

# Métodos de bajo coste para el ajuste de filtros en sistemas Private Mobile Radio

**Eloy Pellicer Frasquet**

Máster Ingeniería de Telecomunicación  
Sistemas de Comunicación

**Raul Parada Medina**

**Carlos Monzo Sánchez**

01/2019



Esta obra está sujeta a una licencia de Reconocimiento-NoComercial [3.0 España de Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/es/)

## FICHA DEL TRABAJO FINAL

<b>Título del trabajo:</b>	<i>Métodos de bajo coste para el ajuste de filtros en sistemas Private Mobile Radio</i>
<b>Nombre del autor:</b>	<i>Eloy Pellicer Frasquet</i>
<b>Nombre del consultor/a:</b>	<i>Raul Parada Medina</i>
<b>Nombre del PRA:</b>	<i>Carlos Monzo Sánchez</i>
<b>Fecha de entrega (mm/aaaa):</b>	<i>01/2019</i>
<b>Titulación:::</b>	<i>Plan de estudios del estudiante</i>
<b>Área del Trabajo Final:</b>	<i>TFM – Sistemas de Comunicación</i>
<b>Idioma del trabajo:</b>	<i>Castellano</i>
<b>Palabras clave</b>	<i>Private Mobile Radio, filtro RF, ajuste de bajo coste</i>
<b>Resumen del Trabajo:</b>	
<p>Actualmente todavía hay escenarios donde las redes Private Mobile Radio (PMR) siguen desempeñando un papel fundamental para la transmisión de voz. Las encontramos en entornos de gestión de emergencias, control de flotas de vehículos y eventos de pública concurrencia.</p> <p>Estas redes necesitan estaciones base full dúplex para funcionar. Y en este contexto es necesario disponer de sistemas de filtros de RF que eviten la des-sensibilización del receptor debida a la señal de gran potencia empleada en la etapa de transmisión. Ajustar los sistemas de filtros es costoso y requiere de entrenamiento, porque se utilizan instrumentos complejos como el analizador de espectro con generador de seguimiento o el analizador de redes vectorial.</p> <p>Es por ello que en este trabajo se analizan dos métodos simples de bajo coste para lograr el ajuste de este tipo de sistemas de filtros en entornos de organizaciones voluntarias como puedan ser los radio clubes, Protección Civil y la Cruz Roja.</p> <p>El primer método consiste en inyectar una potencia suficientemente elevada en el filtro e ir midiendo la potencia de salida en la frecuencia de resonancia deseada hasta conseguir las mínimas pérdidas de inserción posibles. Es un método fiable pero muy intensivo en tiempo.</p> <p>El segundo método consiste en inyectar en el filtro ruido blanco y ajustar la respuesta del filtro usando un analizador de espectro de muy bajo coste basado en un dongle SDR. Este método resulta mucho más sencillo y rápido que el anterior, por lo que resulta el elegido en la mayoría de casos.</p>	

**Abstract:**

At this moment, we can still find different scenarios where Private Mobile Radio (PMR) networks keep performing a key role for voice transmission in emergency response units, fleet management and public events.

These networks need full duplex base stations in order to work properly. As a consequence, it is necessary to have RF filtering systems available to avoid the desensitization of the receiver due to the high power signal employed during the transmission stage. Adjusting filter systems requires of specific training and is an expensive process, because complex instruments as spectrum analyzers or vector network analyzers are used.

This is the reason for the development of this Project: Two simple and inexpensive methods will be studied to achieve the adjustment of these types of filters in voluntary organizations such as amateur radio clubs, Civil Defence and Red Cross.

The first method consists of injecting a high power signal in the filter and measure the output power in the desired resonance frequency, until the lower possible insertion loss is achieved. This is a trusty method, but it is time consuming.

The second method is based on the injection of white noise in the filter and adjusting the filter's response using a cheap Spectrum Analyzer based on a SDR dongle. This method is much easier and fast to apply than the previous one, and for that reason is the one chosen in the majority of cases.

# Índice

1. Introducción.....	1
1.1 Motivación del Trabajo .....	1
1.2 Objetivos del Trabajo.....	10
1.3 Enfoque y método seguido.....	10
1.4 Planificación temporal del Trabajo .....	10
1.5 Resumen de los resultados obtenidos.....	11
1.6 Descripción de los apartados de la memoria.....	12
2. Estado del Arte en técnicas de ajuste de filtros para sistemas PMR.....	13
3. Descripción del filtro utilizado .....	17
4. Ajuste mediante transmisor y medidor de potencia.....	20
4.1 Ajuste de la frecuencia de resonancia del filtro .....	21
4.2 Caracterización de la respuesta relativa en transmisión del filtro.....	23
4.3 Caracterización de la respuesta absoluta en transmisión del filtro.....	28
4.4 Caracterización de la respuesta en reflexión del filtro .....	33
4.5 Análisis del método .....	35
5. Ajuste mediante un generador de ruido blanco y un receptor SDR.....	37
5.1 Preparación del receptor SDR como analizador de espectro.....	39
5.2 Ajuste de la frecuencia de resonancia y la respuesta en transmisión .....	44
5.3 Caracterización de la respuesta del filtro en reflexión .....	49
5.4 Análisis del método .....	54
6. Conclusiones.....	56
7. Líneas futuras de trabajo.....	58
8. Glosario .....	61
9. Bibliografía .....	62
10. Anexos .....	67

## Lista de figuras

Fig. 1. Caso típico de red convencional .....	3
Fig. 2. Estación repetidora con antenas de transmisión y recepción separadas	4
Fig. 3. Estación repetidora con duplexor .....	4
Fig. 4. Aislamiento obtenido gracias a la separación de las antenas [8] .....	7
Fig. 5. Esquema conceptual de un duplexor .....	8
Fig. 6. Respuesta del duplexor compacto DPF 2/6 [9] .....	8
Fig. 7. Respuesta de una cavidad de alto Q Procom BPF 2/1-250 [11] .....	9
Fig. 8. Diagrama de Gantt del Trabajo Final de Máster.....	11
Fig. 9. Esquema con analizador de espectro y generador de <i>tracking</i> .....	14
Fig. 10. Mapa conceptual simplificado de un VNA para medir S11 y S21.....	15
Fig. 11. Corte y fotografía del filtro utilizado en los experimentos .....	17
Fig. 12. Equivalente eléctrico del filtro .....	17
Fig. 13. Ejemplo de respuesta en frecuencia (eje X en MHz).....	18
Fig. 14. Transceptor Yaesu FT-7800 [20].....	20
Fig. 15. Carga artificial Diamond DL-30A [22] .....	21
Fig. 16. Medidor de potencia directa y reflejada Telewave 44AP [23].....	21
Fig. 17. Esquema para el ajuste de la frecuencia de resonancia del filtro.....	22
Fig. 18. Montaje para ajustar la frecuencia de resonancia del filtro.....	23
Fig. 19. Esquema de caracterización la respuesta relativa del filtro.....	23
Fig. 20. Potencia de salida del filtro vs frecuencia.....	26
Fig. 21. Resolución del medidor 0.25W (escala de 5W).....	27
Fig. 22. Rango dinámico obtenido con el método del medidor de potencia ....	28
Fig. 23. Esquema para caracterizar la respuesta absoluta del filtro .....	29
Fig. 24. Realización práctica del montaje de la Fig. 23 .....	29
Fig. 25. Variación de la potencia del transmisor en función de la frecuencia ...	31
Fig. 26. Respuesta en frecuencia del filtro .....	33
Fig. 27. Esquema para caracterizar la respuesta en reflexión del filtro .....	34
Fig. 28. Variación de las pérdidas de retorno en función de la frecuencia .....	35
Fig. 29. Generador de ruido blanco [27].....	38
Fig. 30. Receptor SDR para captación de TV digital [28] .....	38
Fig. 31. Puente de pérdidas de retorno [29] .....	38
Fig. 32. Pantalla de inicio de Zadig .....	39
Fig. 33. Listar todos los dispositivos.....	40
Fig. 34. Pasos para reemplazar el driver del receptor de TV .....	40
Fig. 35. Comprobación de funcionamiento del driver y de Spektrum .....	41
Fig. 36. Funcionamiento correcto de Spektrum con la GUI mejorada.....	42
Fig. 37. Selección del rango y la resolución en frecuencia para la medida .....	43
Fig. 38. Activación de los markers.....	43
Fig. 39. Ajuste de la escala de amplitud.....	43
Fig. 40. Montaje para caracterizar la respuesta en transmisión con el SDR ....	44
Fig. 41. Montaje para medir la respuesta en transmisión con receptor SDR ...	45
Fig. 42. Ajuste de la frecuencia de resonancia con el receptor SDR.....	46
Fig. 43. Montaje para medir el nivel de ruido a la salida del generador .....	47
Fig. 44. Medida del ruido entregado por el generador, o nivel de 0 .....	48
Fig. 45. Respuesta en transmisión y nivel de referencia .....	48
Fig. 46. Esquema para medir la respuesta en reflexión del filtro.....	49

Fig. 47. Montaje para medir la respuesta en reflexión del filtro .....	49
Fig. 48. Puente de pérdidas de retorno [33] .....	50
Fig. 49. Puente de Wheatstone clásico [34] .....	51
Fig. 50. Puente de Wheatstone (i) y puente de pérdidas de retorno (d).....	52
Fig. 51. Esquema de calibración para la medida de las pérdidas de retorno ...	53
Fig. 52. Respuesta en reflexión del filtro .....	53
Fig. 53. Esquema para el análisis de antenas.....	58
Fig. 54. Medida de las bandas de resonancia de la antena .....	59

# 1. Introducción

En este apartado describiremos la motivación del trabajo de final de máster, sus objetivos, la metodología seguida para obtenerlos, el *timeline* del trabajo y haremos un resumen de los resultados obtenidos. Finalmente haremos una rápida descripción del resto de apartados del trabajo.

## 1.1 Motivación del Trabajo

Aunque con la indiscutible penetración de la telefonía móvil pueda parecer una cosa del pasado, hoy en día los sistemas PMR/LMR (*Private Mobile Radio / Land Mobile Radio*) y *Trunking* siguen en uso con plena vigencia y con buenas porciones de espectro asignadas en Europa y atribuidas en España a través del CNAF (Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias). La nota UN-98 asigna 28 MHz de espectro en la banda de VHF (*Very High Frequency*) para estos usos y la nota UN-31 asigna otros 54 MHz en la banda de UHF (*Ultra High Frequency*) [1].

Explicado de forma muy resumida, los sistemas PMR y Trunking son los sistemas de walkie talkies que usan fundamentalmente servicios públicos, navegación marítima de corto alcance, emergencias, organización de eventos, etc. Las diferencias fundamentales entre un sistema PMR convencional (también llamado convencional sin más) y un sistema Trunking son las siguientes:

**Sistema Convencional:** Se puede decir que son sistemas donde todos los equipos están en el mismo nivel jerárquico. Cuando un usuario desea transmitir debe seleccionar el canal adecuado según su zona, esperar a que el canal esté libre y a continuación realizar la transmisión.

En estos sistemas convencionales, generalmente todos los usuarios reciben el tráfico de toda la red, lo cual es excelente para la coordinación en redes con pocos usuarios (de 20 a 70), pero provoca distracciones y dificultades a la hora de trabajar si la red es muy grande [2]. La gran ventaja de los sistemas convencionales radica en su precio. Son los sistemas más económicos que hay. Se pueden implementar con una simple estación repetidora de VHF o UHF en una cota elevada. Podría hablarse de un coste aproximado de unos 2500 euros para el despliegue de cada sitio, siendo el mantenimiento posterior de unos 100 euros por año si no ocurren accidentes como la caída de rayos. Si los sistemas de tierras y pararrayos están en buenas condiciones no suelen producirse daños. Estos sitios son típicamente espacios en torretas de



comunicaciones en cerros, bloques de edificios dominantes o edificios de cualquier tipo que proporcionen una huella de cobertura suficiente.

**Sistema Trunking:** La red dispone de inteligencia. Las estaciones base adjudican los canales según las peticiones de comunicación. Se aprovechan más los recursos y se aumenta la comodidad porque el usuario no tiene que ir cambiando canales ni haciendo ajustes en el terminal radio. Simplemente enciende su terminal radio, marca el número o el grupo al que desea llamar y se comunica de forma transparente. El administrador de la red también puede establecer diversos niveles de prioridad. También se pueden deshabilitar equipos en caso de robo o uso indebido. Las redes Trunking suelen implementarse cuando se tienen que cubrir áreas muy grandes (comunidad autónoma, gran ciudad) o bien áreas más reducidas pero con una alta densidad de tráfico (aeropuertos, por ejemplo). Las áreas grandes casi siempre requieren soluciones multi-emplazamiento, que serían muy ineficientes e incómodas si se optara por un control convencional: Dificultad para realizar llamadas entre celdas, cambios manuales de canal con las consiguientes llamadas perdidas, etc. La desventaja principal de la solución trunking es el coste, que suele ser prohibitivo para organizaciones pequeñas y medianas [3].

Los sistemas convencionales y trunking están disponibles con tecnología analógica y digital, aunque actualmente la práctica totalidad de los sistemas de nueva planta se implementan con tecnología digital. Generalmente, en Europa, los nuevos sistemas trunking se implementan con tecnología estándar TETRA (*Terrestrial Trunked Radio*) [4]. Los sistemas convencionales se suelen basar en DMR (*Digital Mobile Radio*) [5], aunque DMR también estandariza funcionalidades trunking en aquellos terminales con homologación Tier III [6].

**En el caso de TETRA** la estandarización es de una mayor profundidad, permitiendo una interoperabilidad total entre varios fabricantes. Se usan portadoras de 25 kHz fundamentalmente en la banda de UHF. Cada una de estas portadoras es capaz de dar cabida a cuatro canales de tráfico. En caso de una celda básica, uno de estos cuatro canales se utilizaría como canal de control y los tres restantes se podrían usar para tráfico de voz o datos de banda estrecha.

**En DMR** la estandarización es más limitada en el caso de equipos Tier II (los más habituales), y solo se estandarizan el interfaz radio, las llamadas de voz, ciertas características de seguridad y los mensajes de texto. Esto permite una diferenciación entre las soluciones de fabricantes pero limita la interoperabilidad a los servicios fundamentales de voz y mensajería. En DMR se utilizan portadoras de 12.5 kHz, que proporcionan dos canales de tráfico cada una. Estos canales se pueden usar también para el transporte de voz y datos de banda estrecha.

Durante los últimos diez años he estado involucrado en el sistema de comunicaciones de la Cruz Roja y Protección Civil de mi localidad como voluntario. Al nivel de localidades pequeñas y medianas se hace uso fundamentalmente de sistemas convencionales (analógicos o DMR), porque las ventajas de bajo coste, simplicidad y facilidad de la coordinación son lo que prima en estos escenarios. Estos sistemas son utilizados también por cooperativas del taxi, autobuses, recogida de basuras, seguridad privada, etc.

A continuación vamos a describir uno de estos casos típicos de red convencional (Fig. 1). En este caso la red está formada por una estación repetidora en banda VHF o UHF en un punto alto estratégico que proporcione una huella de cobertura suficiente. Esta estación repetidora funciona en modo full-dúplex a dos frecuencias. Es decir: lo que recibe por la frecuencia de entrada lo retransmite por la frecuencia de salida de manera simultánea.

Los terminales suelen ser equipos walki-talkie portátiles o emisoras embarcadas en vehículos. Según el tipo de estación repetidora los terminales pueden operar en modo semi-dúplex a dos frecuencias (reciben en una frecuencia y transmiten en otra, pero no de forma simultánea) o en modo simplex (se transmite y recibe en la misma frecuencia, pero no de forma simultánea).

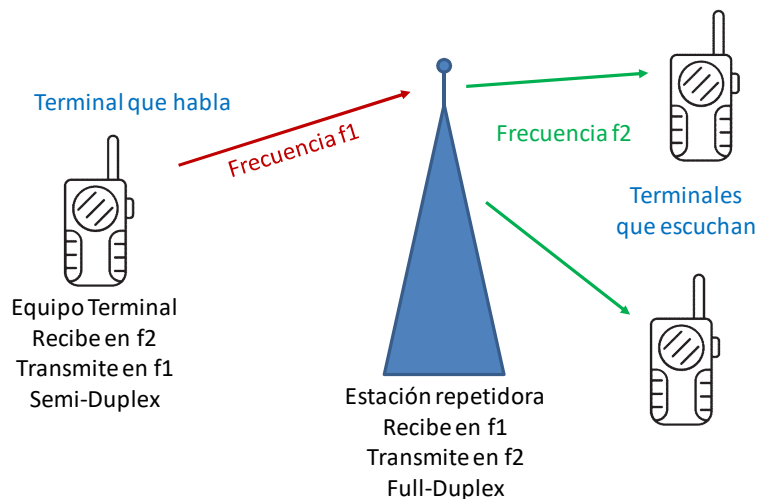


Fig. 1. Caso típico de red convencional

Vamos a centrarnos en la estación repetidora, que como podemos ver, es el elemento principal de la red. De estaciones repetidoras podemos describir dos tipos básicos: las que usan una misma antena para la frecuencia de transmisión y la de recepción y, las que usan dos antenas separadas.

**El primer tipo de estación repetidora** es el más sencillo conceptualmente, ya que usa una antena y una línea de transmisión para la recepción y otra antena

con otra línea de transmisión para la recepción (Fig. 2). Podemos observar que en la cadena de recepción se ha insertado un filtro paso-banda para seleccionar únicamente la frecuencia de recepción deseada. Este detalle es especialmente importante y lo discutiremos en profundidad más adelante en este apartado del trabajo.

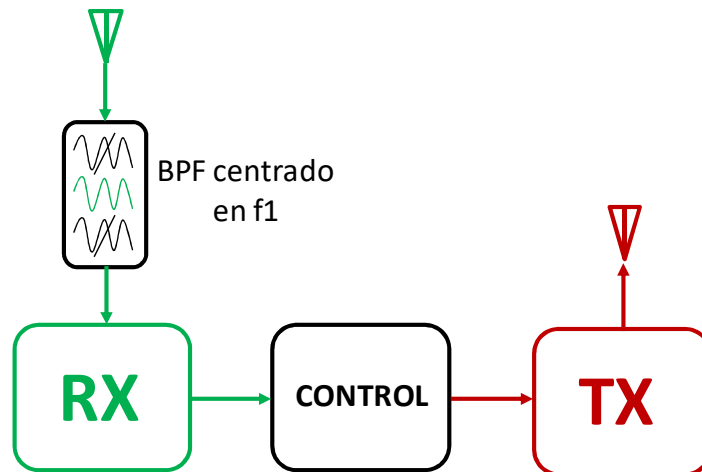


Fig. 2. Estación repetidora con antenas de transmisión y recepción separadas

**El segundo tipo de estación repetidora** es el más común. Utiliza la misma antena y línea de transmisión para la recepción y la transmisión, dando como resultado un sistema más compacto y de instalación más sencilla (Fig. 3). Para implementar esta solución es necesario un duplexor, elemento que también discutiremos más adelante en este apartado.

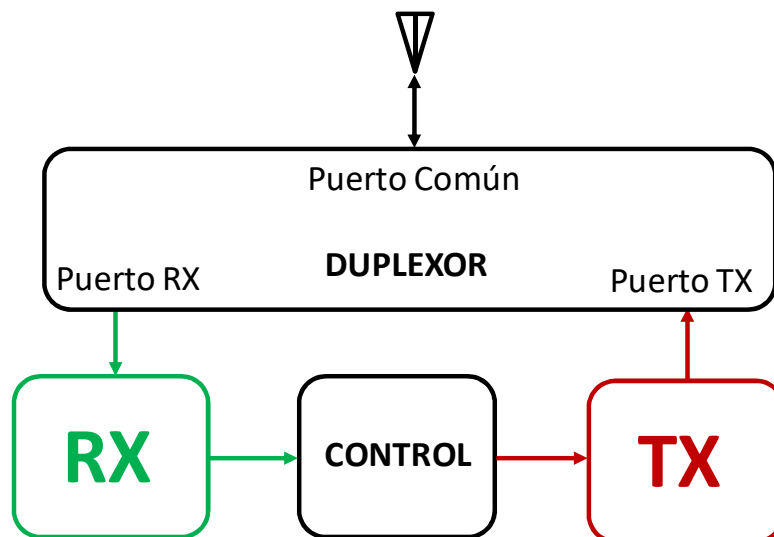


Fig. 3. Estación repetidora con duplexor

En ambas soluciones hay unos elementos adicionales (filtro paso banda o duplexor) que habíamos decidido comentar en mayor detalle. La utilización de estos elementos responde a la necesidad de aislamiento entre el sistema radio de transmisión y el de recepción. Recordemos que lo que recibe el receptor será transmitido por el transmisor de manera simultánea. Podemos hacernos

una idea de los niveles de potencia manejados por el transmisor y el receptor viendo la Tabla 1.

Tipo de red	Potencia Transmisores	Sensibilidad Receptores
Orientada a terminal embarcado	25W (44 dBm)	$12.59 \cdot 10^{-15} \text{ W}$ (-109 dBm)
Orientada a terminal portátil	5W (37 dBm)	$12.59 \cdot 10^{-15} \text{ W}$ (-109 dBm)

Tabla 1. Niveles de potencia típicos en redes PMR

Tomemos como ejemplo la red orientada a terminal portátil. Vemos que la diferencia entre el nivel de potencia transmitida y recibida es tal que así:

$$D = P_{TX} - S_{RX} = 37 \text{ dBm} - (-109 \text{ dBm}) = 146 \text{ dB} \quad (1)$$

Podemos pensar que los niveles de aislamiento necesarios están en el entorno de 140-150 dB. Este aislamiento nos asegura en cualquier caso que no vamos a des-sensibilizar el receptor inyectándole potencia con nuestro propio transmisor, ya que el receptor no va a detectar nunca el transmisor.

La des-sensibilización ocurre cuando un receptor está diseñado para recibir señales de potencia débil y en una frecuencia cercana recibe una señal de potencia mucho más elevada. El receptor no tiene rango dinámico para gestionar la señal de potencia elevada y se satura, dejando de recibir la señal de baja potencia. Esto no ocurriría con el aislamiento de 146 dB que hemos visto antes.

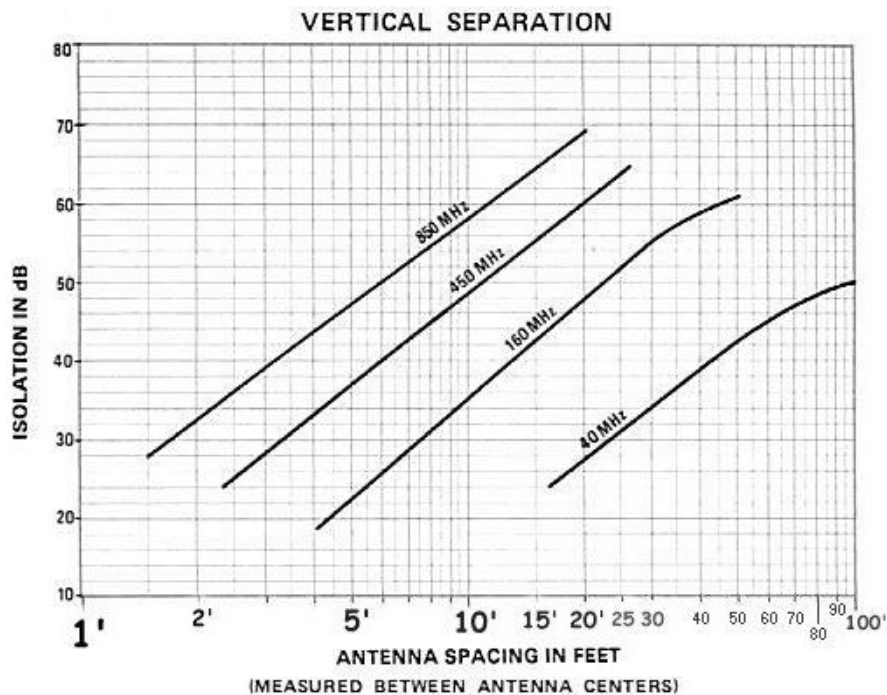
Podemos pensar que la transmisión y la recepción efectivamente se realizan de forma simultánea, pero no en la misma frecuencia, y eso relaja los criterios de aislamiento. Eso es cierto. El receptor no es tan deficiente como para no tener selectividad ninguna. Si tomamos la definición de la ITU podemos decir que “*la selectividad de un receptor es la medida de su aptitud para recibir la señal en que está sintonizado, con exclusión de las emisiones efectuadas en otras frecuencias*” [7]. Es decir, que podemos relajar el aislamiento que obtenemos con el sistema de filtros gracias a que el receptor también hace su parte rechazando la señal del transmisor. Hay que tener en cuenta estos dos riesgos:

- Si inyectamos demasiada potencia en el receptor desde el transmisor, podemos dañar el *front end* del receptor.
- Si las frecuencias de transmisión y recepción son lo suficientemente cercanas, la des-sensibilización ocurrirá igualmente porque la selectividad del receptor decrece cuando menor es la separación entre las frecuencias a discriminar.

Como veremos más adelante buscando productos comerciales, lo habitual en el mercado es obtener aislamientos entre transmisor y receptor de 80 dB.

**En el primer tipo de estación repetidora** (antenas independientes) este aislamiento se consigue de dos maneras:

- Utilizando en la rama de recepción un filtro paso banda lo más selectivo posible para, valga la redundancia, seleccionar únicamente la frecuencia de recepción de nuestra estación repetidora. Esta técnica nos protege de la des-sensibilización debida a nuestro transmisor, pero nos protege también en caso de existir otras estaciones repetidoras muy cercanas (suele ocurrir, ya que las localizaciones dominantes suelen estar muy pobladas de sistemas de comunicaciones y telemetría).
- Separando físicamente las antenas de la rama de transmisión y la de recepción todo lo posible según el espacio disponible y las pérdidas de potencia en el cable coaxial que se puedan asumir. La Fig. 4 nos da una idea del aislamiento que podemos obtener simplemente separando la antena transmisora de la receptora [8]. Asumiendo que realizamos un montaje con antenas a la misma altura y separadas horizontalmente 3 m, podemos ver que en la banda de 150 MHz el aislamiento que obtenemos gracias a la separación es de unos 20 dB únicamente, lo cual hace necesario el filtro en la rama de recepción.



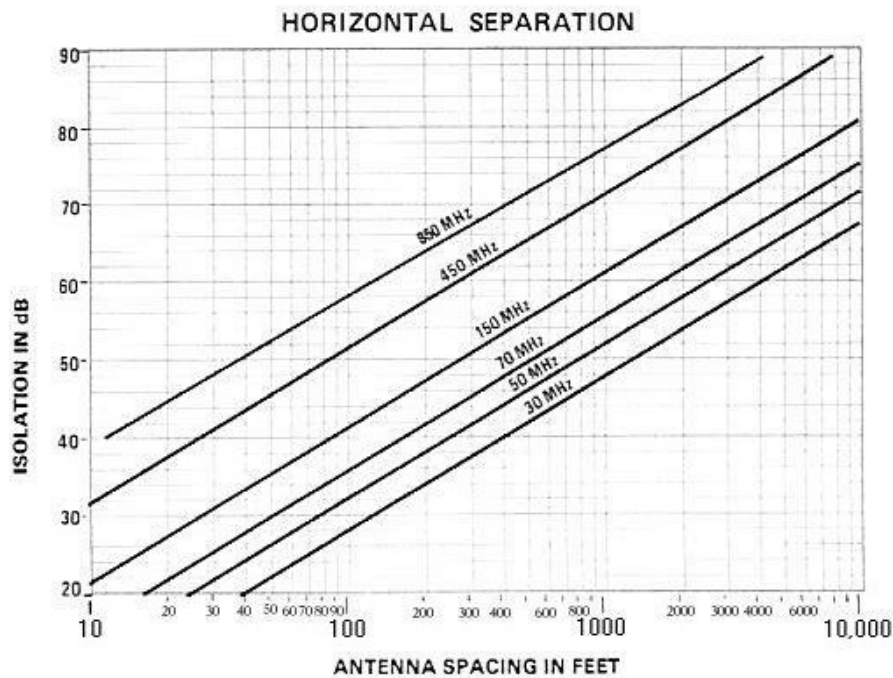


Fig. 4. Aislamiento obtenido gracias a la separación de las antenas [8]

**En el segundo tipo de estación repetidora** (antena única) se utiliza un duplexor tipo BpBr (*Band Pass – Band Reject*). Estos dispositivos disponen de tres puertos, como podemos ver en la Fig. 5.

- El puerto de recepción deja pasar la frecuencia de recepción (*Band Pass*) con una atenuación mínima, mientras que tiene un *Notch* profundo en la frecuencia de transmisión (*Band Reject*) para conseguir el máximo aislamiento.
- El puerto de transmisión deja pasar la frecuencia de transmisión (*Band Pass*) con una atenuación mínima, mientras que tiene un *Notch* profundo en la frecuencia de recepción (*Band Reject*) para conseguir el máximo aislamiento.
- El puerto común combina las dos ramas de filtrado en una única línea de transmisión, que se dirige a la antena.

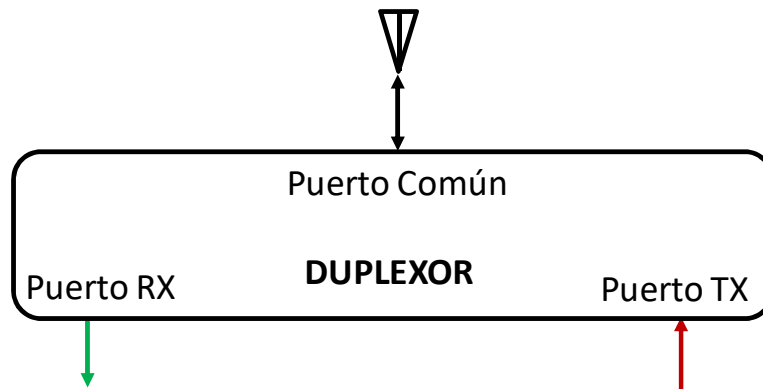


Fig. 5. Esquema conceptual de un duplexor

Podemos tomar como ejemplo de duplexores los de la marca Procom, uno de los principales fabricantes de duplexores, filtros y antenas para sistemas PMR, comunicación táctica y otros tipos de sistemas. Si nos fijamos en su catálogo de duplexores para la banda de VHF podemos encontrar modelos compactos (económicos) con un aislamiento de 80 dB [9]. En la Fig. 6 podemos ver las curvas de este duplexor compacto. El Telewave TMND-1716 podría ser otro ejemplo de duplexor compacto con aislamiento de 75 dB [10].

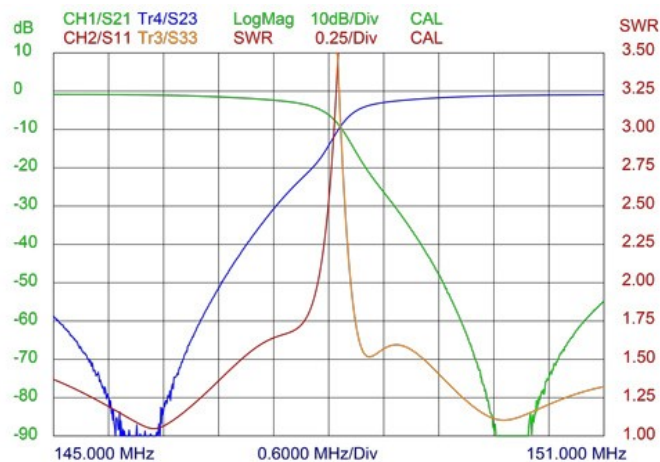


Fig. 6. Respuesta del duplexor compacto DPF 2/6 [9]

Llegados a este punto, podemos pensar que la mejor opción es siempre utilizar un duplexor compacto por razones de precio y comodidad de la instalación (una línea de transmisión y una antena únicamente). Pero si prestamos atención a las curvas de la figura anterior vemos que el duplexor compacto aporta un Notch muy pronunciado en la frecuencia del transmisor (excelente aislamiento) pero el efecto de filtrado paso banda es casi inexistente. Esto es un inconveniente en sitios con abundancia de transmisores, ya que nos puede des-sensibilizar un transmisor vecino ajeno a nuestro sistema. En este caso puede ser una ventaja usar duplexores que no sean compactos (tienen un efecto paso banda mucho más pronunciado) u optar por el sistema con dos antenas y usar filtros basados en cavidades resonantes de alto Q, como la Procom BPF 2/1-250 [11] que vemos en la Fig. 7. El factor Q es el factor de

calidad de un resonador, y se puede calcular como el cociente entre la frecuencia de resonancia de la cavidad y el ancho de banda a -3 dB:

$$Q = \frac{f_c}{BW_{-3\text{ dB}}} \quad (2)$$

Por poner un ejemplo, el factor Q de la cavidad Procom BPF 2/1-250 es de 8000, dando una idea de que por ejemplo será un filtro mucho más selectivo que si la cavidad tuviese una Q de 5000. Cuanto más alto sea el factor Q, mayor será la pendiente de la atenuación en las frecuencias que no son de interés.

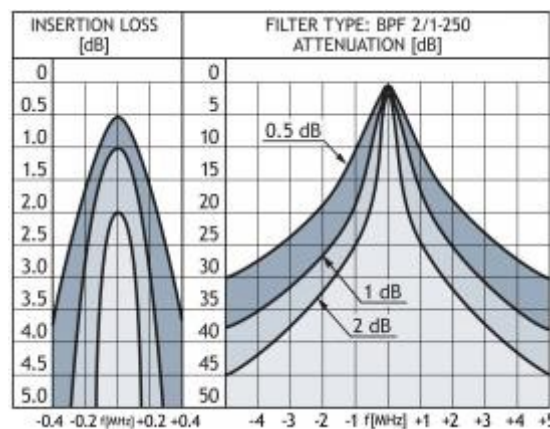


Fig. 7. Respuesta de una cavidad de alto Q Procom BPF 2/1-250 [11]

Es en este punto donde se puede ir **concretando la motivación del presente trabajo final de máster**. Hagamos un resumen: Se ha discutido que en localidades pequeñas y medianas se usan principalmente sistemas PMR analógicos o digitales en modo convencional para la coordinación de emergencias y otro tipo de servicios (autobuses, taxis, etc). También hemos visto que las estaciones repetidoras en estos sistemas se pueden configurar de distintas maneras pero siempre existen elementos de filtrado en el diseño para evitar la des-sensibilización del receptor de la estación repetidora.

Generalmente las infraestructuras locales de comunicaciones (repetidores en los municipios) de Cruz Roja, Protección Civil y asociaciones de radioaficionados se mantienen con las cuotas de los socios y, a base de donaciones económicas y de material. Normalmente el mantenimiento lo realizan voluntarios de estas organizaciones. Es por ello que normalmente se reciclan estaciones repetidoras, transmisores, receptores, filtros y duplexores. Estos equipos suelen ser donados por radioaficionados y empresas que cierran o dejan de necesitar su red de radio.

Para poder reciclar este material y ponerlo en uso **es necesario disponer de métodos sencillos y económicos para ajustar filtros en las bandas de VHF**



y **UHF**. De este modo se pueden mantener y desplegar redes PMR convencionales con un coste sensiblemente inferior al de mercado, optimizando así los recursos que aportan los donantes y los socios.

## 1.2 Objetivos del Trabajo

Los objetivos del presente trabajo se derivan directamente de la motivación y son los siguientes:

- Desarrollar métodos sencillos y de bajo coste para el ajuste de los filtros de RF encontrados en los sistemas PMR, para facilitar el reciclaje de este tipo de dispositivos en organizaciones voluntarias como Cruz Roja, Protección Civil y los radioclubes (asociaciones de radioaficionados).
- Comparar los métodos desarrollados desde el punto de vista de la calidad del ajuste obtenido, coste de los materiales, tiempo empleado y entrenamiento necesario de la persona que ejecuta el ajuste.
- Documentar adecuadamente la ejecución de cada método para que este trabajo pueda utilizarse en labores de formación.

## 1.3 Enfoque y método seguido

El método elegido para conseguir los objetivos propuestos en el apartado anterior está basado en el refinamiento progresivo del método de ajuste del filtro. Se empieza por ejecutar el primer método desarrollado y analizamos sus ventajas e inconvenientes. En base a este análisis intentamos desarrollar un método nuevo que mantenga las ventajas que presentaba el método anterior, pero suavizando o eliminando alguno de los inconvenientes. El proceso se repite cíclicamente hasta que se llegue a la mejor solución posible (menor número de inconvenientes) o hasta que la relación ventajas / inconvenientes empiece a reducirse (que empeoremos el método).

Todo este desarrollo tiene lugar debido a que cuando hemos revisado el estado del arte (capítulo 2 de la memoria) hemos descubierto que las soluciones clásicas utilizadas hasta ahora ofrecen resultados muy exactos pero son caras y requieren de un entrenamiento especial para utilizar la instrumentación necesaria.

## 1.4 Planificación temporal del Trabajo

En este proyecto la gestión del tiempo no será una tarea sencilla porque implica la realización de varios experimentos de laboratorio, y es difícil

aproximar cuánto tiempo será necesario para ir resolviendo los inconvenientes que se presenten.

Podemos dividir el trabajo en cuatro fases consecutivas:

**Fase 1.** Desde el 21/09/2018 hasta el 14/10/2018. Definición de la motivación del trabajo y los objetivos. Investigación sobre el estado del arte (capítulos 1 y 2).

**Fase 2.** Desde el 15/10/2018 hasta el 04/11/2012. Desarrollo y descripción del método de ajuste basado en un transmisor y un medidor de potencia de RF (capítulos 3 y 4).

**Fase 3.** Desde el 05/11/2012 hasta el 9/12/2012. Desarrollo y descripción del método de ajuste basado en el generador de ruido blanco y un receptor SDR (*Software Defined Radio*). Capítulo 5.

**Fase 4.** Desde el 10/12/2018 hasta el 31/12/2018. Conclusiones y prospección de nuevas líneas de trabajo (capítulos 6 y 7). Esta fase incluye la revisión final de la memoria.

En la Fig. 8 podemos ver un pequeño diagrama de Gantt con las fases indicadas anteriormente:

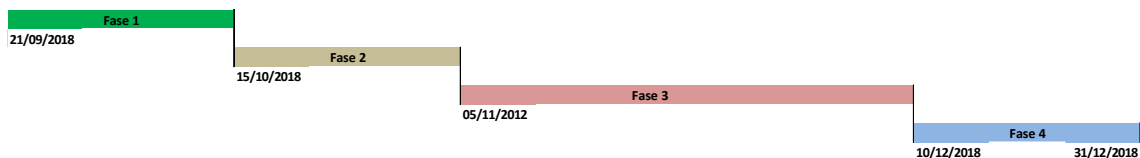


Fig. 8. Diagrama de Gantt del Trabajo Final de Máster

### 1.5 Resumen de los resultados obtenidos

Podemos decir que los resultados obtenidos han satisfecho los objetivos que planteábamos con el trabajo. Se han desarrollado dos métodos de bajo coste para el ajuste de filtros en las bandas PMR.

En primer lugar (capítulo 4), el método basado en el transmisor y el medidor de potencia ha producido resultados válidos, pero no ha resultado práctico por el enorme coste en tiempo, el procesado de las medidas en Matlab o Excel y el elevado número de cambios en el montaje de laboratorio que hay que realizar durante la ejecución.

Posteriormente hemos aplicado el método del receptor SDR y el generador de ruido blanco (capítulo 5). Con este método hemos obtenido resultados también válidos, pero además es un método infinitamente más rápido, sencillo y visual de aplicar. Se puede considerar que este método cubre completamente los objetivos del trabajo.

Finalmente, ya en el apartado de líneas futuras (capítulo 7), hemos aprovechado los materiales adquiridos para el método del generador de ruido y el receptor SDR para analizar bandas de resonancia de antenas, que también es algo muy necesario en el despliegue y mantenimiento de redes PMR.

Paralelamente, la ejecución de cada paso ha sido documentada en esta memoria, posibilitando así el último objetivo del trabajo: que se pueda usar la propia memoria como material formativo, a la hora de instruir a un tercero en la aplicación de estos métodos.

## 1.6 Descripción de los apartados de la memoria

El primer capítulo del trabajo es de introducción, donde hemos expuesto la motivación del trabajo y sus objetivos.

En el segundo capítulo se realiza un análisis del actual estado del arte en el campo del ajuste de filtros para sistemas PMR en las bandas de VHF y UHF.

En el tercer capítulo se hace una descripción del tipo de filtro que vamos utilizar para realizar los experimentos que componen el trabajo.

En el cuarto capítulo detallaremos la realización del procedimiento de ajuste mediante el método más sencillo: utilizando una fuente de RF de banda estrecha y alta potencia y un medidor de potencia de RF no selectivo en frecuencia.

En el quinto capítulo desarrollaremos y detallaremos el método de ajuste mediante una fuente de ruido de banda ancha y un receptor SDR (*Software Defined Radio*).

En el apartado de conclusiones (capítulo 6) recopilaremos los resultados del trabajo, analizaremos el cumplimiento de los objetivos y estudiaremos si se ha cumplido con la planificación temporal de los experimentos.

Finalmente plantearemos posibles líneas futuras de trabajo para reutilizar el método del generador de ruido y el receptor SDR, posibilitando así un análisis muy básico de bandas de resonancia de antenas (capítulo 7).

## 2. Estado del Arte en técnicas de ajuste de filtros para sistemas PMR

Existen técnicas convencionales para el ajuste de filtros para sistemas PMR en las bandas de VHF y UHF. Podemos citar las siguientes:

- Ajuste con analizador de espectro con generador de seguimiento o Tracking [12].
- Ajuste mediante un VNA (*Vector Network Analyzer*) [13].

A continuación hacemos un resumen muy esquemático de ambas técnicas.

**Ajuste mediante un analizador de espectro con generador de *Tracking*:** este instrumento es un analizador de espectro clásico, con el añadido de un generador de seguimiento o *Tracking*.

El analizador de espectro clásico es un instrumento que mide potencia de RF en función de la frecuencia. Simplemente permite visualizar el espectro de las señales que se le aplican. Para poder caracterizar la respuesta de un filtro nos hace falta algún tipo de fuente de señal que lo excite, para poder medir a continuación su respuesta.

El generador de *Tracking* o seguimiento proporciona un tono que está sincronizado con la frecuencia que en ese preciso instante está barriendo el analizador de espectro. Si conectamos la salida de *tracking* a la entrada del analizador de espectro con un cable coaxial de  $50\Omega$  y atenuación despreciable en la banda de trabajo obtendremos que la respuesta es  $|S_{21}| = 1$ . En cambio, si entre la salida del generador de tracking y la entrada del analizador de espectro conectamos el filtro que queremos ajustar lo que obtendremos es precisamente la magnitud de la respuesta en frecuencia del filtro, pudiéndolo ajustar hasta que obtengamos la respuesta deseada. Lo podemos ver en el siguiente esquema conceptual (Fig. 9).

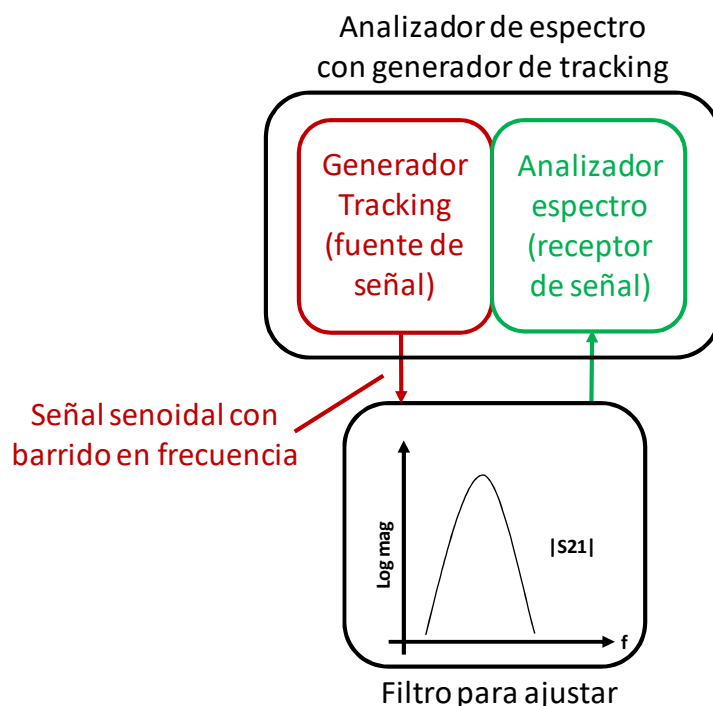


Fig. 9. Esquema con analizador de espectro y generador de *tracking*

Con este instrumento podemos medir únicamente la magnitud del parámetro  $S_{21}$  del filtro, es decir, el módulo de la respuesta en transmisión. Normalmente es suficiente, pero también sería interesante poder medir la magnitud del parámetro  $S_{11}$  para ver la potencia que se reflejará, especialmente si vamos a aplicar potencias altas al filtro, ya que la potencia reflejada puede dañar los transmisores.

Un analizador de espectro con generador de tracking de gama muy económica puede ser el Siglent SSA3021X, que se puede encontrar en promoción (generador de *tracking* regalado) por 1300 euros más IVA [14]. Aún se encarece más (470 euros más IVA) si deseamos adquirir también el kit para hacer medidas de reflexión ( $S_{11}$ ) [14].

**Ajuste mediante un VNA (Vector Network Analyzer):** El VNA es un instrumento más complejo que el analizador de espectro con generador de tracking [15]. Podemos ver un mapa conceptual simplificado del instrumento para medir  $S_{11}$  y  $S_{21}$  (Fig. 10).

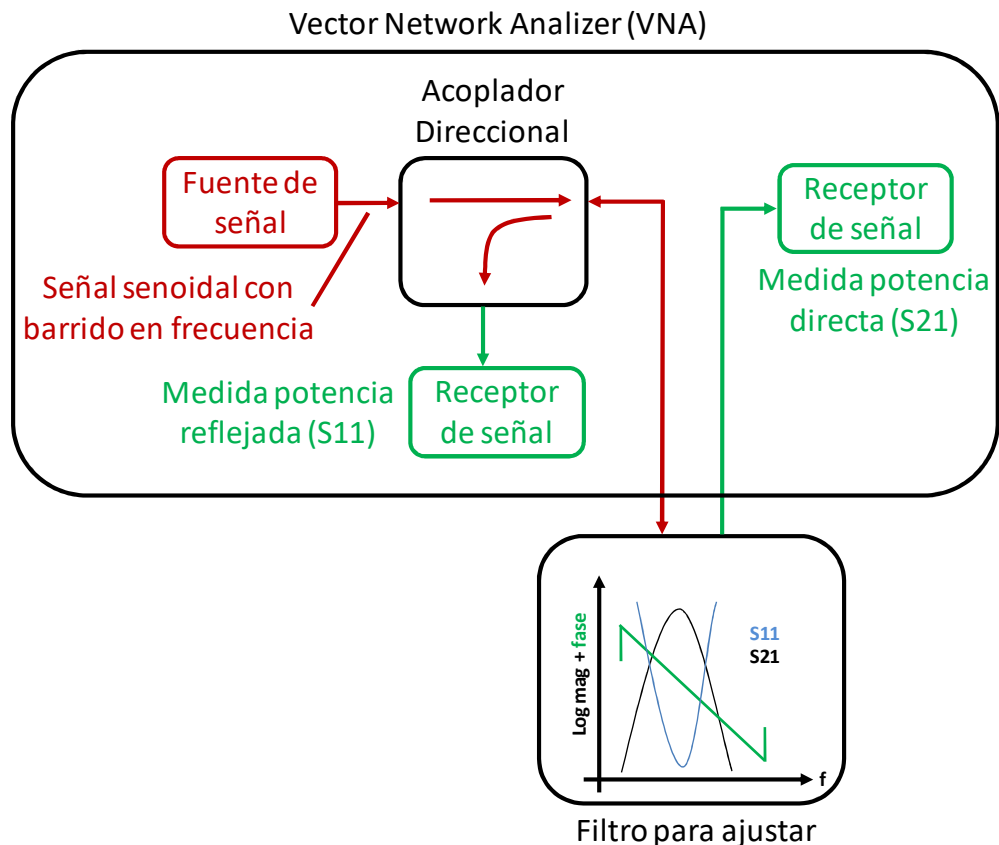


Fig. 10. Mapa conceptual simplificado de un VNA para medir  $S_{11}$  y  $S_{21}$

Las ventajas de un VNA respecto a un analizador de espectro con generador de *tracking* son las siguientes:

- El VNA permite hacer mediciones de magnitud y además realiza mediciones de fase. A priori la fase no es crítica en ajuste de filtros para sistemas PMR.
- El VNA permite medir también los parámetros de reflexión ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) sin accesorios adicionales. Esto sí que resulta interesante, como hemos comentado en el apartado del analizador de espectro con generador de *tracking*.

Un VNA del rango de precio económico puede ser el PicoVNA 106, con un coste de más de 4000 euros [16].

A pesar de que con estos métodos se obtienen unos resultados de ajuste excelentes (así es como se ajusta en un entorno profesional), estas técnicas tienen en común dos inconvenientes: alto coste del equipamiento incluso en caso mejor y la necesidad de entrenamiento de la persona que las realiza. Hay que saber mínimo como se maneja un analizador de espectro.

Seguidamente podemos ver una tabla comparativa simplificada entre los métodos comentados en este capítulo y los métodos desarrollados en este TFM (Tabla 2).

Método	Coste	Entrenamiento	Tiempo necesario	Qué parámetros mide	Exactitud
Analizador de espectro con generador de seguimiento	Alto	Alto	Bajo	S11, S21. Sólo Módulo. No se pueden medir ambos a la vez	Alta
Analizador de redes vectorial	Muy Alto	Muy Alto	Muy bajo	S11, S21. Módulo y fase. Se pueden medir ambos a la vez.	Muy Alta
Transmisor y medidor de potencia	Muy bajo	Medio	Extremadamente alto	S11, S21. Sólo Módulo. No se pueden medir ambos a la vez	Suficiente
Generador de ruido blanco y receptor SDR	Muy bajo	Bajo	Bajo	S11, S21. Sólo Módulo. No se pueden medir ambos a la vez	Suficiente

Tabla 2. Comparativa entre los distintos métodos de ajuste

### 3. Descripción del filtro utilizado

En este apartado describiremos el filtro con el que vamos a realizar los experimentos. Se trata de un filtro reciclado que antiguamente se encontraba en la instalación de una estación repetidora que se retiró. Cuando se utiliza material desconocido es importante intentar encontrar productos similares para entender sus especificaciones y cómo funcionan. En este caso se trata de un filtro de cavidad BpBr tipo Wacom, aunque es de otra marca [17]. Este tipo de filtros pueden estar entorno a los 400 euros. A continuación vemos un corte esquemático y una fotografía del mismo (Fig. 11). Es un filtro de dimensiones grandes, con un diámetro de 17 cm y una longitud de 62 cm, sin contar lo que sobresale la varilla de ajuste.

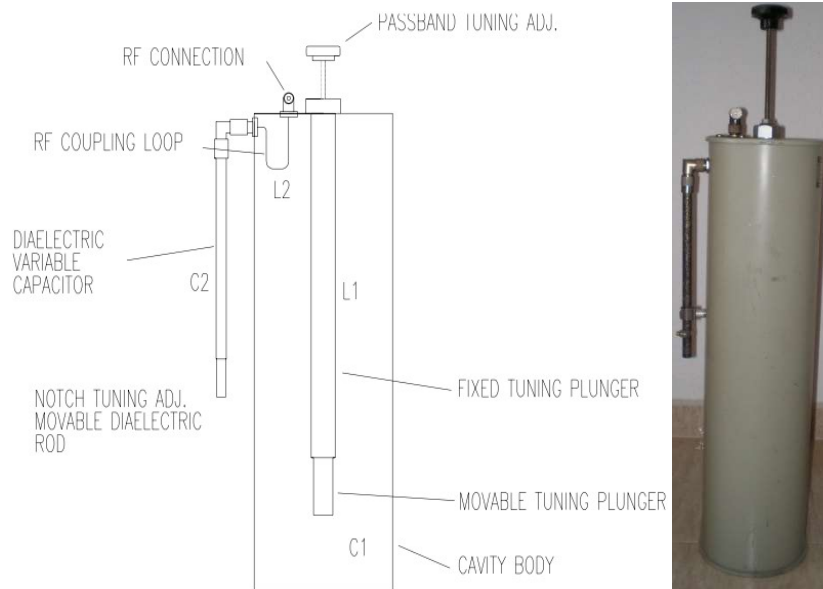


Fig. 11. Corte y fotografía del filtro utilizado en los experimentos

Podemos ver también el equivalente eléctrico del filtro en la (Fig. 12).

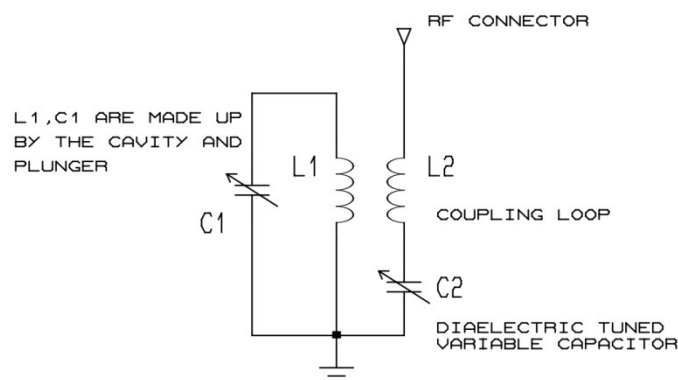


Fig. 12. Equivalente eléctrico del filtro



Como vemos en las dos figuras anteriores, L1 y C1 se ajustan a la vez subiendo o bajando la varilla de ajuste que se ve en el centro de la cavidad. Esto va a determinar la frecuencia de paso del filtro. La varilla de ajuste se sube y baja mediante una rosca de paso fino muy sencilla de utilizar (se puede manipular sin entrenamiento), lo cual proporciona más precisión que una varilla suelta que se pueda mover inadvertidamente.

En cambio, la frecuencia del *notch* se ajusta variando C2, lo cual se consigue entrando o sacando el dieléctrico en el tubo que forma la armadura exterior del condensador. En las figuras no se puede advertir, pero realmente C2 es un condensador poco ortodoxo:

Es una topología coaxial, donde el conductor interior va conectado al bucle de acoplo de RF de la cavidad. El conductor exterior tiene forma de tubo y va a la vista. La capacidad se modifica introduciendo o extrayendo una barra dieléctrica perforada en su centro (esta manipulación también es muy sencilla y lo único que hay que evitar es hacer fuerza bruta). Si la barra no se introduce en su totalidad, queda aire en el tubo con lo que tenemos dos condensadores en realidad (uno con dieléctrico de aire y otro con el material dieléctrico con el que se ha fabricado la barra). Este diseño BpBr en realidad es muy inteligente porque permite tener dos filtros en uno, lo que permite ahorrar pérdidas y espacio en los cuartos de equipos. No obstante presenta un inconveniente: Se pierde robustez porque el acoplo entre C2 y el resto de la cavidad es delicado frente a golpes.

Finalmente podemos ver un ejemplo de la respuesta en frecuencia ( $|S_{21}|$ ) de unos de estos filtros en la Fig. 13.

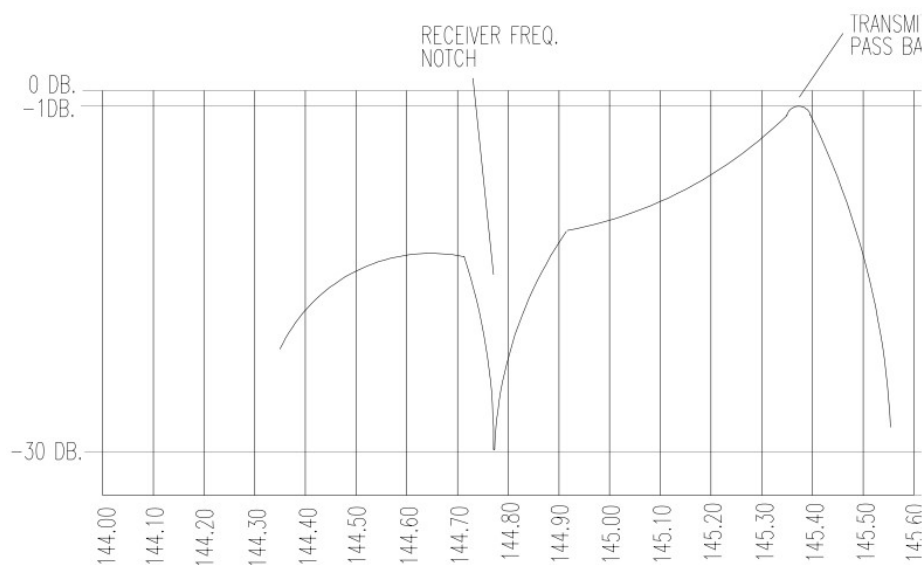


Fig. 13. Ejemplo de respuesta en frecuencia (eje X en MHz)

En este proyecto vamos a ajustar la banda de paso del filtro para la frecuencia 169.1625 MHz, que según el CNAF corresponde al segmento C de la nota UN-98, redes de gran cobertura y alta potencia. Esta sería la frecuencia de entrada de una repetidora de alta potencia [1].

## 4. Ajuste mediante transmisor y medidor de potencia

En este capítulo desarrollaremos el método más sencillo para ajustar el filtro: utilizando una fuente de RF de banda estrecha y alta potencia (un transmisor convencional) y un medidor de potencia de RF no selectivo en frecuencia. Que el medidor de potencia no sea selectivo en frecuencia no es un problema en este caso, debido a que la única señal que se utilizará es la generada por el transmisor, cuya frecuencia es ajustable y conocida en todo momento, ya que se muestra en la pantalla.

Para desarrollar este método nos hemos basado en las referencias [18] y [19], que son básicamente manuales de ajuste de filtros de cavidades de dos fabricantes clásicos de este tipo de productos.

La instrumentación que se utilizará será la siguiente:

- Equipo transmisor / receptor Yaesu FT-7800 [20]. Se utiliza realmente sólo como transmisor (fuente de señal) de alta potencia, ya que puede entregar potencias muy superiores a los 10 W (40 dBm) y además es ajustable para trabajar con niveles más bajos. También se puede sintonizar en frecuencia de forma muy cómoda. Este equipo comprado nuevo puede rondar los 300 euros. En este caso disponemos de él porque se utiliza en otros proyectos de radioaficionado. Podría servir cualquier equipo similar de gama muy básica. Los hay desde menos de 100 euros [21].



Fig. 14. Transceptor Yaesu FT-7800 [20]

- Carga artificial de 50  $\Omega$  Diamond DL-30A [22]. Es una carga muy económica. Es capaz de soportar una potencia continua de 15 W (42 dBm) durante largos períodos de tiempo. Además su rango de

frecuencia de trabajo va desde los 0 a los 500 MHz, cubriendo todas las bandas PMR habituales.



Fig. 15. Carga artificial Diamond DL-30A [22]

- Medidor de potencia de RF Telewave 44AP [23]. Permite la medida de potencia incidente y reflejada. No es un medidor que encaje precisamente en la filosofía de bajo coste del TFM, porque nuevo vale entorno a los 800-1000 dólares. En nuestro caso se consiguió por menos de 100 euros, aunque es una unidad que tiene casi 30 años y fue necesario re-calibrarla. De todas formas, cualquier medidor de potencia incidente y reflejada es válido para esta aplicación. Uno de los más comunes en el mercado, tipo Diamond SX-20 y sus clónicos se obtienen desde los 60 euros [24].



Fig. 16. Medidor de potencia directa y reflejada Telewave 44AP [23]

- Latiguillos cortos y transiciones de RF con pérdidas despreciables en la banda de VHF.

#### 4.1 Ajuste de la frecuencia de resonancia del filtro

Para ajustar la frecuencia de resonancia del filtro realizaremos el siguiente montaje en el laboratorio (Fig. 17).

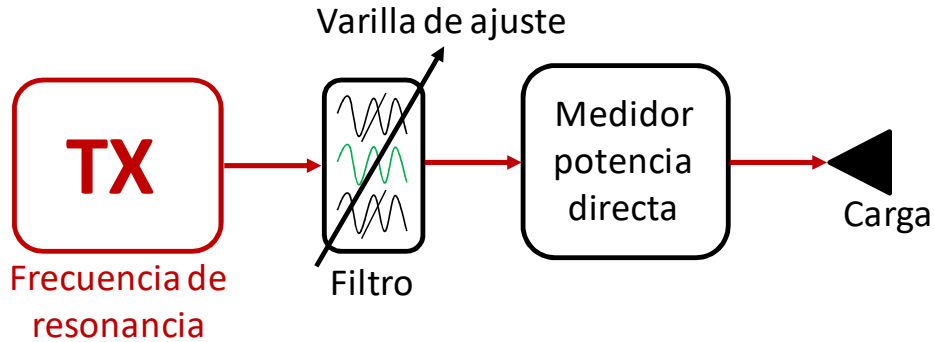


Fig. 17. Esquema para el ajuste de la frecuencia de resonancia del filtro

Podemos darnos cuenta de que conseguiremos lo siguiente: el transmisor está sintonizado en la frecuencia de resonancia deseada. Por tanto, cuando el filtro resuene también a esa frecuencia obtendremos la máxima lectura de potencia a la salida del filtro, ya que las pérdidas de inserción del propio filtro a la frecuencia de resonancia son mínimas. El papel de la carga ficticia es terminar el sistema con una carga adaptada que evite reflexiones de vuelta hacia el filtro.

Podemos seguir estos pasos:

- Para evitar que la frecuencia del *Notch* quede muy cerca de la banda de paso y nos dificulte el ajuste, podemos ajustar el condensador C2 (barra dieléctrica) aproximadamente a la mitad de su recorrido. Si al seguir todos los pasos no consiguiésemos ajustar la frecuencia de resonancia habría que mover la barra dieléctrica de C2 a una posición diferente (totalmente introducida) y repetir todos los pasos nuevamente.
- Configurar la fuente en su salida de potencia mínima (entorno a 5 W), para no dañarla por la reflexión que provoca el filtro no ajustado. Además, la frecuencia de transmisión será la de resonancia deseada. En este caso 169.1625 MHz.
- Como se ha visto antes, la frecuencia de paso de la cavidad se ajusta mediante la varilla superior. Lo que debemos hacer es situarla en la posición más alta o más baja posible. Ambas opciones son válidas y elegir una u otra es cuestión de comodidad.
- Ahora activamos el transmisor y lo dejamos activado, por ejemplo fijando el conmutador de transmisión con cinta adhesiva o una goma.
- En este momento empezaremos a subir (o bajar) la varilla de ajuste hasta que en el medidor de potencia obtengamos el máximo valor posible de potencia directa. Con esto ya estaría hecho el ajuste de la

frecuencia de paso. La varilla sube (o baja) muy lentamente y es un proceso que puede durar unos minutos.

- Dejar que el transmisor se enfríe unos 10 minutos antes de seguir con los siguientes apartados del método. Cuando el transmisor se va calentando en exceso, su potencia de salida se reduce progresivamente y esto nos generará errores cuando tomemos medidas para representar la respuesta en frecuencia del filtro. Lo ideal es esperar a que el disipador de calor se enfríe hasta que encuentre a temperatura ambiente. Si se tiene prisa se puede enfriar con aire forzado con cualquier ventilador doméstico.

A continuación podemos ver el montaje práctico en el laboratorio (Fig. 18):



Fig. 18. Montaje para ajustar la frecuencia de resonancia del filtro

#### 4.2 Caracterización de la respuesta relativa en transmisión del filtro

En este apartado vamos a caracterizar la respuesta en frecuencia relativa del filtro. Para ello hemos diseñado el montaje de la Fig. 19.

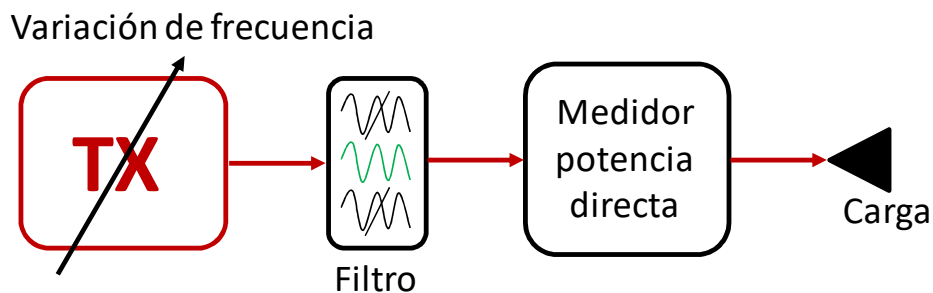


Fig. 19. Esquema de caracterización la respuesta relativa del filtro

Antes de seguir con el procedimiento es necesario aclarar un tema conceptual: ¿A qué nos referimos con que la caracterización de la respuesta en frecuencia va a ser *relativa*? Pues será relativa porque vamos a ir viendo como varía la potencia de salida en función de la frecuencia, lo cual nos va a permitir representar la forma de la respuesta en frecuencia del filtro. Pero no será *absoluta* porque de momento no tenemos información de la potencia de entrada al filtro, por lo que no podemos conocer por ejemplo las pérdidas de inserción en la banda de paso.

Para hacer esta medida seguiremos los siguientes pasos:

- Configurar la fuente en su salida de potencia mínima (entorno a 5 W), para no dañarla por la reflexión que provoca el filtro no ajustado. Además, la frecuencia de transmisión será la de resonancia deseada. En este caso 169.1625 MHz.
- Estar seguro de que durante el proceso de ajuste no se toca en ningún caso la varilla de ajuste del filtro. Recordemos que en el apartado anterior ya hemos logrado sintonizar el filtro en la frecuencia de resonancia deseada. Y ahora estamos caracterizando la respuesta del filtro, que estará centrada en esa frecuencia.
- Vamos a ir variando lentamente la frecuencia del transmisor en saltos de 50 kHz, haciendo una especie de barrido en el que podamos rellenar una tabla de potencia de salida en función de la frecuencia. Los saltos de 50 kHz no son casuales: 50 kHz es una canalización que nos permite hacer múltiples puntos de medida, pero manteniendo el tiempo de medida lo más contenido posible. Si utilizásemos por ejemplo una canalización de 12.5 kHz, tendríamos más puntos de medida, pero cuadruplicaríamos el tiempo necesario para realizar las medidas.
- Dejaremos de realizar medidas cuando el valor de potencia medida a la salida del filtro sea cercano a 0. Estas medidas las debemos guardar en un archivo CSV, para poder cargarlo luego en Matlab mediante la función `csvread`.

**Atención:** es muy importante que cada poco tiempo se vuelva a sintonizar el transmisor en la frecuencia de resonancia del filtro (169.1625 MHz) y se compruebe que a esa frecuencia se sigue midiendo el mismo nivel de potencia que al principio. Esto es debido a que un calentamiento excesivo del transmisor degrada su potencia de salida, y eso en definitiva degrada la medida de la respuesta en frecuencia porque induce un error al alza en la atenuación.

En el anexo podemos ver la tabla con las medidas realizadas (Tabla 5). A partir de esta tabla podemos extraer el ancho de banda a -3 dB del filtro de forma aproximada. Si nos fijamos en la medida a 169.15 MHz (frecuencia más próxima a la de resonancia) podemos ver que la potencia de salida es de 36.02 dBm. Ahora podemos bajar y subir en frecuencia hasta que encontremos las frecuencias donde la potencia de salida sea de unos 33 dBm. Encontramos que por arriba el filtro corta a 169.45 MHz y por abajo 168.80 MHz. Calculamos el ancho de banda a -3 dB.

$$BW_{-3dB} = 169.45 \text{ Mhz} - 168.80 \text{ MHz} = 0.65 \text{ MHz} \quad (3)$$

Ahora podemos representar la respuesta en frecuencia obtenida (Fig. 20) mediante un script escrito con Matlab:

```
% Representación gráfica de la respuesta en frecuencia relativa del
filtro

% Leemos el fichero .csv de las medidas

medidas=csvread('4.2_pot_sal_fil.csv');

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a la
frecuencia

freq=medidas(:,1);

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a potencia
% medida a la salida del filtro en dBm

pot_sal_fil=medidas(:,3);

% Representamos

plot(freq, pot_sal_fil);

title('Potencia a la salida del filtro vs frecuencia');

xlabel('Frecuencia (MHz)');

ylabel('Potencia a la salida del filtro (dBm)');

axis([167.25 170.25 17.5 37]);

grid;
```



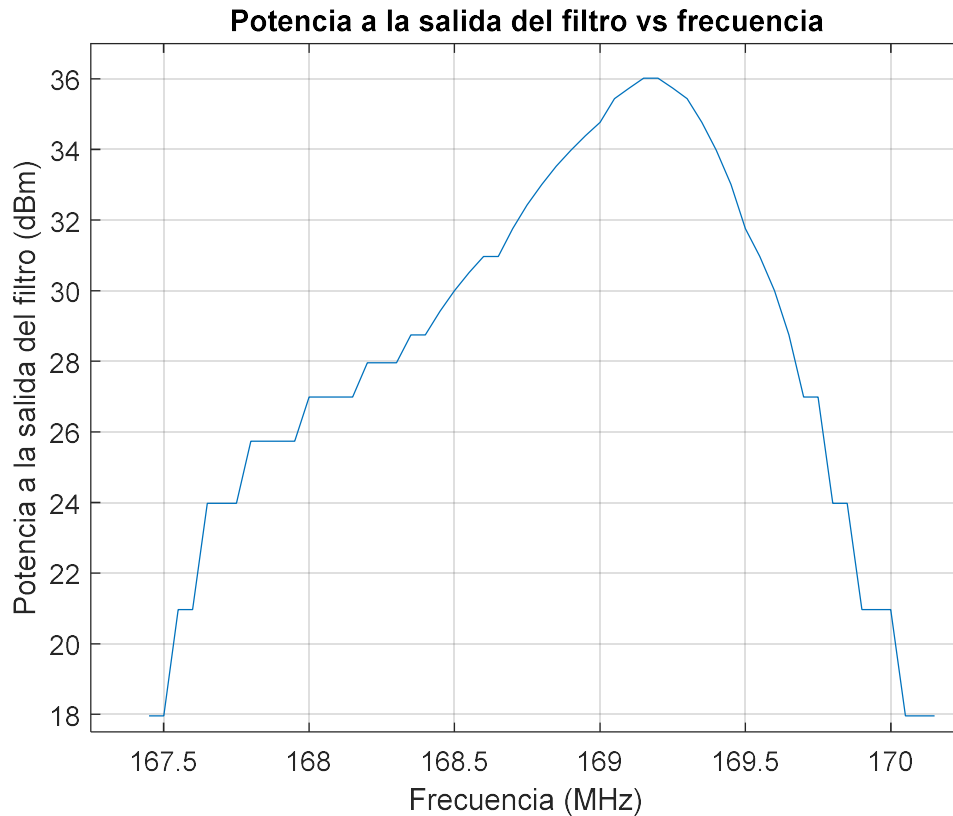


Fig. 20. Potencia de salida del filtro vs frecuencia

**Importante:** es necesario asegurarse de que el fichero CSV tiene un formato correcto. Si guardamos el CSV desde Excel con un Windows con configuración de signos de puntuación europeos tendremos el problema de que los puntos decimales se representarán con comas, y las supuestas comas del CSV con puntos y comas. En este caso hay que editar el fichero CSV con *Wordpad* o un editor cualquiera para que los decimales se representen con (.) y las separaciones de columnas del CSV con (,). Si no tenemos esta precaución, la función *csvread* de Matlab fallará y no nos leerá el archivo.

Nos podemos dar cuenta de que se observan “escalones” a medida que nos vamos alejando más de la frecuencia de resonancia del filtro. La explicación es la siguiente:

La escala del medidor de potencia va desde los 0 hasta los 5 W (37 dBm). Y la resolución viene dada en marcas de 0.25 W (Fig. 21). Conforme nos alejamos de la frecuencia de resonancia, la potencia medida a la salida del filtro va a siendo cada vez menor y si redondeamos a la “marca” inmediatamente más cercana en la escala del medidor o interpolamos entre dos marcas cada vez vamos cometiendo más error. En nuestro caso hemos utilizado la opción de interpolar entre dos marcas.



Fig. 21. Resolución del medidor 0.25W (escala de 5W)

Si seguimos viendo la gráfica podemos analizar el rango dinámico de la medida. Hemos marcado en la gráfica anterior el rango previo a los escalones y podemos ver que el rango dinámico es de  $36 \text{ dBm} - 31 \text{ dBm} = 5 \text{ dB}$ , que es muy pobre (Fig. 22).

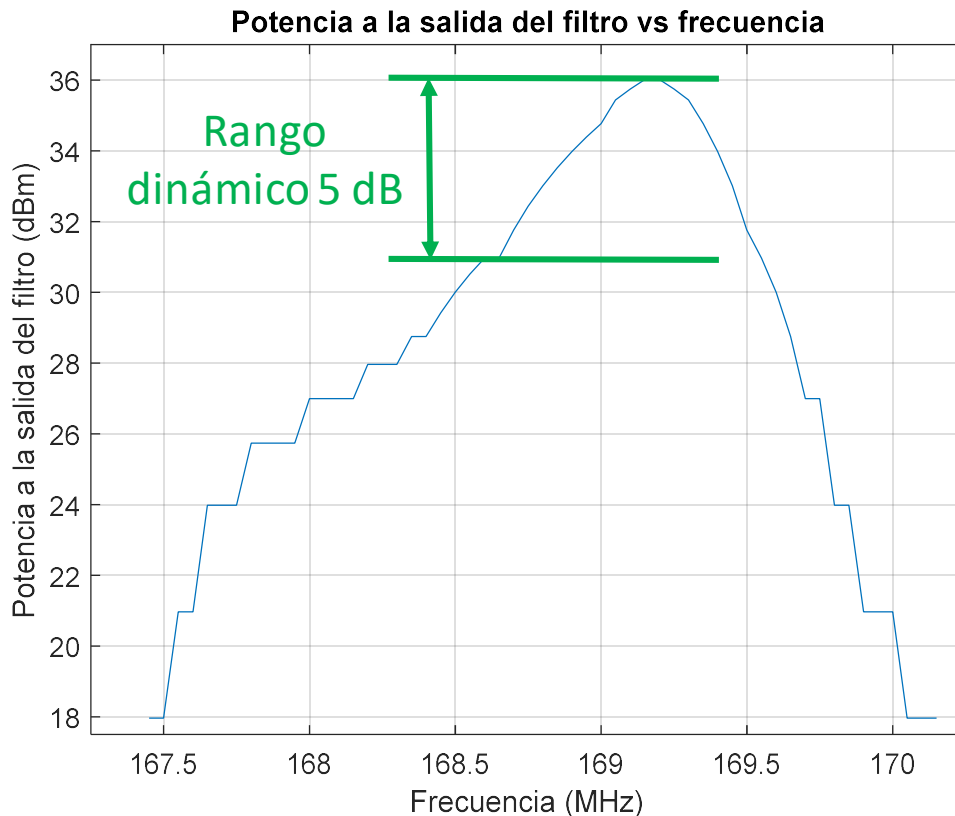


Fig. 22. Rango dinámico obtenido con el método del medidor de potencia

Esto no debe extrañarnos, porque el medidor de potencia está pensado para medir valores de potencia grandes en el ajuste de transmisores, no para trabajar con un rango dinámico grande, que es precisamente lo que se necesita para ajustar filtros.

Para aumentar un poco el rango dinámico de la medida podríamos aumentar la potencia del transmisor para poder usar la escala de 15 W del medidor y bajar a la de 5 W más alejados de la frecuencia de resonancia. Lo que ocurre es que esto es desaconsejable porque el transmisor está pensado para entregar potencias elevadas, pero siempre trabajando con una impedancia de  $50 \Omega$  a su salida. Cuanto más nos alejamos de la frecuencia de resonancia del filtro, más nos alejamos de la impedancia de  $50 \Omega$ . El trabajar con impedancias muy distintas de  $50 \Omega$  puede dañar el transmisor debido a la reflexión de potencia. Por tanto descartamos esta idea y seguimos trabajando con la escala de 5 W.

#### 4.3 Caracterización de la respuesta absoluta en transmisión del filtro

Llegados a este punto ya podemos obtener la respuesta en frecuencia absoluta del filtro, para conocer por ejemplo las pérdidas de inserción de la banda de paso. Hasta ahora habíamos medido la potencia a la salida del filtro en función de la frecuencia. Ahora debemos medir la potencia de entrada al filtro en función de la frecuencia. De este modo podemos calcular las pérdidas de

inserción del filtro en cada frecuencia en la que hemos medido haciendo uso de la siguiente expresión:

$$IL \text{ (pérdida de inserción)} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right) \quad (4)$$

O bien:

$$IL \text{ (dB)} = P_{out}(\text{dBm}) - P_{in}(\text{dBm}) \quad (5)$$

Para poder hacer estas medidas preparamos en el laboratorio el montaje de la Fig. 23.

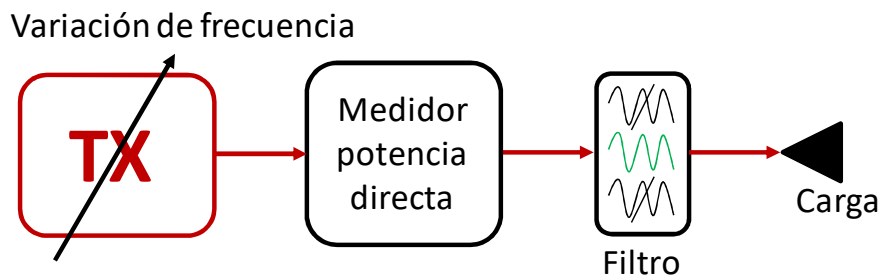


Fig. 23. Esquema para caracterizar la respuesta absoluta del filtro

Este montaje se ha implementado de forma práctica como muestra la Fig. 24.



Fig. 24. Realización práctica del montaje de la Fig. 23

A continuación exponemos los pasos para la realización de la medida:

- Configurar la fuente en su salida de potencia mínima (entorno a 5 W), para no dañarla por la reflexión que provoca el filtro no ajustado. La

frecuencia de transmisión será 167.45 MHz, que es el inicio del rango de medida que hemos determinado en el apartado anterior.

- Estar seguro de que durante el proceso de ajuste no se toca en ningún caso la varilla de ajuste del filtro. Recordemos que el filtro ya está sintonizado en la frecuencia de resonancia deseada.
- Vamos a ir variando lentamente la frecuencia del transmisor en saltos de 50 kHz, haciendo una especie de barrido en el que podamos rellenar una tabla de potencia de entrada al filtro en función de la frecuencia. Barreremos desde 167.45 MHz hasta 170.15 MHz. Este rango de frecuencia se ha determinado en el apartado anterior, porque hemos visto que es el rango en el que la potencia de salida del filtro es legible todavía en el medidor (está por encima de 0, o dicho de otro modo, provoca cierta deflexión en la ajuga del medidor).
- Estas medidas las debemos guardar en un archivo CSV, para poder cargarlo luego en Matlab mediante la función *csvread*.

**Atención:** es muy importante que cada poco tiempo se vuelva a sintonizar el transmisor en la frecuencia de resonancia del filtro (aquí la reflexión será mínima) y se compruebe que a esa frecuencia se sigue midiendo el mismo nivel de potencia que al principio. Esto es debido a que un calentamiento excesivo del transmisor degrada su potencia de salida, y eso en definitiva afecta la medida de la respuesta en frecuencia porque induce un error al alza en la atenuación.

En el anexo podemos ver la tabla con las medidas obtenidas (Tabla 6). Aquí nos encontramos ya con una sorpresa. Aunque el transmisor se haya configurado en su ajuste de 5 W, no es un equipo de laboratorio, y el nivel de potencia entregado no es en absoluto plano en función de la frecuencia. En la Fig. 25 podemos ver la representación de esta variación.

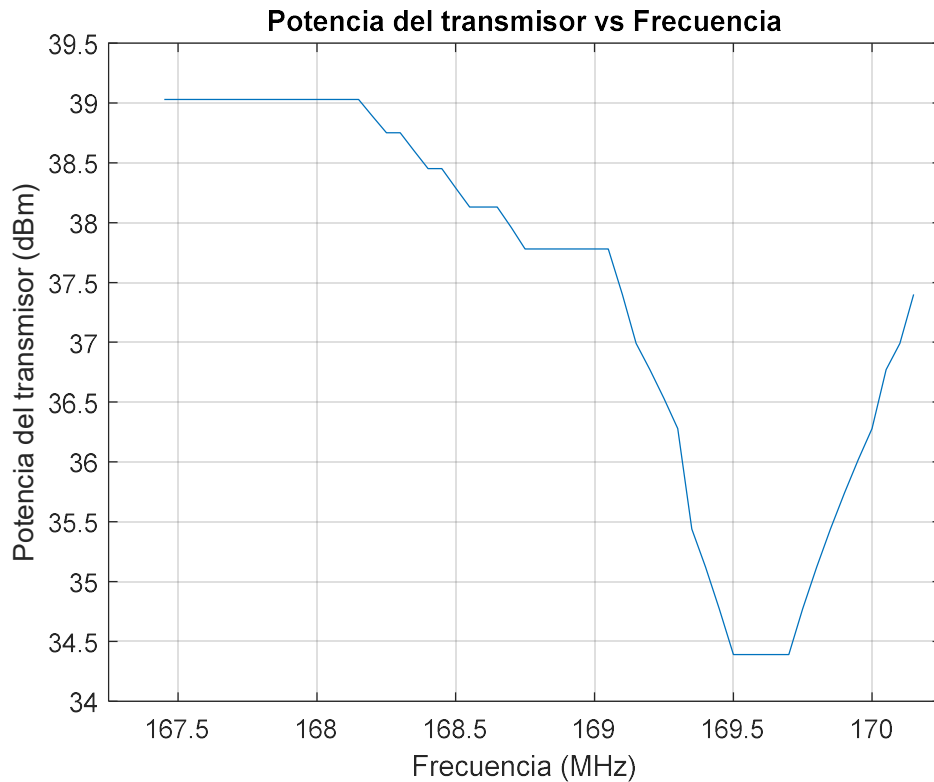


Fig. 25. Variación de la potencia del transmisor en función de la frecuencia

En este momento ya nos encontramos en disposición de calcular la respuesta en frecuencia absoluta del filtro utilizando la ecuación (5), ya que tenemos la potencia de entrada al filtro y la de salida en función de la frecuencia.

$$IL (dB) = P_{out}(dBm) - P_{in}(dBm) \quad (5)$$

Para calcular esto de forma sencilla y representarlo hemos utilizado Matlab.

```
% Leemos los ficheros .csv de las medidas de potencia de salida y de
% entrada del filtro.

med_sal=csvread('4.2_pot_sal_fil.csv');

med_ent=csvread('4.3_pot_ent_fil.csv');

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a la
frecuencia

freq=med_sal(:,1);

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a potencia
% medida a la salida del filtro en dBm

pot_sal_fil=med_sal(:,3);

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a potencia
```

```

% medida a la ent del filtro en dBm

pot_ent_fil=med_ent(:,3);

% Calculamos la respuesta en frecuencia teniendo en cuenta que:
% IL= Pout (dBm) - Pin (dBm)

I_L = pot_sal_fil - pot_ent_fil;

% Representamos respuesta en frecuencia

plot(freq, I_L);

title('Módulo de la respuesta en frecuencia del filtro');

xlabel('Frecuencia (MHz)');

ylabel('Atenuación del filtro (dB)');

axis([167.25 170.25 -22 0]);

grid;

% Representamos variación de pot TXOR en función de la frecuencia

figure;

plot(freq, pot_ent_fil);

title('Potencia del transmisor vs Frecuencia');

xlabel('Frecuencia (MHz)');

ylabel('Potencia del transmisor (dBm)');

axis([167.25 170.25 34 39.5]);

grid;

```

Finalmente, la respuesta en frecuencia obtenida la podemos ver en la Fig. 26.

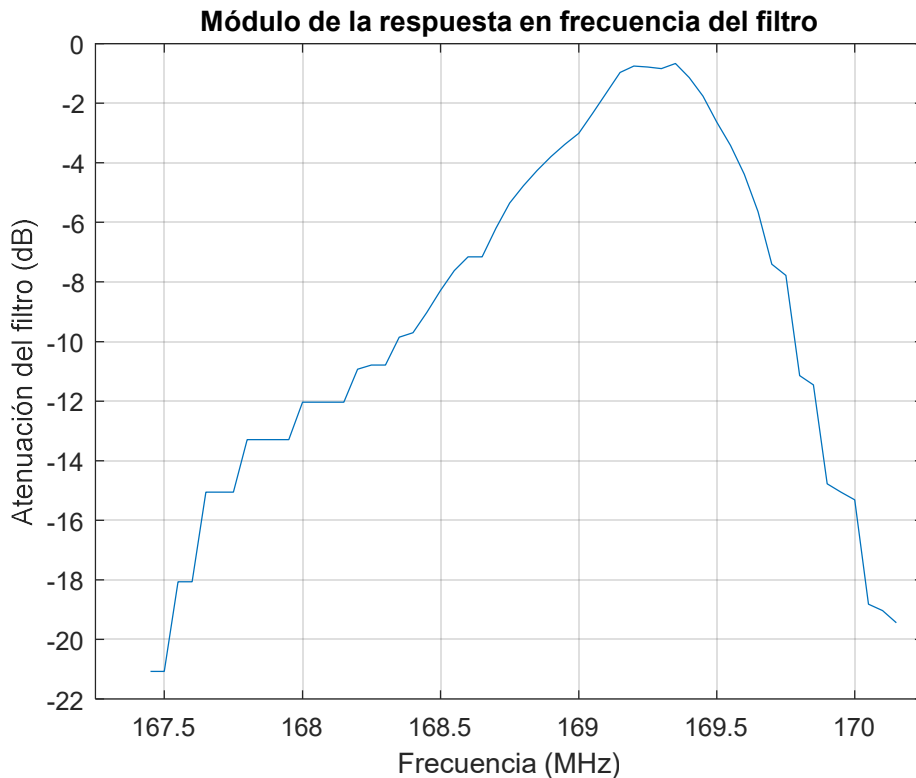


Fig. 26. Respuesta en frecuencia del filtro

#### 4.4 Caracterización de la respuesta en reflexión del filtro

En este momento sólo nos quedaría caracterizar el filtro en términos de reflexión. O dicho de otro modo, medir el módulo del parámetro  $S_{11}$  del filtro (pérdidas de retorno). Este parámetro se calcula de la siguiente manera:

$$RL \text{ (pérdida de retorno)} = 10 \cdot \log \left( \frac{P_{reflejada}}{P_{in}} \right) \quad (6)$$

O bien:

$$RL \text{ (dB)} = P_{reflejada} \text{ (dBm)} - P_{in} \text{ (dBm)} \quad (7)$$

Si observamos las expresiones, podemos ver que únicamente nos falta saber la potencia reflejada por el filtro en función de la frecuencia para poder calcular las pérdidas de retorno. Para obtener la potencia reflejada por el filtro realizamos el montaje de la Fig. 27 en el laboratorio:



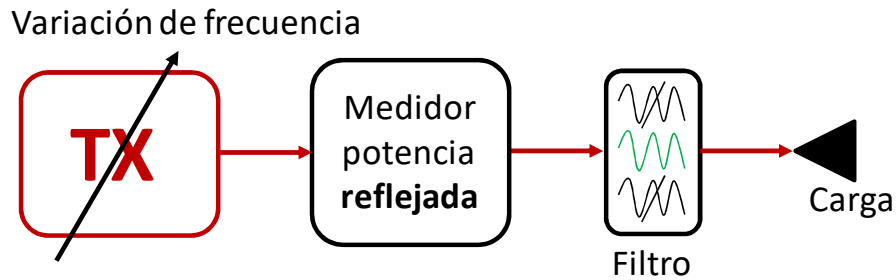


Fig. 27. Esquema para caracterizar la respuesta en reflexión del filtro

De este montaje no realizamos fotografía porque es idéntico al del apartado anterior, excepto en que el medidor se configura para medir potencia reflejada en vez de medir potencia directa. El procedimiento de medida es igual que en el apartado anterior, pero midiendo potencia reflejada por el filtro en vez de potencia directa de entrada al filtro. Podemos ver las medidas obtenidas en la Tabla 7 del anexo.

Implementamos un script en Matlab para calcular y representar las pérdidas de retorno basándonos en la expresión (7).

```
% Leemos los ficheros .csv de las medidas de potencia reflejada y de
% entrada del filtro.

med_ent=csvread('4.3_pot_ent_fil.csv');

med_refl=csvread('4.4_pot_refl_fil.csv');

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a la
frecuencia

freq=med_ent(:,1);

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a potencia
% reflejada por el filtro en dBm

pot_refl_fil=med_refl(:,3);

% Nos quedamos con la columna de la matriz correspondiente a potencia
% medida a la entrada del filtro en dBm

pot_ent_fil=med_ent(:,3);

% Calculamos la respuesta en frecuencia teniendo en cuenta que:
% RL= Prefl (dBm) - Pin (dBm)

R_L = pot_refl_fil - pot_ent_fil;

% Representamos respuesta en frecuencia
```

```

plot(freq, R_L);

title('Pérdidas de retorno del filtro (RL)');

xlabel('Frecuencia (MHz)');

ylabel('Pérdida de retorno (dB)');

axis([167.25 170.25 -19 0]);

grid;

```

Y finalmente podemos ver la representación de las pérdidas de retorno (Fig. 28). Vemos que se alcanzan valores muy buenos cerca de la frecuencia de resonancia, y crecen rápidamente, aún con desplazamientos de frecuencia pequeños.

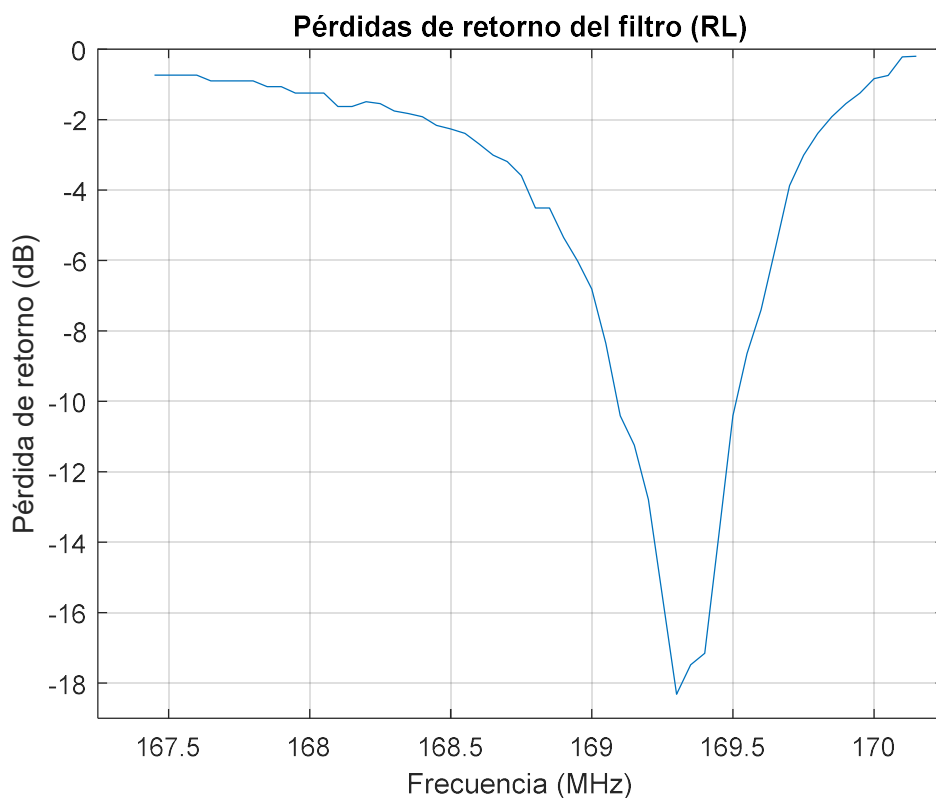


Fig. 28. Variación de las pérdidas de retorno en función de la frecuencia

#### 4.5 Análisis del método

Tras aplicar el método y documentarlo podemos decir que presenta los siguientes puntos positivos:

- El material necesario para aplicarlo es muy económico.

- Los resultados que ofrece son aceptables: permite ajustar la frecuencia de resonancia del filtro y además nos da una idea bastante interesante del comportamiento en transmisión y en reflexión alrededor de la propia frecuencia de resonancia.

Sin embargo, el método presenta inconvenientes muy significativos, que resumimos a continuación:

- El rango dinámico es muy limitado (unos 6 dB). Esto nos impide caracterizar el comportamiento del filtro cuando ya nos encontramos alejados de la frecuencia de resonancia.
- El tiempo de ejecución puede ser muy largo (varias horas). Si nos conformamos con ajustar la frecuencia de resonancia y no queremos representar las respuestas en transmisión y en reflexión podemos acortar los tiempos.
- Gran incomodidad para aplicarlo, con muchos cambios en el montaje, tablas largas y necesidad de usar scripts en Matlab para representar (aunque se podría hacer en Excel).

Estos inconvenientes nos impulsan a intentar desarrollar un método de ajuste mejor, para resolver el mayor número posible de ellos.

## 5. Ajuste mediante un generador de ruido blanco y un receptor SDR

En este capítulo desarrollaremos un método que mejora sustancialmente el método basado en el transmisor de banda estrecha y el medidor de potencia de banda ancha (no selectivo en frecuencia). Recordemos que los inconvenientes que queremos atenuar o minimizar son los siguientes, por orden de gravedad:

- Tiempo de ejecución extremadamente elevado.
- Múltiples cambios en el setup, dificultad para la representación de resultados (uso de scripts).
- Rango dinámico pobre.

Para intentar conseguirlo, vamos a cambiar el concepto. Hasta ahora utilizábamos una fuente de RF (transmisor) sintonizable de banda estrecha y un medidor de potencia directa y reflejada de banda ancha. De ese modo cada vez que queríamos hacer un barrido en frecuencia teníamos que hacerlo manualmente, variando la frecuencia del transmisor en un intervalo de frecuencias fijado previamente.

Pues bien, ahora vamos a hacer todo lo contrario: vamos a utilizar un generador de RF de banda ancha (concretamente un generador de ruido localmente blanco) y un medidor de potencia selectivo en frecuencia (un receptor SDR de ultra bajo coste). Para desarrollar este apartado hemos partido de las referencias [25] y [26].

La instrumentación que se utilizará será la siguiente:

- Generador de ruido blanco Fig. 29. Es un modelo de bajo coste que se puede comprar en Alí Express por menos de 20 euros [27]. Realmente no es más que una fuente de RF de banda muy ancha. Aunque a juzgar por el precio seguramente su salida de potencia no sea muy uniforme con la frecuencia (el ruido no sea totalmente blanco), esto no nos resulta crítico porque vamos a realizar medidas en un rango frecuencial mucho más reducido que el que ofrece el generador. Es decir, que nos conformaremos con que el ruido sea “localmente blanco”. Sobre el papel su salida es desde 1 MHz a 3.5 GHz.

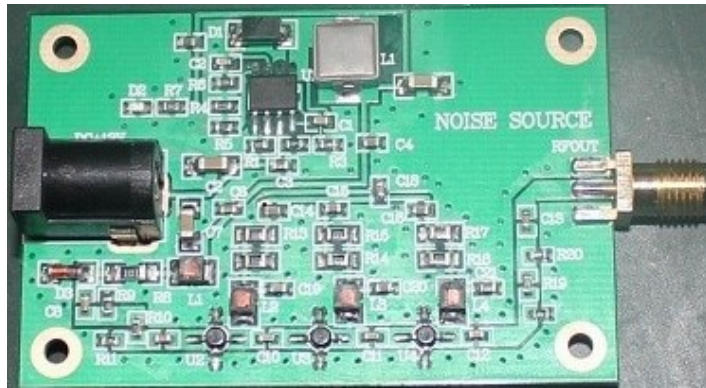


Fig. 29. Generador de ruido blanco [27]

- Receptor de televisión USB (Fig. 30). Este componente lo vamos a usar posteriormente como analizador de espectro. Estos receptores SDR (*Software Defined Radio*) son muy comunes para recibir la señal de TV digital en un entorno portable. Se ha encontrado también en Alí Express, con un precio inferior a los 10 euros [28].



Fig. 30. Receptor SDR para captación de TV digital [28]

- Puente de pérdidas de retorno (Fig. 31). Lo necesitaremos para la caracterización de las pérdidas de retorno del filtro. Se consigue en Alí Express por menos de 20 euros [29]. Según el vendedor se puede utilizar de 3 a 1200 MHz. Seguro que la directividad no será demasiado buena en las bandas más altas, pero no lo vamos a usar más allá de los 170 o 470 MHz.



Fig. 31. Puente de pérdidas de retorno [29]

- Carga artificial de 50  $\Omega$  Diamond DL-30A [22]. Es la misma que se ha utilizado en los anteriores apartados.
- Latiguillos cortos y transiciones de RF con pérdidas despreciables en la banda de VHF.

### 5.1 Preparación del receptor SDR como analizador de espectro

El receptor SDR de bajo coste que hemos conseguido ahora mismo no nos sirve para nuestro propósito, porque está pensado para recibir televisión digital, no para ser utilizado como un analizador de espectro. Para poderlo usar como un analizador podemos utilizar el programa gratuito Spektrum, creado por Pavel Sorejs [30]. Además, recientemente George Ioannou [31] ha realizado unas mejoras en la interfaz gráfica que permiten realizar medidas más avanzadas.

El primer problema que tendremos es que cuando conectemos el receptor SDR al PC, el driver que se instalará automáticamente es el de receptor de TV. Debemos reemplazarlo con el driver correcto para el chip RTL-SDR R820T2 que tenemos nosotros. Para ello nos bajaremos un instalador/desinstalador de drivers USB llamado Zadig [32].

Para reemplazar el driver lo primero que hacemos es conectar el receptor SDR a cualquier puerto USB del PC. Windows instalará automáticamente el driver de decodificación de TV digital. En este momento nos descargamos el Zadig y lo ejecutamos como administrador (no hace falta instalarlo, es totalmente portable). Nos aparecerá la siguiente pantalla (Fig. 32):

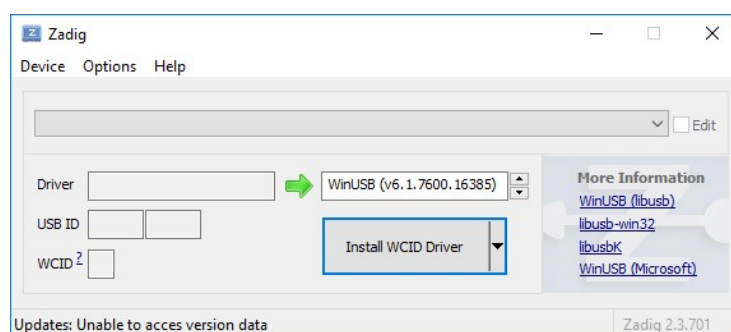


Fig. 32. Pantalla de inicio de Zadig

Vamos al menú *Options* y seleccionamos la opción *List All Devices* (Fig. 33), para que se muestren todas las interfaces USB conectadas en este momento.

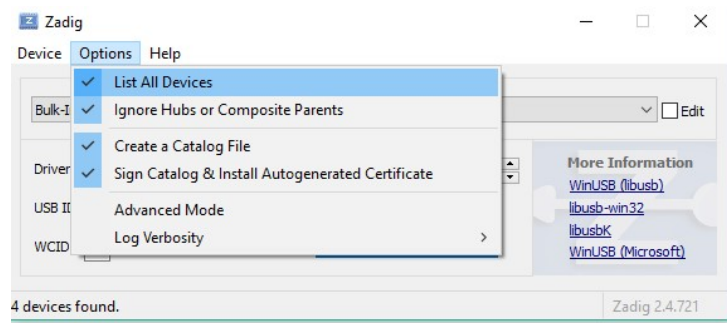


Fig. 33. Listar todos los dispositivos

Debemos seleccionar la opción *Bulk-In, Interface (Interface 0)* o bien *RTL2832UHIDIR* o *RTL2832U*. No seleccionar ninguna de las otras entradas que no hagan referencia al chip RTL, o de lo contrario podemos sobrescribir por ejemplo el driver del ratón o el teclado USB. Nos ofrecerá reemplazar el driver que ha instalado Windows para el receptor de TV (RTL2832UUSB) por el WinUSB. Confirmaremos que queremos reemplazarlo pulsando *Replace Driver*. En la Fig. 34 podemos ver un resumen de los pasos indicados.

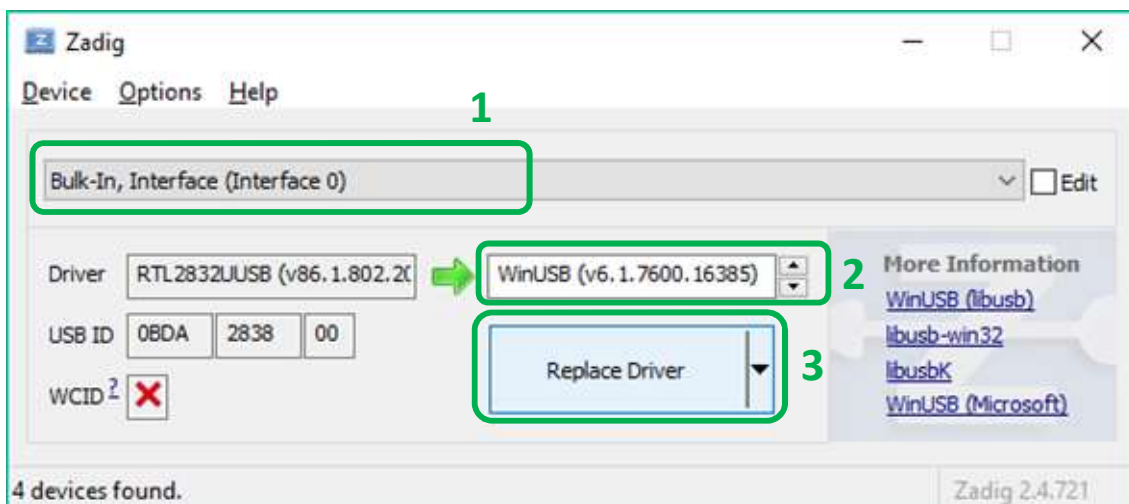


Fig. 34. Pasos para reemplazar el driver del receptor de TV

Todo este proceso tendrá que repetirse cada vez que Windows decida “actualizar” los drivers y nos vuelva a instalar el driver original del receptor de TV.

Ahora que ya hemos reemplazado el driver de televisión, vamos a descargar el software Spektrum, de Pavel Sorejs. Lo encontramos en su GitHub [30].

El software Spektrum también es portable, por lo que no hay que instalarlo. Basta con descargar el archivo, descomprimirlo y ejecutarlo.

Hay que prestar atención, porque se ha reportado un bug en el apartado de *Issues* del GitHub que indica que si al arrancar el software la pantalla se queda en gris puede ser que se necesite instalar el paquete Visual C++

Redistributable for Visual Studio 2012. Lo podemos encontrar en la web de descargas oficiales de Microsoft de forma gratuita.

Para comprobar que Spektrum y el driver funcionan correctamente, podemos ejecutar el programa y buscar algunas señales fáciles de detectar, como las de la banda de radiodifusión sonora en FM (de 88 a 108 MHz). En la Fig. 35 podemos ver una captura de esas señales, comprobando así que el sistema está listo para funcionar.

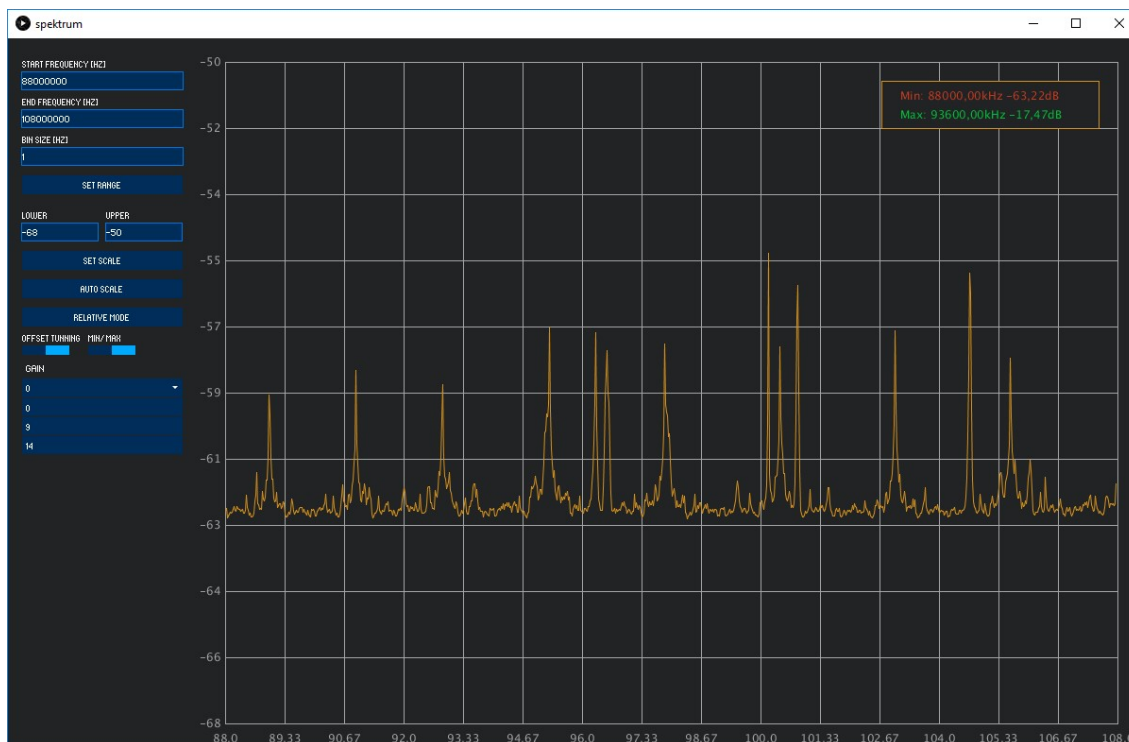


Fig. 35. Comprobación de funcionamiento del driver y de Spektrum

Con esta comprobación ya podríamos seguir y dedicarnos al ajuste del filtro, no obstante, vamos a intentar hacer una mejora. Hemos visto en el GitHub de George Ioannou que ha programado una serie de mejoras en la GUI de Spektrum que pueden ser extremadamente útiles para realizar medidas. Se han añadido markers (cursores) y se facilitan las medidas relativas. Estas mejoras tienen potencial para facilitar las medidas de filtros, por lo que vamos a intentar correr el software mejorado. Lo podemos descargar del DropBox que se especifica en el GitHub [31].

Hay que prestar atención porque existe en versión para Linux de 64 bits (*spektrum-SVmod-v0.19a\_linux64.zip*) y en versión para Windows de 64 bits (*spektrum-SVmod-v0.19a.zip*). En nuestro caso nos quedamos con la de Windows.

El software es totalmente portable, como en el caso del original de Pavel Sorejs. Es suficiente con descomprimirlo y ejecutarlo con permisos de



administrador. En la Fig. 36 podemos comprobar el correcto funcionamiento del programa observando las señales de la banda de radiodifusión sonora en FM.

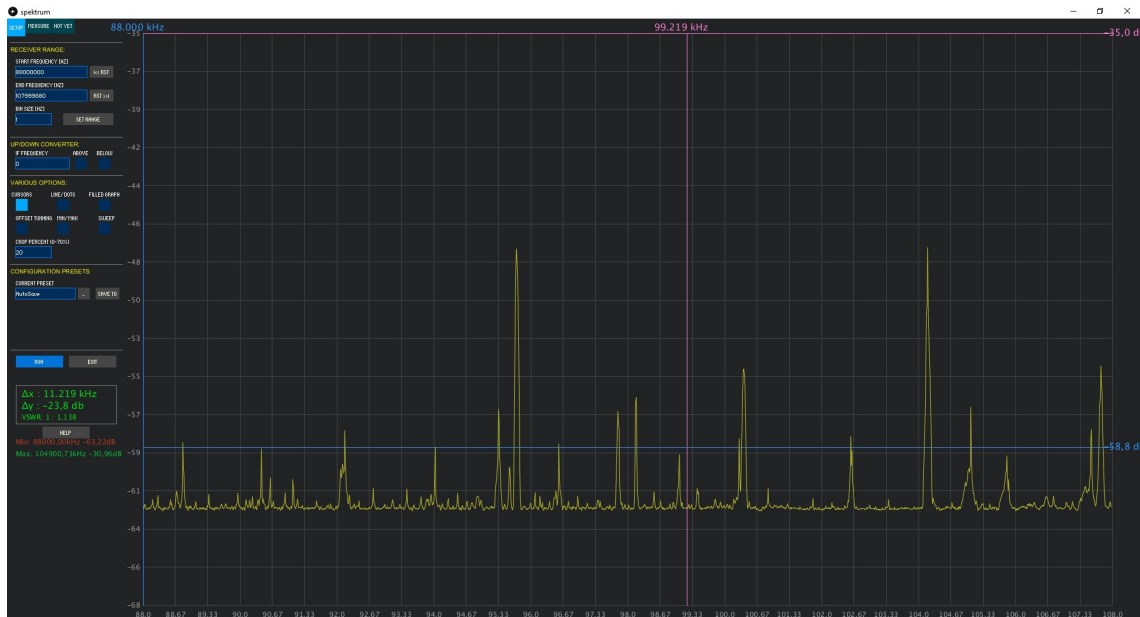


Fig. 36. Funcionamiento correcto de Spektrum con la GUI mejorada

Vamos a familiarizarnos un poco más con el software. Necesitamos dominar al menos las siguientes funcionalidades:

- Seleccionar un rango de frecuencia de medida.
- Seleccionar una resolución de frecuencia que nos permita medir de forma cómoda.
- Seleccionar la escala de amplitud (potencia) con la que se puedan leer bien las gráficas.
- Utilizar *markers* o cursores para poder hacer medidas relativas.

Lo primero es seleccionar el rango y la resolución en frecuencia para medir. Lo hacemos en la pestaña *Setup*, recuadro *Receiver Range* (Fig. 37). En *Start Frequency* definimos la frecuencia de inicio de la banda que queremos barrer (en Hz). En *Stop Frequency* definimos la frecuencia donde termina el barrido (en Hz). Hay otro parámetro importante que es el *Bin Size*, y tiene impacto en la resolución de la medida. Nos damos cuenta que cuando más pequeño es el *Bin Size*, mejor es la resolución en frecuencia de la medida, pero más lenta es la realización de la medida propiamente dicha. Para rangos de medida grandes es mejor utilizar un *Bin Size* grande. Y cuando queremos ver rangos más pequeños pero obtener mayor resolución, utilizaremos un *Bin Size* pequeño. Tras realizar la configuración pulsar *Set Range* para aplicar los cambios.

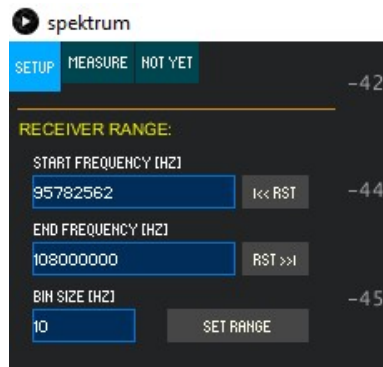


Fig. 37. Selección del rango y la resolución en frecuencia para la medida

Ahora tenemos que activar los cursores (*markers*). Lo hacemos en la pestaña *Setup*, recuadro *Various Options*. Activamos la opción *Cursors* y la opción *Sweep*, para ver en qué frecuencia se encuentra el barrido en cada momento (esto es muy útil si el barrido es lento por elegir un *Bin Size* pequeño). En la Fig. 38 vemos las opciones seleccionadas. Los *markers* no son difíciles de usar. El programa dispone de dos de ellos. Se pueden arrastrar por la pantalla seleccionándolos y moviéndolos con el botón principal del ratón. Si usamos el botón secundario del ratón y arrastramos, automáticamente se calcula la diferencia de frecuencia y amplitud entre los dos *markers*, lo cual es ideal para realizar cálculos de ancho de banda a -3 dB.



Fig. 38. Activación de los markers

Finalmente, si nos vamos a la pestaña *Measure* (Fig. 39) podemos hacer un *Autoscale* para que nos ajuste la escala de amplitud de manera que se visualice el mayor rango dinámico posible. También hay un ajuste de ganancia del receptor SDR que se recomienda dejar a 0 en nuestro caso para no saturar la entrada (*front end*) del receptor, ya que vamos a inyectar unos niveles de potencia bastante considerables con el generador de ruido.



Fig. 39. Ajuste de la escala de amplitud

Llegados a este punto vamos a abordar ya la caracterización del filtro usando los recursos que hemos planteado en este apartado.

## 5.2 Ajuste de la frecuencia de resonancia y la respuesta en transmisión

Para ajustar la frecuencia de resonancia y caracterizar la respuesta en transmisión del filtro, vamos a preparar el montaje de la Fig. 40 en el laboratorio.

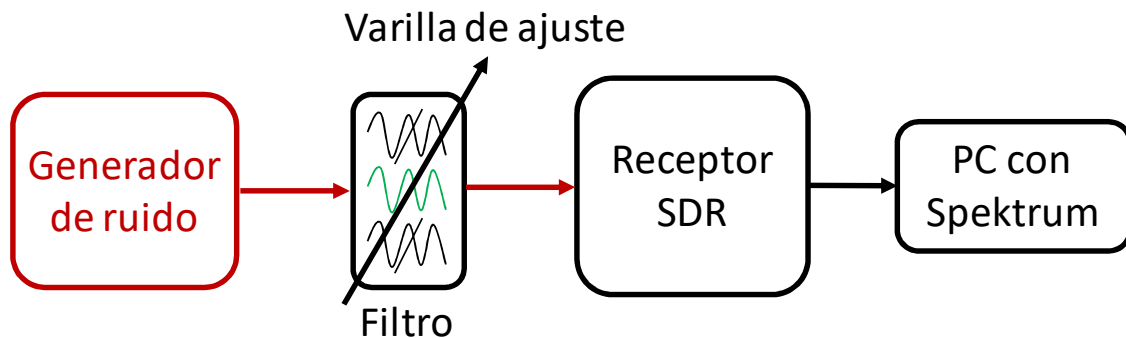


Fig. 40. Montaje para caracterizar la respuesta en transmisión con el SDR

La idea es la siguiente: El generador de ruido nos entrega ruido blanco (o idealmente blanco) a su salida. Este ruido blanco es coloreado por el filtro que queremos ajustar. Básicamente, si lo pensamos en el dominio de la frecuencia, tras el filtro nos encontramos el producto del ruido blanco por la respuesta del filtro. Si consideramos que el ruido blanco tiene una amplitud de 1 (idealmente), a la salida del filtro tenemos básicamente la respuesta en transmisión del filtro mismo.

Con el SDR lo que hacemos es medir esta respuesta y representarla en el PC. Dado que las medidas se hacen con una gran rapidez, podemos ir ajustando el filtro mientras observamos en el PC las variaciones que estamos provocando en la respuesta en frecuencia.

Además, este montaje es mucho más compacto y manejable que el anterior (medidor de potencia y transmisor sintonizable). Lo podemos ver en la Fig. 41.

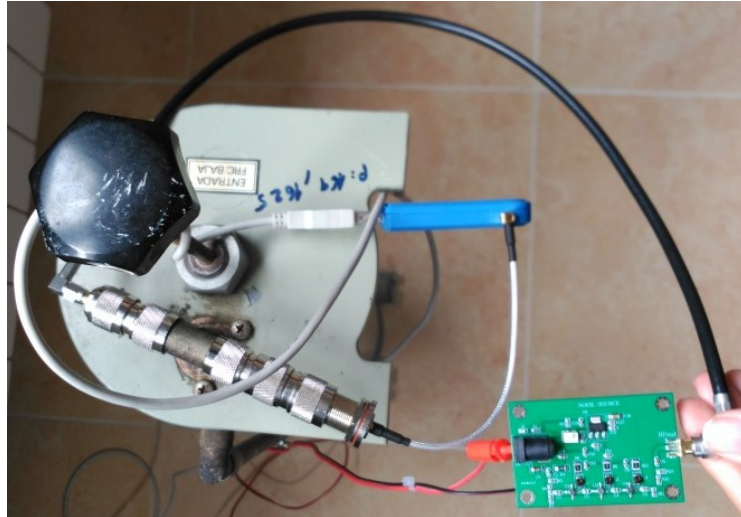


Fig. 41. Montaje para medir la respuesta en transmisión con receptor SDR

El ajuste de la frecuencia de resonancia es extremadamente sencillo y rápido. Lo normal es no tardar más de 5 minutos, siguiendo estos pasos:

- Definimos una frecuencia de inicio de 165 MHz y una frecuencia de finalización de 174 MHz, con un *Bin Size* de 10 Hz para obtener una buena resolución.
- Activamos los cursores (*markers*).
- Arrancamos el generador de ruido blanco.
- Vamos a la pestaña *Measure* y ponemos la ganancia del receptor SDR a 0. Hacemos un *Auto Scale*.
- Situamos un cursor lo más próximo posible a la frecuencia de resonancia (166.1625 MHz).
- Enroscamos o desenroscamos la varilla de ajuste hasta que el máximo de la respuesta en frecuencia se encuentre en la posición señalada por el cursor.

Podemos ver el resultado en la Fig. 42.



Fig. 42. Ajuste de la frecuencia de resonancia con el receptor SDR

Si jugamos con los cursores podemos ver que la caída a -3dB se produce a 168.834 MHz y a 169.529 MHz. Podemos decir pues que el ancho de banda a -3 dB es de:

$$BW_{-3dB} = 169.529 \text{ Mhz} - 168.834 \text{ MHz} = 0.695 \text{ MHz} \quad (8)$$

Realmente podemos decir que al ajustar la frecuencia de resonancia hemos matados dos pájaros de un tiro: Por una parte hemos fijado la propia frecuencia de resonancia (que es lo que deseábamos), pero además hemos podido calcular la respuesta en frecuencia relativa del filtro y su ancho de banda a -3 dB. Dicho sea de paso que los resultados obtenidos han salido muy similares a cuando se calculaban con el método más primitivo, pero introduciendo un ahorro de tiempo muy importante, porque hemos tardado 5 minutos en realizar una operación que antes necesitaba horas para ejecutarse.

Eso sí, de momento hemos obtenido sólo la respuesta en frecuencia relativa del filtro. Tal y como ocurría con el método del transmisor y el medidor de potencia, ahora queremos obtener la respuesta en frecuencia absoluta para poder conocer por ejemplo las pérdidas de inserción en la banda de paso del filtro. Para ello debemos realizar el montaje de la Fig. 43.

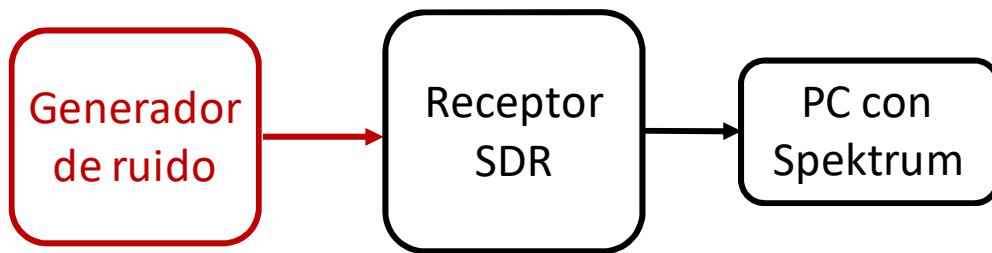


Fig. 43. Montaje para medir el nivel de ruido a la salida del generador

Concretamente hemos conectado el generador de ruido directamente al receptor SDR. Lo que perseguimos es ver el nivel de potencia que entrega el generador en la banda de interés. Sobre el papel debería ser totalmente plano (ruido blanco), pero es muy probable que en realidad no lo sea. Si vemos que no tiene una variación de amplitud muy grande con la frecuencia lo consideraremos blanco para simplificar el resto del proceso.

Para hacer la medida seguimos los pasos siguientes:

- Definimos una frecuencia de inicio de 165 MHz y una frecuencia de finalización de 174 MHz, con un *Bin Size* de 10 Hz para obtener una buena resolución.
- Activamos los cursores (*markers*).
- Arrancamos el generador de ruido blanco.
- Vamos a la pestaña *Measure* y ponemos la ganancia del receptor SDR a 0. Hacemos un *Auto Scale*. Se mostrará el nivel de ruido que entrega el generador.
- Pulsamos el botón *Save Reference* y luego el botón *Show*. Con esto lo que hacemos es dejar guardado en la pantalla nuestro nivel de referencia o nivel de 0, que no es otra cosa que el ruido que estamos generando. Vemos en la Fig. 44 que este nivel de referencia no es plano en ningún caso: tiene un rizado de amplitud de  $\pm 1$  dB. Dado que nuestra aplicación no busca precisión en términos absolutos sino comodidad y coste contenido, daremos este rizado por válido. Sabemos pues que cuando realicemos una medida con los cursores estamos cometiendo un error de  $\pm 1$  dB.



Fig. 44. Medida del ruido entregado por el generador, o nivel de 0

Si ahora volvemos a introducir el filtro en el montaje, como en la Fig. 40, el resultado obtenido será tal que así (Fig. 45):



Fig. 45. Respuesta en transmisión y nivel de referencia

Si jugamos con los cursores podemos ver que las pérdidas de inserción (IL) en la frecuencia de resonancia (169.1625 MHz) son algo inferiores a 1 dB, que es la misma conclusión que obteníamos utilizando el método del transmisor y el medidor de potencia. También nos podemos fijar en cómo el rizado de amplitud del generador de ruido afecta a la medida de la respuesta en frecuencia: si nos centramos en las áreas recuadradas en verde es bastante evidente que el rizado de amplitud del generador contamina directamente la medida de la

respuesta en frecuencia. Pero como hemos comentado anteriormente, este rizado de  $\pm 1$  dB es asumible, porque en este trabajo priman los criterios de coste y simplicidad.

Con esto dejaríamos ya concluida la medida de la respuesta en transmisión del filtro y pasaríamos al apartado de la medida de la respuesta en reflexión.

### 5.3 Caracterización de la respuesta del filtro en reflexión

Para terminar la caracterización del filtro, necesitamos conocer la respuesta en reflexión del mismo. A fin de medirla, planteamos el montaje de laboratorio mostrado en la Fig. 46 y a continuación mostramos su realización práctica (Fig. 47).

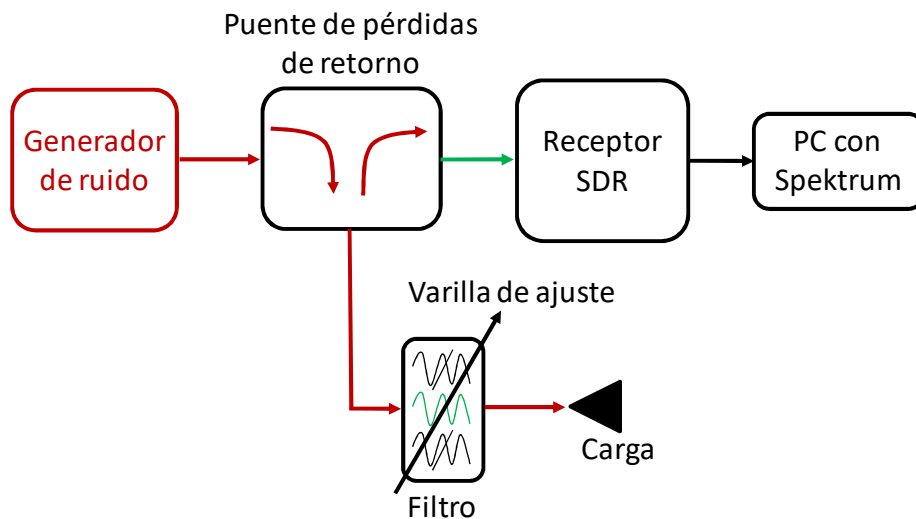


Fig. 46. Esquema para medir la respuesta en reflexión del filtro

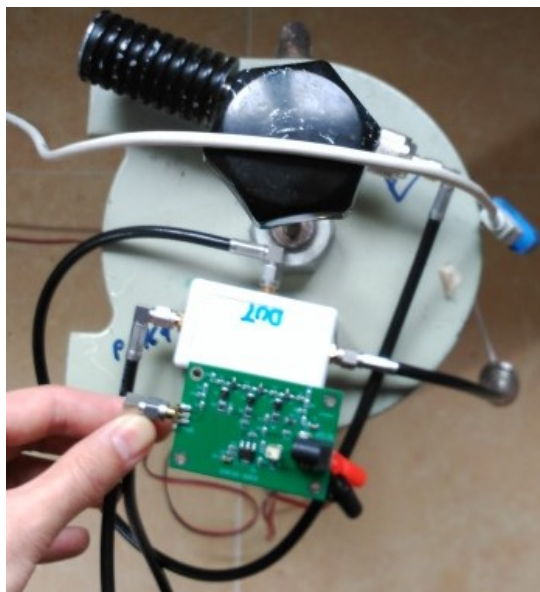


Fig. 47. Montaje para medir la respuesta en reflexión del filtro



En este montaje el concepto pasa por generar ruido blanco e inyectarlo en un puente de pérdidas de retorno (*return loss bridge* o *SWR bridge*). El puente de pérdidas de retorno se conecta también en su puerto de DUT (*Device Under Test*) al filtro cuya respuesta en reflexión queremos caracterizar. Y finalmente la salida del puente de pérdidas de retorno se conecta al receptor SDR que hace de analizador de espectro.

Llegados a este punto, tenemos que entender qué es un puente de pérdidas de retorno (*return loss bridge*). Para ello nos hemos fijado en la bibliografía de la referencia [33]. Hemos extraído del libro el esquemático siguiente (Fig. 48) para entender el funcionamiento del dispositivo:

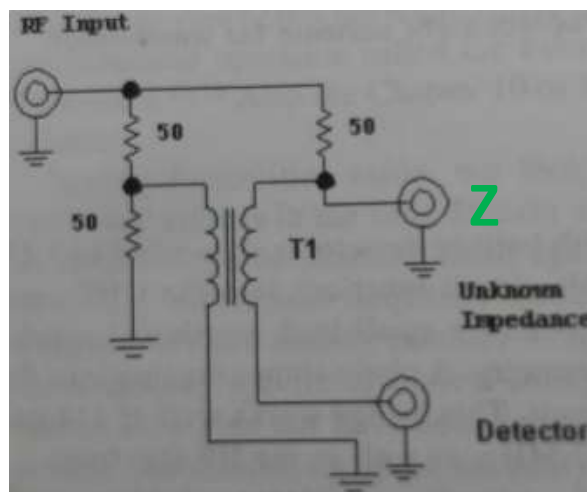


Fig. 48. Puente de pérdidas de retorno [33]

Lo primero que debemos entender es que las pérdidas de retorno (*return loss*) se producen cuando existe una desadaptación de impedancias entre un dispositivo de RF. Por ejemplo, si un transmisor presenta  $50 \Omega$  a su salida y se le pone a continuación un filtro que presenta una impedancia distinta de  $50 \Omega$ , parte de la potencia que incida en el filtro será devuelta hacia el transmisor debido a esta desadaptación. Esto es una pérdida de retorno. Por el contrario, si la impedancia del transmisor y del filtro son iguales (están adaptadas), la pérdida de retorno es despreciable, dado que no se refleja apenas potencia de vuelta al transmisor.

Este dispositivo no deja de ser un puente de Wheatstone un poco particular. El puente de Wheatstone es un dispositivo clásico que se utiliza para conocer el valor de una impedancia (una impedancia es una resistencia compleja) desconocida. Podemos ver un esquema en la Fig. 49. Se trata de un dispositivo para medir la diferencia de tensiones entre dos divisores resistivos (rama A y rama B). Si tres de las resistencias son conocidas y de igual valor ( $R_1 = 50 \Omega$  en nuestro caso), se nos plantean dos casos:

- Caso 1: que la cuarta resistencia sea también de  $50 \Omega$ , con lo que el puente estará equilibrado y la diferencia de tensión entre los dos divisores resistivos será 0.
- Caso 2: que el cuarto elemento sea desconocido y diferente de  $50 \Omega$ . Puede ser una resistencia o una impedancia (resistencia compleja). En este caso el puente estará desequilibrado y habrá una diferencia entre los dos divisores resistivos.

Este razonamiento es sencillo de soportar con la siguiente expresión, que nos da el valor de la diferencia de tensiones que entre los dos divisores resistivos.

$$V_s = V_b - V_a = V \frac{Z}{R_1 + Z} - V \frac{R_1}{R_1 + R_1} \quad (9)$$

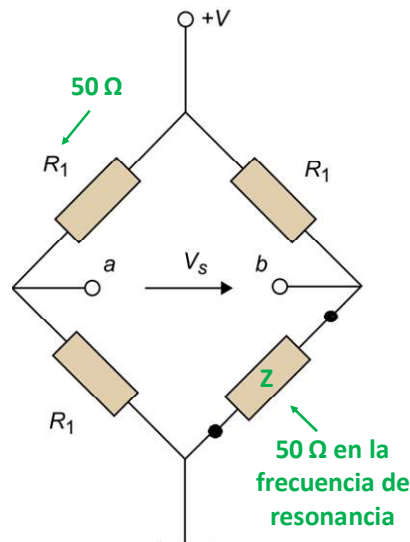


Fig. 49. Puente de Wheatstone clásico [34]

La particularidad de un puente de pérdidas de retorno frente a un puente de Wheatstone clásico es que el de pérdidas de retorno incluye un transformador justo en el punto donde medimos la diferencia de tensión entre las dos ramas del puente, como vemos en la Fig. 50. Esto es necesario porque el puente clásico es balanceado (*balanced*, con referencia de tierra) pero el puente de pérdidas de retorno tiene entradas y salidas coaxiales (*unbalanced*, sin balancear). Así pues, ese transformador T1 que observamos en la figura es un Balun (convertidor de *balanced* a *unbalanced*).

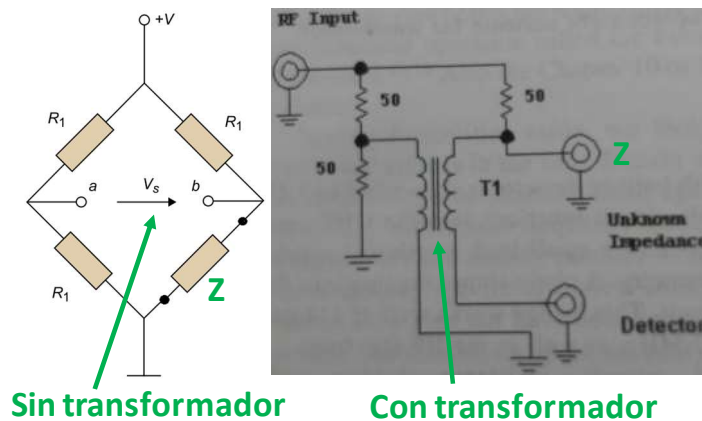


Fig. 50. Puente de Wheatstone (i) y puente de pérdidas de retorno (d)

También es importante realizar un comentario en lo que atañe a las pérdidas de inserción del puente de pérdidas de retorno. En la referencia [35] se explica que las pérdidas desde el puerto donde conectamos el generador hacia el puerto donde está conectado el filtro son de 6 dB. Y hay 6 dB de pérdida también desde el puerto donde conectamos el filtro y el puerto donde conectamos el SDR.

Así pues, en una aplicación de ajuste de filtros como la nuestra, cabe esperar unas pérdidas de retorno muy bajas en la banda pasante del filtro, ya que la el filtro de cavidad resuena (presenta impedancia de 50 Ω) en la banda pasante, dejando el puente equilibrado.

También esperaremos unas pérdidas de retorno muy altas fuera de la banda pasante, más altas cuanto más nos alejemos de la frecuencia de resonancia. Esto ocurrirá porque conforme nos alejemos de la frecuencia de resonancia, el filtro irá presentando cada vez una impedancia más alejada de 50 Ω, lo que irá desequilibrando el puente en mayor medida.

Para facilitar más la medida, podemos realizar una especie de calibración. Si asumimos que un circuito abierto refleja toda la potencia de RF que le llega, podemos implementar el esquema siguiente, sustituyendo el filtro a caracterizar por un simple circuito abierto (Fig. 51).

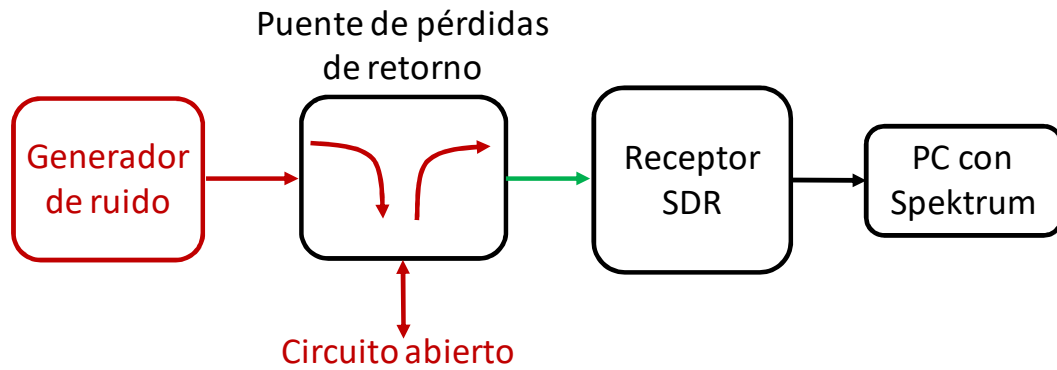


Fig. 51. Esquema de calibración para la medida de las pérdidas de retorno

De este modo, podemos establecer como línea de referencia la traza obtenida con el circuito abierto, que es lo mismo que decir que esa será la máxima reflexión de potencia que se podrá obtener en cualquier caso. Recordemos que la línea de referencia la obteníamos con la opción *Save Reference* y pulsando luego el botón *Show*.

Para realizar la medida de las pérdidas de retorno propiamente dichas procedemos de la siguiente manera:

- Calibramos el montaje como hemos descrito en el esquema de la Fig. 51.
- Realizamos el montaje de laboratorio que hemos descrito antes (Fig. 46) y observamos la traza que aparece en la pantalla (Fig. 52).

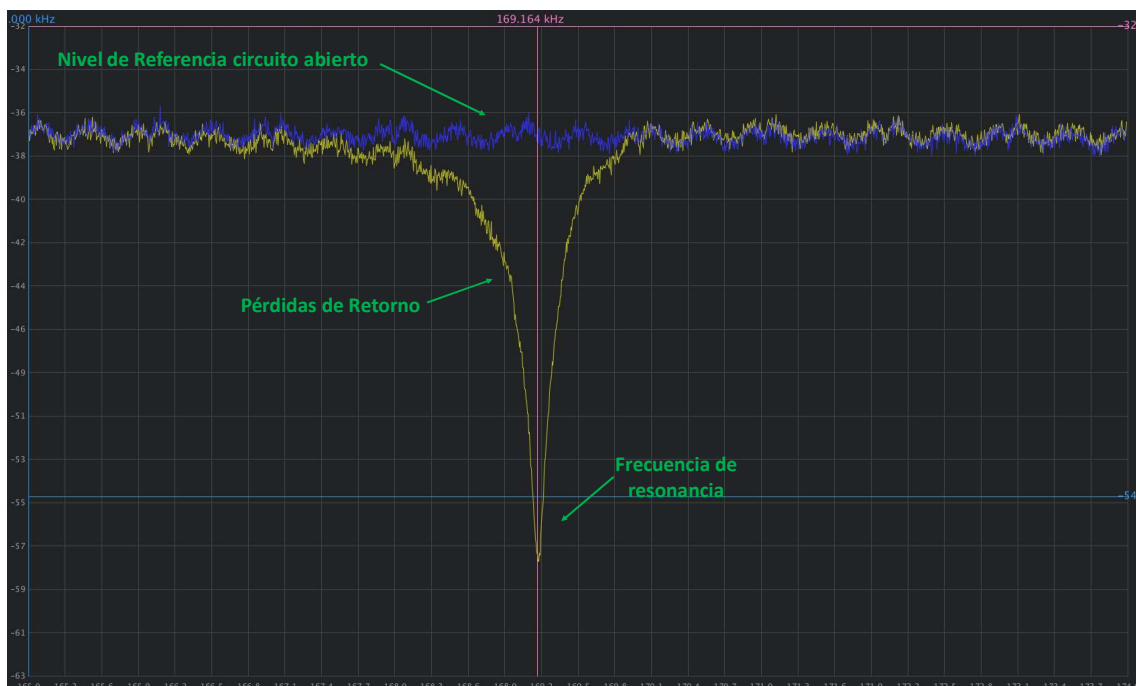


Fig. 52. Respuesta en reflexión del filtro

Visualizando estas pérdidas de retorno en función de la frecuencia también seremos capaces de ajustar la frecuencia de resonancia del filtro o verificar este ajuste. Podemos decir que la medida de estas pérdidas de retorno se corresponde con la respuesta en reflexión del filtro. En este caso confirmamos que el filtro está bien ajustado, porque el mínimo de las pérdidas de retorno se encuentra en el entorno de la frecuencia de resonancia.

#### 5.4 Análisis del método

Tras aplicar el método y documentarlo podemos decir que presenta los siguientes puntos positivos:

- El material necesario para aplicarlo es muy económico.
- Es muy fácil de aplicar.
- El tiempo de ejecución es realmente bajo.
- Los resultados que ofrece son satisfactorios: permite ajustar la frecuencia de resonancia del filtro y además nos da una idea bastante interesante del comportamiento en transmisión y en reflexión alrededor de la propia frecuencia de resonancia. Esto ya nos lo ofrecía el método del transmisor y el medidor de potencia. Pero en este caso el rango dinámico en la respuesta en transmisión es de 11 dB frente a los 5 dB que teníamos con el método anterior. En la medida de la respuesta en reflexión tenemos un rango dinámico de 20 dB con el nuevo método (mejora ligeramente el anterior). Estas son unas mejoras muy interesantes. También nos ofrece muchísima más resolución en frecuencia que el primer método.
- Ofrece una resolución en frecuencia mucho mayor.

Pero también es cierto que sigue habiendo un inconveniente:

- El rango dinámico ha mejorado, pero sigue sin ser muy grande. Cuanto más mejor, para poder ajustar filtros de hendidura, por ejemplo. Esto es debido a que el decodificador de TV SDR que tenemos usa el chip RTL 820T2, con un convertidor analógico a digital (ADC) de tan solo 8 bits. Si usásemos un SDR de 12 o 16 bits por ejemplo, mejoraríamos este aspecto. Pero el coste ya podría irse entorno a los 200-300 euros, y esto no acaba de encajar en la filosofía de bajo coste del trabajo [36].

El método no tiene ningún inconveniente inhabilitante en nuestro ámbito de aplicación, por lo que podemos concluir que es válido para este tipo de ajustes.

En la Tabla 3 podemos ver una comparativa entre los dos métodos desarrollados. Esta tabla nos permite ver de una manera más clara que el método del generador de ruido y el SDR (capítulo 5) reduce de forma muy importante los inconvenientes del método del generador de señal y el medidor de potencia (capítulo 4).

Método	Facilidad de aplicación	Tiempo necesario	Exactitud, resolución y rango dinámico
Transmisor y medidor de potencia	Poco intuitivo, incómodo.	Extremadamente alto (horas).	Suficiente.
Generador de ruido blanco y receptor SDR	Muy visual y sencillo. Ajuste en tiempo real.	Muy bajo. 15-20 minutos son suficientes.	Notablemente mejor que el anterior.

Tabla 3. Comparativa entre los dos métodos desarrollados

## 6. Conclusiones

A lo largo de este trabajo hemos desarrollado dos métodos sencillos y de bajo coste para el ajuste de filtros en aplicaciones PMR.

El primero de ellos (capítulo 4) consiste en utilizar un transmisor sintonizable para generar una señal de alta potencia con la que atacar el filtro y un medidor de potencia no selectivo en frecuencia para medir el nivel de potencia a la salida del filtro (si estamos calculando la respuesta en transmisión) o reflejada por el filtro (si estamos calculando la respuesta en reflexión). Este método produce resultados válidos, ya que nos permite ajustar la frecuencia de resonancia deseada y representar la respuesta en transmisión y en reflexión del filtro. No obstante, es un método poco práctico en campo, dado el largo tiempo (del orden de horas) que se requiere para ejecutarlo. Además, se requiere de unos scripts en Matlab (o Excel) para representar las respuestas.

El segundo método (capítulo 5) consiste en excitar el filtro con una fuente de ruido aceptablemente blanco y medir la respuesta en transmisión del filtro con un receptor SDR convertido en analizador de espectro gracias a un software gratuito. La respuesta en reflexión se mide con la ayuda de un puente de pérdidas de retorno. Este método produce igualmente resultados válidos, pero con un tiempo de ejecución de pocos minutos y de forma prácticamente intuitiva. Además mejora considerablemente el rango dinámico de la medida y la resolución en frecuencia si lo comparamos con el método original.

Hemos resumido en la Tabla 4 las ventajas y los inconvenientes del método del capítulo 5 (SDR) con respecto a los que se presentaban en la descripción del estado del arte (capítulo 2).

Estado del arte	Ventajas aportadas	Desventajas introducidas
Analizador de espectro con generador de seguimiento	Reducción de coste muy importante. Tiempo de aplicación muy bajo. Intuitivo (poco entrenamiento).	Menor exactitud y sobretodo menor rango dinámico. Pero sigue siendo suficiente para la aplicación típica.
Analizador de redes vectorial (VNA)	Reducción de coste extremadamente importante. Tiempo de aplicación muy bajo. Intuitivo (poco entrenamiento).	Menor exactitud y sobretodo menor rango dinámico. Sólo permite medidas en módulo. Pero sigue siendo suficiente para la aplicación típica.

Tabla 4. Resumen de las aportaciones que realiza el método del SDR

Podemos decir pues que se han cumplido los objetivos planteados en este trabajo, especialmente gracias al segundo método. Recordemos que la idea

principal del trabajo era desarrollar métodos de ajuste sencillos y económicos, documentándolos en modo tutorial.

En líneas generales se ha cumplido con la planificación temporal que se expone en el capítulo inicial del trabajo, aunque la redacción de la propia memoria ha sido notablemente más costosa en tiempo que lo previsto inicialmente.

Finalmente, en el apartado de líneas futuras (capítulo 7), hacemos un esbozo de un método de medida de bandas de resonancia de antenas, como aprovechamiento directo de los materiales y conocimientos adquiridos durante el desarrollo y ejecución del segundo método de ajuste (generador de ruido y receptor SDR).



## 7. Líneas futuras de trabajo

Durante la aplicación del método del generador de ruido y el receptor SDR (capítulo 5) nos hemos dado cuenta que el mismo montaje que empleamos para medir la respuesta en reflexión del filtro puede ser usado también para la caracterización de la banda de resonancia de antenas en bandas PMR.

Se da el caso de que la inmensa mayoría de antenas en bandas PMR son resonantes. Es decir, que presentan una impedancia resistiva pura (no compleja) en la banda de trabajo. Esta impedancia es de  $50 \Omega$ , para mantener la adaptación entre el transmisor, la línea de transmisión y la antena.

Así pues es de aplicación directa el mismo razonamiento del capítulo 5: si nos encontramos en la banda de resonancia de la antena la impedancia es de  $50 \Omega$  y por tanto las pérdidas de retorno son mínimas. Si nos salimos de la banda de resonancia, la impedancia que presente la antena será muy distinta de  $50 \Omega$  y las pérdidas de retorno aumentarán muy rápidamente. En definitiva: la banda donde menores sean las pérdidas de retorno es la banda de resonancia de la antena, o dicho de otro modo, la banda en la que puede trabajar la antena. Ver esto de forma gráfica en tiempo real es extremadamente útil para el ajuste de antenas comerciales e incluso la construcción doméstica de antenas.

Para comprobar esto podemos utilizar de forma directa el montaje para la medida de la respuesta en reflexión del filtro del capítulo 5, haciendo un ligero cambio: En lugar de insertar el filtro en el puerto de pruebas del puente de pérdidas de retorno, insertaremos la antena que queremos analizar. Lo vemos en la Fig. 53.

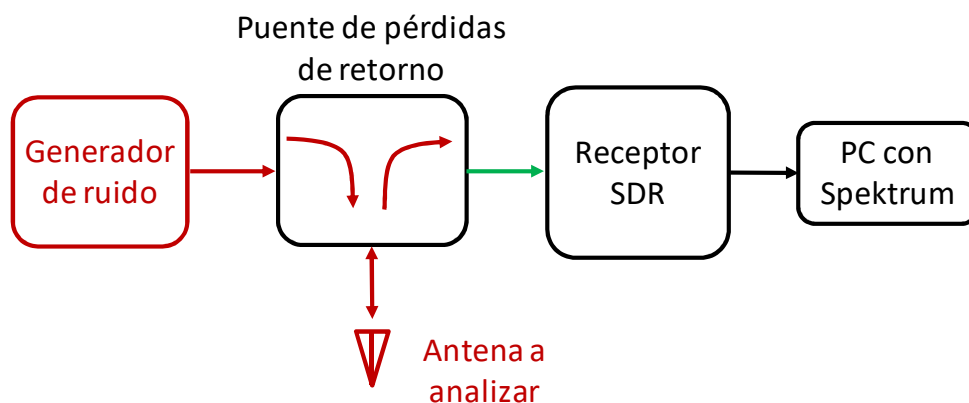


Fig. 53. Esquema para el análisis de antenas

Para realizar una prueba rápida hemos conectado una antena comercial que cubre las bandas de radioaficionados de VHF (144-146 MHz) y UHF (430-440 MHz). Estas bandas están imbricadas justo entre bandas PMR, y sus

características radioelétricas son las mismas. Podemos observar en la Fig. 54 que aparecen dos resonancias muy pronunciadas en las cercanías de las bandas de interés, que se corresponden aproximadamente con las bandas de trabajo de la antenna.

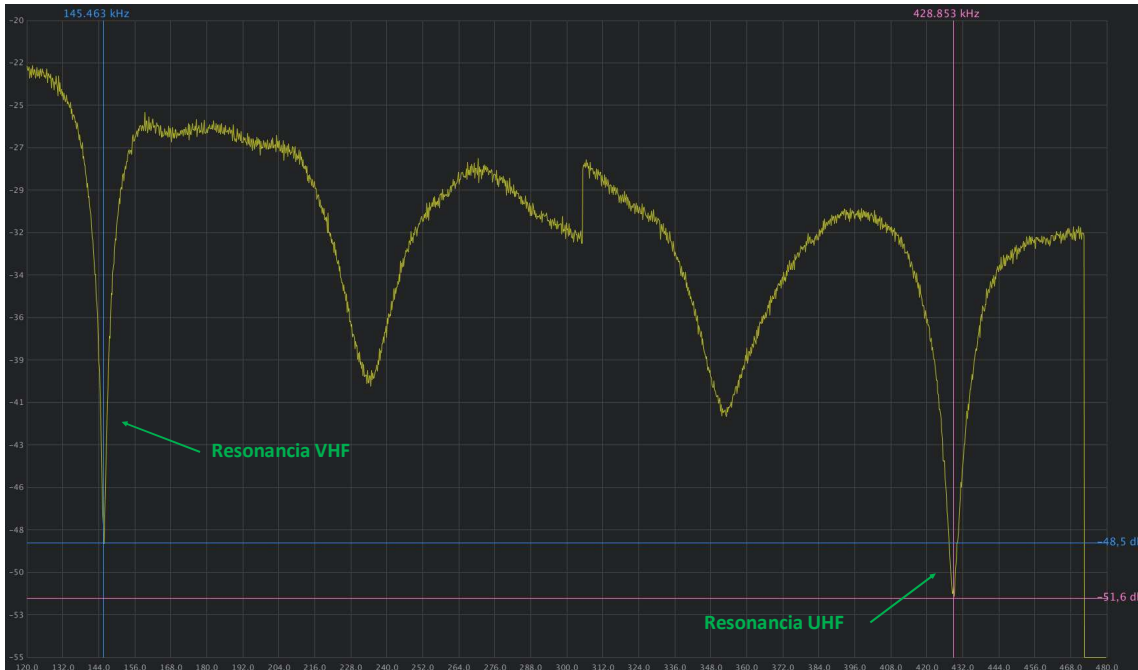


Fig. 54. Medida de las bandas de resonancia de la antena

En vista de los resultados, cabe pensar que el procedimiento indicado es válido para analizar antenas, pero hay que investigar a fondo los siguientes aspectos:

- Esta medida la hemos obtenido mediante un procedimiento un tanto burdo: La mujer del tesinado sostenía la antena en el interior de una habitación mientras hacía comentarios jocosos comparando el setup con cierta estatua situada en Nueva York. La realidad es que estas medidas se tienen que realizar de forma prácticamente obligatoria en el exterior, para evitar que haya obstáculos en la zona de campo cercano de la antena. Nada sorprendente, puesto que en campo las antenas se encuentran instaladas de este modo.
- El problema viene impuesto por la alimentación de la antena. Si realizamos la medida en el cuarto de equipos de cualquier instalación, pero la antena se encuentra en la azotea, la antena y el cuarto de equipos se encontrarán unidos por una línea de transmisión coaxial de longitud no despreciable frente a la longitud de onda. Podríamos pensar que la línea coaxial es un mero atenuador, pero esto sólo es cierto si la antena con la que la terminamos presenta  $50 \Omega$ . Si la línea no está terminada en  $50 \Omega$ , la línea no es sólo un atenuador, sino que se convierte además en un transformador de impedancias.

- Si añadimos al sistema que la impedancia que presenta la antena varía con la frecuencia, y a la vez la longitud de onda depende también de la frecuencia, tenemos un sistema que puede presentar nulos y máximos de potencia reflejada que no sean debidas a resonancias de la antena.
- También nos enfrentamos a la baja calidad (ligada al bajo coste) del generador de ruido “blanco”. Si trabajando en un ancho de banda limitado (capítulo 5) ya teníamos rizado de amplitud con la frecuencia, nos podemos imaginar qué pasa si nos ponemos a trabajar con bandas de 100 o 300 MHz. Sería necesario desarrollar algún tipo de procedimiento de calibración para minimizar este error.
- Es necesario averiguar también si hay algún factor del receptor que pueda inducir errores al medir en bandas muy anchas: ganancia del *front end* no plana, niveles de ruido variables con la frecuencia o cualquier otra degradación de prestaciones.
- Finalmente, hay que contar con otro factor muy difícil de controlar. Si tenemos la antena en una azotea en campo libre va a recibir señales dentro de su banda de trabajo. Estas señales recibidas se sumarán en potencia a la señal reflejada por la propia antena, con lo que el receptor SDR “creará” que todo viene reflejado por la antena y aparecerán picos extraños en la banda de resonancia que nos harán creer que es peor de lo que en realidad es.

Frente a esto una solución es amediar un gran número de medidas para deshacerse de estos picos. Pero esta solución tampoco es del todo válida porque hay servicios que pueden estar transmitiendo durante largos períodos de tiempo de forma continuada, y habría que pensar en algún sistema para eliminar este efecto.

Todos estos retos tendrían que resolverse en futuros trabajos para desarrollar un método que proporcionase resultados válidos, siguiendo en lo posible con la filosofía de bajo coste de esta tesina.

## 8. Glosario

BpBr, Band Pass - Band Reject

BPF, Band Pass Filter

DMR, Digital Mobile Radio

DUT, Device Under Test

LMR, Land Mobile Radio

PMR, Private Mobile Radio

RF, Radio Frecuencia

SDR, Software Defined Radio

SWR, Standing Wave Ratio

TETRA, TErrestrial Trunked Radio

TFM, Trabajo Final de Máster

UHF, Ultra High Frequency

VHF, Very High Frequency

VNA, Vector Network Analyzer

## 9. Bibliografía

[1] CNAF (Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias), notas UN-31 y UN-98. Disponible en la web:

<https://www.boe.es/buscar/doc.php?id=BOE-A-2017-12318>

[2] Tait Communications, *Trunked vs Conventional Radio Networks*, Abril del 2015. Disponible en la web:

<https://blog.taitradio.com/2015/04/21/trunked-vs-conventional-radio-networks/>

[3] Radio Activity SRL, *DMR versus TETRA systems comparison*, Septiembre del 2009. Disponible en la web:

<http://www.radioactivity-tlc.com/pdf/dmrvstetra-comparison.pdf>

[4] TETRA (*The Critical Communications Association*). Disponible en la web:

<https://tcca.info/tetra/tetra/>

[5] DMR Association. Disponible en la web:

<https://www.dmrassociation.org/>

[6] Niveles de estandarización en DMR (Tiers), publicado por la DMR Association. Disponible en la web:

<https://www.dmrassociation.org/dmr-standards.html>

[7] Recomendación ITU-R SM.332-4: Selectivity of receivers, Julio del 1978. Disponible en la web:

[https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.332-4-197807-!!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/sm/R-REC-SM.332-4-197807-!!!PDF-E.pdf)

[8] Curvas de Aislamiento vs Separación en bandas PMR. Disponible en la web:

<http://www.repeater-builder.com/antenna/separation.html>

[9] Datasheet duplexor Procom. Disponible en la web:

<https://amphenolprocom.com/es/productos/filters-es/produkter/898-dpf-2-6>

[10] Datasheet duplexor Telewave. Disponible en la web:

<https://www.telewave.com/product/tmnd-1716-compact-mobile-band-reject-duplexer-164-174-mhz/>

[11] Datasheet de una cavidad de alto Q Procom. Disponible en la web:

<http://procom.dk/products/654-bpf-2-250>

[12] R & S Application Note: *Measurements on RF and AF Filters with Rohde & Schwarz Value Instruments*. Disponible en la web:

[https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_application/application\\_notes/1ma243\\_filter\\_meas\\_value\\_instr/1MA243\\_1e\\_Filter\\_Meas\\_Value\\_Instr.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma243_filter_meas_value_instr/1MA243_1e_Filter_Meas_Value_Instr.pdf)

[13] Keysight Technologies (antes Agilent, antes HP) Application Note: *Understanding the Fundamental Principles of Vector Network Analysis*, Diciembre del 2017. Disponible en la web:

<https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf?id=1000000359:epsq:apn>

[14] Precio oficial del fabricante para un analizador de espectros con generador de seguimiento. Disponible en la web:

<https://www.siglent.eu/siglent-ssa3021x-spectrum-analyser.html>

[15] Tutorial *Introduction to VNA Basics*, de Tektronix, Marzo del 2017. Disponible en la web:

<https://www.tek.com/document/primer/what-vector-network-analyzer-and-how-does-it-work>

[16] Precio oficial del fabricante para un analizador de redes vectorial (VNA) de gama económica. Disponible en la web:

<https://www.picotech.com/vector-network-analyzer/picovna-106/picovna-series>

[17] Duplexer Theory and Tuning, Dave Metz. South East Iowa Technical Society. Disponible en la web:

<https://www.utm.edu/staff/leeb/duplexer.pdf>

[18] Band Pass Cavity Filters Installation and Tuning Instructions, Mayo del 1995. Decibel Products. Disponible en la web:

<http://www.repeater-builder.com/antenna/db/pdfs/db-band-pass-cavity-filter-installation-and-tuning-instructions.pdf>

[19] Cavity Tuning, Julio del 2017. Telewave Inc. Disponible en la web:

[https://d1jikt90t87hr.cloudfront.net/185/wp-content/uploads/2016/06/Telewave-Cavity-Tuning-July\\_2017.pdf](https://d1jikt90t87hr.cloudfront.net/185/wp-content/uploads/2016/06/Telewave-Cavity-Tuning-July_2017.pdf)

[20] Datasheet Yaesu FT-7800. Disponible en la web del fabricante:

<http://www.yaesu.com/jp/en/products/pdf/AMR/FT-7800RE.pdf>

[21] Precio en comercio minorista de un transceptor (transmisor-receptor) de gama económica:

<https://sonicolor.es/p/dynascan-db-m16-emisora-doble-banda-vhf-uhf>

[22] Carga artificial Diamond DL-30A. Página oficial del fabricante:

<https://www.diamondantenna.net/dl30a.html>

[23] Medidor de potencia directa y reflejada Telewave 44AP. Datasheet del fabricante:

<https://d1jikt90t87hr.cloudfront.net/185/wp-content/uploads/2016/07/TWDS-3002.pdf>

[24] Precio en comercio minorista de un medidor de potencia directa y reflejada de bajo coste:

[https://sonicolor.es/p/telecom-sx20-agujas\\_cruzadas](https://sonicolor.es/p/telecom-sx20-agujas_cruzadas)

[25] A dirt cheap “spectrum analyzer” with an RTL-SDR dongle, Hans Van Ingelgom. Disponible en la web:

<http://hansvi.be/wordpress/?p=91>

[26] Technique for Measuring RF Noise Sources using the RTL Dongle, Dr David Morgan. Disponible en la web:

[https://www.britastro.org/radio/downloads/Technique\\_for\\_Measuring\\_RF\\_Noise\\_Sources.pdf](https://www.britastro.org/radio/downloads/Technique_for_Measuring_RF_Noise_Sources.pdf)

[27] Generador de ruido blanco disponible en Alí Express:

[https://es.aliexpress.com/store/product/SMA-noise-source-Simple-spectrum-external-tracking-source-Analyzer-test-antenna-filter-dc-12v/2132223\\_32703627842.html?spm=a219c.search0104.3.106.73c32aceKsS](https://es.aliexpress.com/store/product/SMA-noise-source-Simple-spectrum-external-tracking-source-Analyzer-test-antenna-filter-dc-12v/2132223_32703627842.html?spm=a219c.search0104.3.106.73c32aceKsS)

[DDG&ws ab test=searchweb0 0,searchweb201602 4 10152 10151 10065 10344 10068 10547 10342 10343 10340 10548 10341 10696 10084 10083 10618 10307 10820 10301 10821 10303 10869 10868 10059 100031 309 10103 10624 10623 10622 10621 10620 525,searchweb201603 44,ppcSwitch 7&algo expid=69d167c8-5687-401d-bb9b-4a92e0198fe1-15&algo pvid=69d167c8-5687-401d-bb9b-4a92e0198fe1&priceBeautyAB=0](https://www.aliexpress.com/item/Mini-port-til-USB-Digital-2-0-TV-DVB-T-DAB-FM-RTL2832U-R820T2-apoyo-SDR/32914826153.html?spm=a219c.search0104.8.14.c66022dbzMwkqZ)

[28] Receptor RTL-SDR disponible en Alí Express:

<https://es.aliexpress.com/item/Mini-port-til-USB-Digital-2-0-TV-DVB-T-DAB-FM-RTL2832U-R820T2-apoyo-SDR/32914826153.html?spm=a219c.search0104.8.14.c66022dbzMwkqZ>

[29] Puente de pérdidas de retorno disponible en Alí Express:

[https://es.aliexpress.com/store/product/1pcs-3MHz-1200MHz-RF-Reflection-Bridge-Directional-VSWR-SWR-Bridge-Antenna-Analyzer/737132\\_32796017676.html?spm=a219c.search0104.3.16.331c4a6ampMfVq&ws ab test=searchweb0 0,searchweb201602 1 10065 10068 50176 11 10547 10059 10548 10696 100031 10084 10083 10103 451 10618 4 52 10307 10820 5017711 10301 10821 10303 5017411 5017511,searchweb201603 16,ppcSwitch 5&algo expid=d4c1d5d3-2153-45a2-b698-e9df5aceda19-2&algo pvid=d4c1d5d3-2153-45a2-b698-e9df5aceda19&priceBeautyAB=0](https://es.aliexpress.com/store/product/1pcs-3MHz-1200MHz-RF-Reflection-Bridge-Directional-VSWR-SWR-Bridge-Antenna-Analyzer/737132_32796017676.html?spm=a219c.search0104.3.16.331c4a6ampMfVq&ws ab test=searchweb0 0,searchweb201602 1 10065 10068 50176 11 10547 10059 10548 10696 100031 10084 10083 10103 451 10618 4 52 10307 10820 5017711 10301 10821 10303 5017411 5017511,searchweb201603 16,ppcSwitch 5&algo expid=d4c1d5d3-2153-45a2-b698-e9df5aceda19-2&algo pvid=d4c1d5d3-2153-45a2-b698-e9df5aceda19&priceBeautyAB=0)

[30] Github de Pavel Sorejs. Software Spektrum:

<https://github.com/pavels/spektrum>

<https://github.com/pavels/spektrum/releases>

[31] Github de George Ioannou. Mejoras a la GUI de Spektrum:

<https://github.com/SV8ARJ/spektrum>

<https://www.dropbox.com/sh/c7vjbvm0mhi4xqu/AAAnuL9OkGZnQfcmRo2nRf81a?dl=0>

[32] Zadig, instalador y desinstalador de drivers para dispositivos USB:

<https://zadig.akeo.ie/>

[33] Wes Hayward, Rick Campbell y Bob Larkin. Experimental Methods in RF Design. Editorial ARRL (American Radio Relay League). ISBN 978-0-87259-923-9. Capítulo 7.7: Bridges and Impedance Measurement.



[34] Universitat Oberta de Catalunya. Módulo 4 de la asignatura de Instrumentación (curso 2017-2018). Máster en Ingeniería de Telecomunicación.

[35] Artículo *Return Loss Bridge Basics*, SG Labs. Disponible en la web:

[https://www.sglabs.it/public/Eagle\\_RLB150.pdf](https://www.sglabs.it/public/Eagle_RLB150.pdf)

[36] Precio en comercio minorista de un receptor SDR de gama media:

<http://www.funcubedongle.com/>

## 10. Anexos

En este anexo se incluyen las tablas de las medidas realizadas durante la ejecución del método del transmisor y el medidor de potencia (capítulo 4). Estas tablas son parte fundamental del proceso de ajuste, pero las dejamos como anexo porque dificultan la lectura de la memoria al ocupar más de una página cada una.

Frecuencia (MHz)	Potencia a la salida del filtro (W)	Potencia a la salida del filtro (dBm)
167,45	0,063	17,96
167,50	0,063	17,96
167,55	0,125	20,97
167,60	0,125	20,97
167,65	0,250	23,98
167,70	0,250	23,98
167,75	0,250	23,98
167,80	0,375	25,74
167,85	0,375	25,74
167,90	0,375	25,74
167,95	0,375	25,74
168,00	0,500	26,99
168,05	0,500	26,99
168,10	0,500	26,99
168,15	0,500	26,99
168,20	0,625	27,96
168,25	0,625	27,96
168,30	0,625	27,96
168,35	0,750	28,75
168,40	0,750	28,75
168,45	0,875	29,42
168,50	1,000	30,00
168,55	1,125	30,51
168,60	1,250	30,97
168,65	1,250	30,97
168,70	1,500	31,76
168,75	1,750	32,43
168,80	2,000	33,01
168,85	2,250	33,52
168,90	2,500	33,98
168,95	2,750	34,39
169,00	3,000	34,77
169,05	3,500	35,44
169,10	3,750	35,74
169,15	4,000	36,02
169,20	4,000	36,02

169,25	3,750	35,74
169,30	3,500	35,44
169,35	3,000	34,77
169,40	2,500	33,98
169,45	2,000	33,01
169,50	1,500	31,76
169,55	1,250	30,97
169,60	1,000	30,00
169,65	0,750	28,75
169,70	0,500	26,99
169,75	0,500	26,99
169,80	0,250	23,98
169,85	0,250	23,98
169,90	0,125	20,97
169,95	0,125	20,97
170,00	0,125	20,97
170,05	0,063	17,96
170,10	0,063	17,96
170,15	0,063	17,96

Tabla 5. Medida de frecuencia vs potencia a la salida del filtro

Frecuencia (MHz)	Potencia a la entrada del filtro (W)	Potencia a la entrada del filtro (dBm)
167,45	8,000	39,03
167,50	8,000	39,03
167,55	8,000	39,03
167,60	8,000	39,03
167,65	8,000	39,03
167,70	8,000	39,03
167,75	8,000	39,03
167,80	8,000	39,03
167,85	8,000	39,03
167,90	8,000	39,03
167,95	8,000	39,03
168,00	8,000	39,03
168,05	8,000	39,03
168,10	8,000	39,03
168,15	8,000	39,03
168,20	7,750	38,89
168,25	7,500	38,75
168,30	7,500	38,75
168,35	7,250	38,60
168,40	7,000	38,45
168,45	7,000	38,45
168,50	6,750	38,29
168,55	6,500	38,13
168,60	6,500	38,13
168,65	6,500	38,13

168,70	6,250	37,96
168,75	6,000	37,78
168,80	6,000	37,78
168,85	6,000	37,78
168,90	6,000	37,78
168,95	6,000	37,78
169,00	6,000	37,78
169,05	6,000	37,78
169,10	5,500	37,40
169,15	5,000	36,99
169,20	4,750	36,77
169,25	4,500	36,53
169,30	4,250	36,28
169,35	3,500	35,44
169,40	3,250	35,12
169,45	3,000	34,77
169,50	2,750	34,39
169,55	2,750	34,39
169,60	2,750	34,39
169,65	2,750	34,39
169,70	2,750	34,39
169,75	3,000	34,77
169,80	3,250	35,12
169,85	3,500	35,44
169,90	3,750	35,74
169,95	4,000	36,02
170,00	4,250	36,28
170,05	4,750	36,77
170,10	5,000	36,99
170,15	5,500	37,40

Tabla 6. Medida de potencia a la entrada del filtro vs frecuencia

Frecuencia (MHz)	Potencia reflejada por el filtro (W)	Potencia reflejada por el filtro (dBm)
167,45	6,750	38,29
167,50	6,750	38,29
167,55	6,750	38,29
167,60	6,750	38,29
167,65	6,500	38,13
167,70	6,500	38,13
167,75	6,500	38,13
167,80	6,500	38,13
167,85	6,250	37,96
167,90	6,250	37,96
167,95	6,000	37,78
168,00	6,000	37,78
168,05	6,000	37,78
168,10	5,500	37,40

168,15	5,500	37,40
168,20	5,500	37,40
168,25	5,250	37,20
168,30	5,000	36,99
168,35	4,750	36,77
168,40	4,500	36,53
168,45	4,250	36,28
168,50	4,000	36,02
168,55	3,750	35,74
168,60	3,500	35,44
168,65	3,250	35,12
168,70	3,000	34,77
168,75	2,625	34,19
168,80	2,125	33,27
168,85	2,125	33,27
168,90	1,750	32,43
168,95	1,500	31,76
169,00	1,250	30,97
169,05	0,875	29,42
169,10	0,500	26,99
169,15	0,375	25,74
169,20	0,250	23,98
169,25	0,125	20,97
169,30	0,063	17,96
169,35	0,063	17,96
169,40	0,063	17,96
169,45	0,125	20,97
169,50	0,250	23,98
169,55	0,375	25,74
169,60	0,500	26,99
169,65	0,750	28,75
169,70	1,125	30,51
169,75	1,500	31,76
169,80	1,875	32,73
169,85	2,250	33,52
169,90	2,625	34,19
169,95	3,000	34,77
170,00	3,500	35,44
170,05	4,000	36,02
170,10	4,750	36,77
170,15	5,250	37,20

Tabla 7. Medida de potencia reflejada por el filtro vs frecuencia