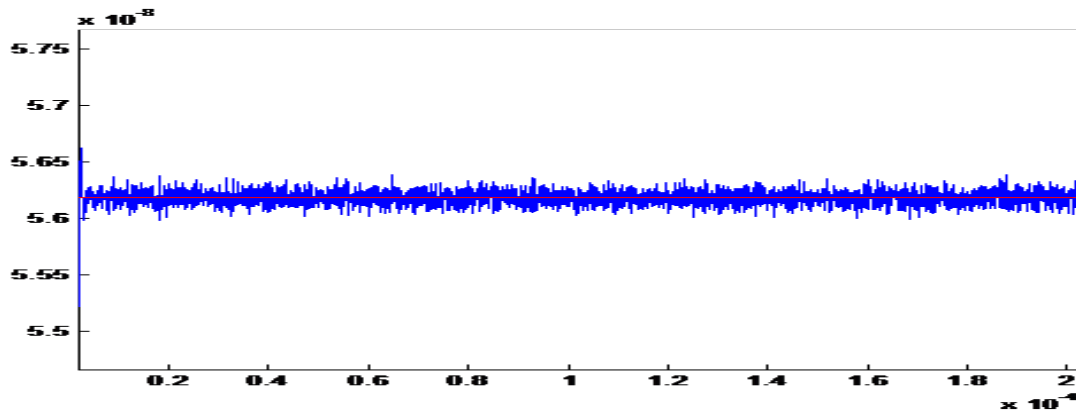


Figura 4.24: salida del radiómetro en el tiempo (senoidal)

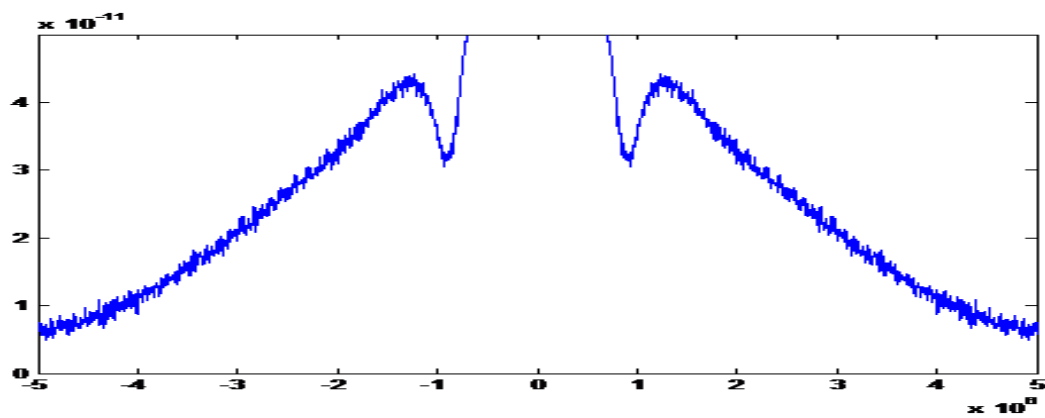


Figura 4.25: salida del radiómetro en la frecuencia (senoidal)

Como suponíamos existe una relación entre el ancho de banda de la señal de entrada y la amplitud a la salida del radiómetro. En la Fig. 4.21 tenemos una amplitud constante un poco por encima de $4,110^{-8}$ V, al reducir el ancho de banda hasta 100 KHz aumentamos dicha amplitud pero de manera casi inapreciable (Fig. 4.23). Sin embargo, cuando utilizamos una señal coherente la amplitud si crece de manera considerable. En la fig 4.25 vemos una amplitud superior a $5,610^{-8}$ V. Este resultado es bastante interesante ya que conforme podamos reducir el ancho de banda en la cavidad más fácil será detectar la señal del axión. Nuestro objetivo será aproximar lo más fielmente posible la señal del axión a un seno ideal. El valor del ancho de banda dependerá del sistema de cavidades acopladas.

Evolución del sistema al variar la amplitud del axión

En los casos anteriores hemos supuesto una señal de axión con una amplitud igual a la mitad del ruido $0,5 \cdot 10^{-14}$ V. A continuación vamos a mostrar la simulación con

un valor más cercano al real 10^{-20} V. Veremos cómo baja la media de la señal a la salida del radiómetro.

En este caso nos interesa ver la señal en el dominio del tiempo para ver como varía la amplitud a la salida del radiómetro y en la frecuencia ver la amplitud de la delta en el origen. En este apartado no nos interesa el efecto de las bandas laterales en la frecuencia. Para todos los casos que mostremos en este apartado vamos a utilizar un integrador de $N = 120000$.

$$BW = 1.1747\text{MHz}$$

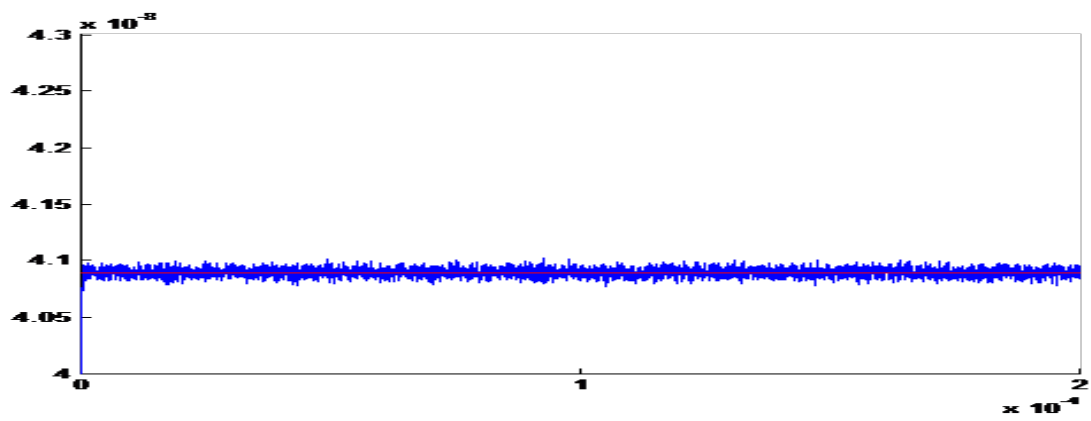


Figura 4.26: salida del radiómetro en el tiempo ($BW = 1.147$ MHz, $N = 120000$)

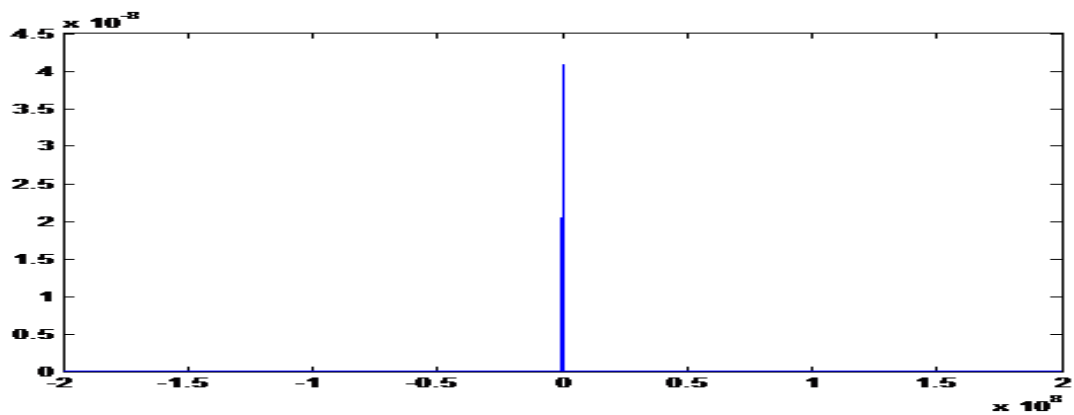


Figura 4.27: salida radiómetro en la frecuencia ($BW = 1.147$ MHz, $N = 120000$)

Como vimos en el apartado anterior, si reducimos el ancho de banda el sistema mejora considerablemente. Puede resultar interesante ver si utilizando una señal ideal (un seno puro) podemos apreciar alguna diferencia con respecto al caso anterior.

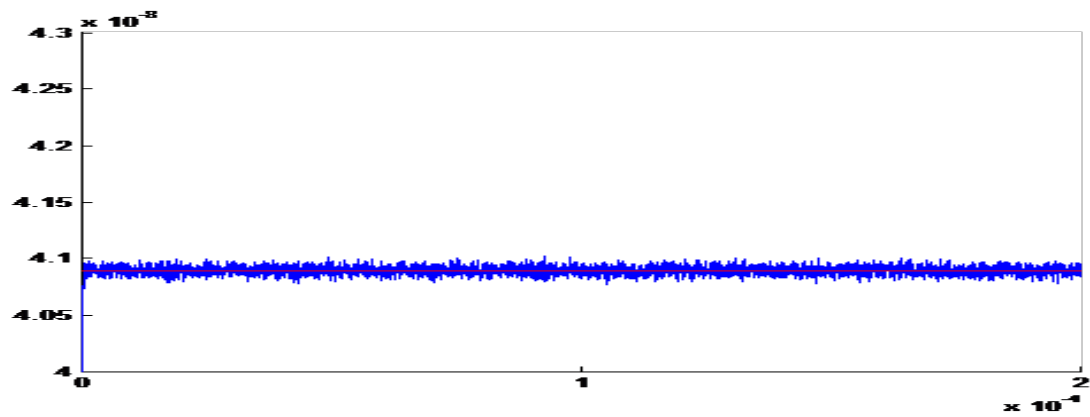


Figura 4.28: salida del radiómetro en el tiempo (senoidal, $N = 120000$)

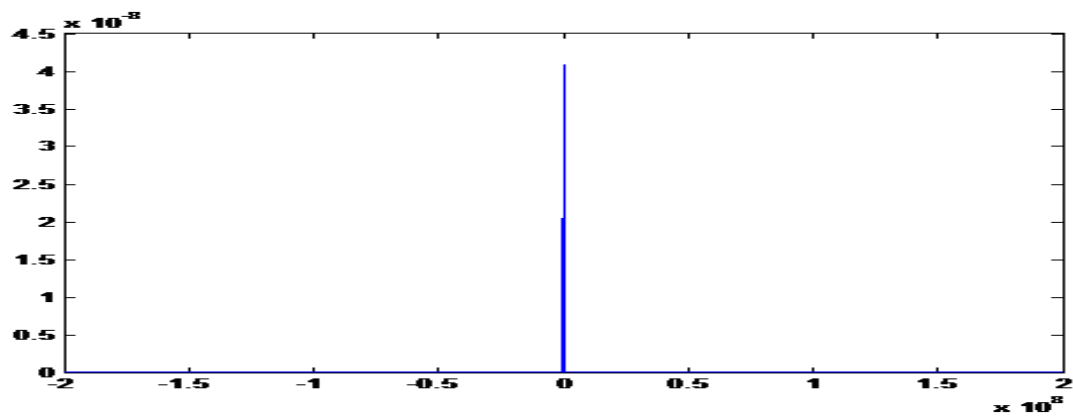


Figura 4.29: salida del radiómetro en la frecuencia (senoidal, $N = 120000$)

Como en la situación actual la amplitud del axión es considerablemente más pequeña que el ruido aleatorio no conseguimos distinguir ningún cambio de amplitud entre la señal ideal de entrada (ver Fig. 4.30) y una señal más real (Fig. 4.28).

Por último vamos a ver que aparece a la salida si eliminamos la señal del axión.

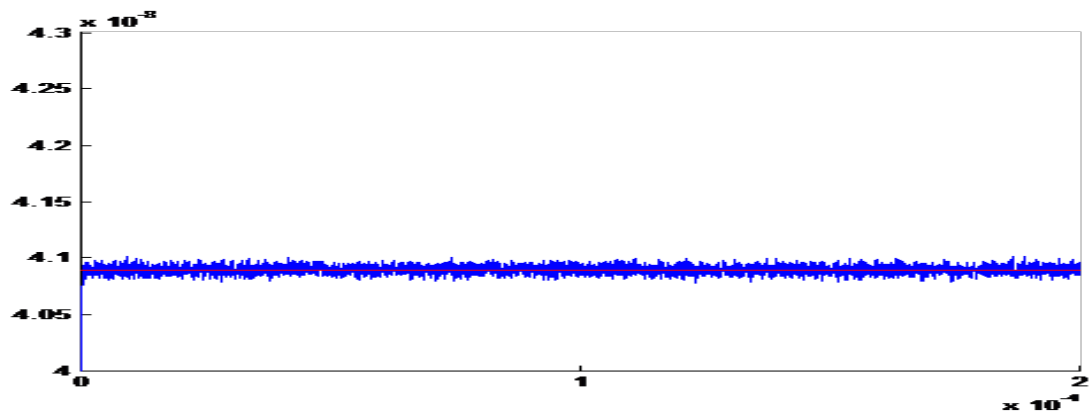


Figura 4.30: salida del radiómetro en el tiempo (sin señal del axión, $N_i = 120000$)

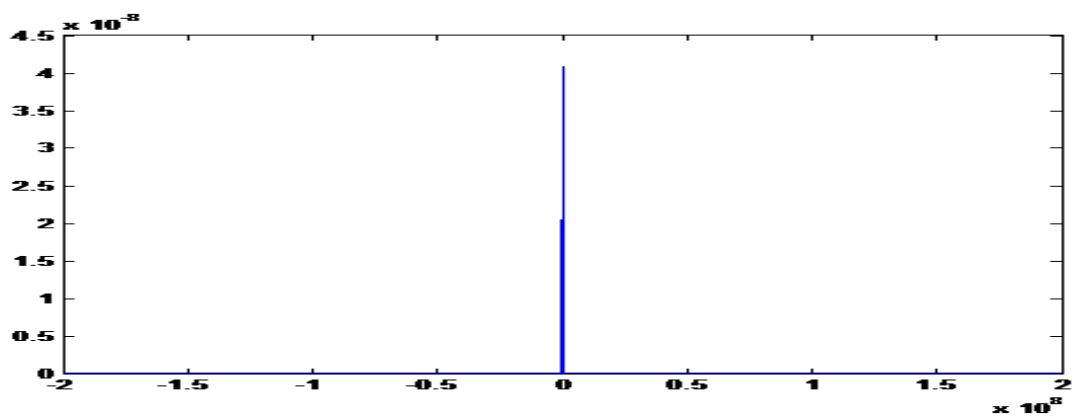


Figura 4.31: salida del radiómetro en la frecuencia (sin axión, $N_i = 120000$)

Como podemos apreciar tanto en las simulaciones como teóricamente, para poder detectar la aparición de un axión necesitamos primero una señal con unas oscilaciones bastante pequeñas (o un N_i elevado) ya que no hay prácticamente ninguna diferencia entre la amplitud de la señal del axión (Fig. 4.28) y la ausencia de dicha señal (Fig. 4.30). También necesitamos un ancho de banda bastante pequeño porque al ser la amplitud tan pequeña necesitamos que el integrador no afecte demasiado a dicha señal, es más, si conseguimos que sea coherente el integrador en vez de eliminar el rizado de la señal la amplitud crece.

4.3. Sistema de adquisición

En este apartado vamos a presentar dos sistemas de adquisición idénticos en todos los pasos pero con una particularidad en la integración. En el primer caso, vez de integrar los valores de potencia del espectro vamos a promediar directamente la señal compleja del espectro de frecuencia. En el segundo sistema sumaremos las diferentes componentes en potencia, es decir seguiremos la ecuación 4.4 descrita en el radiómetro. En ambos casos vamos a seguir el esquema mostrado en la figura 4.32

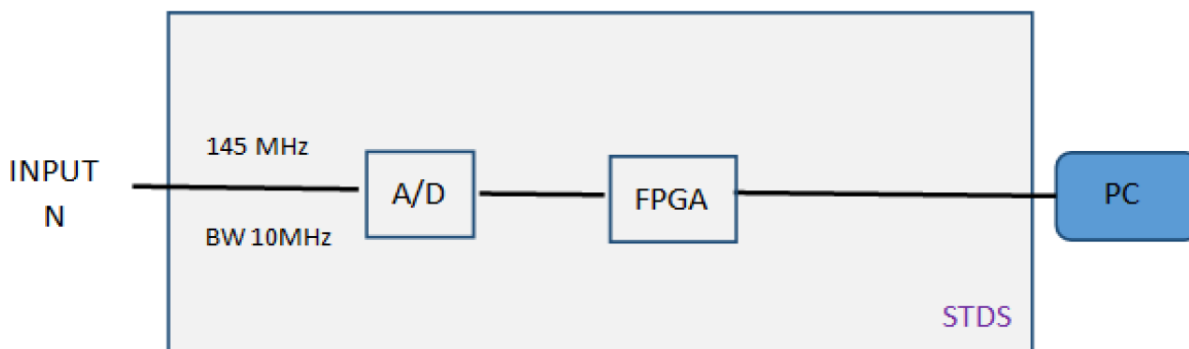


Figura 4.32: Esquema sistema de adquisición

Donde la señal de entrada corresponde con la señal del axión mezclado con el ruido, dicha señal se encuentra centrada en 145 MHz con un ancho de banda de unos 10MHz.

Inicialmente tenemos que suponer una señal de entrada continua, la cual hemos muestreado a una frecuencia de 400 MHz. Mediante un convertidor A/D podemos digitalizar y muestrear a 40 MHz. Para ello únicamente necesitamos un compresor de factor 10 (undersampling). Una vez que tenemos la señal digitalizada podemos realizar la FFT de la señal digitalizada, como cada FFT se realiza con 8192 muestras vamos a tener una resolución en frecuencia de 4.882 KHz.

En el primer sistema vamos a utilizar un integrador similar que en el radiómetro (ecuación 4.5). Como en este sistema la integración la realizamos a partir del espectro en frecuencia complejo nuestro integrador sigue la ecuación 4.6:

$$y(i) = \frac{1}{N} \left| \sum_{l=0}^{N_i-1} x(i-l) \right| \quad (4.6)$$

Una diferencia importante en el sistema de adquisición con respecto al radiómetro consiste en que éste último no dispone de "square wave detector". Es decir, en el radiómetro trabajábamos con un voltaje continuo proporcional al de la señal de entrada, por lo que en frecuencia observamos una componente continua. En nuestro caso actual

vamos a ver una delta a frecuencia intermedia que se corresponderá exclusivamente con la señal del axión. Si todo funciona correctamente observaremos como el ruido disminuye con la integración y la señal a ruido cada vez es mejor.

4.3.1. Simulación

Podemos realizar un estudio similar que para el sistema anterior.

En este apartado vamos a utilizar un ancho de banda para la señal del axión, igual a 250 KHz. Vamos a empezar con una amplitud del axión igual a $0.5 \cdot 10^{-14}$, que se corresponde con la mitad que el ruido aleatorio. Posteriormente iremos disminuyendo dicha amplitud para ver cuántas integraciones necesitamos para poder detectar el axión.

En este caso para saber si se detecta la señal del axión tendremos que ver una delta a una frecuencia intermedia, aproximadamente en 14.5 MHz. En las siguientes simulaciones solo mostraremos el resultado en frecuencia ya que la simulación en el tiempo no nos aporta nada.

Como hemos comentado anteriormente, a la salida del sistema muestreamos a una frecuencia de 40MHz. Esta frecuencia presenta un problema ya que no se puede apreciar correctamente el ancho de banda de la señal a la salida del sistema como se puede apreciar en la figura 4.33.

Si aumentamos la frecuencia de muestreo a unos 45 MHz, si se aprecia el ancho de banda de la señal correctamente como podemos ver en la figura 4.34.

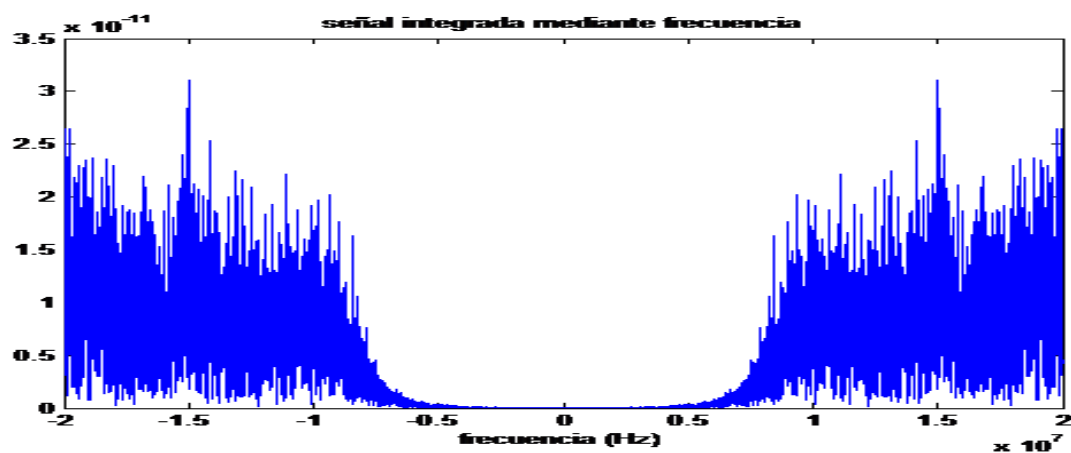


Figura 4.33: Salida del sistema con una frecuencia de muestreo 40MHz

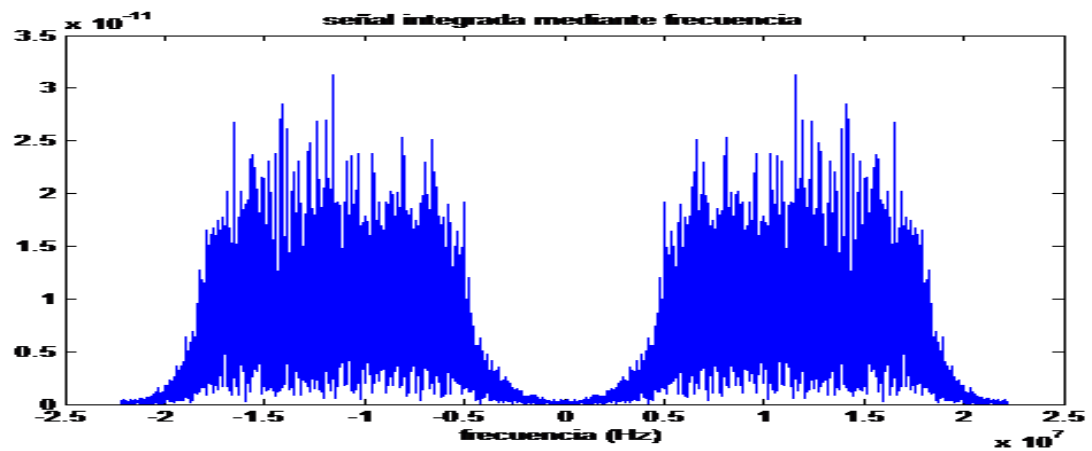


Figura 4.34: Salida del sistema con una frecuencia de muestreo 45MHz

Como en el sistema actual utilizamos una frecuencia de muestreo de 40 MHz seguiremos esa especificación.

Al igual que en el caso anterior, vamos a realizar varios análisis para estudiar el sistema.

Evolución del sistema al variar N_i

Para esta simulación vamos a utilizar una señal de axión con un ancho de banda $BW = 250\text{KHz}$ y una amplitud de $0.5 \cdot 10^{-14}$.

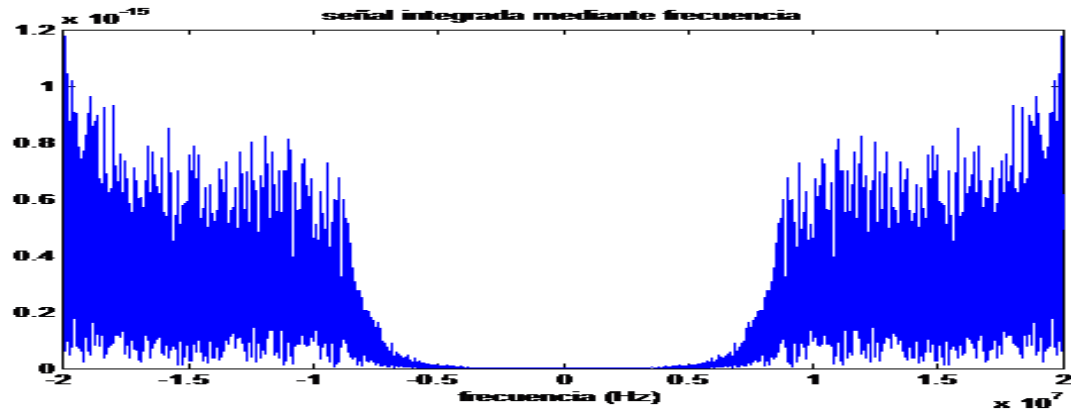


Figura 4.35: Salida del sistema ($N_i=10000$, $BW = 250\text{KHz}$)

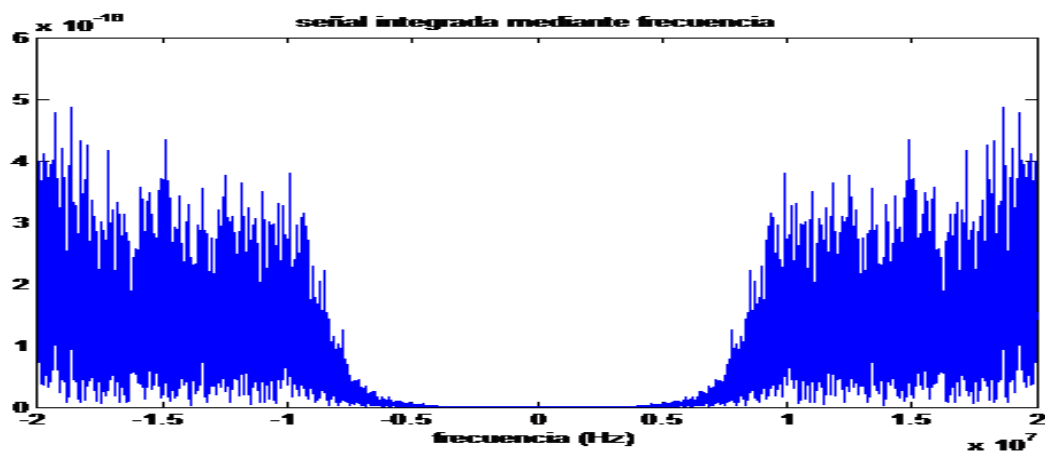


Figura 4.36: Salida del sistema ($N_i=50000$, $BW = 250\text{KHz}$)

A la vista de los resultados en esta simulación, si utilizamos un ancho de banda de unos 250 KHz nos es prácticamente imposible detectar una señal independientemente del orden del integrador.

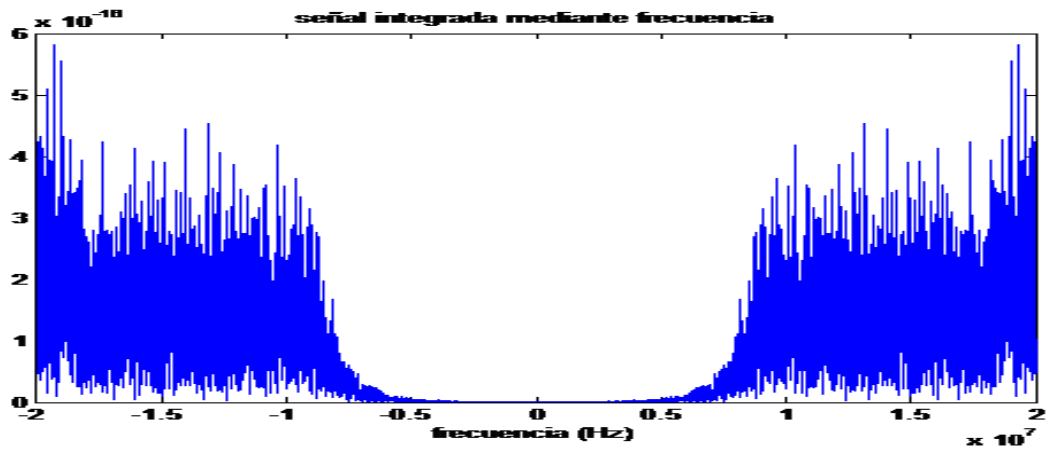


Figura 4.37: Salida del sistema ($N_i=120000$, $BW=250\text{KHz}$)

Evolución del sistema al variar el ancho de banda

En este apartado vamos a ver cómo afecta a este sistema la reducción del ancho de banda de la señal del axión.

Primero vamos a ver el comportamiento con 100 KHz y terminaremos con una señal teórica puramente senoidal (por tanto totalmente coherente).

En la figura 4.38 utilizamos un integrador con un valor $N_i=50000$.

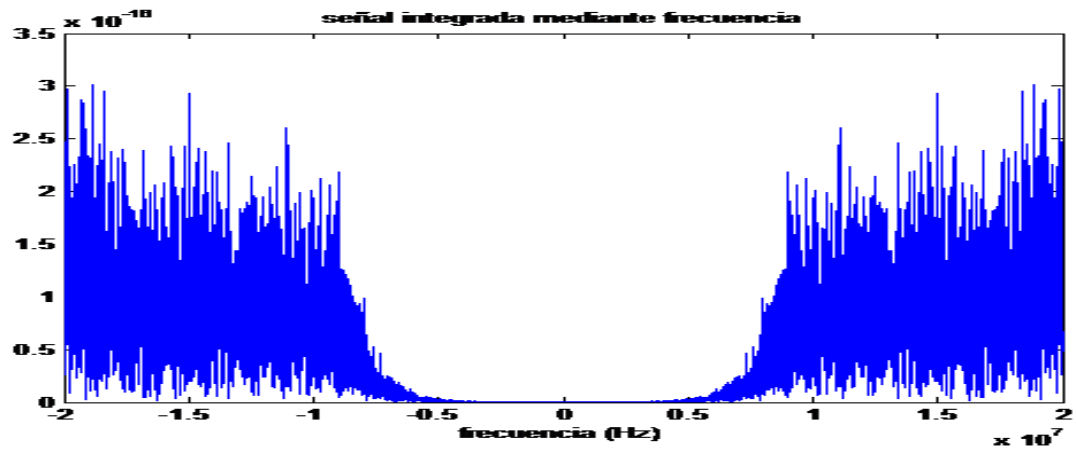


Figura 4.38: Salida del sistema ($N_i = 50000, B_w = 100\text{KHz}$)

Si aumentamos el valor del integrador ($N_i = 120000$) sí que somos capaces de detectar la señal del axión tal y como se muestra en la figura 4.39.

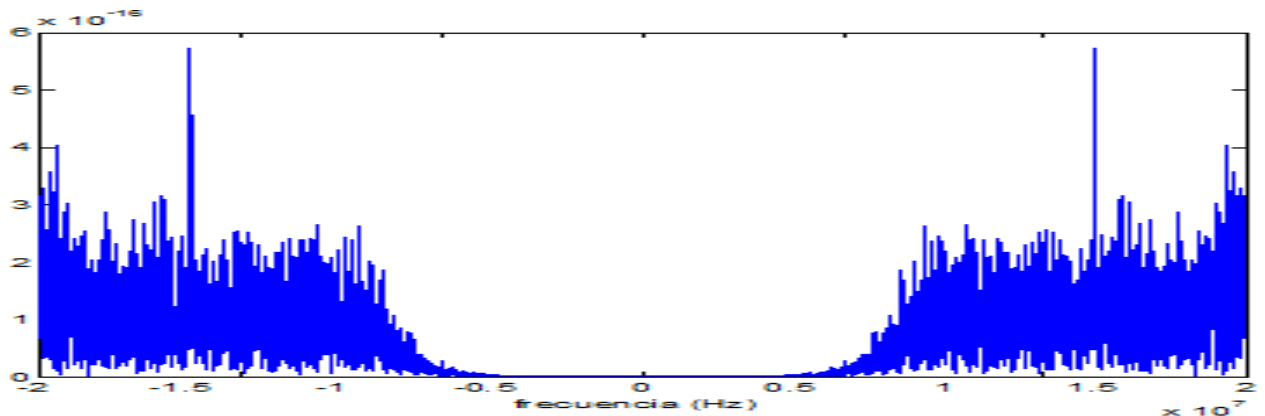


Figura 4.39: Salida del sistema ($N_i = 120000, B_w = 100\text{KHz}$)

Para concluir esta sección vamos a simular una señal teórica senoidal pura. Como en este caso resulta mucho más fácil detectar el axion, vamos a reducir la amplitud de dicha señal ($1 \cdot 10^{-18}$) y utilizar un integrador elevado ($N_i = 1 \cdot 10^6$). El resultado se muestra en la figura 4.40.

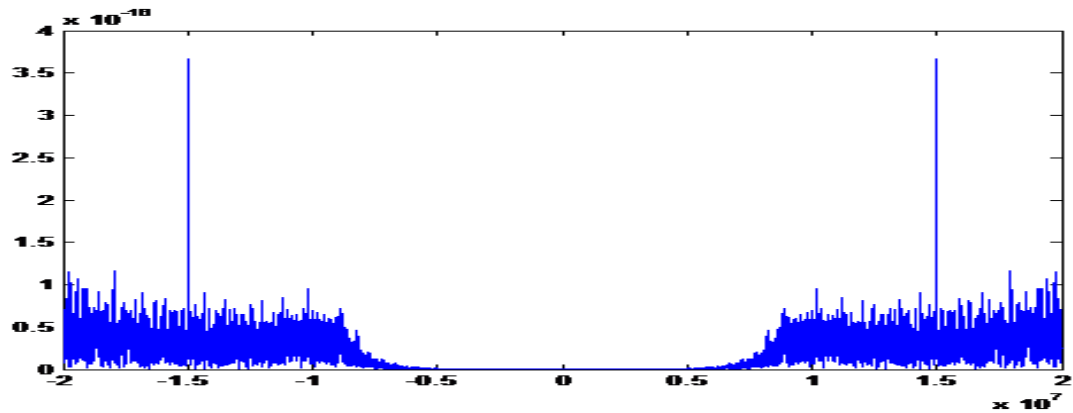


Figura 4.40: Salida del sistema (seno puro, $N_i = 1 \cdot 10^6$, amplitud axión = $1 \cdot 10^{-18}$)

Como apreciamos en la figura 4.40 podemos detectar con facilidad la señal del axión

4.4. Sistema de adquisición 2

Para concluir ese capítulo vamos a introducir el sistema de adquisición que vamos a utilizar. Este sistema es idéntico al anterior. La única particularidad se presenta en el integrador. Si bien en el caso anterior promediábamos valores complejos de la señal tal y como se muestra en la ecuación 4.6, a partir de ahora vamos a promediar los valores del módulo de dicha señal compleja. Es decir, el integrador va a ser exactamente el mismo que el empleado en el radiómetro. Seguiremos la ecuación 4.4 descrita en dicho apartado.

Como todos los pasos son exactamente los mismos, en este apartado no vamos a explicar detalladamente el procesamiento de la señal ni cómo afectan los diferentes parámetros en nuestra señal final. Vamos a enseñar una señal con un caso realista de modo que se pueda comprobar el correcto funcionamiento del sistema.

Vamos a probar con una señal de axión con una amplitud $0,510^{-18}$ y una señal coherente. El orden de integración va a ser de $N_i = 210^6$. El resultado lo podemos ver en la siguiente figura:

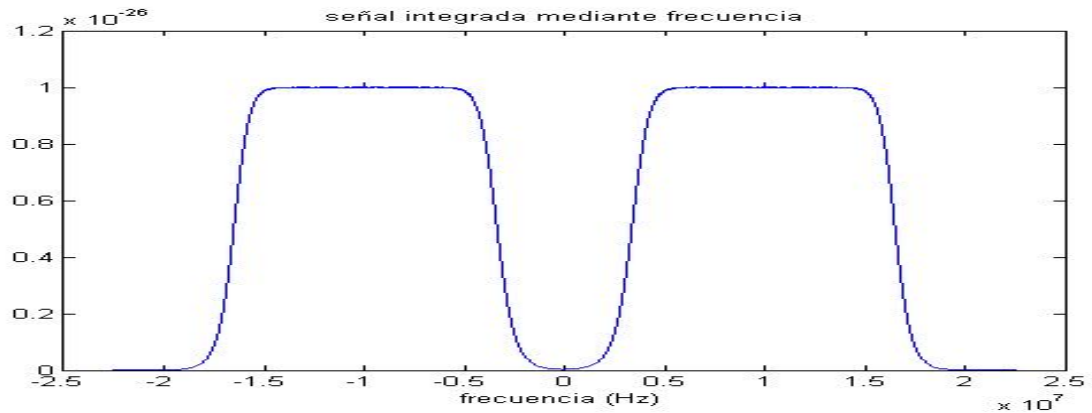


Figura 4.41: Salida del sistema (seno puro, $N_i = 1 \cdot 10^6$, amplitud axión = $1 \cdot 10^{-18}$)

No se puede apreciar con claridad la señal del axión. Si hacemos zoom en la banda de frecuencia deseada, podemos apreciar como la señal del axión se destaca por encima de la señal de ruido.

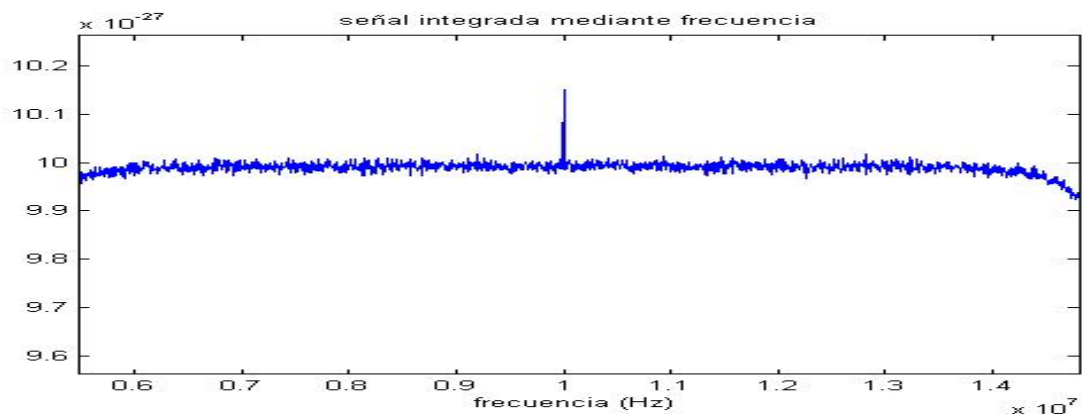


Figura 4.42: Salida del sistema (seno puro, $N_i = 1 \cdot 10^6$, amplitud axión = $1 \cdot 10^{-18}$)

Para finalizar vamos a destacar un parámetro que no hemos tenido en cuenta hasta ahora, el coste computacional. Conforme aumentamos el orden de integración N_i el tiempo crece exponencialmente, por lo que si queremos aumentar dicho orden, a partir de 10000 necesitaremos mucha más memoria y un tiempo demasiado alto. Una posible solución que se ha realizado a lo largo de este proyecto es la integración mediante bucles. Es decir, promediamos el valor de un número de secuencias temporales determinado y el resultado lo almacenamos en memoria. Hacemos esto de manera reiterativa de forma que el coste computacional se reduce considerablemente.

Capítulo 5

Conclusiones y futuras líneas de investigación

5.1. Conclusiones globales del proyecto

El principal objetivo del proyecto ha sido el de establecer un primer diseño o prototipo que cumpla unas características específicas. Podemos ver cómo en cualquier caso hay un compromiso entre los diferentes parámetros. Así por ejemplo, en la primera solución conseguíamos un factor de forma bastante elevado y cercano al máximo teórico pero perdíamos en factor de calidad. Del mismo modo que las frecuencias de resonancia de los diferentes modos se iban acercando.

Podemos afirmar que en cuanto al tamaño de la ventana se refiere, la situación ideal es mantener todas las ventanas con acoplamientos iguales. No obstante podemos modificar el tamaño de todas las ventanas para encontrar una situación óptima.

Por otro lado hemos trabajado en diferentes modos de resonancia. Hemos sido capaces de observar que el modo que mejor trabaja en cuanto a factor de forma se refiere es el . Tiene sentido ya que como vimos en dicho apartado todas las cavidades trabajan de forma síncrona. Sin embargo si queremos mejorar los demás parámetros observamos mejoría en el factor de calidad y en la separación frecuencial si trabajamos con el tercer modo. Una ventaja que presentaba dicha situación es la posibilidad de trabajar con dos modos a la vez. Lo que permitiría aumentar el rango espectral para la búsqueda de la señal del axi3n.

Cando introducimos los coaxiales conseguimos te3ricamente encontrar el punto de acoplo cr3tico u de m3xima adaptaci3n con gran facilidad. Sin embargo, es mucho m3s dif3cil de hallar en el laboratorio, lo que complica el experimento. Hemos podido ver c3mo las condiciones de un puerto y dos puertos tienden a igualarse cuando introducimos un cortocircuito.

En cuanto a la parte digital de la se3al hemos conseguido un sistema capaz de detectar la se3al del axi3n. Sin embargo, si tenemos amplitudes demasiado peque3as de la se3al del axi3n tendremos que integrar durante un intervalo de tiempo excesivamente largo, lo que lleva a necesitar demasiada memoria. Adem3s de que el coste

computacional crece exponencialmente. Además de la dificultad de que al trabajar con unidades tan pequeñas podemos alcanzar el error de la máquina.

5.2. Líneas de investigación futuras

Una vez desarrollado el primer diseño, tenemos que ser capaces de llevarlo a gran escala. Si durante todo este proyecto hemos utilizado sistemas de cinco cavidades acopladas. El siguiente paso se corresponde con utilizar estructuras periódicas de un orden N_i elevado. Podremos considerar que es periódico cuando tengamos un orden suficientemente elevado. En torno a 20 cavidades acopladas. Además se podrá considerar utilizar estructuras biperiódicas de forma que podamos aprovecharnos de las ventajas de trabajar en cada uno de los modos.

Otra idea consistirá en probar diseños de acoplamientos diferentes al utilizado. Durante todo este proyecto hemos utilizado ventanas rectangulares por lo que trabajar con ventanas circulares o senoidales mejorarán las características obtenidas ya que se han hecho estudios similares [3] en los que se mejora el factor de calidad utilizando dichas estructuras.

Por último el sistema de adquisición también se podría modificar. Si bien funciona correctamente, como se ha ido diciendo a lo largo del proyecto el coste computacional es elevado, por lo que se podrían buscar nuevas soluciones. Además al tener una señal a ruido tan pequeña sería conveniente desarrollar canceladores de ruido para mejorar dicha relación.

Bibliografía

- [1] George L. Matthaei , Leo Young and E. M. T. Jones, "Microwave filters, Impedance-matching networks, and copling structures"
- [2] J.Redondo "Axion D.M. cavity calculation"
- [3] José Antonio Lorente Acosta, Alejandro Álvarez Melcón and Christoph Ernst, "Techniques for Loss Reduction in Waveguide Filters"
- [4] David M. Pozar, "Microwave Engineering".
- [5] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications"
- [6] S. Asztalos, et. al. "Large-scale microwave cavity search for dark-matter axions", Physical Review D, Vol.64, 2001.
- [7] B.M. Brubaker, L. Zhong, S.K. Lamoreaux, K.W. Lehnert and K. A. Bibber, "The HAYSTAC Axion Search Procedure", June 27,2017.
- [8] David M. Pozar, "Analysis and Design of Cavity Coupled Microstrip Couplers and Transitions", IEEE Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 3, March 2003, pp.1034-1044.
- [9] <http://www.cv.nrao.edu/course/ast534/Radiometers.html>
- [10] <https://www.copper.org/resources/properties/cryogenic/>