



*Universidad Tecnológica Nacional*  
*Facultad Regional San Francisco*

# *Proyecto Final:* **Monitor de Estación Multibanda**



*Autor: Emmanuel M. Dovis*  
*Asignatura: Proyecto Final*  
*Docente: Ing. Daniel Musso*  
*Institución: UTN Facultad Regional San Francisco*  
*Lugar: San Francisco, Córdoba*  
*Fecha: 7 de diciembre de 2018*

*A mis padres. Por todo.*



## **i. Resumen**

A pesar de la evolución de los celulares, hoy en día existen numerosas empresas e instituciones que utilizan radios comerciales en su estructura comunicacional. Sin embargo, ya sea por desconocimiento o falta de instrumentación dedicada, desatienden por completo lo que respecta al mantenimiento de su infraestructura, dando lugar al deterioro de la misma y su eventual falla, con la consecuente pérdida de comunicación. El presente proyecto buscó el desarrollo de un dispositivo para el monitoreo del estado de un sistema de transmisión inalámbrica de radiofrecuencia, compuesto por un transceptor, su línea de transmisión y la respectiva antena.

Su instalación, entre el equipo transmisor y esta última, permite que el operador radial tenga un vigía que le alerte de manera temprana ante cualquier problema que pudiese llegar a existir. Asimismo, el dispositivo fue contemplado para que también pueda ser utilizado por un profesional del área, entregándole en su pantalla información avanzada y precisa, necesaria para evaluar correctamente el estado tanto de la línea como el de la antena. Todo esto, más su fabricación nacional, generó un producto altamente competitivo y novedoso para el mercado local, colocándolo al mismo nivel de sus alternativas extranjeras.

Palabras clave: SISTEMA DE COMUNICACION ; RADIOFRECUENCIA ; ACOPLADOR DIRECCIONAL ; LINEA DE TRANSMISION ; AMPLIFICADOR LOGARITMICO

## ii. Índice general

i. Resumen.....	3
iii. Índice de tablas.....	8
iv. Índice de figuras.....	9
1. Introducción.....	14
2. Objetivos.....	15
2.1. Objetivo general.....	15
2.2. Objetivos específicos.....	15
3. Descripción.....	16
4. Metas.....	17
5. Justificación.....	18
6. Alternativas propuestas.....	19
7. Aspectos de mercado.....	21
8. Aspectos financieros.....	22
9. Aspectos institucionales.....	24
10. Aspectos de impacto ambiental.....	25
11. Contenido del proyecto.....	26
11.1. Requerimientos propuestos.....	26
11.2. Diagramas de bloques.....	28
11.2.1. Diagrama de bloque del monitor de estación.....	28
11.2.2. Diagrama de bloque del instrumento de medición.....	29
11.3. Acoplador direccional.....	31

---

11.3.1. Definición.....	31
11.3.2. Teoría de funcionamiento.....	32
11.3.2.1. Acoplador direccional de microtira.....	32
11.3.2.2. Acoplador direccional doble de microtira.....	35
11.3.2.3. Acoplador direccional en tándem.....	35
11.3.3. Características del acoplador direccional.....	42
11.3.3.1. Pérdida por inserción.....	43
11.3.3.2. Aislamiento.....	43
11.3.3.3. Acoplamiento.....	43
11.3.3.4. Direccionalidad.....	44
11.3.3.5. Pérdida por retorno.....	44
11.3.3.6. Relación de ondas estacionarias de voltaje.....	45
11.3.4. Desarrollo del acoplador direccional doble.....	46
11.3.4.1. Diseño y simulación por computadora.....	46
11.3.4.2. Resultado del análisis del circuito propuesto.....	48
11.3.4.3. Diseño de PCB y simulación por Método de los Momentos.....	53
11.3.4.4. Construcción.....	61
11.3.4.5. Ensayo de laboratorio.....	62
11.3.5. Desarrollo del acoplador direccional en tándem.....	71
11.3.5.1. Diseño y simulación por computadora.....	71
11.3.5.2. Resultado del análisis del circuito propuesto.....	72
11.3.5.3. Diseño de PCB.....	74
11.3.5.4. Construcción.....	75

---

11.3.5.5. Ensayo de laboratorio.....	79
11.4. RF front-end.....	83
11.4.1. Desarrollo del PCB.....	83
11.4.2. Divisor de potencia y atenuadores.....	88
11.4.3. Amplificadores logarítmicos y conversor A/D.....	93
11.4.3.1. Teoría de funcionamiento.....	93
11.4.3.2. Diseño de aplicación.....	95
11.4.4. Frecuencímetro.....	100
11.4.4.1. Atenuadores variables.....	100
11.4.4.2. DVGA.....	102
11.4.4.3. Prescaler.....	105
11.4.4.4. Slicers.....	107
11.4.4.5. Periférico SMT.....	109
11.5. Plataforma digital.....	113
11.5.1. Microcontrolador.....	113
11.5.1.1. Descripción.....	113
11.5.1.2. Lógica del firmware y diagrama de flujo.....	113
11.5.2. Interfaz HMI.....	116
11.5.2.1. Presentación de datos y menús de configuración.....	116
11.6. Calibración del instrumento de medición.....	120
11.6.1. Análisis de los datos de calibración.....	120
12. Conclusión.....	125
v. Apéndice.....	126

vi. Bibliografía.....128

vii. Anexo.....130

### iii. Índice de tablas

Tabla 1: metas e indicadores según los objetivos específicos.....	16
Tabla 2: listado de componentes.....	21
Tabla 3: listado de componentes (continuación).....	22
Tabla 4: características del acoplador direccional propuesto en los centros de las bandas de frecuencia.....	47
Tabla 5: resumen de marcadores de la ilustración 19.....	51
Tabla 6: resumen de marcadores de la ilustración 20.....	54
Tabla 7: resumen comparativo de los valores teóricos y los empíricos del acoplador.....	63
Tabla 8: listado de bandas de frecuencias de uso por radioaficionados.....	67
Tabla 9: características del acoplador en tándem propuesto.....	69
Tabla 10: resumen comparativo de los valores teóricos y los empíricos del acoplador.....	76
Tabla 11: detalle de las capas del PCB desarrollado.....	80
Tabla 12: valores de los resistores empleados en los atenuadores PI.....	84
Tabla 13: relación entre FSR y LSB.....	91
Tabla 14: relación entre el FSR y la resolución.....	92
Tabla 15: coeficientes de calibración.....	114

## iv. Índice de figuras

Figura 1: diagrama de bloques del monitor de estación.....	29
Figura 2: diagrama de bloques del instrumento de medición.....	30
Figura 3: diagrama de acoplador direccional.....	32
Figura 4: corte transversal de un PCB con microstrip.....	33
Figura 5: distribución de las líneas de campo E y H en la microtira.....	33
Figura 6: acoplador direccional de microstrip, vista superior.....	35
Figura 7: acoplador direccional doble de microstrip.....	36
Figura 8: acoplador direccional en tándem.....	37
Figura 9: análisis de voltaje de la señal incidente.....	38
Figura 10: análisis de corriente de la señal incidente.....	39
Figura 11: análisis de la señal reflejada.....	41
Figura 12: circuito propuesto a simular del acoplador direccional doble de microstrip.....	46
Figura 13: curvas características del acoplador direccional propuesto.....	48
Figura 14: curvas S típicas de un acoplador direccional de cuarto de onda (Aliane, Benahmed, Benabdallah, Bekri & Meriah, 2012).....	49
Figura 15: impedancia del puerto de entrada y del puerto acoplado.....	50
Figura 16: relación de ondas estacionarias en el puerto de entrada y el puerto acoplado.....	51
Figura 17: circuito esquemático del acoplador direccional doble de microstrip.....	52
Figura 18: renderizado 3D del acoplador direccional doble.....	52
Figura 19: resultados de la simulación del PCB por MoM.....	54
Figura 20: resultados de la simulación del PCB por MoM (cont.).....	55

---

Figura 21: acoplador doble de microstrip a simular por MoM.....	56
Figura 22: excitación P1 @ 156 MHz.....	57
Figura 23: excitación P2 @ 156 MHz.....	57
Figura 24: excitación P1 @ 446 MHz.....	57
Figura 25: excitación P2 @ 446 MHz.....	57
Figura 26: acoplador doble de VHF/UHF.....	59
Figura 27: acoplador direccional terminado.....	60
Figura 28: configuración de equipos para la parametrización del acoplador direccional doble de microstrip.....	61
Figura 29: resultados de la interpolación obtenida en GNU Octave para VHF.....	62
Figura 30: resultados de la interpolación obtenida en GNU Octave para UHF.....	63
Figura 31: resultado de interpolación de la pérdida por retorno para VHF.....	63
Figura 32: resultado de interpolación de la pérdida por retorno para UHF.....	64
Figura 33: puerto P1, 156 MHz.....	66
Figura 34: puerto P2, 156 MHz.....	66
Figura 35: puerto P3, 156 MHz.....	66
Figura 36: puerto P4, 156 MHz.....	66
Figura 37: puerto P1, 446 MHz.....	67
Figura 38: puerto P2, 446 MHz.....	67
Figura 39: puerto P3, 446 MHz.....	67
Figura 40: puerto P4, 446 MHz.....	67
Figura 41: circuito propuesto a simular del acoplador direccional en tándem.....	68
Figura 42: curvas características del acoplador en tándem propuesto.....	70



Figura 43: renderizado 3D del PCB de sujeción de los transformadores.....	71
Figura 44: renderizado 3D del PCB de blindaje.....	72
Figura 45: acoplador en tándem de HF.....	73
Figura 46: acoplador direccional en tándem terminado.....	75
Figura 47: configuración de equipos para la parametrización del acoplador en tándem.....	76
Figura 48: resultados de la interpolación obtenida en GNU Octave.....	77
Figura 49: puerto P1, 15,5 MHz.....	78
Figura 50: puerto P2, 15,5 MHz.....	78
Figura 51: puerto P3, 15,5 MHz.....	79
Figura 52: puerto P4, 15,5 MHz.....	79
Figura 53: capas del PCB desarrollado.....	80
Figura 54: vista superior del PCB del instrumento de medición.....	81
Figura 55: guía de onda coplanar con plano de tierra.....	82
Figura 56: detalle de una CPWGW en el PCB.....	83
Figura 57: atenuador $\Pi$ .....	85
Figura 58: detalle del atenuador $\Pi$ de 26 dB del canal de señal reflejada.....	87
Figura 59: divisor MCL-PSC-2-1.....	88
Figura 60: detalle del blindaje en el PCB.....	88
Figura 61: curva del amplificador logarítmico ideal (Analog Devices, 2015).....	91
Figura 62: integrado AD8307 (Internet).....	92
Figura 63: diagrama de bloques del AD8307 (Analog Devices, 2015).....	93
Figura 64: VOUT vs nivel de entrada (dBm) a varias frecuencias (Analog Devices, 2015).....	93
Figura 65: diagrama de bloques del ADS1115 (Texas Instruments, 2018).....	94

Figura 66: implementación del AD8307 en el circuito del instrumento de medición.....	96
Figura 67: primer plano del conversor A/D en el PCB .....	96
Figura 68: atenuador variable usado en el diseño. Pasos de 0 dB, 10 dB, 19 dB y 29 dB.....	98
Figura 69: aislación de los relés Aromat TF2E-H-5V (Nais, 2000).....	98
Figura 70: ROE de los relés Aromat TF2E-H-5V (Nais, 2000).....	98
Figura 71: detalle del atenuador variable en el PCB.....	99
Figura 72: diagrama de bloques del LMH6881 (Texas Instruments, 2015).....	100
Figura 73: detalle del esquemático donde se aprecia el LMH6881.....	101
Figura 74: detalle del LMH6881 en el PCB.....	102
Figura 75: detalle del esquemático donde se aprecia la conexión entre el DVGA y el prescaler .....	103
Figura 76: sensibilidad del CA3179G en función de la frecuencia (RCA).....	103
Figura 77: detalle del CA3179G en el PCB.....	104
Figura 78: detalle en el esquemático del slicer de señales VHF/UHF.....	105
Figura 79: detalle de uno de los slicers en el PCB del instrumento de medición.....	106
Figura 80: diagrama de bloques del periférico SMT, del PIC18F26K83 (Microchip, 2017)	107
Figura 81: diagrama temporal para el modo repetitivo windowed counter mode (Microchip, 2017).....	107
Figura 82: detalle del TCXO en el PCB.....	108
Figura 83: diagrama de flujo del firmware implementado en el PIC18F26K83.....	110
Figura 84: GLCD de 128 x 64 pixeles (Internet).....	112
Figura 85: encoder (Internet).....	112
Figura 86: presentación de datos (opción 1).....	113

---

Figura 87: presentación de datos (opción 2).....	113
Figura 88: presentación de datos (opción 3).....	113
Figura 89: presentación de datos (opción 4).....	113
Figura 90: configuración del atenuador.....	114
Figura 91: configuración del acoplador.....	114
Figura 92: configuración de la alarma.....	114
Figura 93: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en 160 m y parte baja de HF.....	118
Figura 94: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en parte alta de HF.....	118
Figura 95: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en VHF.....	119
Figura 96: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en UHF.....	119
Figura 97: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en 160 m y parte baja de HF.....	120
Figura 98: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en parte baja de HF.....	120
Figura 99: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en VHF.....	121
Figura 100: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en UHF.....	121
Figura 101: vista del interior del instrumento de medición.....	127
Figura 102: vista trasera del instrumento de medición.....	127
Figura 103: monitor de estación analizando un transceptor de 70 cm.....	128
Figura 104: monitor de estación multibanda.....	128

## **1. Introducción**

Un sistema de transmisión por radiofrecuencia consiste en su forma más elemental de un equipo transmisor, una línea de transmisión y una antena (Tomasi, 2003). El primero de ellos se ocupa de generar la señal modulada y amplificarla para lograr la potencia de salida deseada. La antena, como elemento transductor del sistema, transforma la energía eléctrica provista por el transmisor en ondas electromagnéticas que serán radiadas al espacio. El vínculo físico entre el transmisor y la antena se realiza por medio de la línea de transmisión.

Para lograr la máxima eficiencia del sistema se debe asegurar en todo momento que las impedancias características de cada uno de sus elementos integrantes sean iguales. Supuesto el caso en que no lo sean, parte de la energía emitida por el transmisor será reflejada en la antena y retornará a éste (Neri Vela, 1999). Esto provocará la disminución de la potencia efectiva radiada y creará una situación de riesgo para la integridad del sistema, llegando, en el peor de los casos, a dañarlo irreversiblemente.

El proyecto encarado contempló la construcción de un dispositivo capaz de sensar las señales que circulan por la línea de transmisión en ambos sentidos y, a partir de ellas, evaluar la condición de trabajo del sistema de comunicación. Toda la información resultante del análisis hecho en base a las mediciones serán presentadas por el instrumento en una pantalla para su visualización por parte del usuario.

## **2. Objetivos**

### **2.1. Objetivo general**

Desarrollar, diseñar y construir un dispositivo capaz de monitorear las potencias puestas en juego en un sistema de transmisión.

### **2.2. Objetivos específicos**

1. Obtener un prototipo capaz de ser producido masivamente en el futuro.
2. Afianzar los conocimientos y las estrategias de diseño de circuitos de radiofrecuencia.
3. Dominar software avanzado de simulación de circuitos electrónicos de radiofrecuencia y simulación de ondas electromagnéticas mediante el método de los momentos (MoM<sup>1</sup>).
4. Divulgar y transferir lo aprendido durante el proyecto a los alumnos de las cátedras en las que el autor participa como docente.

---

<sup>1</sup> Method of Moments

### **3. Descripción**

El proyecto desarrollado contempló la creación de un equipo de laboratorio capaz de monitorear un sistema de comunicación en su modo de transmisión. Dada la diversidad de potencias manejadas por estos y su amplio espectro de frecuencias de transmisión, se fijó el rango de trabajo del monitor para aquellas señales comprendidas entre 1 MHz y 500 MHz, y entre 0 dBm (1 mW) y 50 dBm (100 W).

El equipo obtenido consta de tres elementos. Por un lado, se tiene el instrumento de medición. Éste se encarga de analizar de manera escalar las señales incidentes y reflejadas que circulan por la línea de transmisión. La información obtenida se muestra al usuario en una pantalla gráfica de cristal líquido.

Por otro lado, se cuenta con dos sensores. Estos no son más que acopladores direccionales, los cuales toman una pequeña muestra de las señales y se las proveen al instrumento de medición. La utilización de uno u otro depende del rango de frecuencias con los que trabaje el sistema de comunicación bajo análisis.

## 4. Metas

Las metas y sus respectivos indicadores se detallan en la *Tabla 1*.

*Tabla 1: metas e indicadores según los objetivos específicos*

Objetivos específicos	Metas	Indicadores
1	Desarrollo, diseño y construcción del instrumento de medición	Obtención del instrumento de medición
	Desarrollo, diseño y construcción de los sensores de línea de transmisión	Obtención de los sensores de línea de transmisión
	Implementación de los componentes electrónicos bajo criterios dados por sus fabricantes	Uso de hojas de datos de los componentes
	Uso de componentes electrónicos de calidad y procedencia conocida	Trazabilidad de los componentes
2	Estudio de buenas prácticas de <i>layout</i> de PCB <sup>2</sup> para radiofrecuencia	Uso de recursos bibliográficos afines
	Implementación de PCB multicapa	Obtención de PCB multicapas
3	Simulación y estudio del comportamiento de los sensores bajo los escenarios propuestos de frecuencias y potencias	Aplicación de software de simulación
	Determinación de los parámetros de dispersión de los sensores	Parametrización de los sensores
4	Análisis en clases de las estrategias adoptadas para el diseño del monitor	Ejecución de clases teóricas
	Implementación del monitor en los trabajos prácticos de las cátedras	Ejecución de trabajos prácticos

2 Del inglés, *printed circuit board*: placa de circuito impreso.

## 5. Justificación

La correcta cuantificación de los parámetros de potencia de salida y frecuencia de portadora son esenciales a la hora de determinar el buen desempeño de un equipo transmisor junto al de su línea de transmisión y su antena asociada. Para ello existen diversos tipos de instrumentos que ofrecen dichas mediciones de manera independiente, tales como frecuencímetros, vatímetros y roímetros.

Sin embargo, no es común encontrar en el mercado un equipo que pueda llevar a cabo todas las mediciones por sí solo. Si bien existen instrumentos más complejos que ofrecen todo tipo de mediciones relacionadas a la radiofrecuencia, sus costos a lo igual que sus prestaciones exceden los buscados por los usuarios de los sistemas de comunicación que sólo desean monitorear su comportamiento para asegurarse su buen desempeño.

Considerando que el nicho de mercado está compuesto por transceptores cuyas frecuencias de trabajo están comprendidas entre el último segmento de MF<sup>3</sup> y el primero de UHF<sup>4</sup>, se decidió concebir el instrumento de medición con un ancho de banda entre 1 MHz y 500 MHz (CNC, 1998). Por otro lado, estos equipos manejan potencias desde los cientos de miliWatts, tales como los handies, hasta las decenas de Watts, como los equipos base. Esto dio como resultado que se fijara el rango dinámico de potencia entre 1 mW y 100 W.

De esta manera, fue así como se propuso el desarrollo de un instrumento capaz de reunir por sí solo las prestaciones buscadas, aportando una solución eficiente, segura, fiable y económicamente equilibrada.

---

3 Del inglés, *medium frequency*: frecuencia media.

4 Del inglés, *ultra high frequency*: ultra alta frecuencia.



## **6. Alternativas propuestas**

En una primera aproximación a la solución de la problemática, se ideó el monitor de estación como un dispositivo único. Tanto el instrumento de medición como el sensor quedarían integrados en un solo gabinete. La ventaja principal de este formato consistiría en la integración de sendas partes y la disminución de elementos en el lugar de trabajo donde se lo implementase.

Sin embargo, esta propuesta acarrea una desventaja importante: la imposibilidad de cambiar el sensor. Debido al gran rango dinámico propuesto, tanto en frecuencia como en potencia, es imposible construir un único sensor cuya respuesta sea plana en todo el espectro. Esto hace que sea necesario implementar al menos dos sensores.

En la revisión final del proyecto se decidió separar el instrumento de medición del sensor. A pesar de incrementar la cantidad de elementos que el usuario deberá manejar, esta decisión transforma al monitor en un sistema más flexible. Esto se comprueba en el hecho de que si se decidiese en el futuro cambiar el rango de potencias trabajadas, aumentándolo o disminuyéndolo, tan sólo se debería diseñar un sensor que cumpliera con las nuevas especificaciones, en vez de tener que modificar todo el sistema de monitoreo.

Por otro lado, el monitoreo de las líneas de transmisión puede realizarse tanto de manera vectorial como escalar. La primera es la más interesante porque brinda la mayor cantidad de información. Al trabajar con variables vectoriales, tales como el voltaje y la corriente, es necesario cuantizar tanto sus magnitudes como su fase para tener un panorama completo de qué sucede con la impedancia al desadaptarse el sistema (Neri Vela, 1999).

Como se desea elaborar un producto económicamente competitivo para lograr su inserción en el mercado, se optó por la evaluación escalar de las variables involucradas. A pesar de no contar con la información de fase, los datos recogidos por el instrumento alcanzan para cumplir con el objetivo de monitorear la condición de trabajo del sistema de comunicación y alertar al usuario de una eventual falla.

## 7. Aspectos de mercado

En la actualidad, el mercado ofrece soluciones listas para enfrentar la problemática del proyecto. Equipos como monitores de servicio y analizadores vectoriales de red ofrecen un sinnúmero de utilidades a la hora de diagnosticar el estado de un transceptor y su sistema de transmisión asociado. De gran ayuda para los profesionales en el laboratorio, sus altos precios y enorme parámetros de configuración desalientan al usuario sin experiencia de su adquisición.

Por otro lado, también existen instrumentos más modestos en cuanto a sus prestaciones. De menor valor que los anteriores y diseñados para lograr lo que se busca en este proyecto, podría inferirse que presentan la solución perfecta a la problemática. No obstante, la mayoría de ellos están desarrollados para trabajar solamente en HF<sup>5</sup> como en la banda baja de VHF<sup>6</sup>.

Asimismo, todos ellos son de origen extranjero y no presentan servicio técnico oficial en el país. Si a esto le sumamos la situación actual de la economía nacional y su relación con las divisas internacionales, se concluye que el desarrollo de un equipo como el que se busca ofrece al mercado una alternativa novedosa en lo económico y altamente viable para satisfacer su demanda.

---

5 Del inglés, *high frequency*: alta frecuencia.

6 Del inglés, *very high frequency*: muy alta frecuencia.

## 8. Aspectos financieros

El listado de componentes utilizados para la construcción del monitor de estación se muestra en la *Tabla 2* y la *Tabla 3* a continuación.

Componente	Valor	Marca	Cant.	Precio unit.	Precio
Buzzer	5 V	Genérico	1	\$50,00	\$50,00
Capacitor MLCC	100 nF / 35 V	Taiyo Yuden	7	\$3,85	\$26,95
Capacitor MLCC	100 pF / 50 V	Kemet	8	\$1,17	\$9,36
Capacitor tantalio	100 uF / 6,3 V	AVX	1	\$21,75	\$21,75
Capacitor MLCC	10 nF / 50 V	AVX	2	\$0,89	\$1,78
Capacitor MLCC	1 nF / 50 V	Kemet	16	\$1,56	\$24,96
Capacitor MLCC	1 uF / 50V	Taiyo Yuden	13	\$5,07	\$65,91
Capacitor MLCC	22 nF / 50 V	Vishay	2	\$1,06	\$2,12
Capacitor MLCC	330 nF / 50 V	Visay	1	\$6,13	\$6,13
Capacitor MLCC	47 pF / 50 V	Kemet	1	\$1,28	\$1,28
Capacitor electrolítico	1100 uF / 25 V	Nippon Chemi-con	1	\$15,00	\$15,00
Diodo Schottky	BAT54GWJ	Nexperia	2	\$6,64	\$13,28
Diodo Switching	LL4148	Genérico	3	\$6,70	\$20,10
Diodo LED	Verde	Genérico	1	\$6,70	\$6,70
Diodo Zener	SMAZ16	Diodes Incorporated	2	\$14,83	\$29,66
Diodo Schottky	SS34	Genérico	1	\$15,00	\$15,00
Fusible autoreseteable	0ZCF02000AF2C	Bel Fuse Fuse	1	\$12,38	\$12,38
Amplificador log.	AD8307ARZ	Analog Devices	2	\$418,20	\$836,40
ADC	ADS1115	Texas Instruments	1	\$153,34	\$153,34
Prescaler	CA3179G	Intersil	1	\$240,00	\$240,00
DVGA	LMH6881	Texas Instruments	1	\$408,16	\$408,16
Microcontrolador	PIC18F26K83	Microchip	1	\$143,30	\$143,30
Conector	01x02	Molex	1	\$5,00	\$5,00
Conector	01x05	Molex	2	\$5,00	\$10,00
Conector	01x03	Molex	1	\$5,00	\$5,00
Conector	01x04	Molex	1	\$5,00	\$5,00
Conector	01x06	Molex	1	\$5,00	\$5,00
Conector	SMA-PCB	Amphenol	2	\$95,00	\$190,00
Relé	TF2E-H-5V	Aromat	5	\$255,00	\$1.275,00
Transistor MOS-FET	2N7002	Genérico	6	\$5,58	\$33,48
Resistor pel. gruesa	10 k $\Omega$ / 125 mW	Yageo	9	\$0,28	\$2,52
Resistor pel. gruesa	160 $\Omega$ / 125 mW	Yageo	1	\$0,28	\$0,28

*Tabla 2: listado de componentes*

Componente	Valor	Marca	Cant.	Precio unit.	Precio
Resistor pel. gruesa	1 k $\Omega$ / 125 mW	Yageo	1	\$0,28	\$0,28
Resistor pel. gruesa	22 $\Omega$ / 125 mW	Yageo	2	\$0,28	\$0,56
Resistor pel. gruesa	220 $\Omega$ / 125 mW	Yageo	3	\$0,28	\$0,84
Resistor pel. gruesa	221 $\Omega$ / 250 mW	Yageo	1	\$5,02	\$5,02
Resistor pel. gruesa	24,9 $\Omega$ / 125 mW	Yageo	2	\$0,28	\$0,56
Resistor pel. gruesa	2 k $\Omega$ / 125 mW	Yageo	4	\$0,28	\$1,12
Resistor pel. gruesa	390 $\Omega$ / 125 mW	Yageo	1	\$0,28	\$0,28
Resistor pel. gruesa	49,9 $\Omega$ / 125 mW	Yageo	5	\$0,28	\$1,40
Resistor pel. gruesa	499 $\Omega$ / 250 mW	Yageo	2	\$5,02	\$10,04
Resistor pel. gruesa	510 $\Omega$ / 125 mW	Yageo	1	\$0,28	\$0,28
Resistor pel. gruesa	54,9 $\Omega$ / 250 mW	Yageo	2	\$5,02	\$10,04
Resistor pel. gruesa	56,2 $\Omega$ / 1 W	Yageo	2	\$6,13	\$12,26
Resistor pel. gruesa	63,4 $\Omega$ / 250 mW	Yageo	1	\$5,02	\$5,02
Resistor pel. gruesa	63,4 $\Omega$ / 1 W	Yageo	1	\$6,13	\$6,13
Resistor pel. gruesa	71,5 $\Omega$ / 250 mW	Yageo	1	\$5,02	\$5,02
Resistor pel. gruesa	97,6 $\Omega$ / 250 mW	Yageo	1	\$5,02	\$5,02
Resistor pel. gruesa	97,6 $\Omega$ / 1 W	Yageo	1	\$6,13	\$6,13
Preset resistivo	10 k $\Omega$	Genérico	1	\$8,00	\$8,00
Power splitter	MCL PSX-2-1	Minicircuits	1	\$156,98	\$156,98
Regulador	AMS1117	Genérico	1	\$7,25	\$7,25
Regulador	LM7805CT	ST Electronics	1	\$15,00	\$15,00
Amplificador op.	LMV7219	Texas Instruments	1	\$168,26	\$168,26
Generador de clock	TCXO-20MHz	Comclock	1	\$113,58	\$113,58
Cable coaxil	RG-58/FOAM	Indeca	1	\$26,00	\$26,00
Conector	31-320-RFX	Amphenol	2	\$106,60	\$213,20
Conector	31-220N	Amphenol	2	\$184,50	\$369,00
Conector	31-221-RFX	Amphenol	8	\$120,95	\$967,60
Conector	901-9876-1XRFX	Amphenol	8	\$120,95	\$967,60
PCB	Main unit	JLCPCB	1	\$178,43	\$178,43
PCB	Acop. Dir. V/U	JLCPCB	1	\$27,88	\$27,88
PCB	Acop. Dir. HF	JLCPCB	1	\$27,88	\$27,88
PCB	Blindaje	JLCPCB	1	\$27,88	\$27,88
Gabinete	Main unit	Gabiart	1	\$550,00	\$550,00
Gabinete	Acopladores	Conextube	2	\$280,00	\$560,00
Microcontrolador	ATmega238P	Atmel	1	\$80,00	\$80,00
Cristal de cuarzo	16 MHz	Genérico	1	\$35,00	\$35,00
Pantalla LCD	128x64 ST7920	Genérico	1	\$420,00	\$420,00
Encoder rotativo	Multipunto con pul	Genérico	1	\$15,00	\$15,00
Toroides	5961002701-61	Fair-Rite	2	\$137,17	\$274,34
<b>TOTAL</b>					<b>\$8.913,72</b>

Tabla 3: listado de componentes (continuación)

## **9. Aspectos institucionales**

Este punto no corresponde al proyecto por no haberse realizado para institución alguna.

## **10. Aspectos de impacto ambiental**

El dispositivo electrónico desarrollado en el presente trabajo no reviste de peligros para el medioambiente durante su vida útil. Sin embargo, por contener plomo en la aleación utilizada como sustrato de soldadura, debe de ser desechado según dicten las normas medioambientales de la jurisdicción donde se lo utilice.

## 11. Contenido del proyecto

### 11.1. Requerimientos propuestos

La idea de concebir un monitor de estación trajo aparejado una serie de requisitos. Si bien se buscó desde el comienzo la creación de un instrumento de laboratorio destinado a profesionales, también se incluyó la posibilidad de que el instrumento pudiese formar parte de una estación de radioaficionado<sup>7</sup>. Esto generó que en el diseño original se incluyeran ciertas características que otorgasen una ventaja a la hora ser utilizado para tal fin.

A continuación, se presenta el listado de requerimientos propuestos:

- Impedancia del sistema de 50  $\Omega$
- Medición de potencia incidente, en dBm y Watts
- Medición de potencia reflejada, en dBm y Watts
- Medición de relación de ondas estacionarias
- Medición de eficiencia del sistema de transmisión
- Medición de frecuencia de portadora
- Medición de pérdida por retorno

---

<sup>7</sup> Persona debidamente autorizada que se interesa en la radiotecnia con carácter exclusivamente individual, sin fines de lucro y que realiza con su estación actividades de instrucción, de intercomunicación y estudios técnicos (CNC, 1998).



- Alarma audible y configurable para distintos valores de ROE<sup>8</sup> o pérdida por retorno
- Salida no polarizada a relé comandada por alarma
- Rango de frecuencias: 1 MHz a 500 MHz
- Rango de potencias: 0 dBm a 50 dBm (1 mW a 100 W)
- Funcionamiento con señales moduladas: FM<sup>9</sup>, AM<sup>10</sup>, SSB<sup>11</sup> y CW<sup>12</sup>

---

8 Relación de ondas estacionarias.

9 Frecuencia modulada.

10 Amplitud modulada.

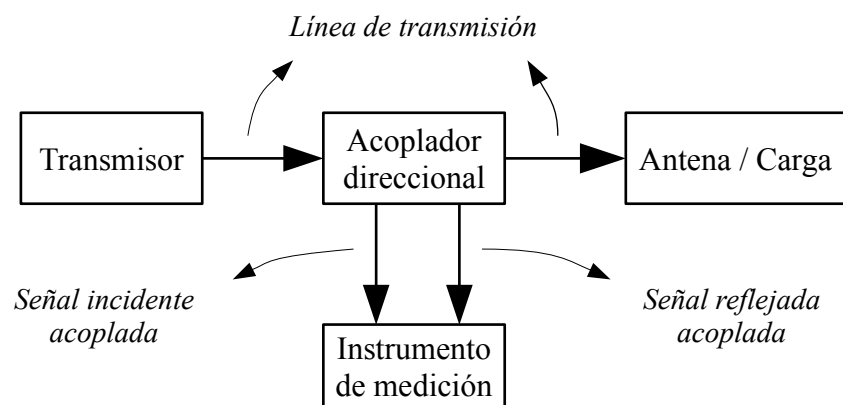
11 Del inglés, *single-sideband*: banda lateral única.

12 Del inglés, *continuous wave*: onda continua.

## 11.2. Diagramas de bloques

### 11.2.1. Diagrama de bloque del monitor de estación

El monitor de estación está formado por dos elementos claramente identificables. El primero de ellos, tal como se observa en la *Figura 1*, es el acoplador direccional. Su función es la de tomar muestras de las señales que circulan por la línea de transmisión. La señal que circula desde el transmisor hacia la antena o carga se llama señal incidente. La otra, que procede desde el puerto de la antena o carga hacia el transmisor, se llama señal reflejada.

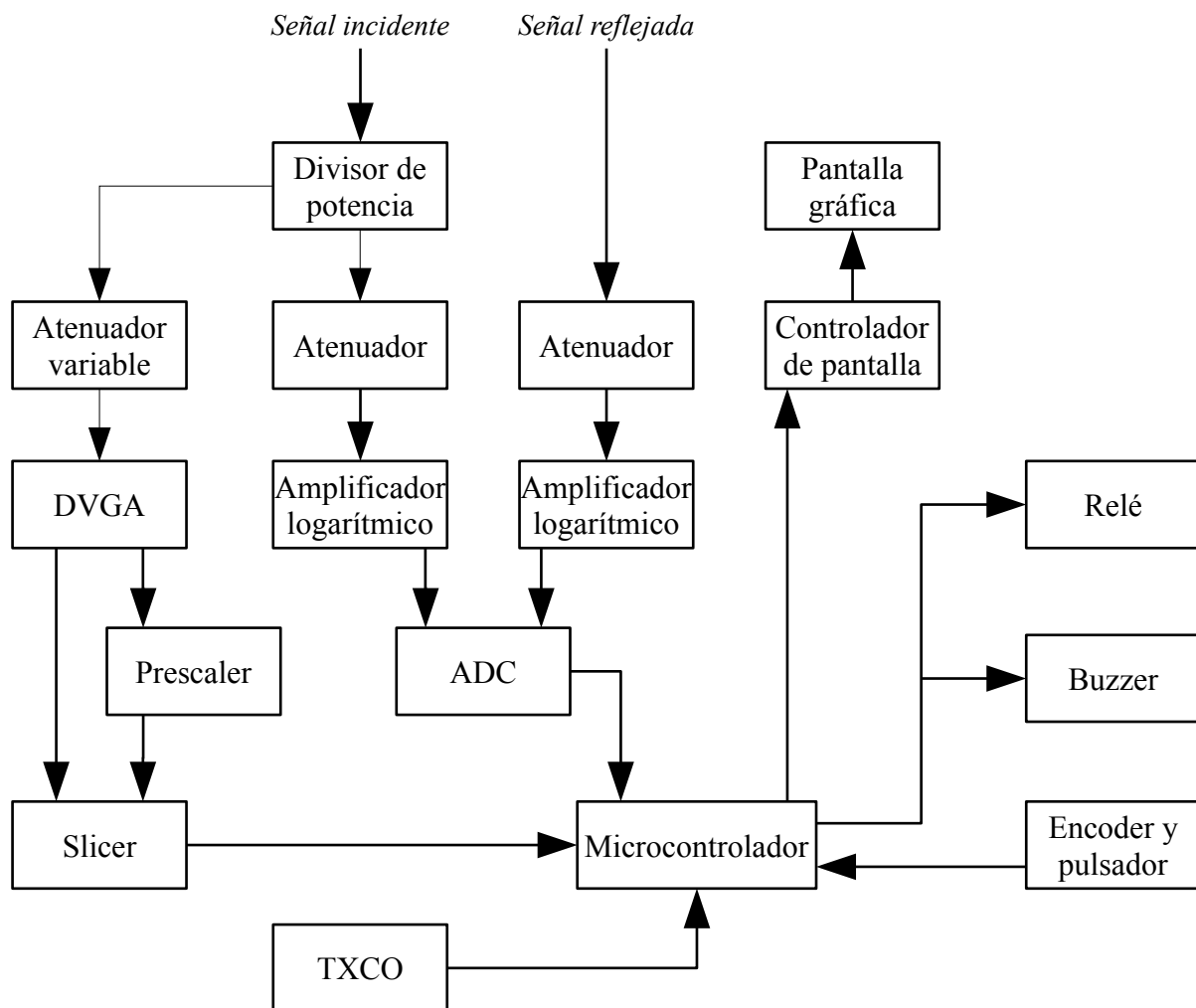


*Figura 1: diagrama de bloques del monitor de estación*

Una vez obtenidas las muestras de ambas señales, el acoplador direccional se las provee al instrumento de medición, segundo elemento del monitor de estación. En este caso, dicho dispositivo se encarga de acondicionar ambas señales, analizarlas y presentarle al usuario en la pantalla toda la información referente a ellas.

### 11.2.2. Diagrama de bloque del instrumento de medición

En la *Figura 2* se aprecia el diagrama de bloque del instrumento de medición.



*Figura 2: diagrama de bloques del instrumento de medición*

Las señales incidente y reflejada obtenidas de la línea de transmisión por el acoplador direccional ingresan al instrumento por sus puertos respectivos. La primera atraviesa un divisor de potencia que suministra de manera igualitaria la señal tanto al sector de medición de frecuencia como al de medición de potencia.

El bloque de atenuación variable, junto con el amplificador de ganancia variable digi-

talmente (DVGA, por sus siglas en inglés), proveen el acondicionamiento de la señal necesario para que pueda ser traducida a valores TTL<sup>13</sup> y puesta a disposición del microcontrolador. Éste se encarga de obtener su frecuencia tomando como patrón el oscilador compensado en temperatura (TXCO, por sus siglas en inglés). En el supuesto caso de que la frecuencia sea demasiado elevada para su análisis, la señal será dirigida por el *prescaler* previo a su conversión por el *slicer*.

Dejando de lado la separación de la señal incidente por el divisor de potencia, el camino que ésta debe realizar para la cuantificación de su potencia es el mismo que el realizado por la señal reflejada. El primer bloque que ambas señales deben atravesar es un atenuador, encargado de limitar la potencia de entrada. Luego, son suministradas a los amplificadores logarítmicos que traducen su nivel a una señal de tensión continua equivalente a su potencia en dBm. Ésta es finalmente digitalizada mediante un conversor analógico-digital y entregada al microcontrolador para su posterior tratamiento.

Los resultados obtenidos y demás información son presentados en una pantalla gráfica. La misma, junto con el encoder-pulsador y el *buzzer*, conforman la interfaz hombre-máquina, que permite al usuario interactuar con el dispositivo.

---

13 Del inglés, *transistor-transistor logic*: lógica transistor-transistor.

## 11.3. Acoplador direccional

### 11.3.1. Definición

El acoplador direccional es un dispositivo pasivo, de carácter recíproco, constituido por cuatro puertos. Idealmente, no presenta pérdidas y todos sus puertos poseen la misma impedancia (Mongia, Bahl, Bhartia & Hong, 2007). Su función es la de proveer una muestra de la señal circulante desde el puerto de entrada (*Puerto 1*) al de salida (*Puerto 2*), en el puerto acoplado (*Puerto 3*), mientras que el restante, llamado puerto aislado (*Puerto 4*), queda terminado con una impedancia igual a la característica del sistema.

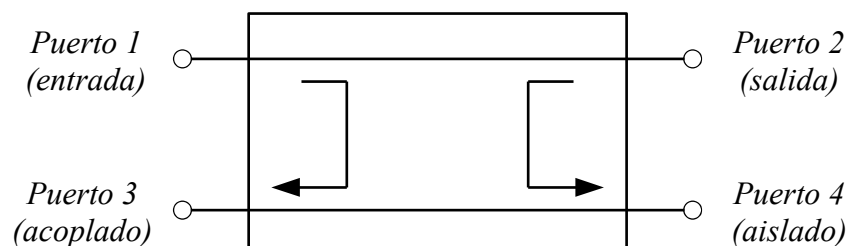


Figura 3: diagrama de acoplador direccional

Debido al gran ancho de banda que el instrumento de medición debe manejar, resulta imposible construir un solo acoplador direccional cuya respuesta en frecuencia sea constante o lineal en todo el rango. Esto llevó a la construcción de dos acopladores basados en paradigmas de diseño distintos.

El acoplador direccional que maneja las frecuencias comprendidas entre 100 MHz y 500 MHz se desarrolló utilizando la tecnología de microtira, mientras que el encargado de las frecuencias menores fue diseñado mediante el concepto de acoplador en tándem.

## 11.3.2. Teoría de funcionamiento

### 11.3.2.1. Acoplador direccional de microtira

El funcionamiento de los acopladores direccionales construidos con *microstrip*, o microtiras, están basados en las propiedades distribuidas de los circuitos de microondas.

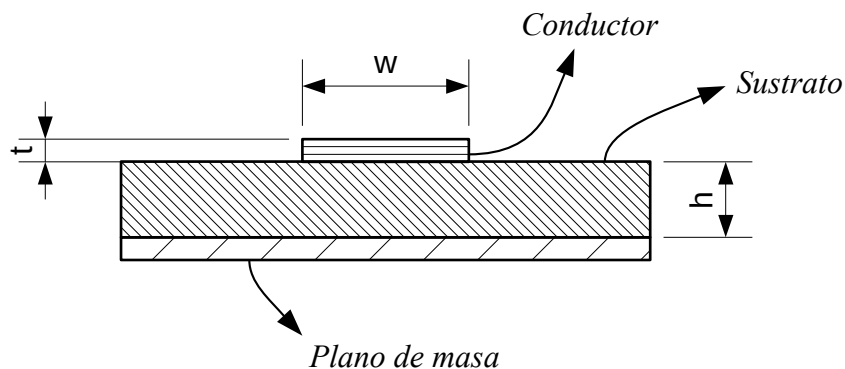


Figura 4: corte transversal de un PCB con microtira

En relación a la Figura 4, una microtira está formada por un sustrato con láminas conductoras en sus dos caras. La inferior de ellas suministra el plano de masa, o de referencia, para la señal que se desplaza por el conductor. Al tratarse de una línea de transmisión, la microtira tiene una cierta velocidad de propagación e impedancia característica. La última queda determinada por la permitividad relativa del sustrato ( $\epsilon_r$ ), su altura ( $h$ ), el espesor del conductor ( $t$ ) y su ancho ( $w$ ).

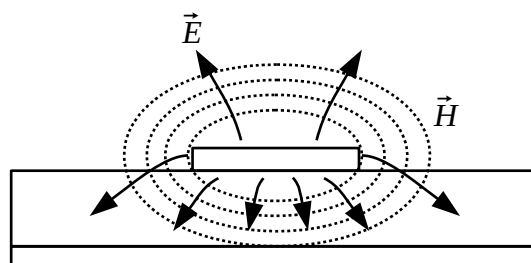


Figura 5: distribución de las líneas de campo  $E$  y  $H$  en la microtira

Cuando una señal viaja por la microtira, la distribución de las líneas del campo eléctrico  $\mathbf{E}$  y el campo magnético  $\mathbf{H}$  no son totalmente normales entre sí, tal como se aprecia en la *Figura 5*, consecuencia de la geometría de la línea de transmisión. Por esta razón, el modo de propagación de la señal de radiofrecuencia en la microtira se denomina cuasi TEM<sup>14</sup> (Neri Vela, 1999). Más aun, las líneas de ambos campos se extienden tanto por el sustrato de la placa como por el aire, ambos con diferentes permitividades eléctricas entre sí. Este escenario conlleva que la velocidad de propagación quede determinada por la siguiente ecuación:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (1)$$

donde,  $c$  es la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el vacío, y  $\epsilon_{ef}$  es la permitividad relativa efectiva del sustrato. Ésta es menor que la permitividad relativa debido a la configuración cuasi TEM y al hecho de existir dos medios distintos atravesados por las líneas de los campos.

Volviendo a la impedancia característica de la microtira, su ecuación de análisis viene dada por:

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left( \frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad (2)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \right) + 0,04 \left( 1 - \frac{w}{h} \right)^2 \quad (3)$$

donde,  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del sustrato. La *Ecuación (3)* es válida sólo para la condi-

14 Del inglés, *transverse electric and magnetic mode*: modo eléctrico y magnético transversal.

ción de que la razón entre el ancho de la microtira ( $w$ ) y la altura del sustrato ( $h$ ) sea mayor que la unidad, y que el espesor de la microtira sea cero. Para espesores reales debe calcularse previamente el espesor efectivo para luego introducirlo en la *Ecuación (3)*. El espesor efectivo viene dado por la *Ecuación (4)*, que considera que la razón previamente nombrada es mayor que 0,16.

$$w_{ef} = w + \frac{t}{\pi} h^2 \left( 1 + \ln \left( \frac{2h}{t} \right) \right) \quad (4)$$

El proceso de acople entre dos microtiras cercanas normalmente ocurre en las cercanías al cuarto de la longitud de onda de la señal circulante, o múltiplos de ésta. En sí este proceso se da gracias a la interacción de los campos entre la estructura principal (puertos de entrada y salida) y la secundaria (puertos acoplado y aislado) (Mongia, Bahl, Bhartia & Hong, 2007).

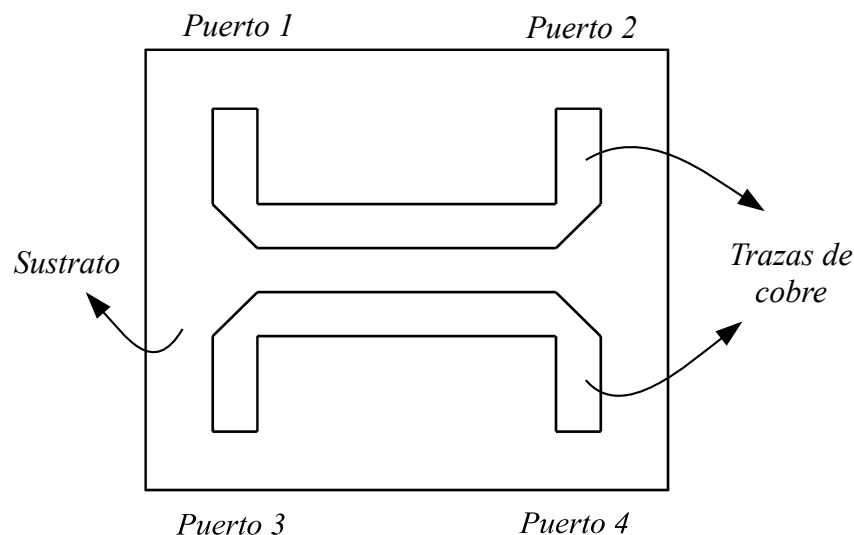


Figura 6: acoplador direccional de microstrip, vista superior

Por otro lado, cuando hablamos de direccionalidad en un acoplador de microtira, nos referimos a la característica que se da por el hecho de poseer dos puertos en su línea acopla-



da, uno en cada extremo. El puerto acoplado es aquel que recibe la mayor parte de la señal sensada, mientras que el aislado percibe sólo una pequeña fracción de ésta. En el supuesto caso que una nueva señal ingresase por el *Puerto 2* con sentido al *Puerto 1*, su muestra aparecería en el *Puerto 4* mientras que el *Puerto 3* sería, ahora, el aislado. Esto es resultado de su característica de reciprocidad.

### 11.3.2.2. Acoplador direccional doble de microtira

Cuando se desea analizar tanto la señal incidente en la carga como así también la reflejada por ésta utilizando un acoplador de microtira, es conveniente optar por un acoplador doble. Éste, tal cual lo indica su nombre, está formado por dos acopladores direccionales de microtiras cuyos respectivos puertos aislados están perfectamente terminados con cargas resistivas puras. Esto disminuye al máximo las reflexiones que pudieran existir de las señales muestra en los circuitos acoplados, lo que distorsionaría cualquier medición que se quisiese realizar.

La siguiente ilustración muestra el diagrama de un acoplador direccional doble.

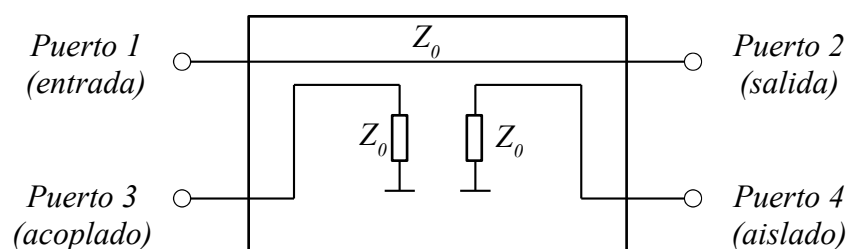


Figura 7: acoplador direccional doble de microstrip

### 11.3.2.3. Acoplador direccional en tándem

Cuando se quiere tomar muestras de señales de baja frecuencia, el acoplador de microtira deja de ser conveniente porque se torna dimensionalmente imposible de realizar. Esto

sucede ya que su tamaño viene dado por la longitud de onda con la que se trabaja. En este caso, se prefiere utilizar el acoplador direccional en tándem construido a partir de elementos concentrados (Grebenkemper, 1987).

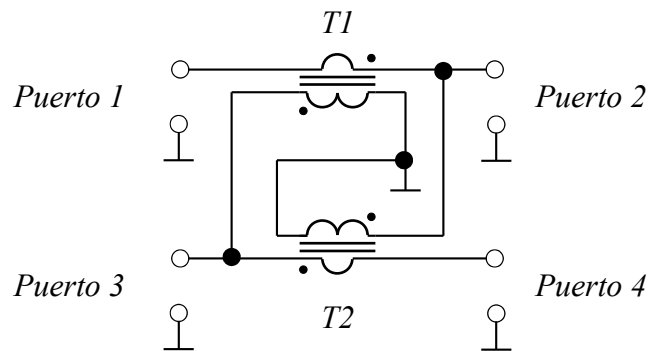


Figura 8: acoplador direccional en tándem

La Figura 8 muestra su esquema. Está constituido por dos transformadores toroidales con un primario y un secundario cada uno, respectivamente. Su operación parte del muestreo de la tensión y la corriente en la línea de transmisión principal, conectada, en este caso, en los puertos 1 y 2.

Para simplificar el análisis, nos guiaremos por la Figura 9 donde se observa un acoplador direccional en tándem con un generador de radiofrecuencia conectado en su puerto de entrada (P1). La impedancia de salida del generador ( $Z_g$ ) es de igual valor que las demás impedancias conectadas a los puertos restantes del acoplador, siendo todas ellas reales. Además, como el sistema es lineal, utilizaremos el principio de superposición para analizar por separado el efecto de la señal incidente (del puerto P1 al puerto P2) del de la señal reflejada (del puerto P2 al puerto P1), para luego combinar los resultados.

Cuando la señal de radiofrecuencia producida por el generador se desplaza desde P1 a P2, se establece una corriente en la línea principal, denotada como  $I_L$ . A su vez, en el primario

de T2 aparecerá un voltaje asociado a la línea,  $V_L$ . Nótese que la dirección de la flecha indica el sentido creciente del potencial eléctrico.

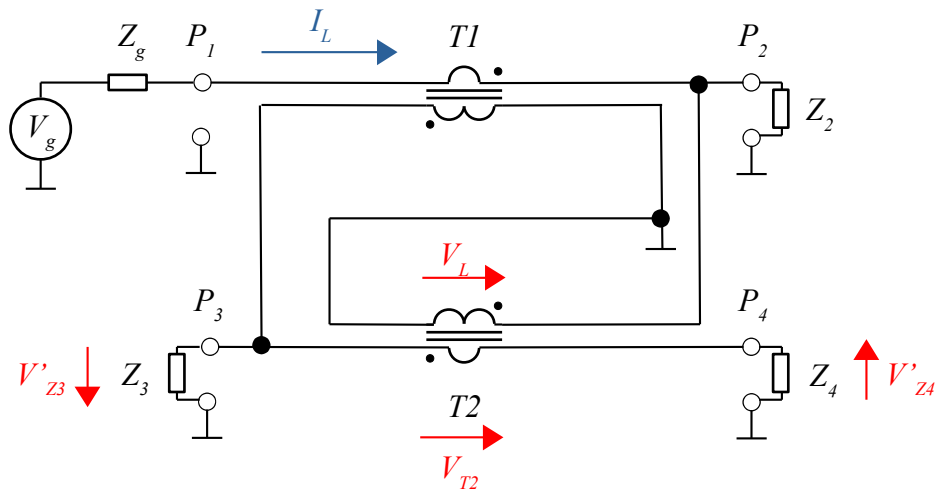


Figura 9: análisis de voltaje de la señal incidente

Como T2 actúa como un transformador de tensión, el voltaje inducido en su secundario,  $V_{T2}$ , será  $N$  veces menor que  $V_L$ , donde  $N$  es la relación de transformación.

$$V_{T2} = \frac{V_L}{N} \tag{5}$$

Por otro lado, las impedancias  $Z_3$  y  $Z_4$  están en serie, por lo que la caída de tensión entre sus terminales será igual, opuesta y de la mitad de  $V_{T2}$ . En cuanto al efecto de secundario de  $T_1$ , lo consideramos como un circuito abierto ya que su impedancia es mucho más grande que la de  $Z_3$  y  $Z_4$ .

$$V'_{z3} = \frac{-V_L}{2N} \quad \text{y} \quad V'_{z4} = \frac{V_L}{2N} \tag{6}$$

El transformador restante  $T_1$  se comporta como un transformador de corriente. Aquella

que circule por su primario será reducida  $N$  veces en su secundario, siendo  $N$  la relación de transformación.

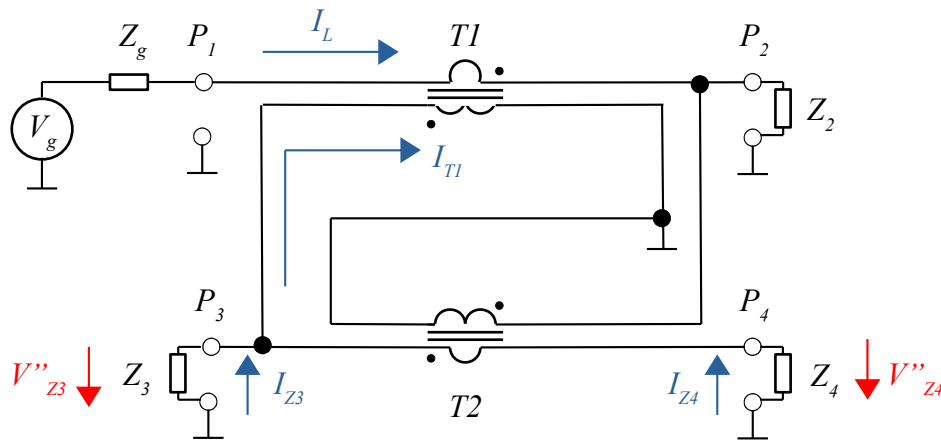


Figura 10: análisis de corriente de la señal incidente

Ahora, siguiendo la Figura 10, tenemos:

$$I_{T1} = \frac{I_L}{N} \tag{7}$$

donde,  $I_{T1}$  es la corriente del secundario del transformador T1. Bajo este nuevo escenario, las impedancias  $Z3$  y  $Z4$  ahora están en paralelo, y sus corrientes  $I_{Z3}$  e  $I_{Z4}$  serán de igual magnitud y la mitad de  $I_{T1}$ .

$$I_{Z3} = \frac{-I_{T1}}{2} \quad \text{y} \quad I_{Z4} = \frac{-I_{T1}}{2} \tag{8}$$

Todo esto genera que las caídas de tensión  $V''_{Z3}$  y  $V''_{Z4}$  debido a las corrientes  $I_{Z3}$  e  $I_{Z4}$  sean de igual valor y sentido. La relación entre estas variables viene dada por sus impedancias asociadas.

$$V''_{z3} = I_{z3} Z_3 \quad y \quad V''_{z4} = I_{z4} Z_4 \quad (9)$$

Para estar en condiciones de sumar las caídas de tensión en  $Z_3$  y  $Z_4$  y, así, obtener el voltaje total, debemos encontrar la manera de vincular las ecuaciones (6) y (9). La impedancia característica del sistema de transmisión,  $Z_0$ , se la supuso igual que las demás impedancias en juego. Entonces, la relación entre el voltaje de línea y la corriente de línea es:

$$I_L = \frac{V_L}{Z_0} \quad (10)$$

Reemplazando en la Ecuación (7),

$$I_{T1} = \frac{I_L}{N} = \frac{V_L}{N Z_0} \quad (11)$$

lo que permite reescribir la Ecuación (8) como:

$$I_{z3} = \frac{-I_{T1}}{2} = \frac{-V_L}{2 N Z_0} \quad y \quad I_{z4} = \frac{-I_{T1}}{2} = \frac{-V_L}{2 N Z_0} \quad (12)$$

y, finalmente, expresar las caídas de tensión de las impedancias  $Z_3$  y  $Z_4$  como:

$$V''_{z3} = I_{z3} Z_3 = \frac{-V_L Z_3}{2 N Z_0} = \frac{-V_L}{2 N} \quad y \quad V''_{z4} = I_{z4} Z_4 = \frac{-V_L Z_4}{2 N Z_0} = \frac{-V_L}{2 N} \quad (13)$$

Sumando 6 y 13, tenemos para  $Z_3$ :

$$V'_{z3} + V''_{z3} = \frac{-V_L}{2N} + \frac{-V_L}{2N} = \frac{-V_L}{N} \quad (14)$$

y para  $Z_4$ :

$$V'_{z4} + V''_{z4} = \frac{V_L}{2N} + \frac{-V_L}{2N} = 0 \tag{15}$$

La Ecuación (14) implica que sobre el puerto P3, donde está conectada la impedancia  $Z_3$ , aparecerá un voltaje proporcional a la señal incidente, que se propaga desde el puerto P1 al puerto P2, y estará desfasado  $180^\circ$  respecto de ésta. Mientras que la Ecuación (15) denota que en el puerto P4 no habrá efecto alguno de esta señal.

En el caso de la señal reflejada que viaja desde el puerto P2 hacia el puerto P1, el análisis es exactamente igual. Partiendo de la Figura 11, se arriba a ecuaciones similares a las ya halladas.

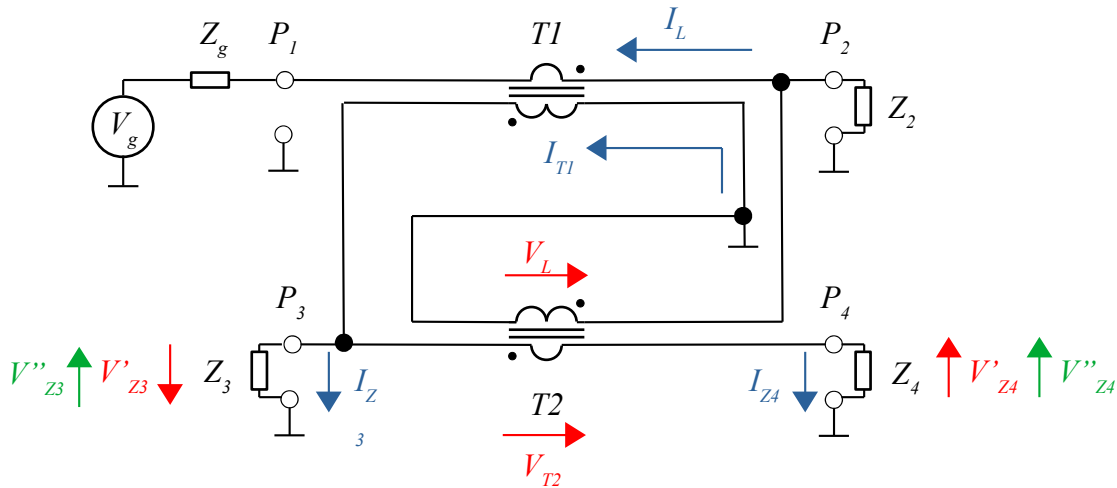


Figura 11: análisis de la señal reflejada

Es válido aclarar que el efecto de la señal de la onda reflejada sobre las impedancias  $Z_3$  y  $Z_4$  a través de T2 sigue siendo el mismo que en el caso anterior. Solamente el sentido de las caídas de tensión debido a la corriente  $I_{T1}$  es lo que cambia. Esto genera que ahora obten-

gamos sobre  $Z_3$ :

$$V'_{Z_3} + V''_{Z_3} = 0 \quad (16)$$

mientras que entre los terminales de  $Z_4$  tendremos:

$$V'_{Z_4} + V''_{Z_4} = \frac{-V_L}{N} \quad (17)$$

lo cual nos lleva a concluir que en el puerto P4 aparecerá una tensión proporcional a la señal reflejada, mientras que en el puerto P3 no habrá manifestación alguna.

### 11.3.3. Características del acoplador direccional

El análisis de las propiedades del acoplador direccional se basa en el tratamiento del dispositivo utilizando los parámetros de dispersión. Estos parámetros consideran al acoplador como una caja negra con puertos de entrada y salida sobre los que inciden y se reflejan señales de tensión. La relación que existe entre las señales incidente y reflejada de cada puerto se denomina coeficiente de reflexión y está representado por un número complejo (Mongia, Bahl, Bhartia & Hong, 2007).

La matriz de dispersión está formada por todos los coeficientes de reflexión asociados al acoplador direccional. Teniendo en cuenta que una señal entrante (o incidente) al puerto  $n$  genera señales salientes (o reflejadas) de los puertos  $1, 2, 3... n-1$ , la matriz queda definida con una dimensión  $n \times n$ . Como ambos acopladores direccionales poseen cuatro puertos cada uno, sus respectivas matrices de dispersión asociadas son de dimensión  $4 \times 4$ .

$$S_{AD} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (18)$$

La matriz  $S_{AD}$  cumple con la propiedad de ser igual a su transpuesta debido al carácter recíproco de los acopladores, es decir, a la posibilidad de intercambiar los puertos de entrada y salida de la señal a monitorear.

$$S_{AD} = S_{AD}^T \quad (19)$$

Partiendo de la nomenclatura utilizada en la *Figura 3*, para una señal de potencia  $P_1$



incidente en el *Puerto 1*, y señales de potencia  $P_2$ ,  $P_3$  y  $P_4$ , salientes del *Puerto 2*, del *Puerto 3* y del *Puerto 4*, respectivamente, se definen los siguientes valores.

### 11.3.3.1. Pérdida por inserción

La pérdida por inserción (IL, por sus siglas en inglés) representa la atenuación de la señal sobre la traza principal. En otras palabras, cuánto más pequeña es la señal de salida por el *Puerto 2* respecto de la entrante por el *Puerto 1*. Por lo general, cuanto más próxima a cero sea, mejor.

$$IL = -10 * \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) = -20 * \log(|S_{21}|) \quad (20)$$

### 11.3.3.2. Aislamiento

El aislamiento (I, por su grafema en inglés) nos proporciona información sobre cuánta potencia de la señal que ingresa por el *Puerto 1* se manifiesta sobre el puerto aislado. Si bien la teoría indica que esta potencia debería ser nula, en la práctica siempre existe un valor distinto de cero, por lo que cuanto más pequeño sea el valor de aislamiento, mejor.

$$I = -10 * \log\left(\frac{P_4}{P_1}\right) = -20 * \log(|S_{41}|) \quad (21)$$

### 11.3.3.3. Acoplamiento

El valor de acoplamiento (C, por su grafema en inglés) nos brinda la relación de atenuación de la señal incidente en el puerto 1 respecto a la recuperada en el puerto 3. Es decir,

qué tan grande es la disminución de la potencia de la señal de muestra respecto de la original. Su valor final va a depender de las condiciones del circuito donde se implemente el acoplador direccional.

$$C = -10 * \log\left(\frac{P_3}{P_1}\right) = -20 * \log(|S_{31}|) \quad (22)$$

#### 11.3.3.4. Direccionalidad

La direccionalidad (D, por su grafema en inglés) relaciona las potencias salientes por el puerto acoplado y el aislado, producto de la señal incidente en el *Puerto 1*. Idealmente, la direccionalidad debe ser total, es decir, la señal acoplada únicamente debe aparecer en el puerto acoplado. Sin embargo, como la aislación es un valor finito, la direccionalidad también lo será.

$$D = 10 * \log\left(\frac{P_3}{P_4}\right) = 20 * \log\left(\frac{|S_{31}|}{|S_{41}|}\right) \quad (23)$$

#### 11.3.3.5. Pérdida por retorno

La pérdida por retorno (RL, por sus siglas en inglés) nos indica el nivel de adaptación de impedancia de un puerto en particular respecto de la impedancia característica del sistema. Cuanto más pequeño sea, mejor adaptación existirá.

$$RL = -20 * \log(|S_{nn}|); \quad n = 1, 2, 3, 4; \quad (24)$$

### **11.3.3.6. Relación de ondas estacionarias de voltaje**

Otra manera de mostrar el mismo concepto de desadaptación de impedancia es utilizando la relación de ondas estacionarias de voltaje, una medida más conocida en el ámbito de la radioafición.

$$ROE = \frac{1 + 10^{\frac{-RL}{20}}}{1 - 10^{\frac{-RL}{20}}} \quad (25)$$

## 11.3.4. Desarrollo del acoplador direccional doble

### 11.3.4.1. Diseño y simulación por computadora

El diseño del acoplador direccional doble de microtira se llevó a cabo íntegramente de manera computarizada. Se recurrió al uso del software libre QucsStudio<sup>15</sup> 2.5.7 que permite la simulación de circuitos electrónicos y de radiofrecuencia.

Tal como se definió en la sección de requerimientos solicitados, el doble acoplador direccional debe presentar un ancho de banda de 400 MHz. Sus límites inferior y superior de frecuencia deben ser 100 MHz y 500 MHz, respectivamente, mientras que la potencia mínima y máxima a ser muestreada debe estar comprendida entre los 0 dBm y los 50 dBm.

Si bien idealmente las tres secciones de microtiras que forman la traza principal y las dos acopladas deben poseer una longitud igual al cuarto de onda de la frecuencia central del ancho de banda, en la práctica esto resultaría en un PCB dimensionalmente muy grande y poco práctico para el desarrollo de un dispositivo compacto de laboratorio.

Por tal motivo, se decidió elaborar el doble acoplador reduciendo sus dimensiones físicas en desmedro de su factor de acople. Si bien *a priori* esto podría verse como una desventaja, el hecho es que dado el amplio margen de potencia a manejar y el alto rango dinámico de la etapa de sensado, hacen que dicha solución sea totalmente viable.

A su vez, se tuvo en cuenta que las dimensiones finales del PCB fueran tales que la placa pudiese ser alojada en una caja de aluminio de 100 mm de lado y 70 mm de alto, a los fines de blindar por completo el acoplador y evitar interferencias con el medio.

---

<sup>15</sup> QucsStudio 2.5.7, de Michael Margraf (DD6UM): <http://dd6um.darc.de/QucsStudio/qucsstudio.html>

Teniendo en cuenta todo esto, se procedió a ingresar los valores en el programa de simulación, donde cada traza, cada esquina y cada puerto se define como un bloque de propiedades características particulares. En la *Figura 12* puede verse detallado el circuito eléctrico para un solo acoplador direccional. El diseño final implementado físicamente consistió de dos acopladores idénticos para formar un acoplador doble.

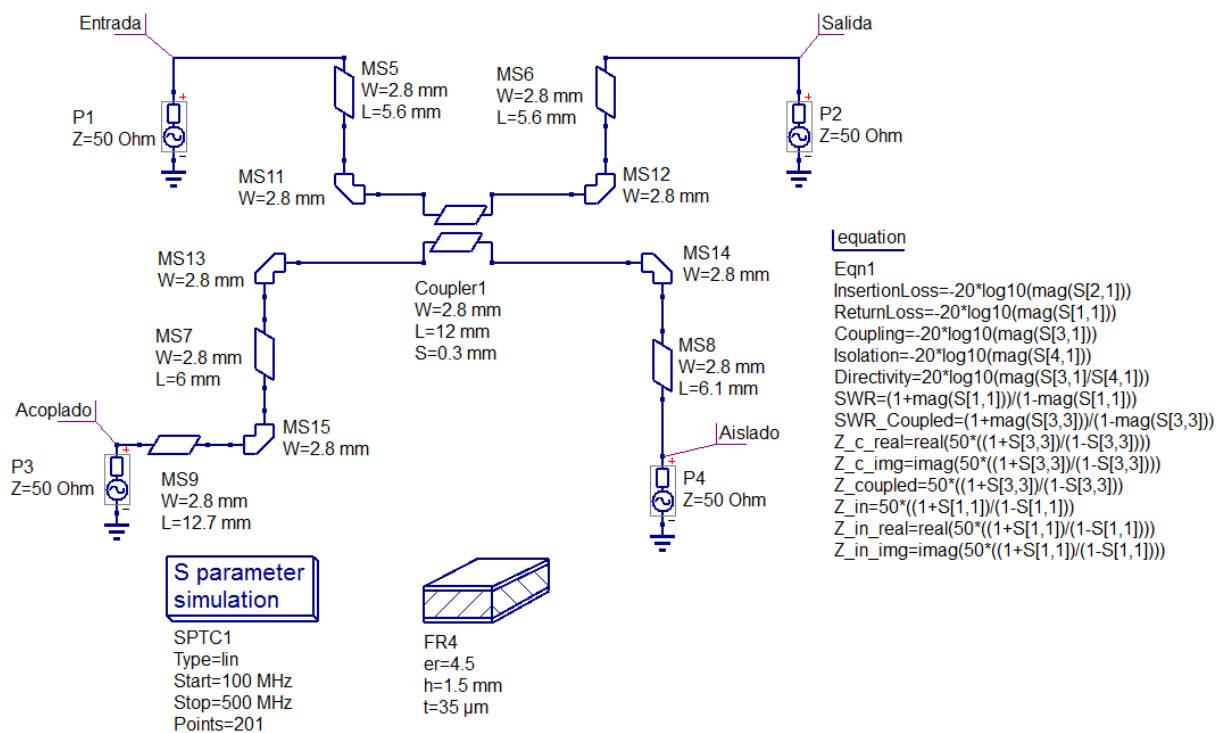


Figura 12: circuito propuesto a simular del acoplador direccional doble de microtira

Además de las especificaciones de ancho, largo y separación para los distintos bloques de trazas, esquinas y del propio acoplador, el programa requiere que se detalle las características físicas del sustrato que compone la placa. El bloque de nombre FR4 las explicita, apreciándose una permitividad relativa de 4,5, un espesor de 1,5 mm y un grosor de traza conductora de 35 μm.

Con todos estos datos a consideración, el usuario debe proporcionarle al software el

tipo de simulación a realizar. Para nuestro caso, y tal como se aprecia en el bloque de simulación, realizamos un barrido en frecuencia desde 100 MHz hasta 500 MHz para determinar los parámetros de dispersión del circuito. A su vez, le pediremos al programa que dicho barrido sea lineal y con saltos de a 2 MHz, lo cual nos da un total de doscientas y una frecuencias de cálculo.

#### **11.3.4.2. Resultado del análisis del circuito propuesto**

Luego de la simulación, los datos obtenidos pueden ser presentados en una amplia variedad de recursos gráficos. A su vez, y todavía más conveniente, el programa permite la inclusión de fórmulas matemáticas que se ejecutan en su kernel de GNU Octave<sup>16</sup>, logrando un completo análisis de los resultados.

Las ecuaciones a incluir en nuestro caso son las mismas que fueron definidas en la *sección 13.3*, más el agregado de las necesarias para transformar los parámetros de dispersión del puerto de entrada y del acoplado a sus respectivas impedancias.

En la *Figura 13* podemos ver graficadas las principales características del acoplador direccional. Es fácil notar la alinealidad existente en ellas y el desplazamiento hacia las altas frecuencias, debido a la utilización de longitudes de trazas menores a las recomendadas. A modo de comparación, la *Figura 14* ofrece una representación típica para un acoplador direccional de un cuarto de onda.

---

<sup>16</sup> GNU Octave es un software libre para realizar cálculos numéricos, equivalente a MATLAB.

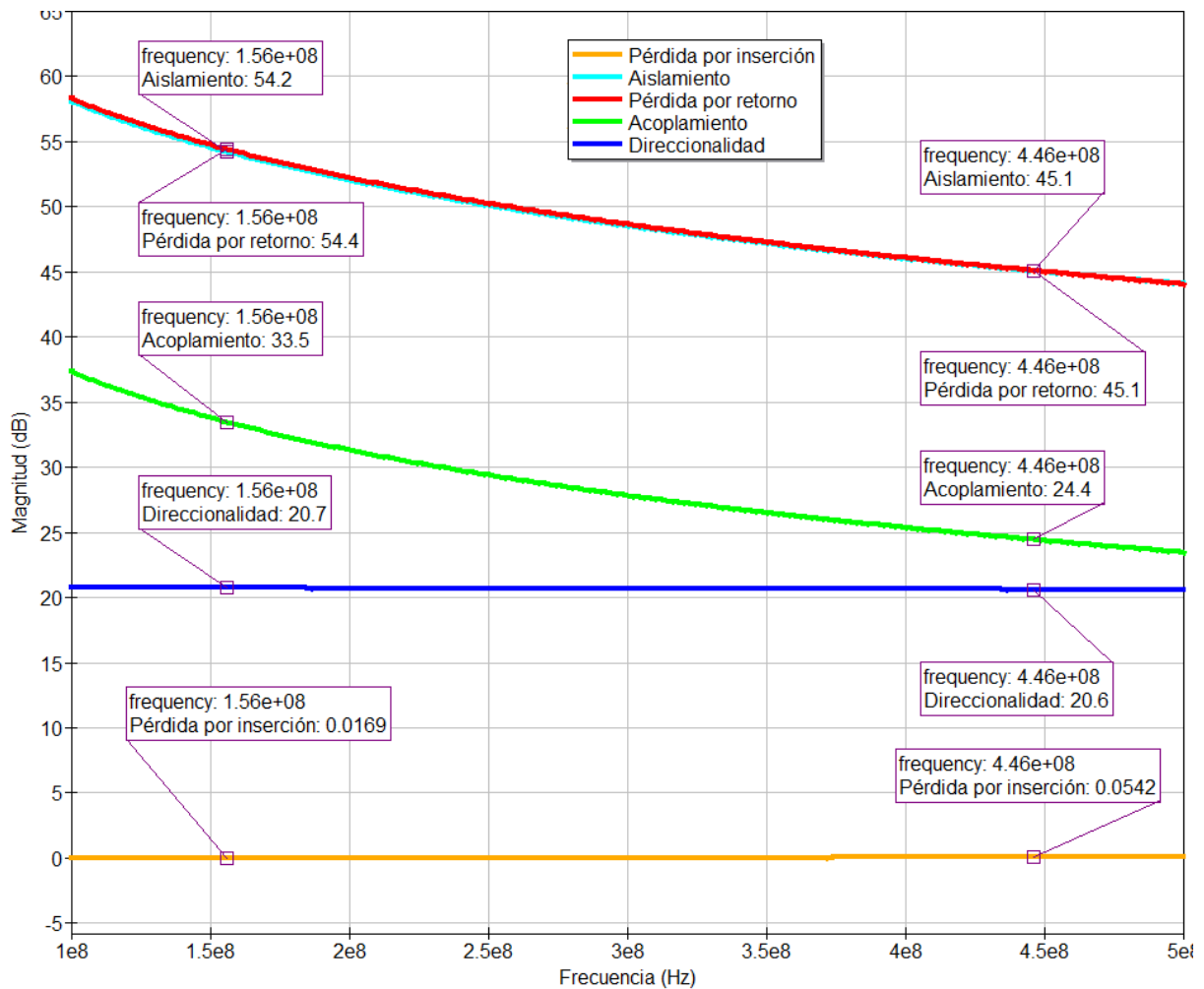


Figura 13: curvas características del acoplador direccional propuesto

Continuando con el análisis de las curvas obtenidas, y en función de los equipos transceptores con los que se pretende usar el acoplador, se torna necesario realizar una separación de bandas de frecuencias. Esto responde al hecho de que los transceptores trabajan en rangos de frecuencias determinadas, por lo que resulta conveniente efectuar el análisis en estas frecuencias. Por un lado, llamaremos banda de VHF a la comprendida entre 136 MHz y 174 MHz, y banda de UHF a la comprendida entre 420 MHz y 470 MHz.

Los marcadores sobre las curvas de la *Figura 13* están posicionados sobre la frecuencia media de cada banda, esto es, 156 MHz para VHF y 446 MHz para UHF. De esta forma,

podemos ver que tanto la pérdida por retorno, la direccionalidad, el acoplamiento y la aislación disminuyen a medida que aumenta la frecuencia, en contraposición a la pérdida por inserción que aumenta. En la *Tabla 4* se presentan los valores contemplados en dichos marcadores.

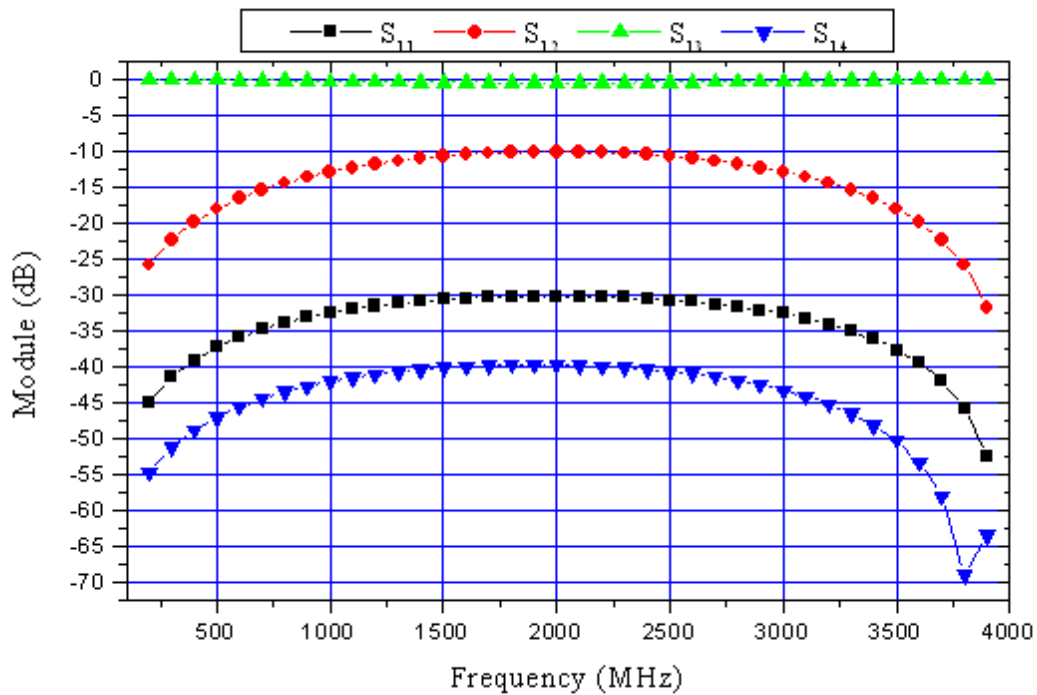


Figura 14: curvas S típicas de un acoplador direccional de cuarto de onda (Aliane, Benahmed, Benabdallah, Bekri & Meriah, 2012)

Tabla 4: características del acoplador direccional propuesto en los centros de las bandas de frecuencia

Característica	VHF @ 156 MHz (dB)	UHF @ 446 MHz (dB)
Pérdida por inserción	0,02	0,05
Pérdida por retorno	54,4	45,1
Acople	33,5	24,4
Direccionalidad	20,7	20,6
Aislación	54,2	45,1



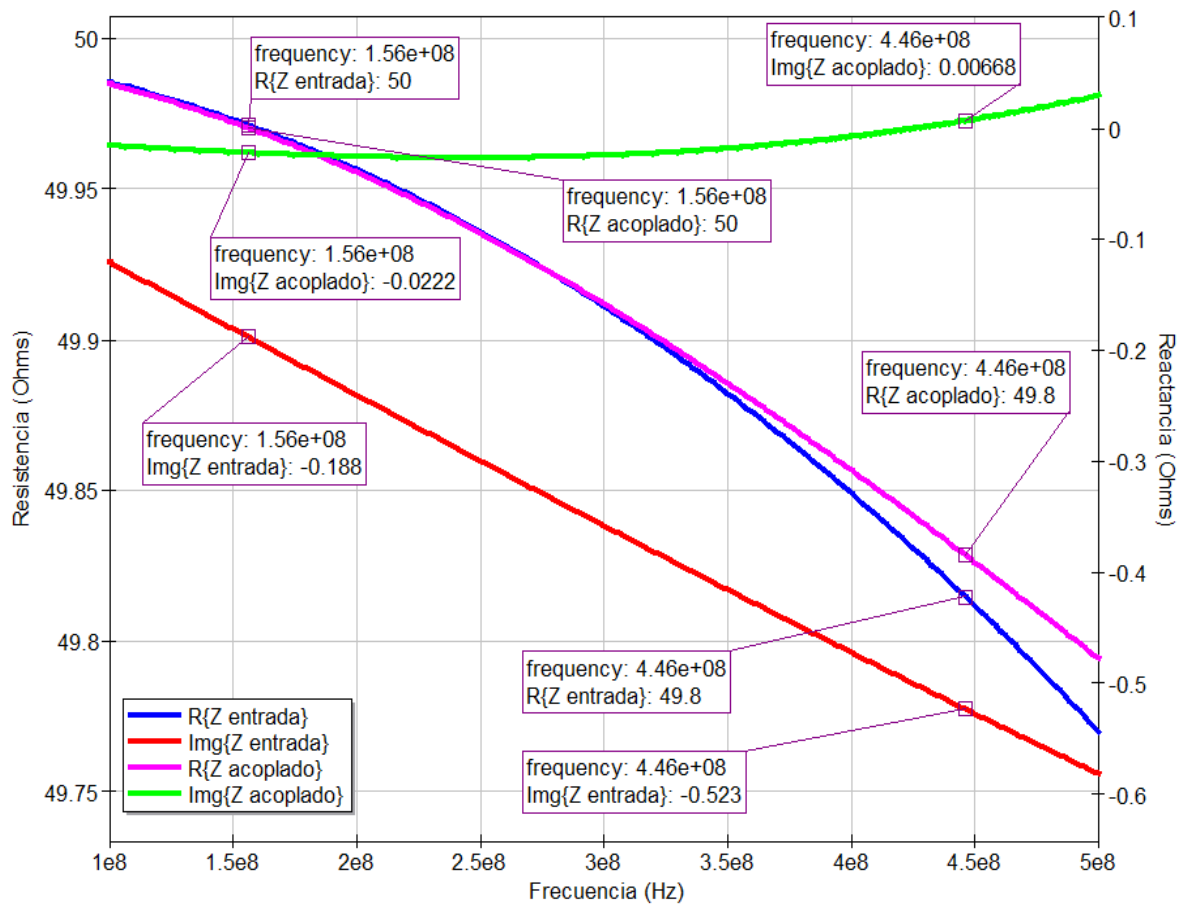


Figura 15: impedancia del puerto de entrada y del puerto acoplado

Para completar la simulación, se presentan en las figuras 15 y 16 las curvas de impedancia compleja y relación de ondas estacionarias de voltaje, respectivamente. Recordando que la impedancia característica requerida era de  $50 \Omega$ , podemos determinar que tanto el puerto de entrada como el acoplado ciertamente rondan este valor, a pesar de contar con una leve característica reactiva.

Esta pequeña discrepancia, función de la frecuencia, genera un incremento de la relación de ondas estacionarias, tal se aprecia en la Figura 16. De todas maneras, estos valores son completamente aceptables ya que suponen un ROE despreciable.

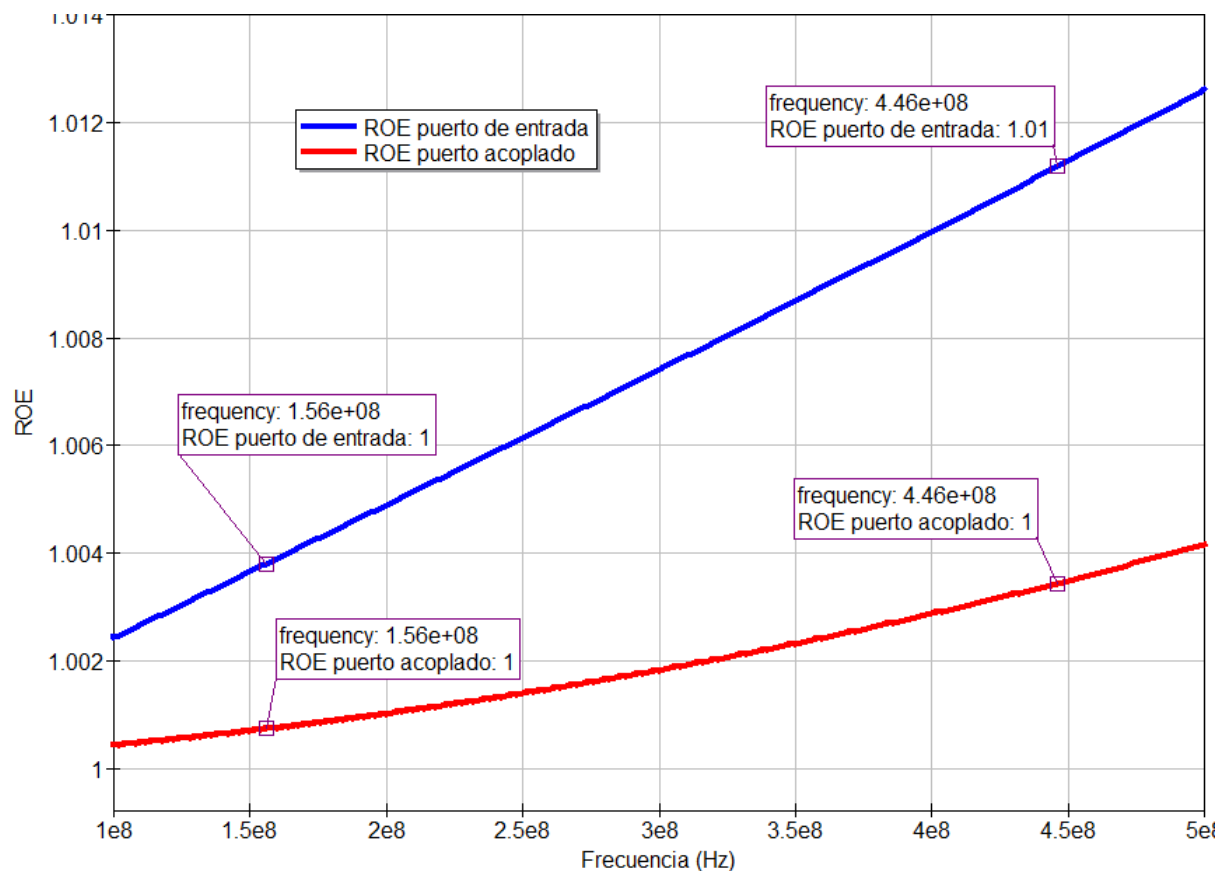


Figura 16: relación de ondas estacionarias en el puerto de entrada y el puerto acoplado

### 11.3.4.3. Diseño de PCB y simulación por Método de los Momentos

Una vez cerciorada la teoría, se dio paso al diseño del circuito mediante el software libre KiCad<sup>17</sup> EDA 4.0.6 para la posterior confección del PCB. La *Figura 17* muestra el circuito esquemático del acoplador direccional doble de microtira. En ella puede apreciarse el uso de terminaciones resistivas de  $49,9 \Omega$  en las líneas acopladas, en concordancia con la impedancia característica de las trazas acopladas.

<sup>17</sup> Sitio web: <http://kicad-pcb.org/>

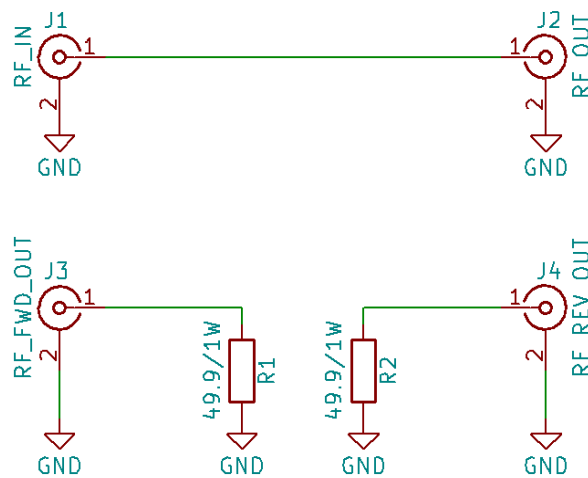


Figura 17: circuito esquemático del acoplador direccional doble de microstrip

La Figura 18 presenta el diseño del PCB renderizado tridimensionalmente. Nótese la multiplicidad de vías conectando los planos de masa de la capa de cobre superior e inferior. Su gran diámetro a lo igual que su gran número permiten disminuir la inductancia serie que presentan ante las señales de radiofrecuencia, asegurando un excelente camino de baja impedancia (Bowick, 2008).

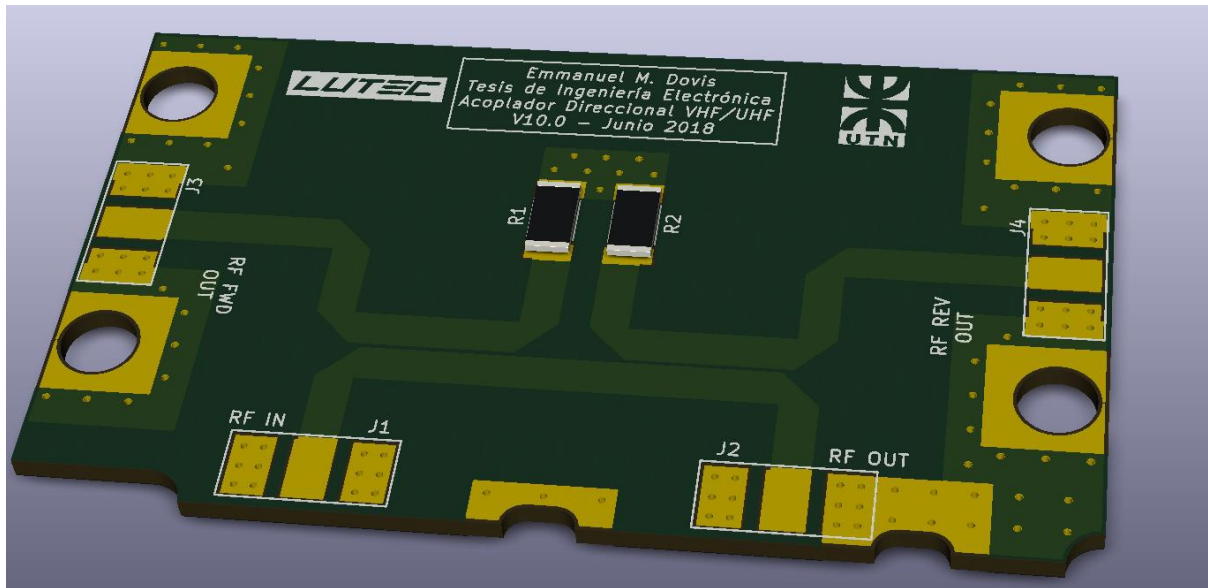


Figura 18: renderizado 3D del acoplador direccional doble

Previo a la realización del PCB, se cargó el diseño de la *Figura 18* en el software Advance Design System<sup>18</sup> 2011.05, de Keysight EESof EDA, para realizar una evaluación mediante el método de los momentos (MoM).

Este análisis se diferencia del llevado a cabo con QucsStudio en que es más exacto y, sobretodo, más real. Mientras que en QucsStudio se realizó un estudio partiendo de objetos de microtiras conectados en cascada, no se contemplaba la interacción entre aquellos que no estaban conectados directamente.

En el caso de ADS 2011.05, el programa realiza una segmentación del circuito del PCB y efectúa el análisis de interacción de cada elemento con sus alrededores inmediatos y también con todos los demás. Para ello, soluciona las ecuaciones de Maxwell que describen el comportamiento de las ondas electromagnéticas, basándose en el método de los momentos en

<sup>18</sup> Sitio web: <https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?nid=-34346.0.00&cc=AR&lc=spa>

el dominio de la frecuencia (Gibson, 2008).

La Figura 19 muestra la respuesta en frecuencia arrojada por el análisis. Los valores de los marcadores se detallan en la Tabla 5 a continuación.

Tabla 5: resumen de marcadores de la ilustración 19

Característica	Marcador	VHF @ 156 MHz (dB)	Marcador	UHF @ 446 MHz
Pérdida por retorno	m2	36,85	m6	28,51
Pérdida por inserción	m4	0,027	m8	0,10
Acoplamiento	m3	32,54	m7	23,37
Aislación	m1	57,12	m5	48,28

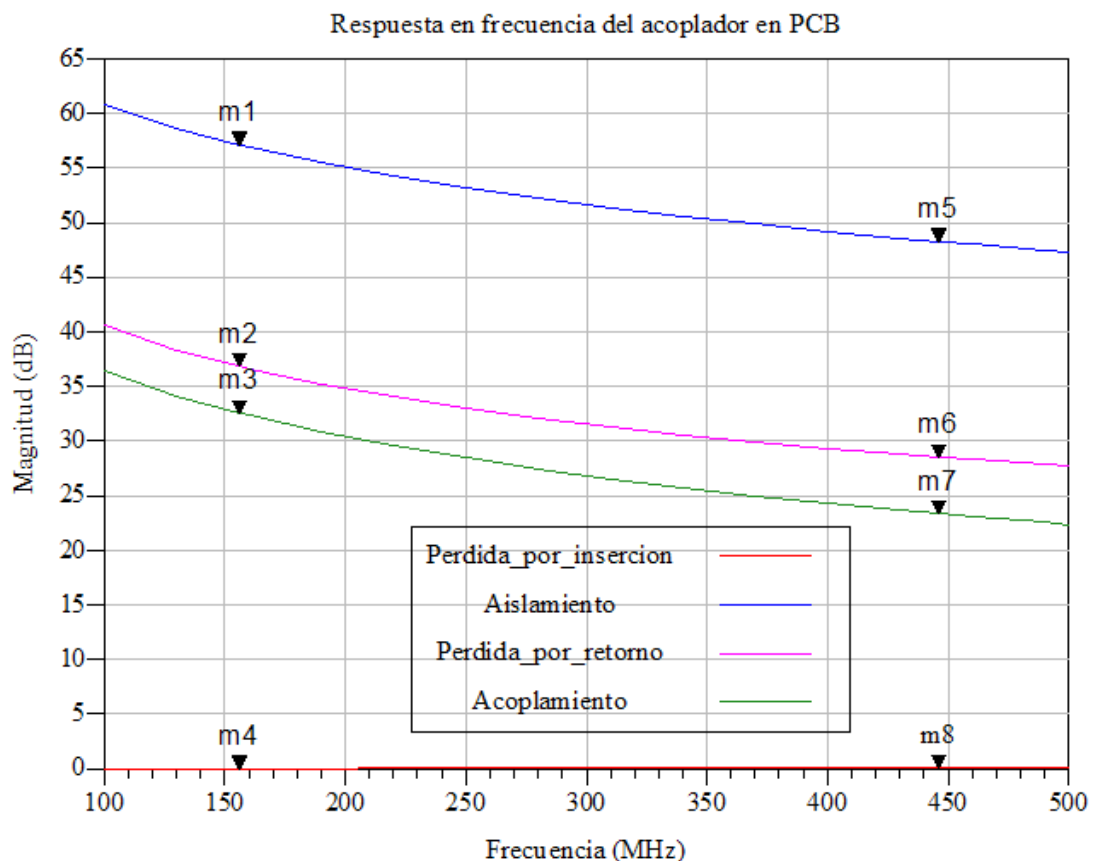


Figura 19: resultados de la simulación del PCB por MoM

Comparando los resultados de ambos programas de análisis se puede ver la similitud

en los resultados. La única discrepancia considerable la hallamos en la pérdida por retorno. En el caso del estudio bajo QucsStudio, en ambas bandas de frecuencia las pérdidas son mayores a 45 dB. En cuanto al realizado por ADS 2011.05, están por debajo de los 37 dB. En otras palabras, el acoplador presenta más pérdida por retorno en el análisis hecho por ADS que por QucsStudio.

Como el circuito simulado ya constituye un acoplador doble, se llevaron a cabo, además, una serie de análisis que permiten obtener más información. Puntualmente, se simuló la direccionalidad no sólo de cada acoplador, sino también la global. Como cada acoplador individual se encargará de brindar una señal distinta, se analizó la direccionalidad entre el puerto que proporciona la señal incidente y el que otorga la señal reflejada, esto es, la direccionalidad del acoplador doble en sí. La *Figura 20* muestra los resultados.

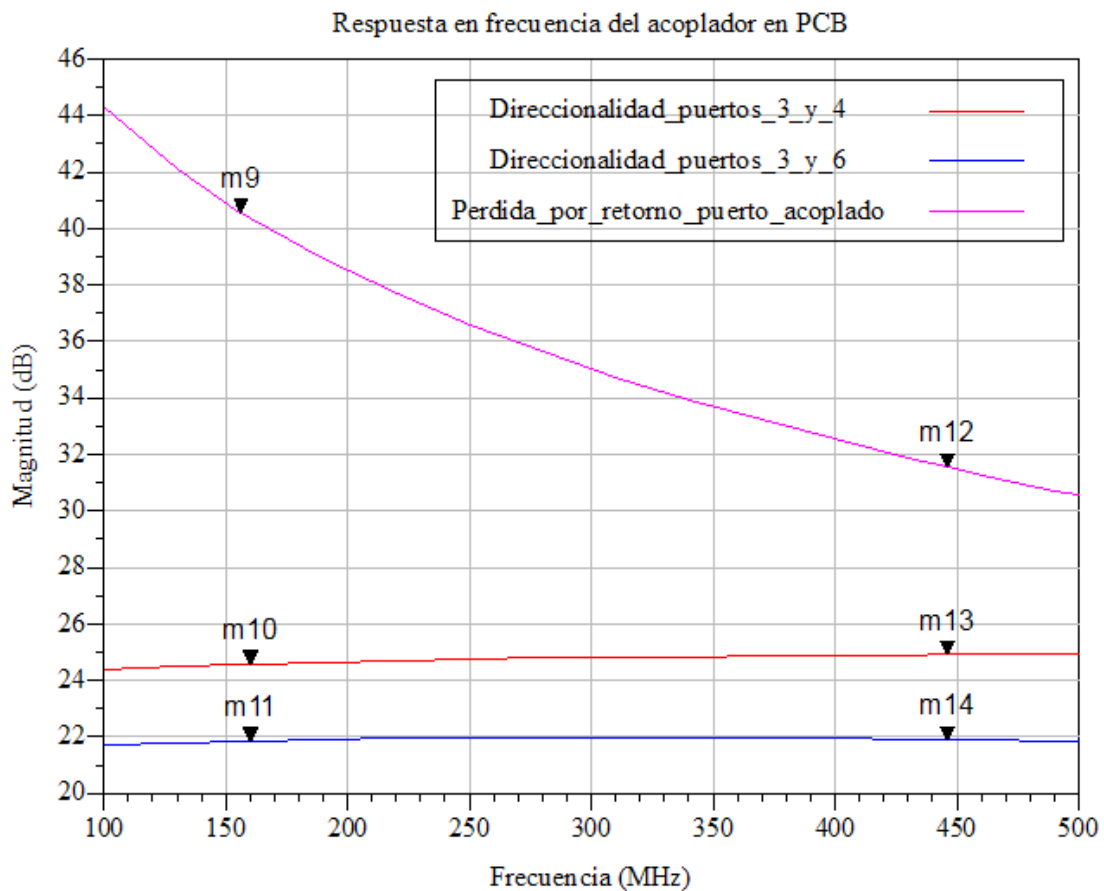


Figura 20: resultados de la simulación del PCB por MoM (cont.)

La información detallada de los valores de los marcadores en la *Figura 20* se pueden encontrar en la *Tabla 6*. Nótese que además se incluyó el estudio de la pérdida por retorno del puerto acoplado.

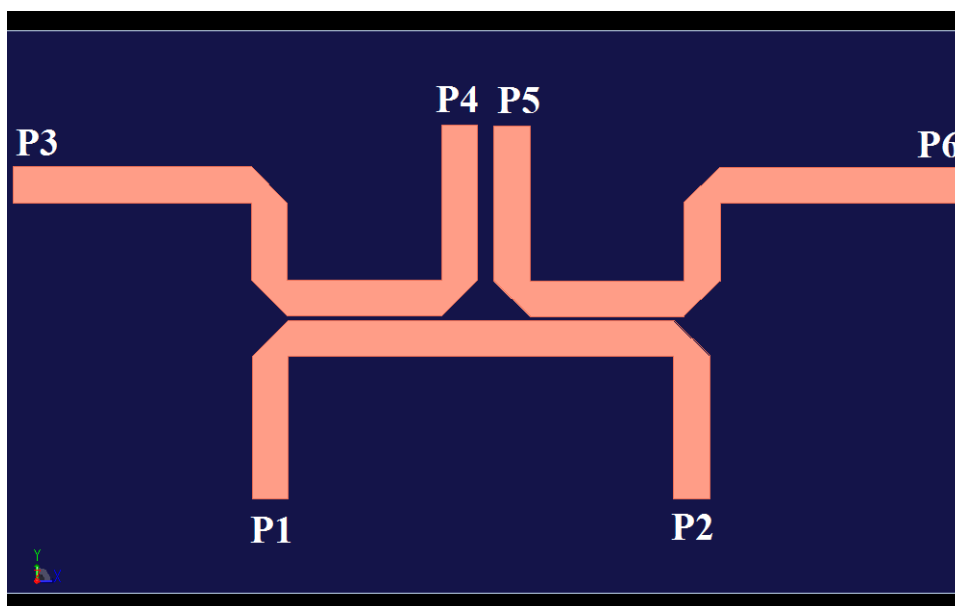
Por último, el software ADS 2011.05 nos ofrece una herramienta visual de análisis muy útil e importante: el mapeo de la fuerza del campo magnético en el circuito. Visualizar esta magnitud sobre el PCB nos permite ver a simple vista la direccionalidad del acoplador doble en función de la frecuencia. Las imágenes a continuación evidencian lo aquí expresado.

Tabla 6: resumen de marcadores de la ilustración 20

Característica	Marcador	VHF @ 156 MHz (dB)	Marcador	UHF @ 446 MHz
Pérdida por	m9	40,57	m12	31,56

retorno puerto acoplado				
Direccionalidad del acoplador individual	m10	24,59	m13	24,91
Direccionalidad del acoplador doble	m11	21,86	m14	21,90

Tomando la *Figura 21* como referencia para los puertos del acoplador doble, tenemos que P1 es el puerto de entrada de la línea principal; P2 es el puerto de salida de la línea principal; P3 es el puerto de salida de la señal incidente acoplada; P4 es el puerto terminado del acoplador que sensa la señal incidente; P6 es el puerto de salida de la señal reflejada acoplada; P5 es el puerto terminado del acoplador que sensa la señal reflejada.



*Figura 21: acoplador doble de microstrip a simular por MoM*

Las figuras 22 y 24 corresponden al resultado del análisis para una excitación del puerto P1, permaneciendo los demás como pasivos, mientras que en las figuras 23 y 25 el



puerto excitado es el P2. En el caso de los pares de figuras 22 y 23, la frecuencia de trabajo es de 156 MHz, mitad de la banda de VHF. Para el caso de las figuras 24 y 25, la frecuencia es de 446 MHz, centro de la banda de UHF.

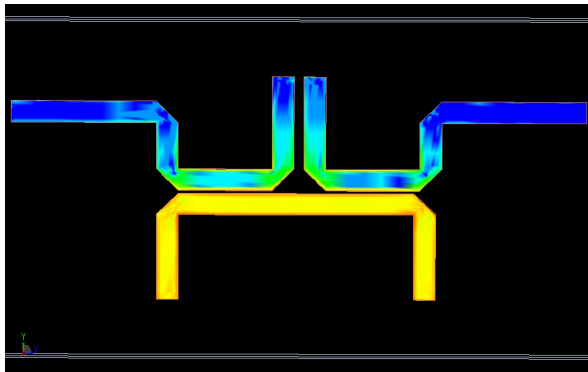


Figura 22: excitación P1 @ 156 MHz

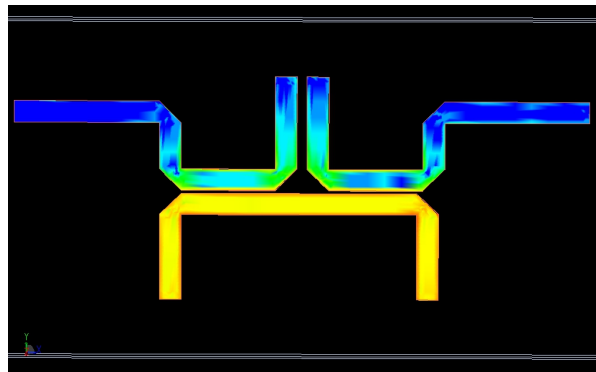


Figura 23: excitación P2 @ 156 MHz

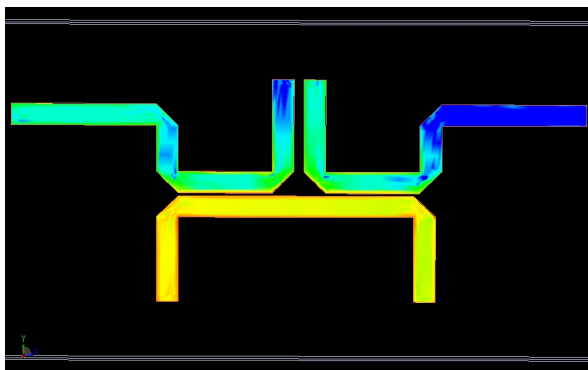


Figura 24: excitación P1 @ 446 MHz

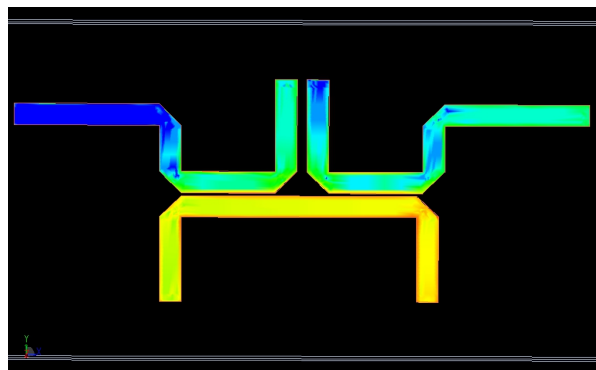


Figura 25: excitación P2 @ 446 MHz

La escala de colores que se utiliza para representar sobre el circuito la magnitud de la fuerza magnética parte del azul (0 A/m) y llega hasta el rojo (30 A/m). El común denominador de las cuatro figuras es la traza inferior, con una fuerza magnética constante y bien distribuida en toda su extensión longitudinal. En comparación con el resto del circuito, presenta la mayor magnitud de fuerza, lo que es de esperar ya que se trata de la traza principal, con sus puertos conectados al transceptor y a la carga respectivamente, por donde circula la mayor parte de la señal de radiofrecuencia (RF).

Cuando la excitación se realiza en el puerto del generador, P1, en ambos acopladores direccionales se genera una réplica de la señal. Si bien ésta se presenta en los dos puertos de cada acoplador, siempre será mayor el valor que presente en uno de aquellos. Para este caso, los puertos son P3, para el acoplador P3-P4, y P5, para el acoplador P5-P6. En otras palabras, el acoplador doble remitirá una parte de la energía entrante por P1 al puerto P3, el cual irá conectado al instrumento de medición, mientras que la señal en P5 será disipada en la terminación de  $50 \Omega$ .

Por el contrario, cuando la excitación se origina en el puerto P2, tal como si fuese una señal reflejada, los puertos P6 y P4 recibirán ahora una copia de menor magnitud de dicha señal. Esto da como resultado que el puerto P6 sea el encargado de administrar al instrumento de medición la señal reflejada incidente.

Es notable evidenciar la fluctuación de la fuerza del campo magnético de acuerdo a la frecuencia de la señal que circula por la traza principal. Tal como se vio en la *sección 13.4.1*, el acoplador doble diseñado en este trabajo opera en una frecuencia mucho menor a la óptima, siendo ésta aquella que posea una longitud de onda cuatro veces mayor a la longitud eléctrica de las trazas acopladas. Esta situación genera que el nivel de acople, crezca cuando la frecuencia aumenta, razón por la cual la magnitud de la fuerza magnética se ve incrementada en las simulaciones a 446 MHz respecto de las de 156 MHz, a pesar de usarse la misma potencia de excitación.

#### **11.3.4.4. Construcción**

Para lograr un correcto desempeño del acoplador doble es necesario asegurar un blindaje total con el medio. Mediante la utilización de una caja de aluminio inyectado, con un

grosor de pared promedio de 3,5 mm, se consiguió aislar el acoplador para que no haya intercambio de energía con los objetos circundantes.

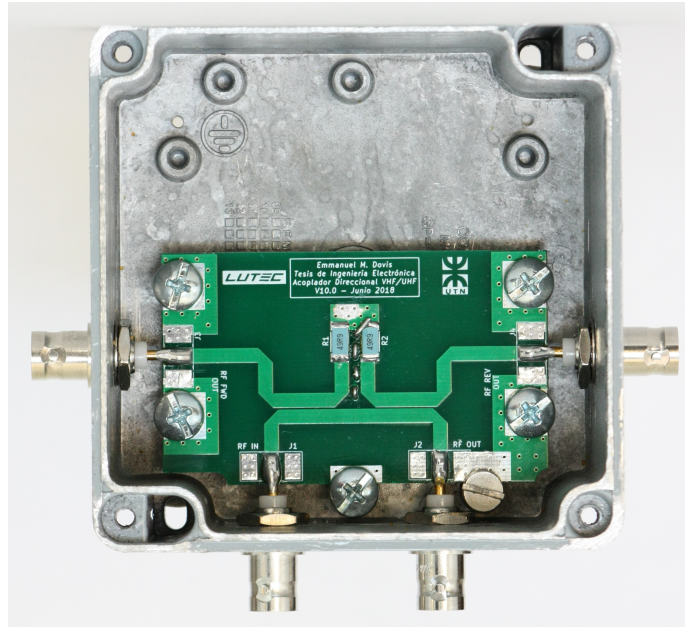


Figura 26: acoplador doble de VHF/UHF

Con respecto a los conectores de radiofrecuencia utilizados, se consideraron diferentes tipos y variantes de cada uno de ellos. Debido al ámbito de utilización del instrumento, donde se deben intercambiar y reconectar transceptores constantemente, se ponderó la necesidad de utilizar conectores de rápida conexión y desconexión.

La solución fue adoptar el conector Bayonet Neill-Concelman, más conocido como BNC. Éste presenta una impedancia de  $50 \Omega$  para un rango de frecuencias de 0 Hz a 4 GHz, soportando voltajes de hasta 500 V, más que óptimo para la aplicación en cuestión. En la *Figura 27* se aprecia el acoplador finalizado.



Figura 27: acoplador direccional terminado

#### 11.3.4.5. Ensayo de laboratorio

Las ensayos a llevarse a cabo en los acopladores direccionales consisten en obtener empíricamente los parámetros de dispersión. Para ello es necesario contar con un analizador vectorial de redes, o VNA, por sus siglas en inglés.

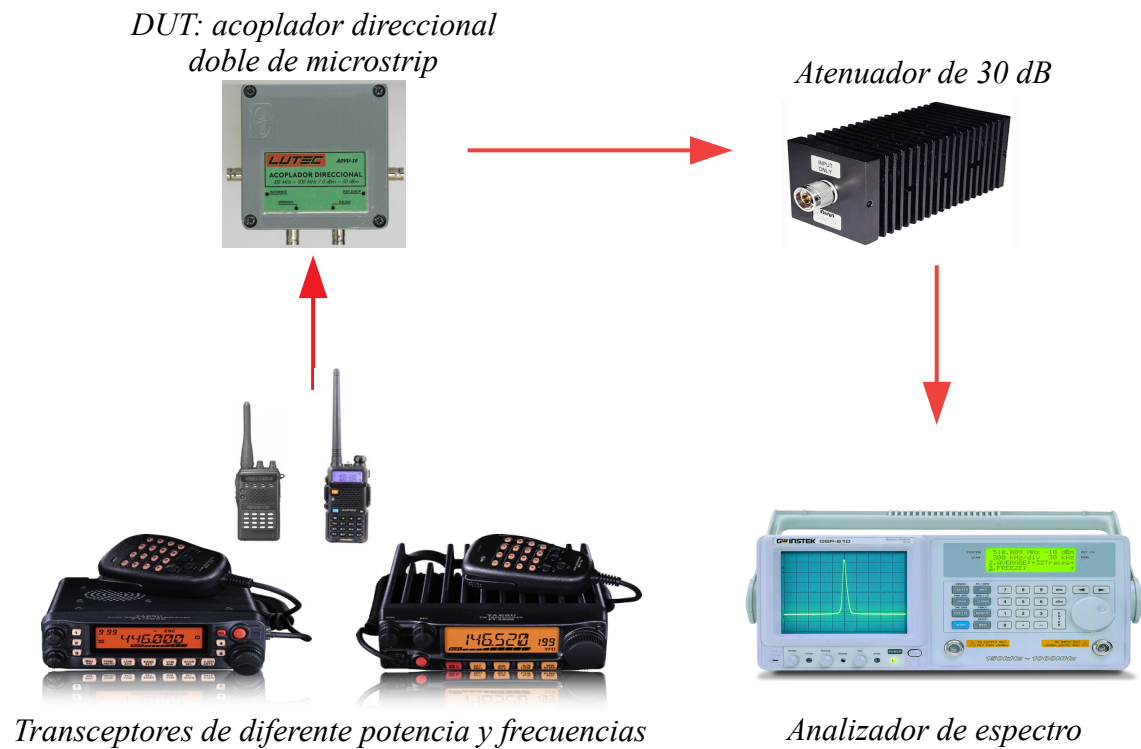
Debido a la falta de dicho equipamiento en el Laboratorio de Electrónica de la UTN FR San Francisco, se debió optar por una solución que permitiese como mínimo determinar la magnitud de las características de los acopladores. Se utilizó, entonces, el analizador de espectro GW Instek GSP-810 que cuenta con un ancho de banda de 1 GHz y un puerto de entrada de 50  $\Omega$  y 30 dBm máximos.

Sin embargo, dicho analizador no posee el módulo *tracking generator*<sup>19</sup>, esencial para crear el barrido en frecuencia. Nuevamente, se debió recurrir a una solución alternativa la que

---

19 Del inglés, *tracking generator*: generador de barrido. Módulo de un analizador de espectro encargado de generar la señal de prueba a inyectar en el dispositivo ensayado, con el objetivo de obtener su respuesta.

consistió, en este caso, en la generación de las señales mediante transceptores de diferentes potencias y bandas de frecuencias. El diagrama detallando el sistema de medición del dispositivo bajo prueba (DUT, por sus siglas en inglés) se puede apreciar en la *Figura 28*.



*Figura 28: configuración de equipos para la parametrización del acoplador direccional doble de microstrip*

Las mediciones consistieron en ir generando señales de distintas frecuencias y potencias por cada transceptor e inyectarlas en el puerto de entrada del acoplador. El puerto de salida permaneció conectado al atenuador de 30 dB marca Bird, cuya salida fue monitoreada por el analizador de espectro con el fin de establecer las potencias de transmisión. Luego, se procedió a repetir la experiencia sensando las potencias emanadas por los puertos acoplados. Cabe aclarar que en todo momento se terminaron los puertos no utilizados con cargas de 50  $\Omega$  para evitar cualquier tipo de reflexión.

En total, se cubrieron las bandas VHF y UHF previamente definidas con un rango de

potencias de 180 mW a 70 W, logrando obtener suficiente información<sup>20</sup> para determinar, en este rango de frecuencias, la respuesta del acoplador.

Los datos obtenidos fueron ingresados en GNU Octave e interpolados linealmente. Las figuras 29 y 30 muestran los resultados obtenidos en lo que respecta al acople, direccionalidad y aislación, tanto en la banda de VHF como en la de UHF. Los marcadores en los gráficos se posicionaron en las mismas frecuencias centrales de cada banda tal como se hizo en las simulaciones anteriores.

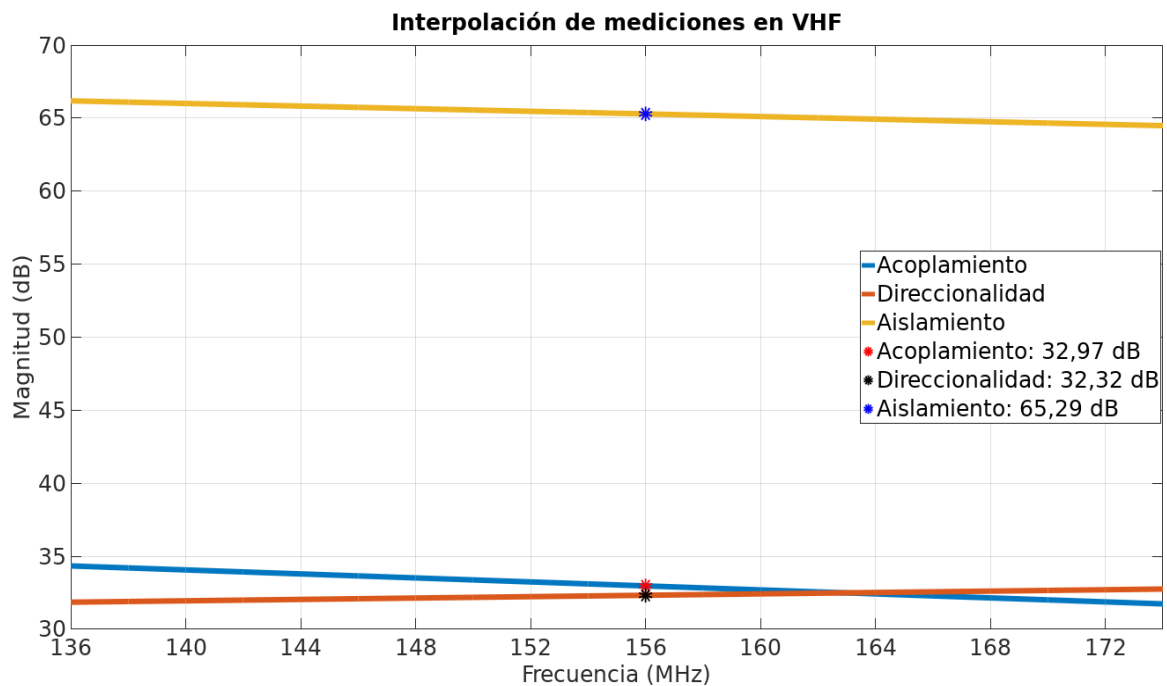


Figura 29: resultados de la interpolación obtenida en GNU Octave para VHF

Comparando las figuras 29 y 30 con las figuras 13 y 19, es evidente la excelente respuesta en frecuencia obtenida en el acoplador construido.

Con respecto al análisis de la pérdida por retorno, se utilizó para tal fin un analizador de impedancia MFJ Enterprises Inc., modelo 269. Éste permitió un barrido en frecuencia des-

<sup>20</sup> Todos los datos obtenidos se encuentran a disposición del lector en la sección *Anexos*.

de 100 MHz hasta 170 MHz para VHF, y desde 415 MHz hasta 470 MHz para UHF. Los resultados, nuevamente provistos en la sección *Anexos*, se grafican en las figuras 31 y 32.

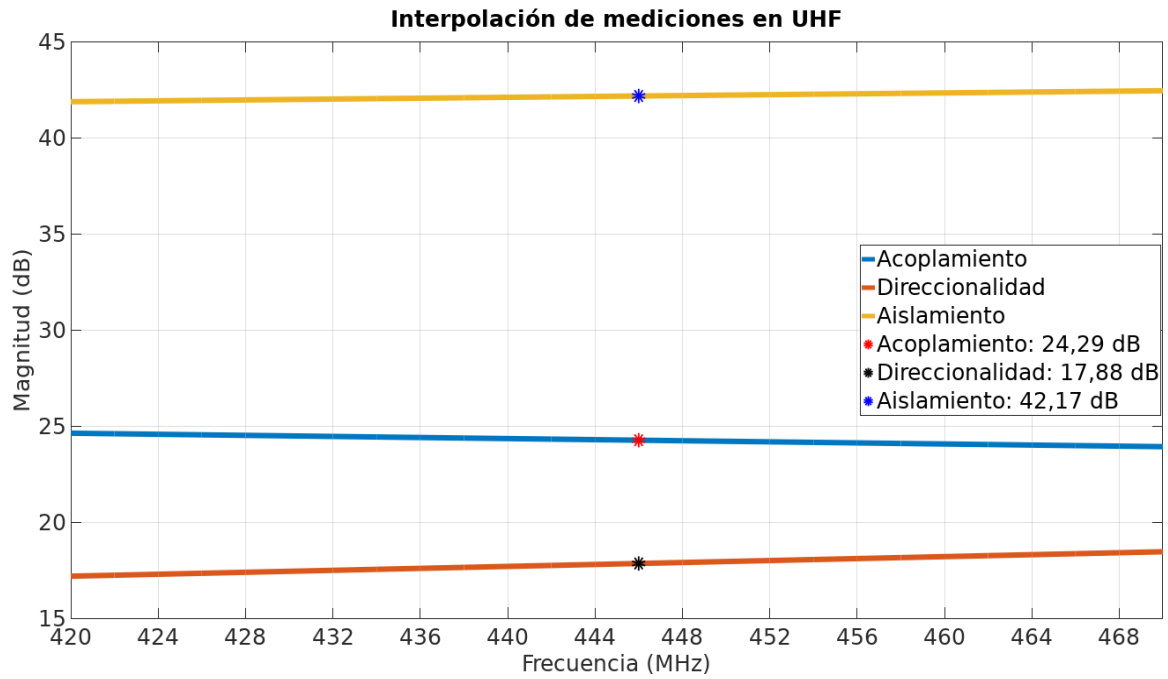


Figura 30: resultados de la interpolación obtenida en GNU Octave para UHF

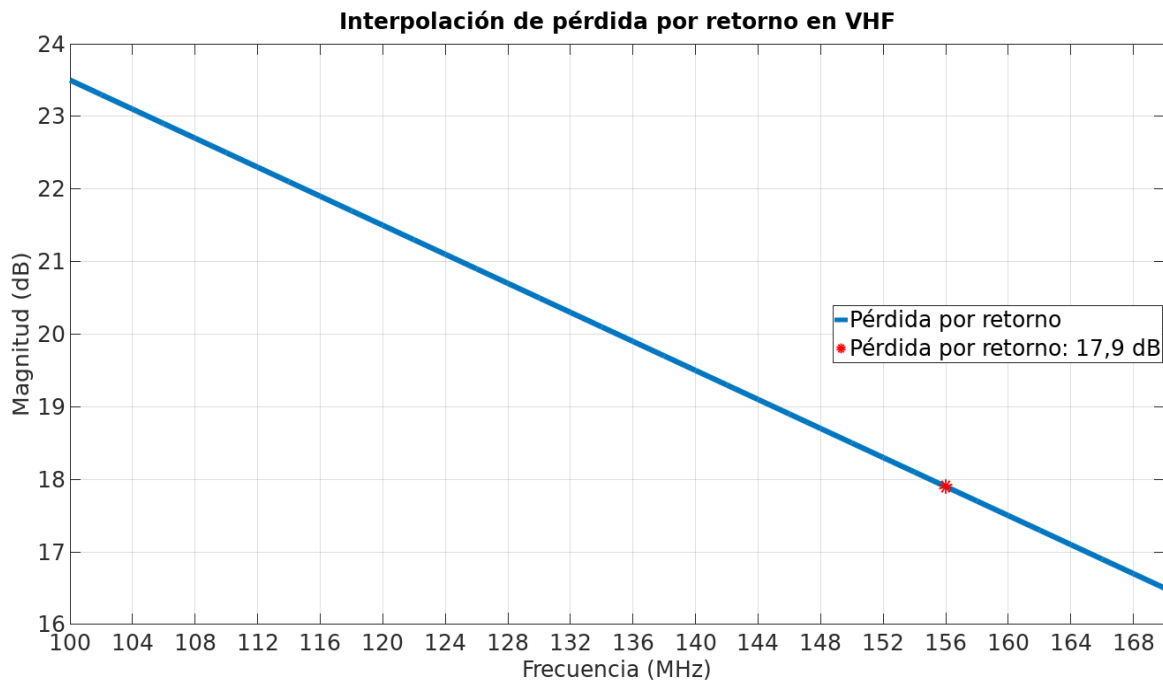


Figura 31: resultado de interpolación de la pérdida por retorno para VHF

Distinto a lo que se esperaba, la pérdida por retorno para la banda de VHF resultó ser más alta que para la banda de UHF. Luego de realizadas varias pruebas para descartar hipótesis al respecto, se presume que el resultado es consecuencia de un error sistemático dado por los cables y conectores usados para interconectar el acoplador bajo prueba con el analizador de impedancia. De todas maneras, los resultados se mantienen dentro de límites aceptables, por lo que se considera exitosa la fabricación del acoplador direccional doble de microstrip.

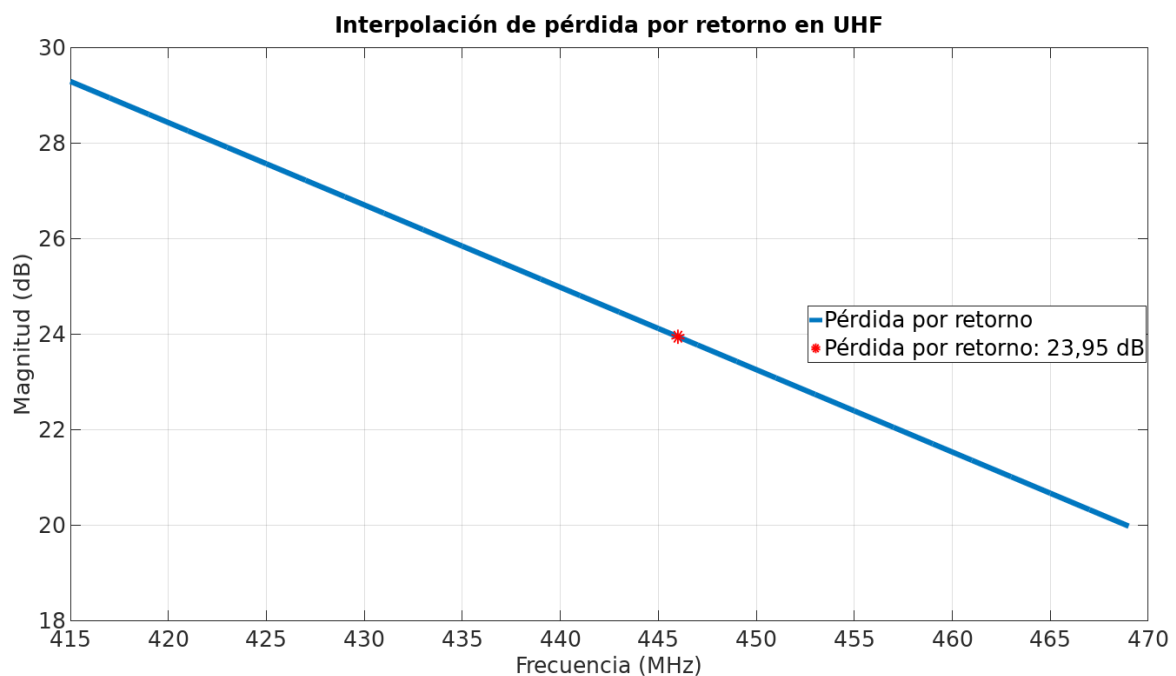


Figura 32: resultado de interpolación de la pérdida por retorno para UHF

Para lograr tener un panorama más rápido y eficiente a la hora de comparar lo predicho por el software de simulación ADS 2011.05 y los resultados del análisis realizados en el laboratorio, se presenta la *Tabla 7* donde se exponen los valores de las propiedades del acoplador tomados para la frecuencia central de las bandas, tanto teóricos como empíricos. Además, se informan las diferencias absolutas entre estos.



Tabla 7: resumen comparativo de los valores teóricos y los empíricos del acoplador

Propiedad	VHF @ 156 MHz		Diferencia absoluta (dB)	UHF @ 446 MHz		Diferencia absoluta (dB)
	Teórico (dB)	Empírico (dB)		Teórico (dB)	Empírico (dB)	
Acoplam.	32,54	32,94	0,4	23,37	24,29	0,92
Dirección.	21,86	32,32	10,46	21,90	17,88	4,02
Aislación	57,12	65,29	8,17	48,28	42,17	6,11
Pérdida por retorno	36,85	17,9	18,95	28,51	23,95	4,56
Pérdida por inserción	0,027	0,2	0,173	0,10	0,60	0,50

Los valores medidos de pérdida por inserción arrojaron resultados constantes dentro del rango de frecuencias evaluadas. Por ello y afines de simplificación del informe, se decidió obviar el gráfico y listar en la *Tabla 7* sus magnitudes.

Por último, se presentan a continuación las capturas de pantalla hechas al analizador de espectro mientras se ensayaba el acoplador direccional con el transceptor Kenwood TH-22AT primero, y luego con el Yaesu FT-7900R, ambos en su mínima potencia de transmisión.

En las imágenes se podrán ver las señales correspondientes al puerto de entrada, puerto de salida, puerto acoplado de señal incidente y puerto acoplado de señal reflejada, para las frecuencias de 156 MHz y 446 MHz. Tener en cuenta el cambio del nivel de referencia en el eje de las ordenadas a la hora de compararlas. Además, considerar que las señales de los puertos de entrada P1 y de salida P2, han sido conectadas al analizador de espectro mediante un atenuador de 30 dB.

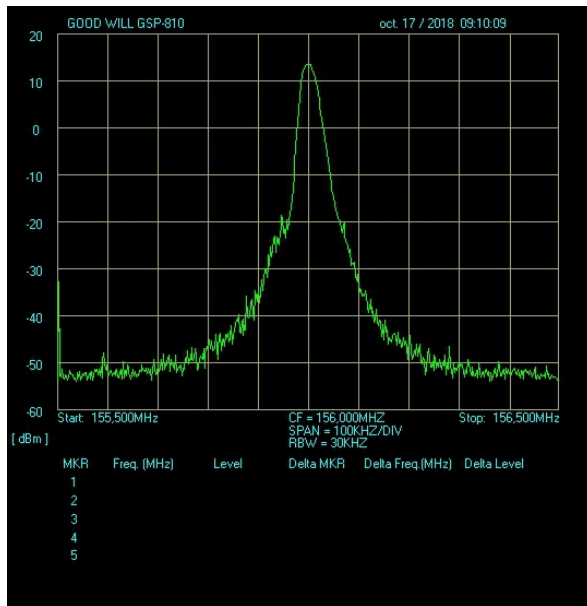


Figura 33: puerto P1, 156 MHz

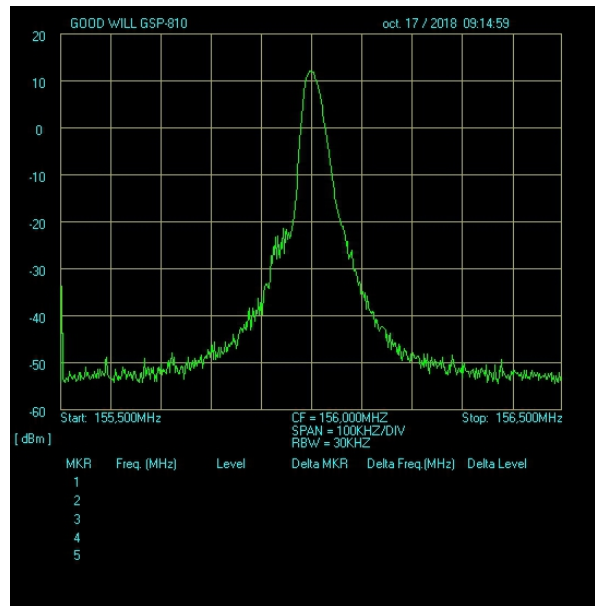


Figura 34: puerto P2, 156 MHz

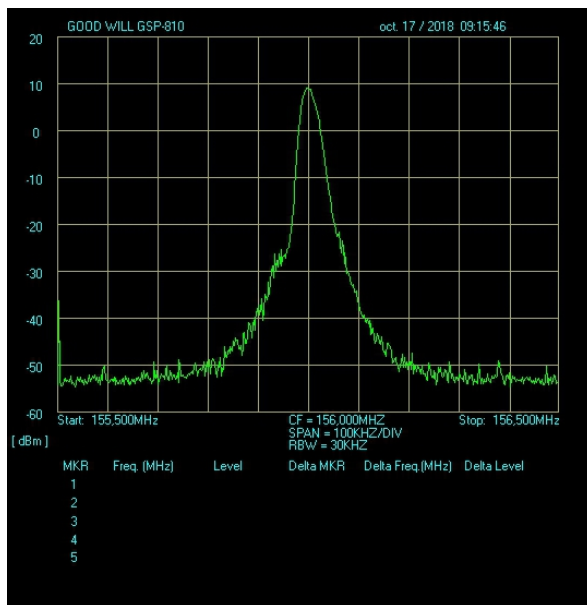


Figura 35: puerto P3, 156 MHz

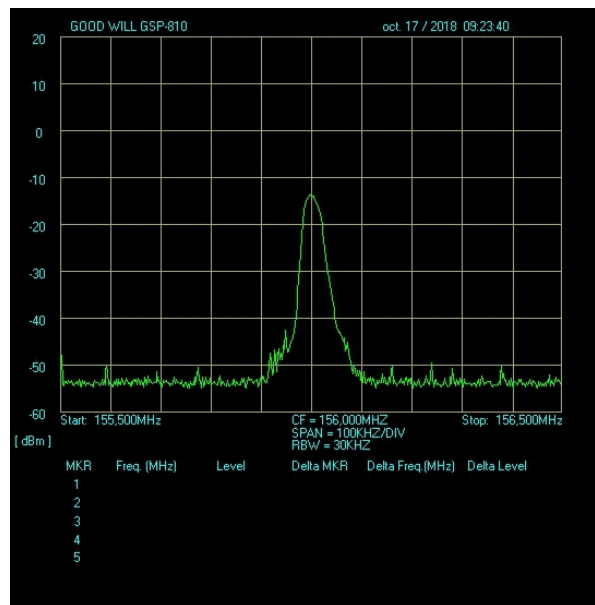


Figura 36: puerto P4, 156 MHz

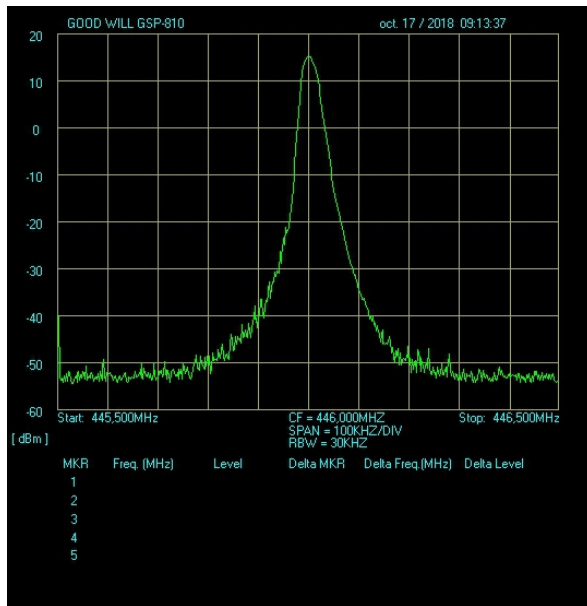


Figura 37: puerto P1, 446 MHz

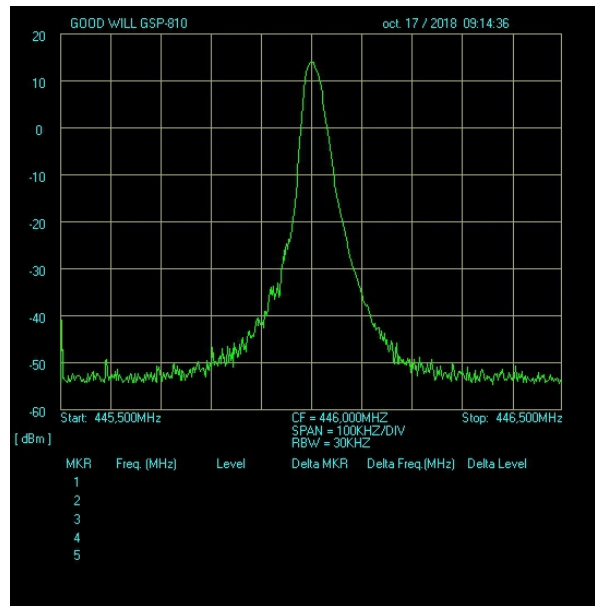


Figura 38: puerto P2, 446 MHz

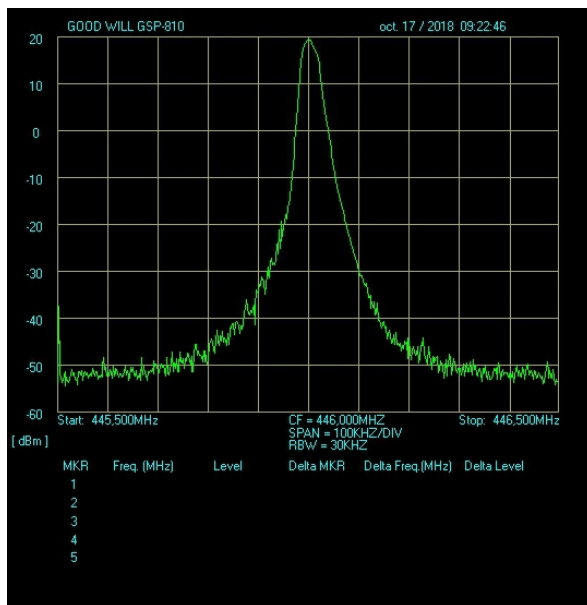


Figura 39: puerto P3, 446 MHz

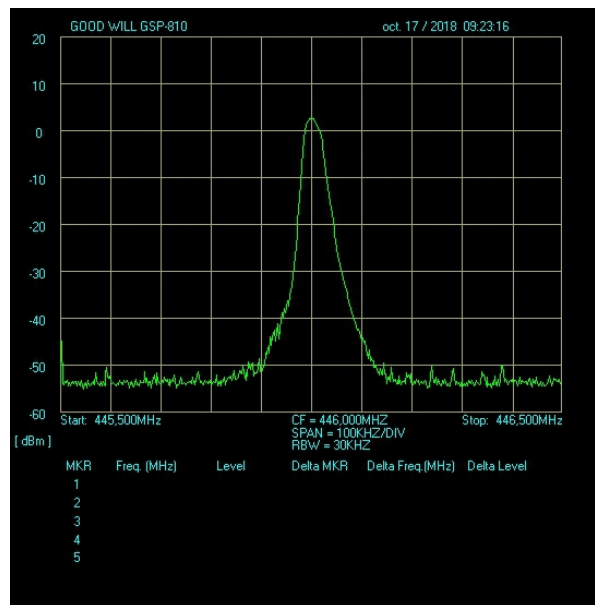
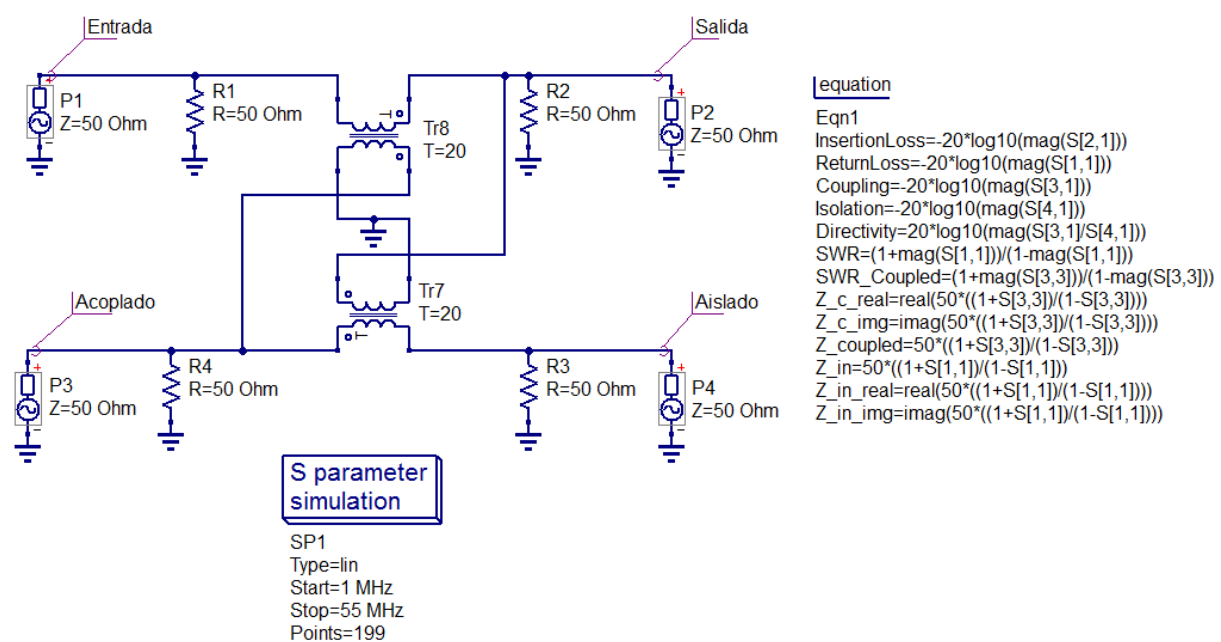


Figura 40: puerto P4, 446 MHz

### 11.3.5. Desarrollo del acoplador direccional en tándem

#### 11.3.5.1. Diseño y simulación por computadora

Luego del estudio de la bibliografía sobre el acoplador direccional en tándem, y teniendo en cuenta los requerimientos solicitados en cuanto al rango de frecuencias y la potencia que el acoplador debía manejar, se procedió a la simulación por computadora del circuito propuesto utilizando el programa QucsStudio 2.5.7. En él se ingresaron los componentes que lo integran, siendo todos ellos concentrados a diferencia del acoplador de microstrip donde eran distribuidos. La *Figura 41* muestra el circuito propuesto.



*Figura 41: circuito propuesto a simular del acoplador direccional en tándem*

La simulación realizada de los parámetros de dispersión barrió el rango de frecuencias de 1 MHz a 55 MHz, es decir, desde la parte superior de MF hasta la parte inferior de VHF, pasando por HF. La tabla a continuación muestra las bandas de frecuencias de radioaficionados que se hallan en esa porción del espectro junto con su frecuencia media, utilizada poste-

riormente para el análisis empírico del acoplador.

Tabla 8: listado de bandas de frecuencias de uso por radioaficionados

Abreviatura de banda	Banda de frecuencia (m)	Rango de frecuencias (kHz)	Frecuencia central (kHz)
MF	160	1800 – 1850	1825
HF	80	3500 – 3800	3650
	60	5351,5 – 5366,5	5360
	40	7000 – 7300	7150
	30	10110,0 – 10131,5	10120
	20	14000 – 14350	14175
	17	18068 – 18168	18118
	15	21000 – 21450	21225
	12	24890 – 24990	24940
	10	28000 – 29700	28850
VHF	6	50000 – 54000	52000

### 11.3.5.2. Resultado del análisis del circuito propuesto

Los resultados obtenidos del análisis en frecuencia se observan en la *Figura 42*. Nótese lo constante de las cuatro curvas correspondientes al acoplamiento, aislamiento, pérdida por retorno y direccionalidad, lo cual en la práctica, se puede adelantar, no será así.

Este tipo de comportamiento en el software QucsStudio responde al hecho de que no ha podido simularse las condiciones reales de operación del acoplador. El bloque del transformador, observado en la *Figura 41*, no permite ingresar el formato de dispositivo, su tipo ni las propiedades magnéticas del núcleo, características sumamente necesarias para la correcta evaluación del circuito. Además, no ha podido ser simulada la pérdida por retorno dado que el resultado acusa valores totalmente distorsionados.

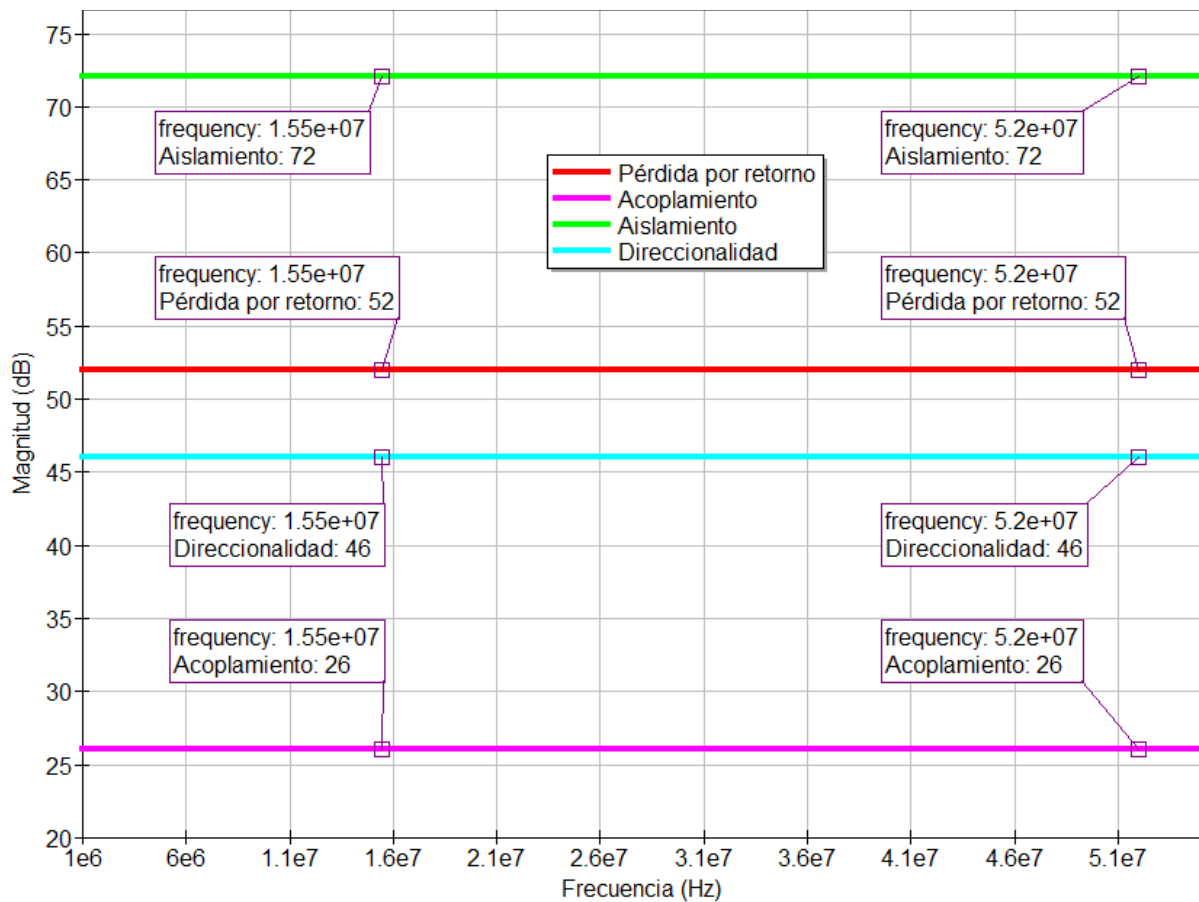


Figura 42: curvas características del acoplador en tándem propuesto

A pesar de todo esto, el programa sí logra cuantificar los valores detallados en la *Figura 42* de forma ciertamente acertada. Esto se podrá confirmar en la *sección 13.5.5* cuando se lleve a cabo el ensayo de laboratorio.

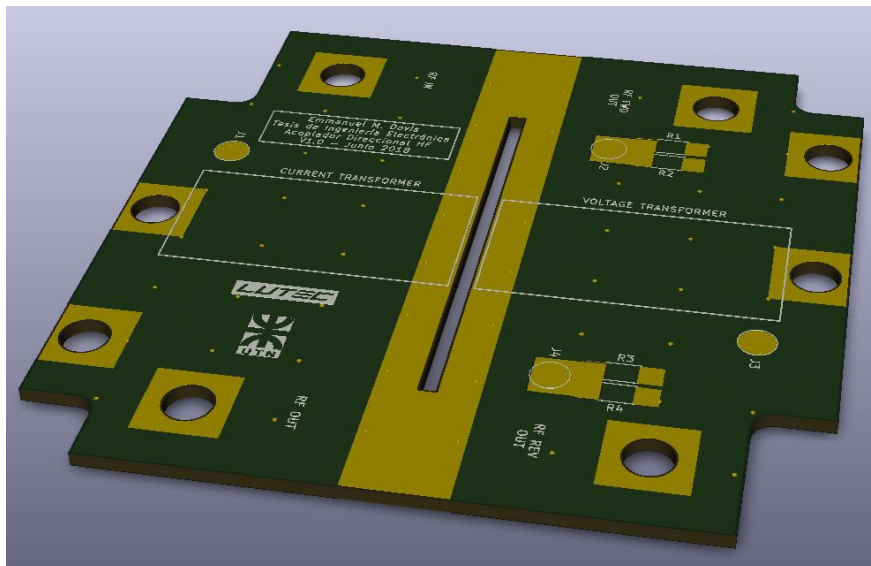
Tabla 9: características del acoplador en tándem propuesto

Característica	Valor (dB)
Pérdida por retorno	52
Acople	26
Direccionalidad	46
Aislación	72

La *Tabla 9* resume los valores obtenidos en la simulación. No se detallan las frecuencias ya que las funciones obtenidas son constantes a lo largo de toda el rango de simulación.

### 11.3.5.3. Diseño de PCB

El circuito esquemático utilizado para la implementación del acoplador en tándem se presentó en la *Figura 8*. Por tratarse de elementos que no contemplan montaje sobre PCB, se optó por la utilización de la técnica *wire-wrap*, o montaje punto a punto. Ésta consiste en la unión física de los componentes electrónicos de modo directo entre sus terminales.



*Figura 43: renderizado 3D del PCB de sujeción de los transformadores*

Por esta razón, el PCB diseñado se utilizó solamente con dos fines. El primero de ellos fue para proveer a los transformadores de un lugar de sujeción. La segunda, y más importante aun, fue para lograr un correcto blindaje entre los transformadores, evitando que se diere a lugar cualquier tipo de inductancia mutua.

Este efecto se consiguió diseñando un segundo PCB doble faz, visto en la *Figura 44*, a montarse mediante encastre y soldadura en el PCB de la *Figura 43*. El delgado slot en su

centro permite el acople del PCB de blindaje, conectando sus sendas capas de cobre a la masa común del sistema.

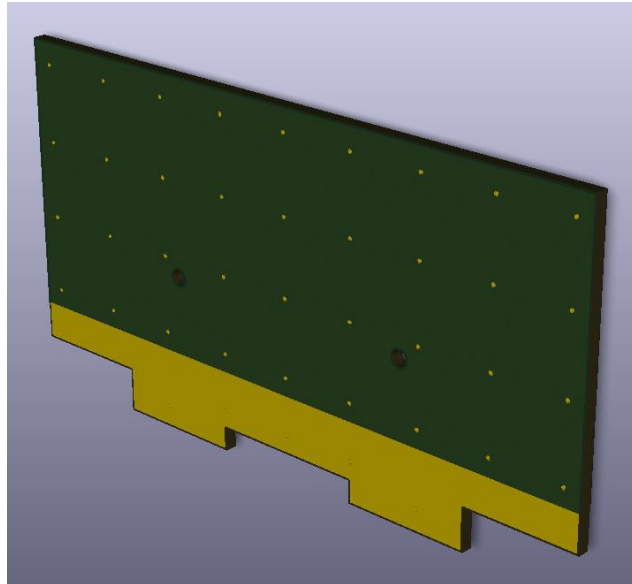


Figura 44: renderizado 3D del PCB de blindaje

#### 11.3.5.4. Construcción

La construcción del acoplador en tándem se llevó a cabo partiendo de la confección de los dos transformadores toroidales que lo integran. Sus respectivos primarios, tal como se observa en la *Figura 45* constan de una sola espira. Ésta se realizó utilizando un cable coaxil marca Indeca, modelo UHF 95/30, de 50  $\Omega$  de impedancia y 500 V de tensión de aislación, soldada entre los conectores BNC de entrada y salida de la línea principal. Uno de los extremos de la malla del cable coaxil fue puesta a masa, mientras que el contrario se lo dejó sin conexión. De esta manera, se permite unicamente el acople magnético de la señal que lo transmite al transformador.



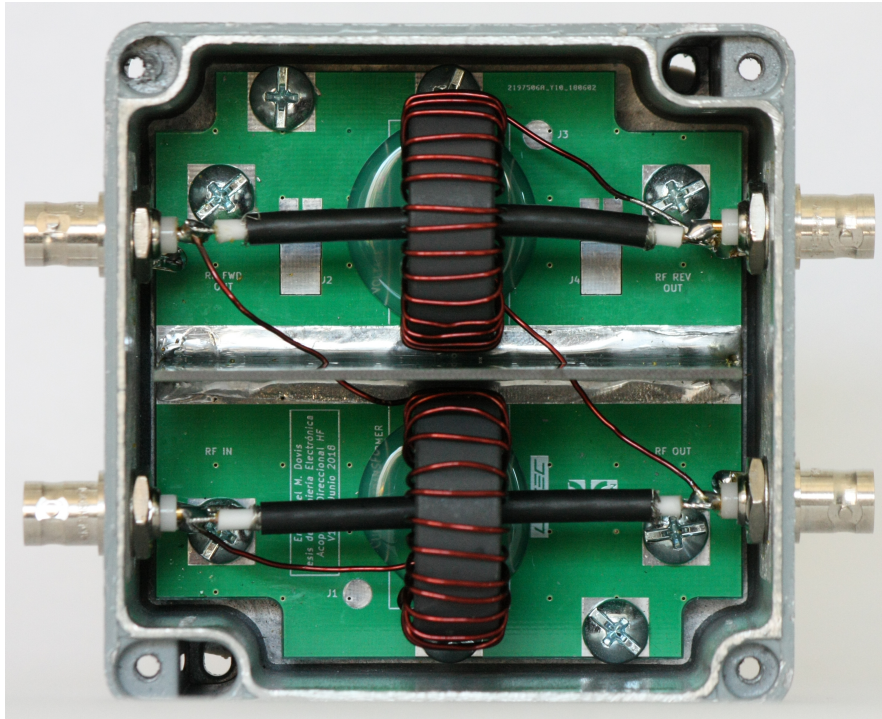


Figura 45: acoplador en tándem de HF

El secundario de los transformadores está formado por veinte vueltas de alambre de cobre barnizado, de 1 mm de diámetro. La elección de la cantidad de vueltas se basó tanto en el estudio previo realizado sobre la teoría de funcionamiento, como así también en distintas pruebas de laboratorio sobre varios prototipos.

Idealmente, el bobinado debe presentar una alta impedancia en todas las frecuencias para que pueda aplicarse la teoría vista en la *sección 13.2.3*. Para ello, se parte de la *Ecuación (26)* donde se obtiene la reactancia inductiva del bobinado.

$$X_L = 2\pi f L \quad (26)$$

donde  $f$  es la frecuencia de trabajo, y  $L$ , la inductancia del bobinado.

Como se ve, a menor inductancia y/o frecuencia, menor reactancia. Esto hace que, a la hora de diseñar el bobinado secundario, se priorice la impedancia que éste va a tener a la mí-

nima frecuencia de trabajo, es decir, a 1 MHz.

Por otro lado, el núcleo de los transformadores toroidales está compuesto por una mezcla de zinc, níquel y hierro. Fair-Rite, fabricante de los toroides modelos 5961002701 utilizados, asegura la aplicación de los núcleos para toda la gama de frecuencias desde MF hasta HF, siendo su permeabilidad relativa inicial de 125.

Para determinar la inductancia que tienen los transformadores, se aplica la *Ecuación (27)*.

$$L = 0,0004 \mu_r h N^2 \frac{D_1 - D_2}{D_1 + D_2} \quad (27)$$

donde,  $\mu_r$  es la permitividad relativa inicial del toroide;  $h$  es su altura;  $D_1$  es su diámetro exterior;  $D_2$  es su diámetro interior; y  $N$  es la cantidad de vueltas del secundario. Luego, la inductancia es,

$$L = 0,0004 \times 125 \times 12,7 \text{ mm} \times 20^2 \frac{35,55 \text{ mm} - 23 \text{ mm}}{35,55 \text{ mm} + 23 \text{ mm}} = 54,4 \mu \text{ H} \quad (28)$$

Esto provoca que la impedancia obtenida para la menor frecuencia de trabajo sea de,

$$X_L = 2 \pi 1 \text{ MHz } 54,4 \mu \text{ H} = 341,81 \Omega \quad (29)$$

lo que da como resultado una impedancia total, compuesta por el bobinado secundario en paralelo con la línea de transmisión de  $50 \Omega$ , igual a,

$$Z_{total} = \frac{Z_o Z_L}{Z_o + Z_L} = \frac{(50 \Omega)(j 341,81 \Omega)}{(50 \Omega) + (j 341,81 \Omega)} = 49,47(8,32^\circ) \Omega \approx 50 \Omega \quad (30)$$

donde,  $Z_o$  es la impedancia característica de la línea principal, y  $Z_L$  es la impedancia del bobinado secundario del transformador toroidal.

La Ecuación (30) advierte que si bien existe una pequeña desviación de la impedancia característica de la línea principal, ésta no es tan acentuada como para introducir una pérdida por retorno en desmedro del comportamiento del sistema. Para el caso de la máxima frecuencia de operación, la reactancia presente en el transformador será de,

$$X_L = 2 \pi 54 \text{ MHz } 54,4 \mu \text{ H} = 17.121,68 \Omega \quad (31)$$

lo que da lugar a una impedancia total de,

$$Z_{total} = \frac{Z_o Z_L}{Z_o + Z_L} = \frac{(50 \Omega)(j 17.121,68 \Omega)}{(50 \Omega) + (j 17.121,68 \Omega)} = 50(0,17^\circ) \Omega \approx 50 \Omega \quad (32)$$



Figura 46: acoplador direccional en tándem terminado

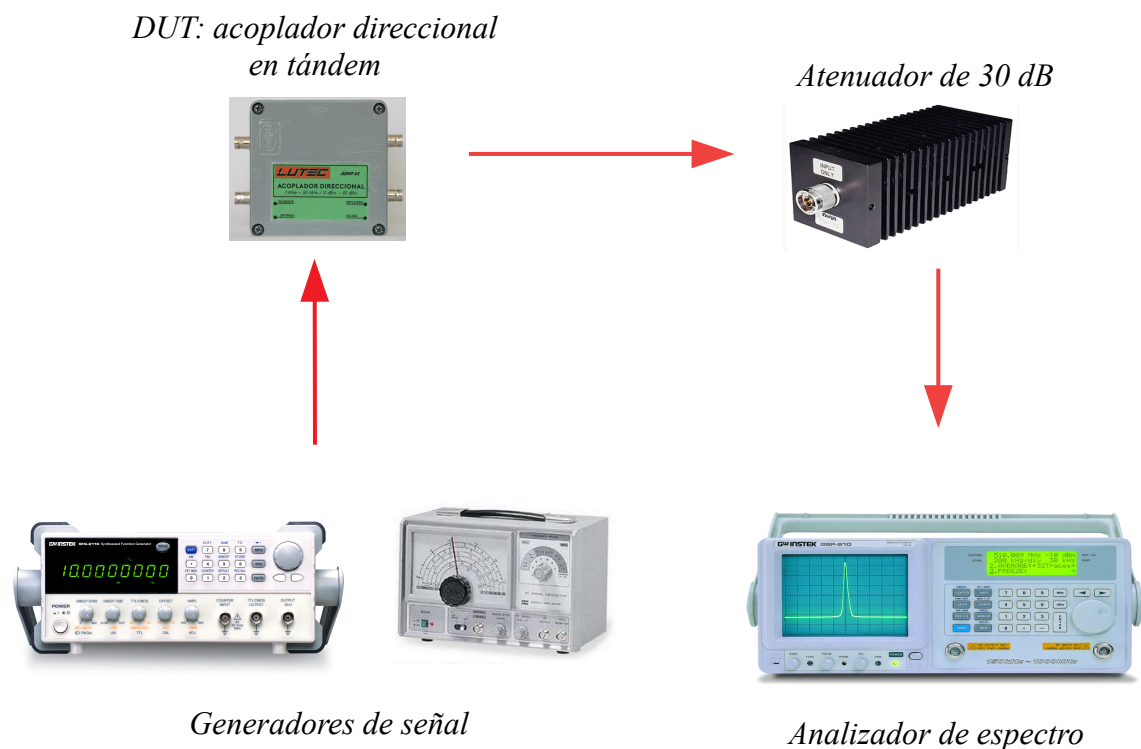
Finalmente, todo el acoplador fue inserto en una caja de aluminio inyectado para blindarlo del exterior e impedir que sus transformadores se acoplen con elementos externos. En cuanto a su comunicación con el resto del sistema de comunicación, nuevamente se recurrió a

cuatro conectores Amphenol tipo BNC, tal como se observa en la *Figura 46*.

### 11.3.5.5. Ensayo de laboratorio

El sistema constituido para la realización del ensayo del acoplador en tándem fue similar al utilizado en el acoplador de microstrip. La única diferencia radicó en el equipo generador de señal.

Dado el rango de frecuencias a producir, se utilizaron dos instrumentos distintos. El primero de ellos fue el generador de señales GW Instek SFG-2120, para barrer las frecuencias desde 160 m a 17 m. El segundo fue el generador de radiofrecuencia GW Instek GRG-450B, usado para el rango de bandas de 15 m a 6 m.



*Figura 47: configuración de equipos para la parametrización del acoplador en tándem*

Una vez recolectados los datos del ensayo, se cargaron en GNU Octave para su interpolación lineal. Las curvas resultantes se muestran en la *Figura 48*.

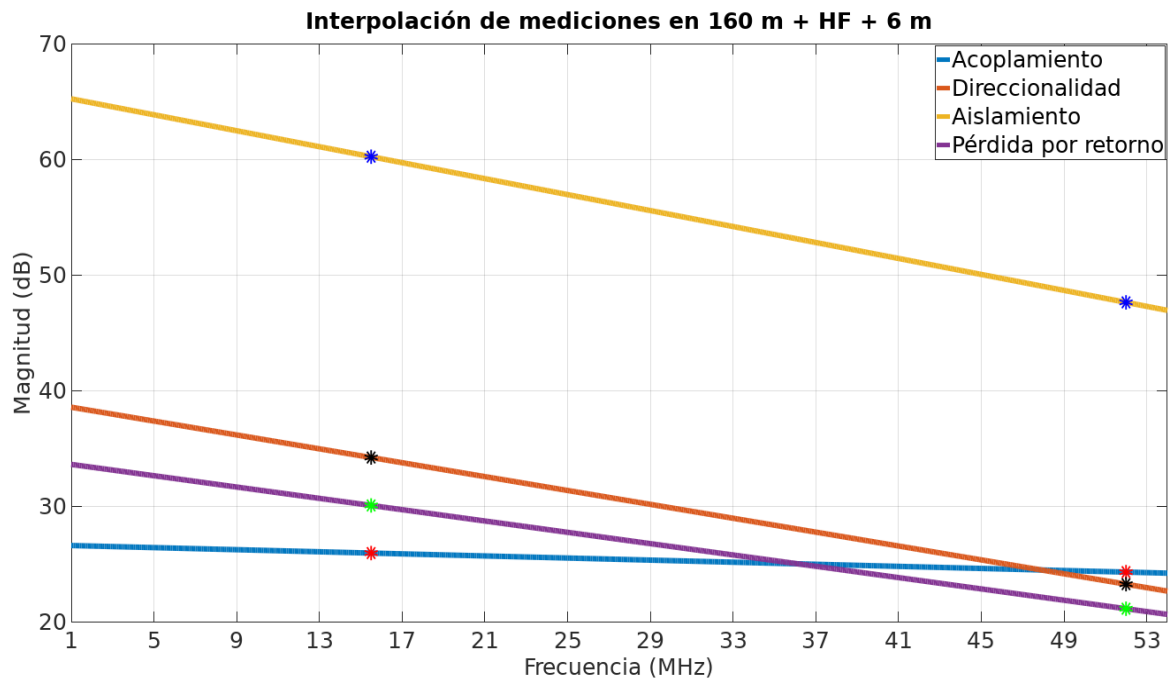


Figura 48: resultados de la interpolación obtenida en GNU Octave

Tal como se dijo en la *sección 13.5.2*, el gráfico obtenido de las mediciones dista mucho de ser como el presente en la *Figura 42*. Es más que correcto pensar que las excelentes características que presenta el acoplador en su ancho de banda de trabajo disminuyan a medida que la frecuencia se incrementa, dado el aumento en las pérdidas que presenta el circuito. De todas formas, el acoplador obtenido ha superado las expectativas, tanto por sus características como así también por su fácil construcción.

En cuanto a la medición de la pérdida por retorno, se volvió a utilizar el analizador de impedancia MFJ 259 para su obtención. La *Tabla 10* resume los valores obtenidos por simulación y los medidos.

Tabla 10: resumen comparativo de los valores teóricos y los empíricos del acoplador

Propiedad	15,5 MHz		Diferencia absoluta (dB)	52 MHz		Diferencia absoluta (dB)
	Teórico (dB)	Empírico (dB)		Teórico (dB)	Empírico (dB)	
Acoplam.	26	25,99	0,01	26	24,34	1,66
Direccion.	46	34,24	11,76	46	23,30	22,70
Aislación	72	60,23	11,77	72	47,65	24,35
Pérdida por retorno	52	30,10	21,90	52	21,18	30,82
Pérdida por inserción	-	0,1	-	-	0,0	-

Las cuatro figuras que siguen corresponden a capturas de pantalla del analizador de espectro de las señales obtenidas en el puerto de salida (P2), el puerto acoplado (P3) y el puerto aislado (P4), para una excitación de 10 dBm en el puerto de entrada (P1). Téngase en cuenta el cambio de la escala vertical en la *Figura 52*.

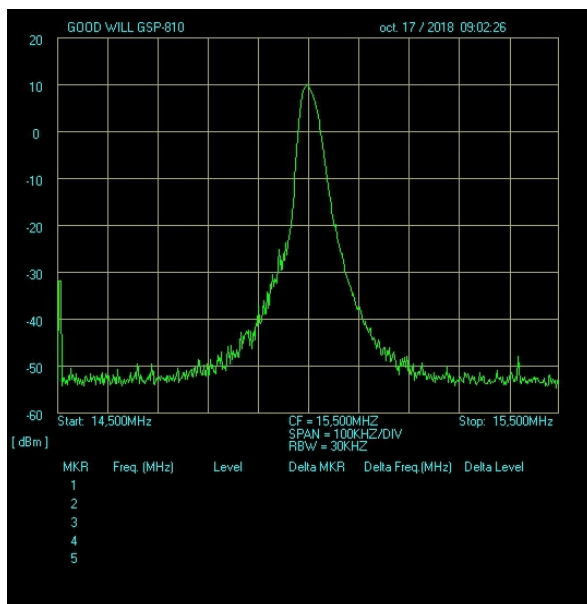


Figura 49: puerto P1, 15,5 MHz

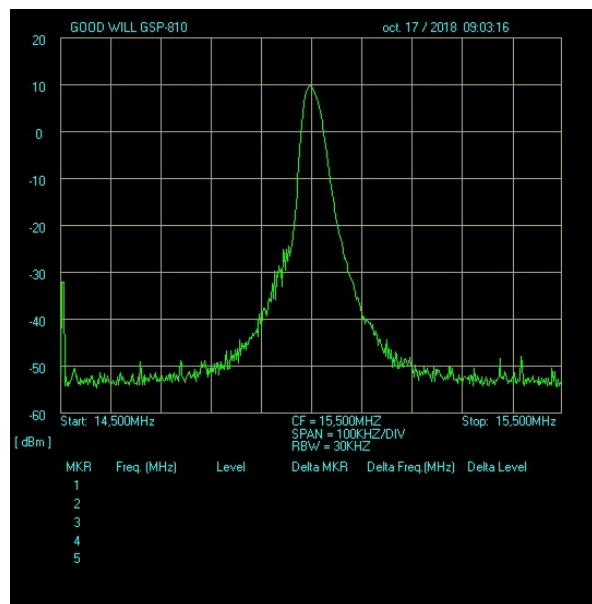


Figura 50: puerto P2, 15,5 MHz

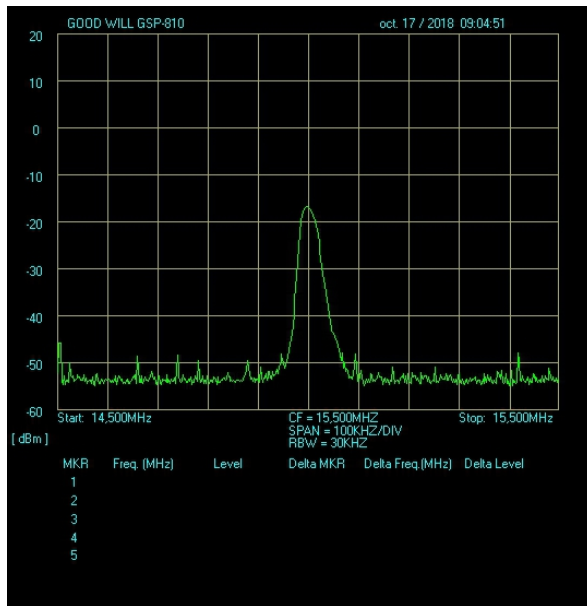


Figura 51: puerto P3, 15,5 MHz

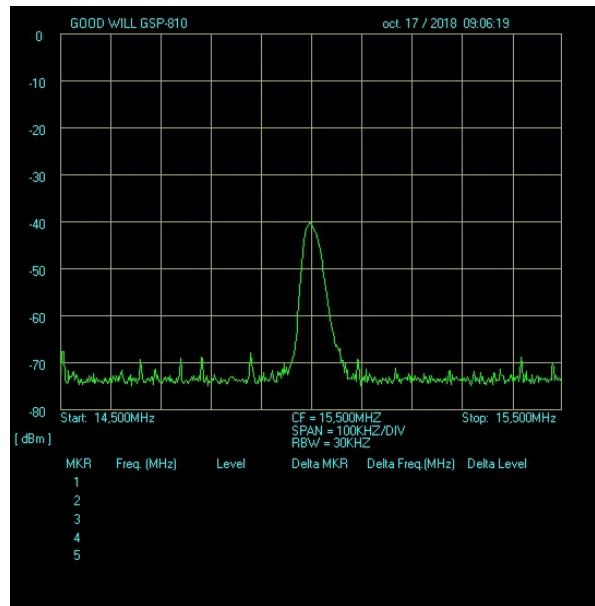


Figura 52: puerto P4, 15,5 MHz

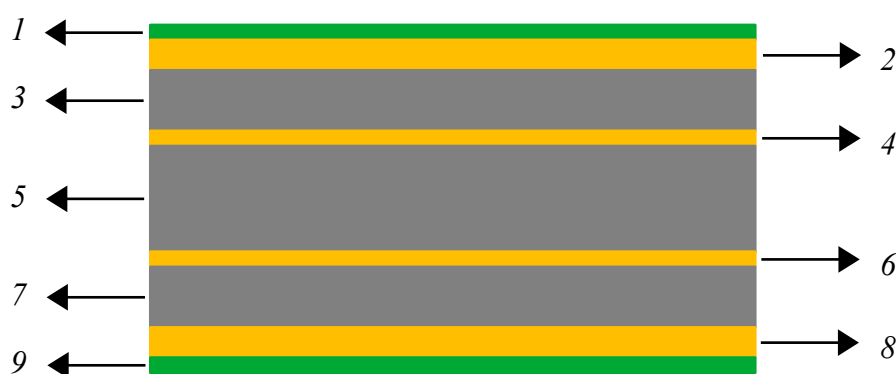
## 11.4. RF front-end

La etapa de acondicionamiento de las dos señales de radiofrecuencia, incidente y reflejada, consiste en una cadena de circuitos pasivos y activos capaces de transformarlas en otras señales de voltajes y frecuencias adecuadas para el posterior procesamiento por parte del microcontrolador. En las siguientes secciones se analizarán en detalle cada una de ellas y cómo se lograron sus implementaciones físicas.

### 11.4.1. Desarrollo del PCB

La placa de circuito impreso principal del instrumento de medición, vista en la *Figura 54*, contiene la parte relativa al tratamiento de las señales de radiofrecuencia, como así también la sección digital y la encargada de proveer la alimentación a toda la unidad.

Toda su concepción, diseño y montaje de componentes fue realizado por el alumno, mientras que la fabricación fue derivada a la empresa JLCPCB<sup>21</sup>, localizada en Shenzhen, China. Allí, a partir de los archivos *gerber*, la fábrica realizó el sandwich de las distintas



*Figura 53: capas del PCB desarrollado*

<sup>21</sup> Sitio web: <https://jlcpcb.com/>



láminas conductoras y aisladoras que dio lugar al PCB.

En total se utilizaron cuatro capas de cobre. Comenzando desde la superior, la primera se destinó exclusivamente a las trazas de radiofrecuencia; la segunda fue utilizada en su totalidad como plano de masa; la tercera, como plano de  $V_{CC}$ ; la cuarta y última se dejó para el uso de las trazas de señales digitales. Esta configuración permitió una gran aislación entre las trazas, evitando interferencia por *cross-talk* y permitiendo una gran densidad de componentes por unidad de área de PCB.

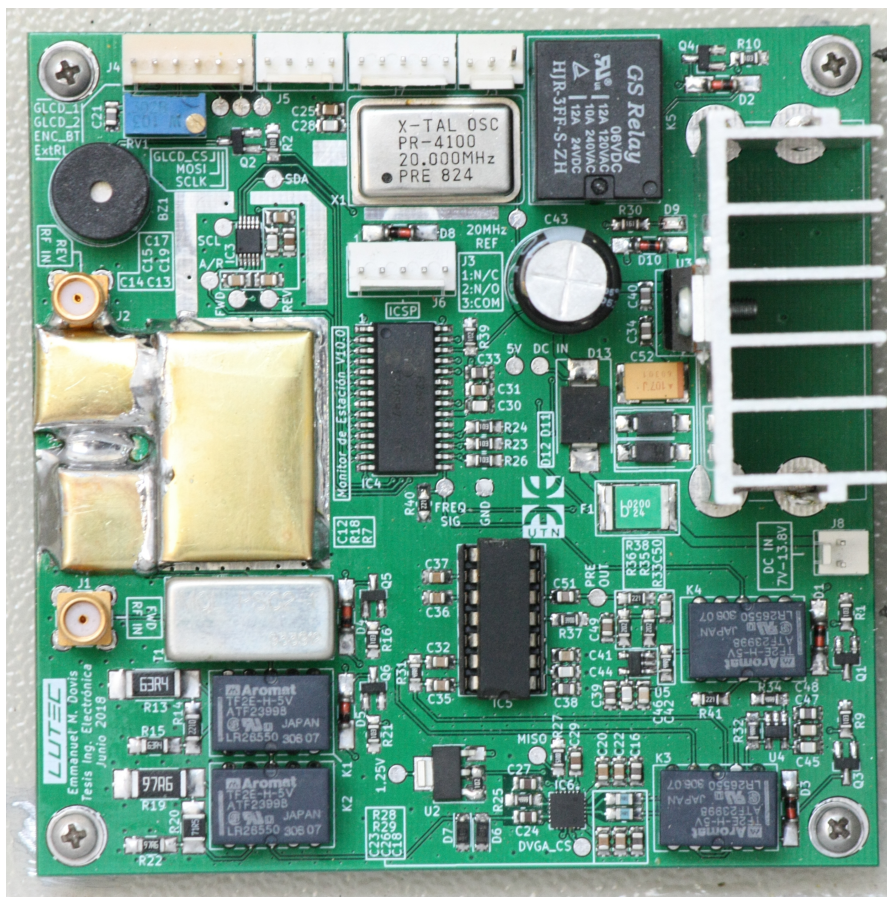


Figura 54: vista superior del PCB del instrumento de medición

La Figura 53 ejemplifica la placa desarrollada, mediante un corte transversal, donde se pueden apreciar las distintas capas, haciendo un total de 1,6 mm de grosor. En la Tabla 11

se encuentran los espesores de cada una de ellas.

Tabla 11: detalle de las capas del PCB desarrollado

Número de capa	Denominación	Material	Espesor (mm)
1	Máscara antisoldante superior	Pintura UV	0,01
2	Capa superior	Cobre	0,035
3	Preimpregnado	Fibra de vidrio y resina	0,15
4	Primera capa interior	Cobre	0,017
5	Núcleo	Fibra de vidrio	1,1
6	Segunda capa interior	Cobre	0,017
7	Preimpregnado	Fibra de vidrio y resina	0,15
8	Capa inferior	Cobre	0,035
9	Máscara antisoldante inferior	Pintura UV	0,01

Las trazas destinadas a las señales de radiofrecuencia fueron calculadas dimensionalmente para que su impedancia característica sea de  $50 \Omega$ . Asimismo, en vez de utilizar líneas de transmisión de microstrip, tales como las utilizadas en el acoplador de VHF/UHF, se decidió volcarse al uso de guías de ondas coplanares con plano de masa, o *coplanar wave guide with ground plane* (CPWGP).

Su principal ventaja por sobre la microtira es la menor dispersión del campo electromagnético en su entorno. Esto hace factible aumentar la densidad de componentes en el PCB sin comprometer su desempeño a posibles interferencias por EMI<sup>22</sup>, además de

22 Del inglés, *electromagnetic interference*: interferencia electromagnética.

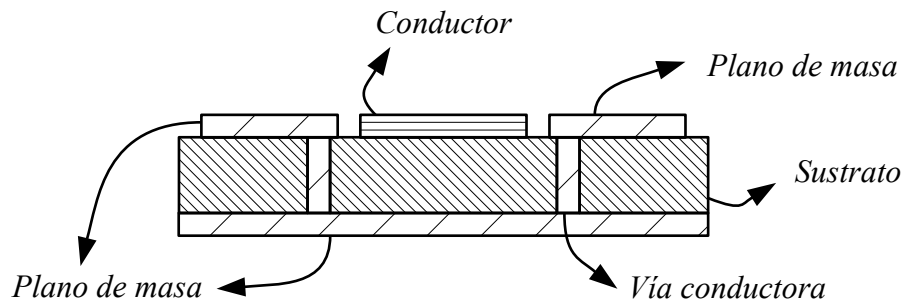


Figura 55: guía de onda coplanar con plano de tierra

disminuir la pérdida por inserción de la línea de transmisión.

Fisicamente, la guía de onda coplanar con plano de masa no es más que una microstrip a la cual se le ha añadido un segundo plano de masa a la misma altura del conductor. Además, este nuevo plano de masa se lo ha conectado al inferior mediante el uso

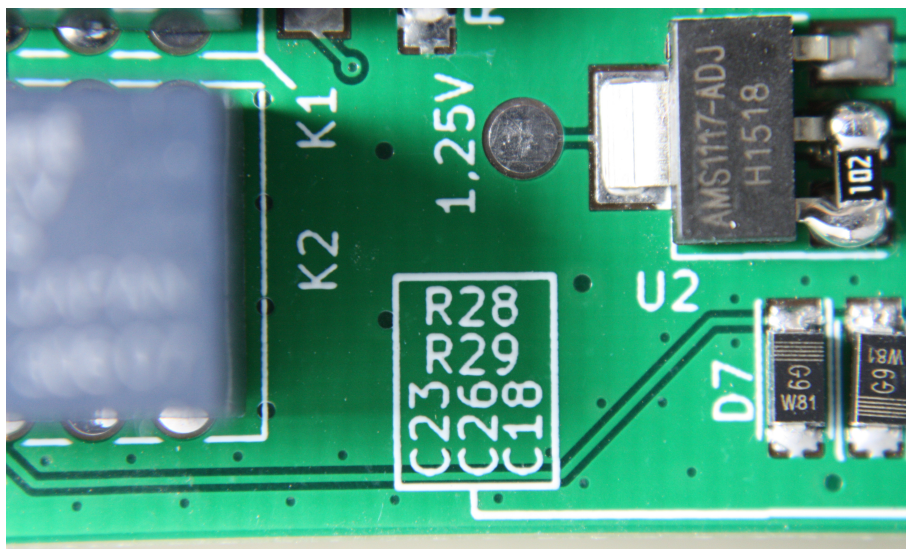


Figura 56: detalle de una CPWGW en el PCB

de vías paralelas a la pista de microstrip, lo que ayuda a blindar el sustrato, evitando propagación del campo electromagnético. La Figura 55 detalla graficamente lo expuesto.

La separación entre vía y vía en la Figura 56 no es arbitraria. La distancia entre ellas responde directamente a la mínima longitud de onda que quiere atenuarse mediante su imple-

mentación. En nuestro caso, la máxima frecuencia de trabajo será de 500 MHz, por lo que según lo visto en la *sección 13.2.1*, su longitud de onda efectiva  $\lambda_{ef}$  asociada será de,

$$\lambda_{ef} = \frac{v}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{ef}}} = \frac{299.792.458 \text{ m/s}}{500 \text{ MHz} \sqrt{3,21}} = 334,66 \text{ mm} \quad (33)$$

donde,  $v$  es la velocidad de propagación de la señal en el sustrato;  $\epsilon_{ef}$  es la permitividad efectiva del sustrato;  $f$  es la frecuencia de la señal; y  $c$  es la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el vacío.

Ahora bien, como trabajamos con el modelo de elementos distribuidos, los efectos de una señal de radiofrecuencia empiezan a ser notorios cuando la longitud eléctrica del circuito se aproxima a la décima parte de la longitud de onda efectiva (Silver, 2010). Entonces,

$$d_{vias} \leq \frac{\lambda_{ef}}{10} = \frac{334,66 \text{ mm}}{10} = 33,47 \text{ mm} \rightarrow d_{vias} \leq 33,47 \text{ mm} \quad (34)$$

donde,  $d_{vias}$  es la distancia entre las vías conductoras del PCB.

La *Ecuación (34)* sugiere la máxima separación que puede haber entre vías para que funcionen como pantalla ante una señal de 500 MHz. En nuestro diseño, se decidió disminuir aun más la distancia hasta llevarla a apenas 3 mm, aumentando así el blindaje otorgado al resto del circuito.

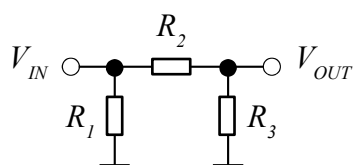
### 11.4.2. Divisor de potencia y atenuadores

Debido a que el acoplador de VHF/UHF sólo presenta, en promedio, unos 33 dB de atenuación para VHF y 24 dB para UHF, una señal muestreada superior a 33 dBm y 24 dBm, en las bandas respectivas, otorgaría una potencia a los circuitos de RF igual o superior a los 0 dBm. Ya que por encima de este valor se supera la zona lineal de operación de los amplificadores logarítmicos, elementos fundamentales del instrumento de medición, e, inclusive, podrían destruirse, es necesario atenuar aun más las señales. Algo similar ocurre para el acoplador de HF donde su atenuación promedio es de 25 dB.

Por este motivo, tanto el canal de entrada de la señal incidente como el de la reflejada poseen atenuadores en configuración II, siendo ambos de, aproximadamente, 26 dB. Este valor, llamado  $ATT_{dB}$  en la *Ecuación (35)*, surge de la diferencia entre la máxima potencia a sensar,  $P_{máx}$ , dada por los requerimientos de la *sección II*, y el menor factor de acople,  $C_{min}$ .

$$ATT_{dB} = P_{máx} - C_{min} = 50 \text{ dBm} - 24 \text{ dB} = 26 \text{ dB} \quad (35)$$

Para determinar los valores de los resistores que integran los dos atenuadores utilizados en los canales de entrada, nos referiremos a la *Figura 57*.



*Figura 57: atenuador II*

Tanto la impedancia a la entrada del atenuador como a su salida deben ser igual a la característica del sistema, es decir, 50  $\Omega$ . Esto hace que los valores de  $R_1$  y  $R_3$  tengan que ser

iguales, tal como se aprecia en las ecuaciones (36) que definen sus valores. En cuanto al resistor  $R_2$ , su valor queda establecido por la Ecuación (37).

$$R_1 = \frac{1}{\frac{G+1}{Z_{in}(G-1)} - \frac{1}{R_2}} \quad R_3 = \frac{1}{\frac{G+1}{Z_{out}(G-1)} - \frac{1}{R_2}} \quad (36)$$

$$R_2 = \frac{G-1}{2} \sqrt{\frac{Z_{in}Z_{out}}{G}} \quad (37)$$

donde,  $G$  es la relación entre las potencias de entrada y salida en Watts, dada por la Ecuación (38),

$$G = 10^{\left(\frac{A}{10}\right)} \quad (38)$$

con  $A$  siendo la atenuación en decibels que se desea obtener entre la entrada y la salida del atenuador  $\Pi$ .

La energía atenuada se transformará en calor mediante los resistores. Por eso, además de los valores resistivos, es necesario conocer cuánta potencia deberán disipar para dimensionarlos correctamente. Las ecuaciones (39) nos responden el interrogante.

$$P_{R1} = \frac{P_{in}Z_{in}}{R_1} \quad P_{R2} = \frac{2P_{in}Z_{out}(R_1 - Z_{out})}{R_1(R_1 + Z_{out})} \quad P_{R3} = \frac{P_{in}Z_{out}(R_1 - Z_{out})^2}{R_1(R_1 + Z_{out})^2} \quad (39)$$

Los resultados de la aplicación de las ecuaciones (36) a la (39) se muestran en la *Ta-  
bla 12* precedente.

Tabla 12: valores de los resistores empleados en los atenuadores PI

Resistor	Resistencia ( $\Omega$ )	Potencia (mW)
R <sub>1</sub>	55,28	905
R <sub>2</sub>	497,56	91
R <sub>3</sub>	55,28	2

La Figura 58 presenta el detalle del atenuador correspondiente al canal de ingreso de la señal reflejada. Nótese la pequeña discrepancia entre los valores de resistencia y potencia usados para cada resistor en comparación con los valores teóricos. Su explicación se debe a dos factores. Por un lado, los resultados de la Tabla 12 tuvieron que ser redondeados a los valores resistivos estandarizados E24<sup>23</sup> más próximos. Por otro, a la hora de realizar la compra de componentes, el vendedor al cual se recurrió, Mouser<sup>24</sup>, no disponía de todos los resistores utilizados en el diseño, por lo que se optó por alternativos.

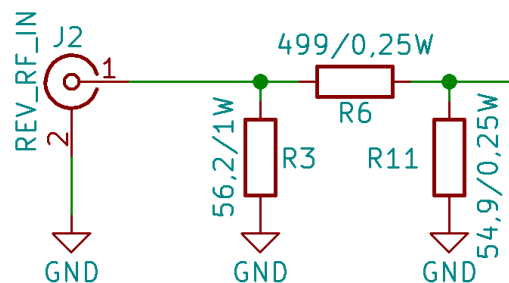


Figura 58: detalle del atenuador PI de 26 dB del canal de señal reflejada

En cuanto al canal de ingreso de la señal incidente, además de servir para la medición de su potencia, también se la utiliza para determinar la frecuencia de la portadora en la línea principal. Se presenta, entonces, el reto de tener que dividir la señal en dos caminos diferen-

23 International Electrotechnical Commission IEC 60063:15, Preferred number series for resistors and capacitors. Sitio web: <https://webstore.iec.ch/publication/22011>

24 Sitio web: <https://www.mouser.com/>

tes, lo que puede generar problemas si no se efectúa una aislación correcta entre ellos.

La solución viene de la mano de un divisor de potencia. Este elemento pasivo posee un puerto de entrada y dos de salida. La señal es, entonces, dividida en partes iguales, cayendo su potencia 3 dB en cada una de sus salidas respecto a la entrada. El divisor elegido para nuestra implementación es el MCL-PSC-2-1, fabricado por la empresa Minicircuits<sup>25</sup>. Cubriendo todo el rango de frecuencias de trabajo y soportando hasta 30 dBm, provee una aislación típica entre los puertos de salida de 25 dB y una pérdida por inserción típica menor a 0,6 dB (por encima de los 3 dB).



*Figura 59: divisor MCL-PSC-2-1*

Si bien no deberían, tanto el divisor de potencia como los atenuadores se comportan como antenas, radiando parte de la energía de las señales. Los circuitos en sus alrededores se transformarán, por lo tanto, en víctimas de la interferencia electromagnética. Para evitar que esto ocurra, se realizó un extensivo plano de masa en toda el área de los elementos irradiantes y se procedió a blindar los atenuadores con láminas de latón de 300  $\mu\text{m}$  de espesor.

Un detalle del trabajo puede apreciarse en la *Figura 60*. Debajo del blindaje inferior izquierdo se halla el atenuador del canal de señal reflejada, mientras que en el inferior dere-

---

<sup>25</sup> Sitio web: <https://www.minicircuits.com/>



cho se encuentra el correspondiente al canal de señal incidente. Arriba del conector SMA denominado *J1*, se observa el divisor de potencia, cuya estructura metálica funciona perfectamente como blindaje. La estructura de papel espesa arriba de los atenuadores esconde en su interior los componentes más sensibles a la EMI de todo el circuito, los amplificadores logarítmicos.

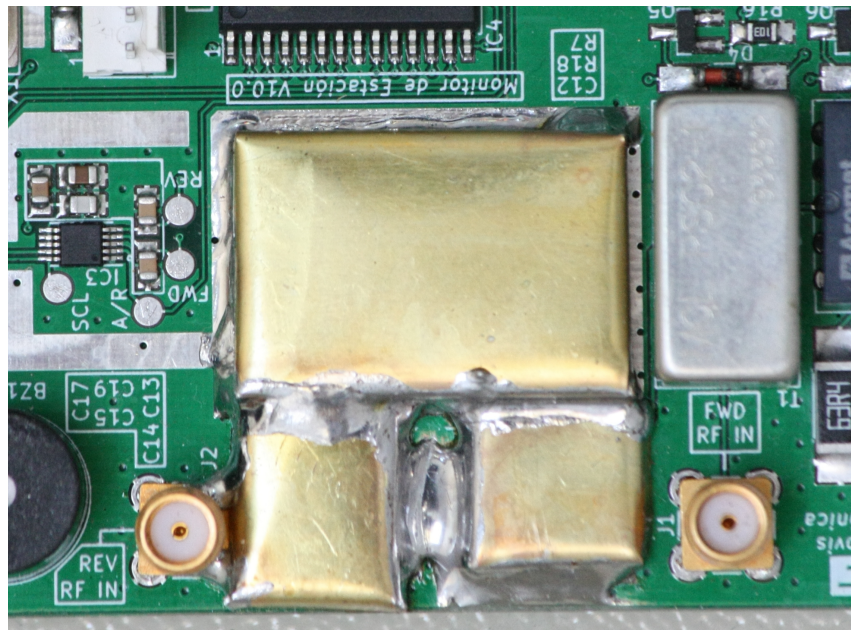


Figura 60: detalle del blindaje en el PCB

### 11.4.3. Amplificadores logarítmicos y conversor A/D

#### 11.4.3.1. Teoría de funcionamiento

El amplificador logarítmico es un dispositivo activo cuya función principal es la de comprimir una señal de amplio rango dinámico a su equivalente en decibeles. En otras palabras, es el encargado de transformar una señal en un dominio de representación a otro a través de su comportamiento no lineal (Analog Devices, 2015).

Para el caso particular donde las variables son voltajes, la relación entre ellas puede ser expresada como sigue:

$$V_{OUT} = V_Y \log \left( \frac{V_{IN}}{V_X} \right) \quad (40)$$

donde,  $V_{OUT}$  es el voltaje de salida;  $V_Y$ , la ganancia de voltaje en Volts por década, para logaritmo de base 10;  $V_{IN}$  es el voltaje de entrada;  $V_X$  es el voltaje de intersección.

Todos los amplificadores logarítmicos requieren de dos referencias, en este caso,  $V_X$  y  $V_Y$ , que determinan el escalado del circuito. La precisión absoluta del amplificador no puede ser mejor que la de las referencias de escalado.

La Ecuación (40) está matemáticamente incompleta para lograr la correcta representación del comportamiento de un amplificador logarítmico demodulador, tal como el AD8307 de Analog Devices implementado en este diseño, ya que la tensión entrante está continuamente alternando signos. Sin embargo, los principios básicos no son afectados y puede ser utilizada como punto de partida para el análisis del escalado del dispositivo.

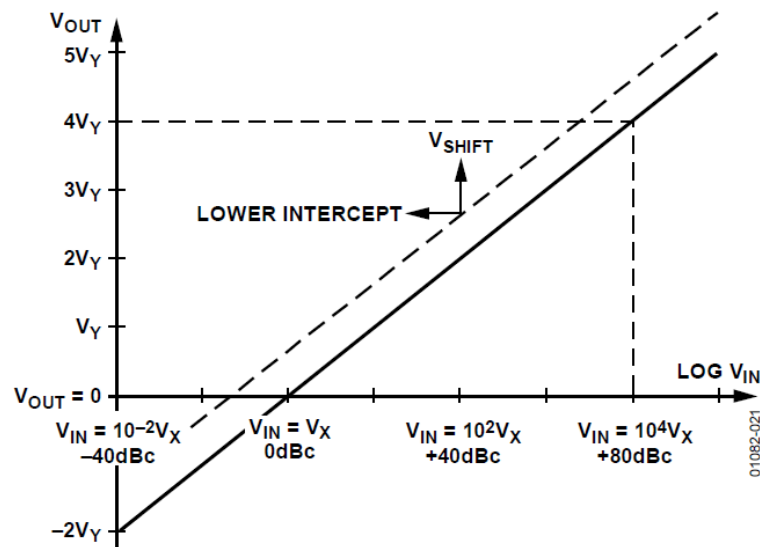


Figura 61: curva del amplificador logarítmico ideal (Analog Devices, 2015)

La Figura 61 muestra la relación entre la entrada y la salida de un amplificador logarítmico ideal, de acuerdo a lo expresado por la Ecuación (40). La escala horizontal es logarítmica y muestra un gran rango dinámico de 120 dB, o seis décadas. La tensión de salida intercepta el eje de las abscisas en  $V_{IN} = V_X$  e, idealmente, se convierte en negativa para entradas menores al punto de intersección. En este último caso, la recta que describe  $V_{OUT}$  para todos los valores de  $V_{IN}$  continúa indefinidamente en ambas direcciones. La línea de puntos muestra que el agregar un voltaje de *offset*  $V_{SHIFT}$  a la salida, equivale a disminuir el voltaje de intersección efectivo  $V_X$ . Exactamente la misma alteración puede lograrse elevando la ganancia (o el nivel de la señal) de entrada por un factor de  $V_{SHIFT}/V_Y$ .

Existe una fórmula más sencilla y apropiada para describir el comportamiento del AD8307, teniendo en cuenta su propiedad de demodulación de la señal sinusoidal presente en su entrada:

$$V_{OUT} = V_{SLOPE}(P_{IN} - P_0) \tag{41}$$

donde,  $V_{OUT}$  es la banda base demodulada y filtrada (RSSI<sup>26</sup>);  $V_{SLOPE}$  es la ganancia logarítmica, expresada ahora en V/dB (normalmente entre 15 mV/dB y 30 mV/dB);  $P_{IN}$  es la potencia de entrada, expresada en decibeles relativos a algún nivel de referencia;  $P_0$  es la intersección logarítmica, expresada en decibeles relativos al mismo nivel de referencia.

Nótese que la función logarítmica desaparece de la ecuación porque la conversión ha sido llevada a cabo implícitamente al indicar la entrada en decibeles. Además, cabe aclarar que los amplificadores logarítmicos no responden a la potencia de una señal sino a su voltaje. El uso de dBV es más precisa, a pesar de estar incompleta, ya que la forma de la señal también está involucrada.

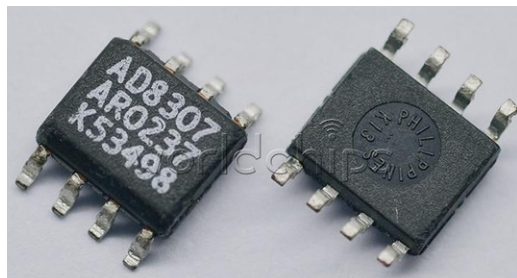


Figura 62: integrado AD8307  
(Internet)

#### 11.4.3.2. Diseño de aplicación

La implementación del circuito integrado ha sido concebida por el fabricante de manera muy simple. Reiterando la teoría de operación, la salida del AD8307 es una tensión continua equivalente a la potencia en decibeles de la señal de radiofrecuencia presente en su entrada. El rango dinámico de operación es de 92 dB, desde -75 dBm hasta +17 dBm, mientras que su rango de frecuencias abarca desde 0 Hz hasta 500 MHz, con una linealidad de  $\pm 1$  dB.

26 Del inglés, *received signal strength indicator*: indicador de intensidad de señal recibida.

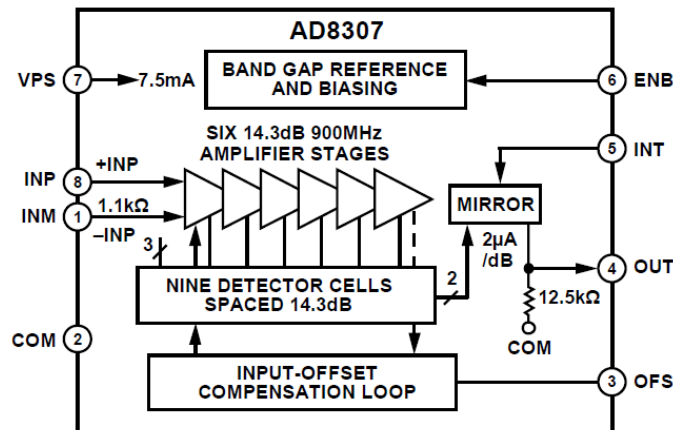


Figura 63: diagrama de bloques del AD8307 (Analog Devices, 2015)

La Figura 64 muestra la relación entre la potencia de la señal de entrada al integrado y la tensión de continua entregada por éste. Cada una de las cuatro curvas responde a una frecuencia de excitación diferente. Nótese la linealidad en las relaciones, independientemente de la frecuencia, en el rango de potencias comprendidas entre -60 dBm y 0 dBm, en concordancia con lo expuesto en la sección 14.1 sobre el uso de atenuadores.

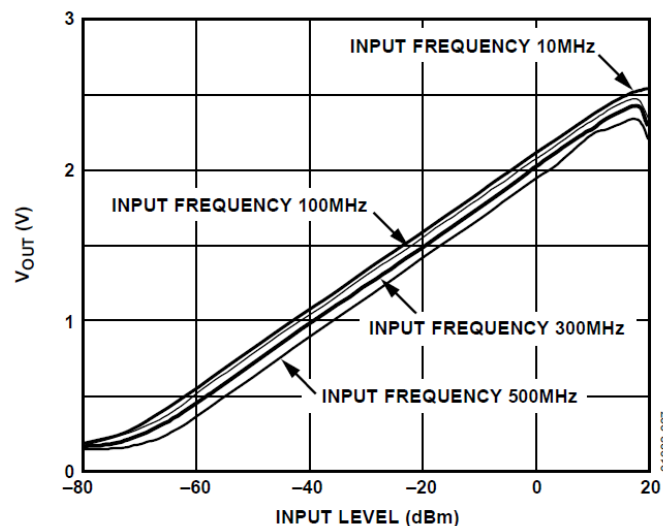


Figura 64:  $V_{OUT}$  vs nivel de entrada (dBm) a varias frecuencias (Analog Devices, 2015)

La señal de tensión continua a la salida del AD8307 tendrá que ser digitalizada para su

posterior tratamiento. Para ello, se recurrió al conversor ADS1115 de la empresa Texas Instruments. Dentro de sus características principales, se destacan su resolución de 16 bits, conversor delta-sigma, máxima conversión de 860 sps, referencia de voltaje interna, cuatro canales de entrada de modo común, comunicación I<sup>2</sup>C y amplificador de ganancia programable interno (PGA, por sus siglas en inglés).

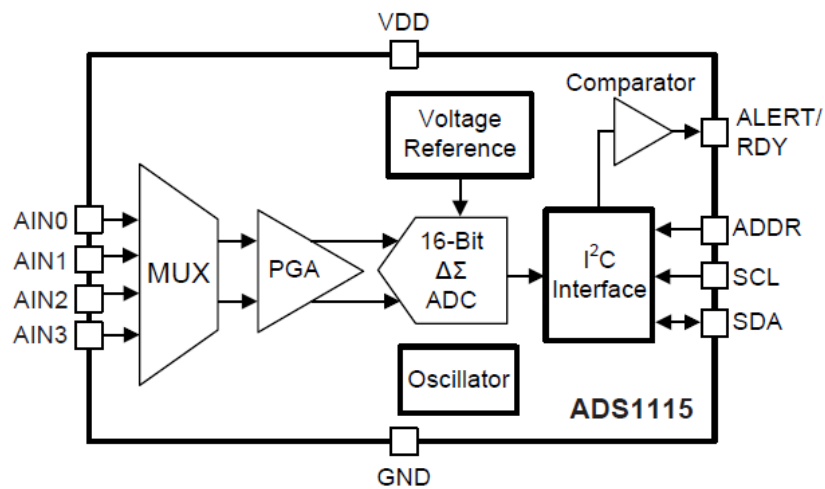


Figura 65: diagrama de bloques del ADS1115 (Texas Instruments, 2018)

El uso de un PGA fue de vital importancia para aprovechar al máximo todo el rango de entrada del conversor. Dado que las tensiones provistas por el amplificador logarítmico

Tabla 13: relación entre FSR y LSB

FSR (V)	Peso del LSB (μV)
6,144	187,5
4,096	125
2,048	62,5
1,024	31,25
0,512	15,625
0,256	7,8125

varían entre 0,5 V y 2,7 V, es necesario escalarlas proporcionalmente, ajustando el peso del

bit menos significativo (LSB, por sus siglas en inglés). La *Tabla 13* muestra la relación entre el rango de entrada a fondo de escala, o *full-scale range* (FSR), y el peso del LSB.

Con estos datos, se tornó sencillo determinar la resolución del instrumento de medición. La *Ecuación (42)* expresa la misma relación que la *Ecuación (41)*, pero, ahora, la variable independiente es el voltaje entregado por el AD8307.

$$V_{OUT} = V_{SLOPE}(P_{IN} - P_0) \rightarrow P_{IN} = \frac{V_{OUT}}{V_{SLOPE}} + P_0 \quad (42)$$

Si tomamos como factor de escalado, o  $V_{SLOPE}$ , para el amplificador logarítmico un valor de 25 mV/dBm, podemos confeccionar la relación entre la resolución y el FSR.

*Tabla 14: relación entre el FSR y la resolución*

FSR (V)	Resolución (dBm)	Resolución (mW)
6,144	0,0075	0,001728
4,096	0,005	0,001152
2,048	0,0025	0,0005758
1,024	0,00125	0,0002879
0,512	0,000625	0,0001439
0,256	0,0003125	0,00007196

La conexión entre el AD8307 y el ADS1115 se hizo mediante un filtro RC, tal como se aprecia en la *Figura 66*, compuesto por R17 y C13. El objetivo del filtro es eliminar cualquier efecto de *aliasing* en la señal muestreada (Texas Instruments, 2018), por lo que se siguieron los lineamientos generales dado por la hoja de datos del conversor para su confección.



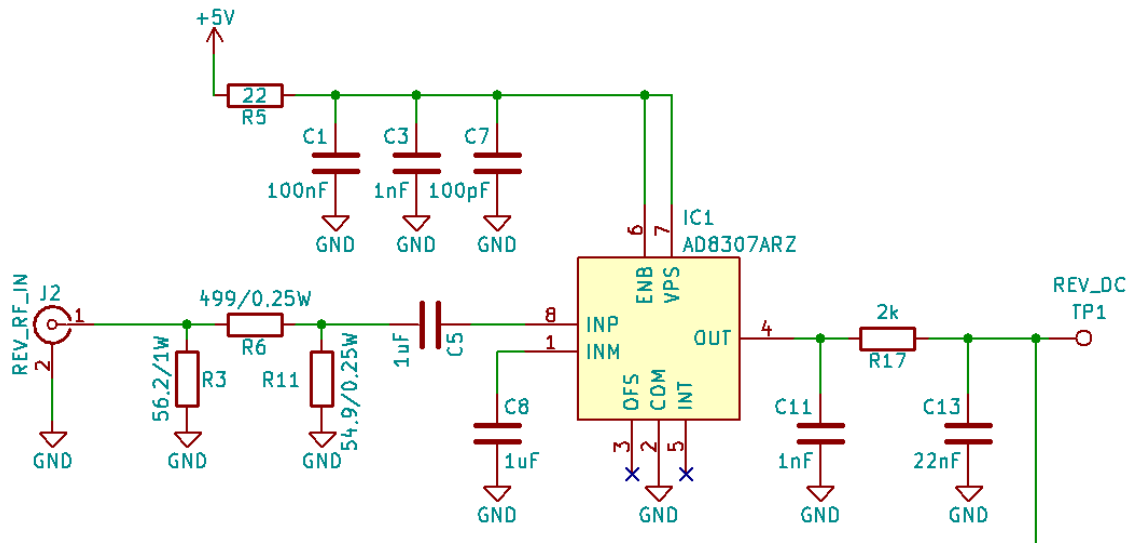


Figura 66: implementación del AD8307 en el circuito del instrumento de medición

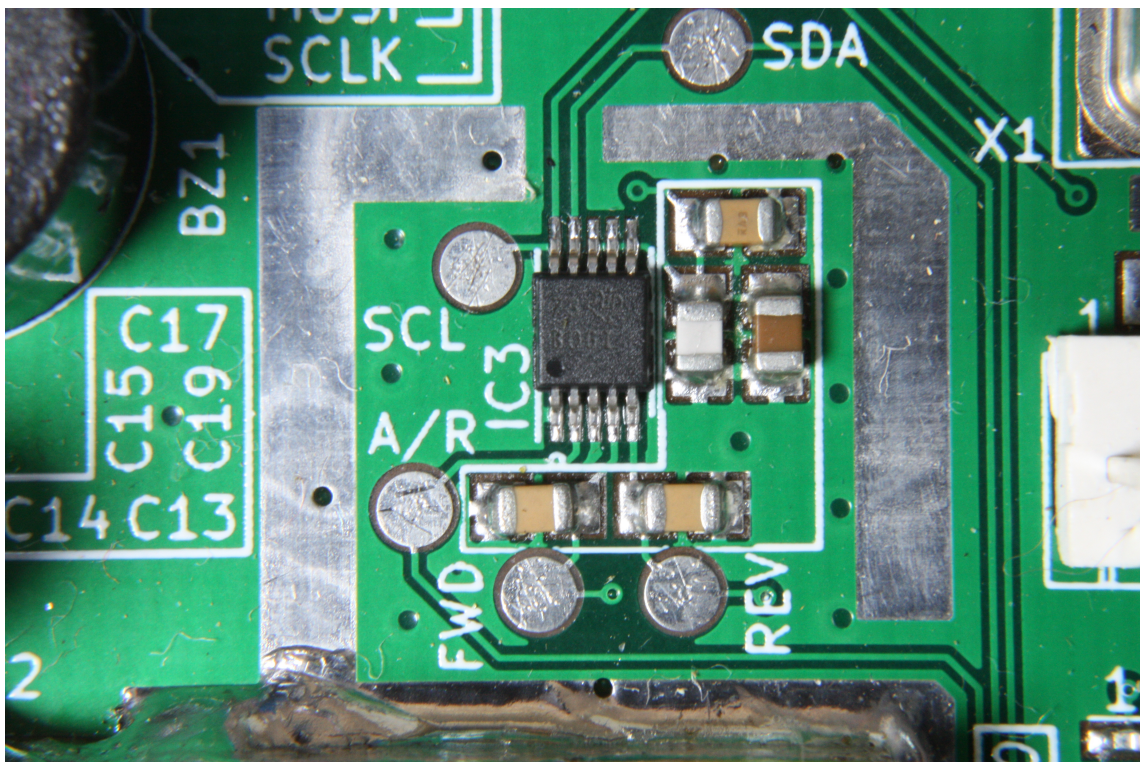


Figura 67: primer plano del conversor A/D en el PCB



#### 11.4.4. Frecuencímetro

La implementación de un frecuencímetro en el instrumento de medición se origina por dos circunstancias. La primera de ellas responde a la necesidad de brindarle al usuario esta información sobre la señal muestreada, tal como se especifica en los requerimientos de la *sección II*. La segunda, a la autocalibración del instrumento.

Dado que la respuesta en frecuencia, tanto de los acopladores direccionales como de los amplificadores logarítmicos, depende de la porción en la que estén operando, es necesario conocer la frecuencia de la señal. Gracias a esto, el instrumento de medición puede ajustar automáticamente los coeficientes que ponderan las funciones matemáticas de análisis utilizadas por el microcontrolador, y, de esta manera, brindar los resultados más exactos posibles al operador.

##### 11.4.4.1. Atenuadores variables

La medición de la frecuencia de la señal acoplada se hace a partir de una muestra tomada del canal de señal incidente, mediante el divisor de potencia. Para proteger los dispositivos subsiguientes en la cadena de medición, se adoptó un paradigma de *front-end* típico de instrumentos de laboratorio, tales como osciloscopios y analizadores de espectro.

Este modelo consiste en la implementación en cascada de un atenuador variable junto con un amplificador de ganancia variable. La función del primero es la de proteger al resto de posibles sobrecargas en el puerto de entrada, mientras que la del segundo es encargarse de amplificar la señal lo suficiente para que pueda ser procesada por las etapas subsiguientes.

Dado el gran rango dinámico de potencia esperado en el puerto de entrada, se decidió

realizar un atenuador variable de cuatro pasos, siendo ellos de 0 dB, 10 dB, 19 dB y 29 dB. Para reducir lo más posible la complejidad y la cantidad de componentes necesarios, se optó por el diseño de dos atenuadores en configuración  $\Pi$ , cuyas entradas y salidas respectivas están comandadas por relés de señal.

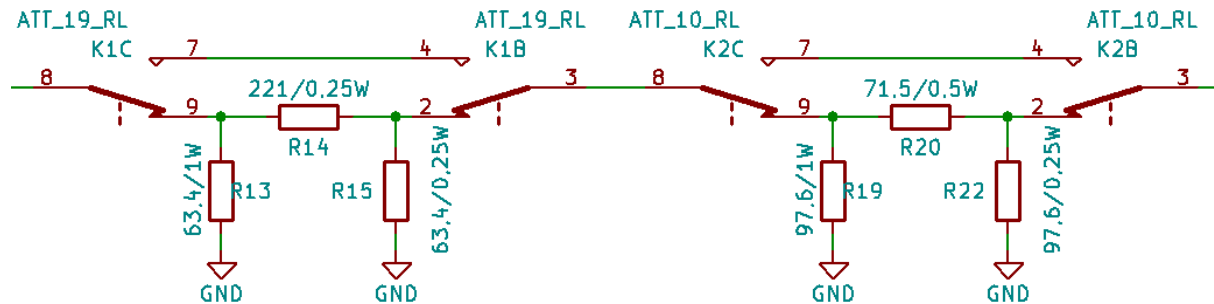


Figura 68: atenuador variable usado en el diseño. Pasos de 0 dB, 10 dB, 19 dB y 29 dB

Los resistores seleccionados para los atenuadores fueron calculados utilizando las ecuaciones (36) a (40), ya vistas en la sección 14.1. Aquí también, las impedancias de entrada y salida fueron las mismas que la característica del sistema, es decir, 50  $\Omega$ .

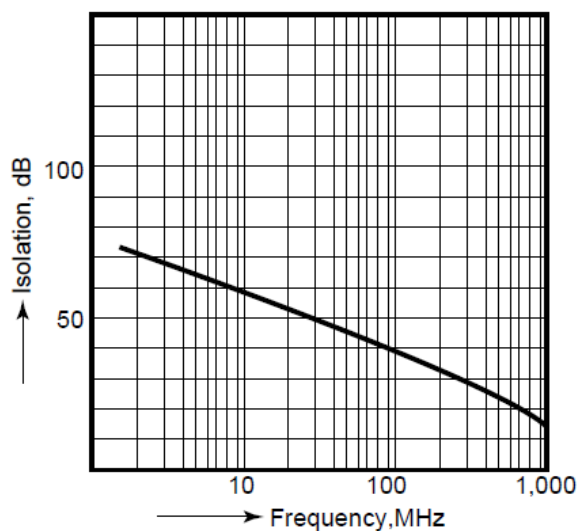


Figura 69: aislación de los relés Aromat TF2E-H-5V (Nais, 2000)

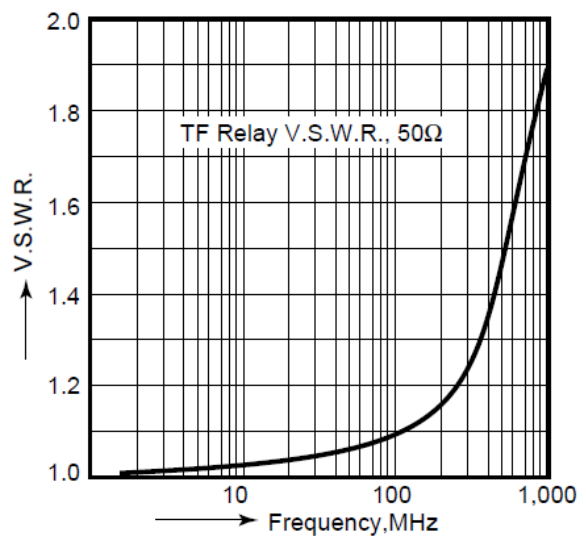


Figura 70: ROE de los relés Aromat TF2E-H-5V (Nais, 2000)

Con respecto a los relés de señal, si bien son electromecánicos, están diseñados por la

empresa Aromat para operar con señales de hasta 1 GHz. Las figuras 69 y 70 evidencian las características de aislación y relación de ondas estacionarias de los modelos TF2E-H-5V, usados en el diseño del monitor de estación.

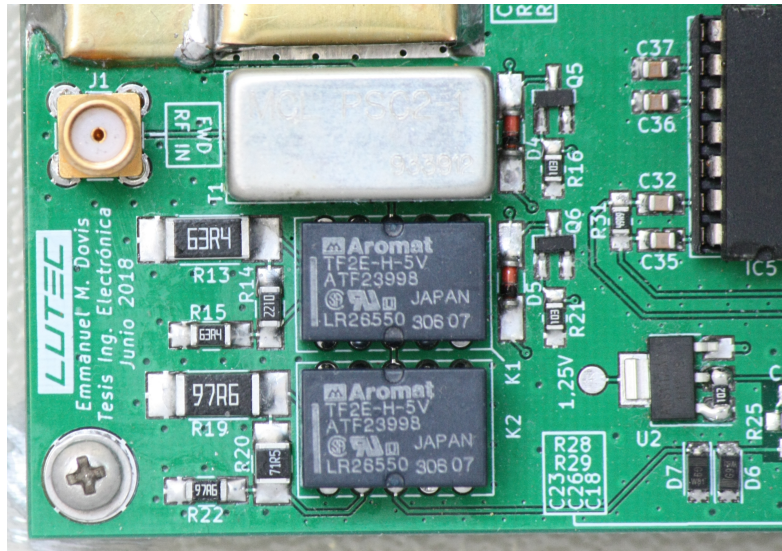


Figura 71: detalle del atenuador variable en el PCB

#### 11.4.4.2. DVGA

Una vez atenuada, la señal debe ser acondicionada en amplitud, para que luego, pueda ser traducida a valores lógicos mediante la utilización de *slicers*. Esta operación es el propósito del amplificador de ganancia variable digitalmente, o *digital variable gain amplifier*.

El DVGA no es más que un amplificador diferencial cuya ganancia es programada a través de una interfaz SPI. Para nuestra aplicación se recurrió al Texas Instruments LMH6881, con un ancho de banda de DC a 2,4 GHz, una figura de ruido de 9,7 dB, puerto de entrada desbalanceado de 50  $\Omega$ , y una ganancia de 6 dB a 26 dB en pasos de 0,25 dB. La *Figura 72* muestra su bloque funcional.

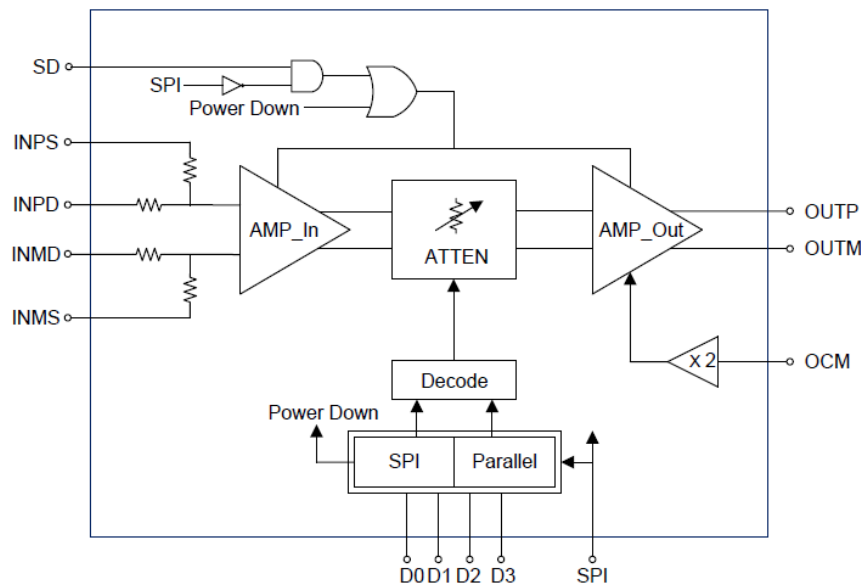


Figura 72: diagrama de bloques del LMH6881 (Texas Instruments, 2015)

La implementación del DVGA en el PCB fue crítica. Por ser un elemento muy susceptible al entorno de montaje, se debió seguir estrictamente las recomendaciones del fabricante. Las múltiples entradas de alimentación requirieron de la instalación de bancos de capacitores por cada una de ellas. Su función fue la proveer un camino de extrema baja impedancia para las señales de RF, evitando que ingresen al dispositivo. También se tuvo que eliminar parte de las capas de cobre ubicadas justo debajo de los puertos de entrada, para reducir la capacitancia parásita que pudiesen generar.

Otro aspecto importante fue la instalación de un camino térmico para remover el calor del dispositivo. Consumiendo hasta 500 mW, se instaló un plano de masa bajo el DVGA conectado mediante vías con la capa de cobre inferior para ayudar en la reducción de la temperatura del silicio.

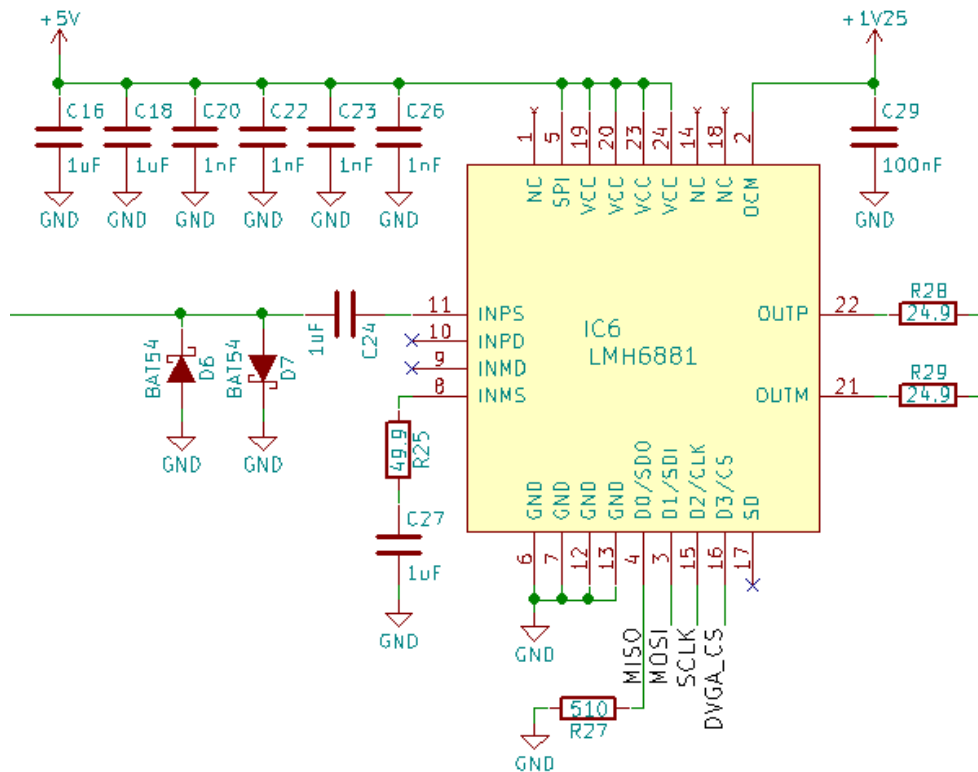


Figura 73: detalle del esquemático donde se aprecia el LMH6881

Tal como se ve en la Figura 73, la entrada de modo común por el pin 11 presenta, además de un acople de corriente alterna mediante C24, dos diodos Schottky en antiparalelo. Si bien la etapa previa, compuesta por el atenuador variable, debe reducir la señal entrante a niveles adecuados para el DVGA, existe la posibilidad de que se produzcan transitorios de alta energía, como los sucedidos en la modulación SSB. Para evitar daños, los componentes D6 y D7 funcionan como diodos limitadores, o de *clamping*, impidiendo que la tensión entre sus bornes, ergo, en la entrada del DVGA, supere su caída de tensión en polarización directa.

En lo que a su salida se refiere, el LMH6881 la provee de manera diferencial. La señal alterna, una vez amplificada, es entregada montada sobre una tensión de continua, generada por un multiplicador interno del DVGA a partir de la tensión de referencia de 1,25 V del componente U2.

La Figura 74 muestra el DVGA inserto en el PCB. Nótese la cercana disposición de los capacitores de desacople entre ellos y al amplificador, como así también la salida diferencial por el lado derecho del mismo.

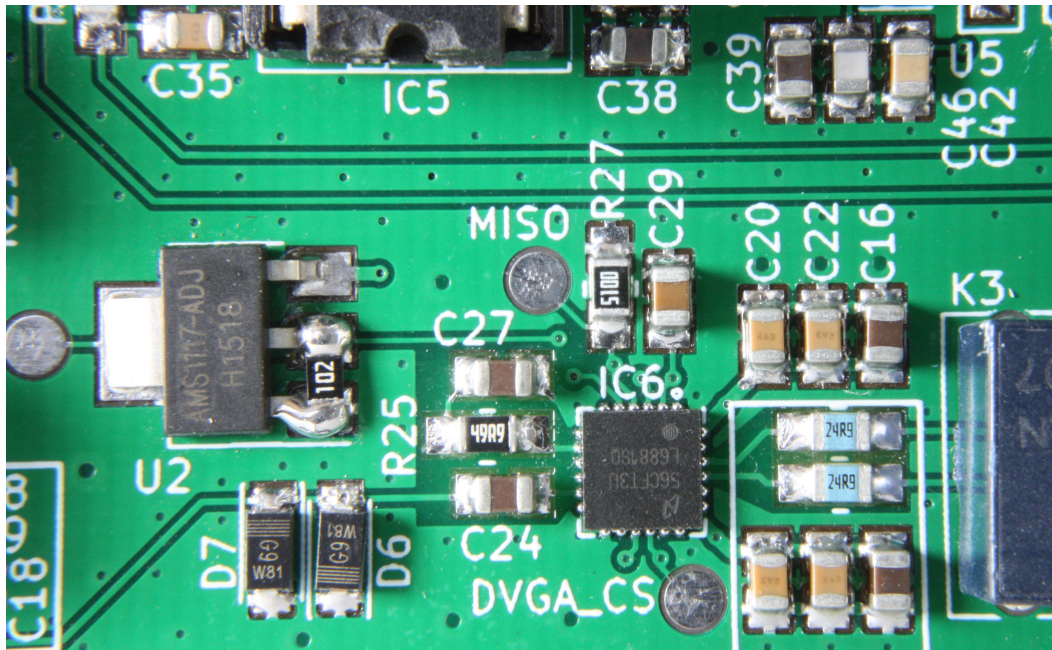


Figura 74: detalle del LMH6881 en el PCB

#### 11.4.4.3. Prescaler

El núcleo del frecuencímetro es el microcontrolador principal del instrumento de medición. Para las señales de frecuencias comprendidas entre 1 MHz y 30 MHz, el microcontrolador puede trabajarlas directamente sin inconveniente alguno. Sin embargo, para el rango restante, esto es, de 30 MHz a 500 MHz, hace falta reducir la frecuencia de la señal mediante un prescaler.

El utilizado en esta aplicación es el Intersil CA3179G, con un ancho de banda de DC a 1,25 GHz, doble módulo de 64 y 256, y puertos de entrada diferenciales y de modo común.



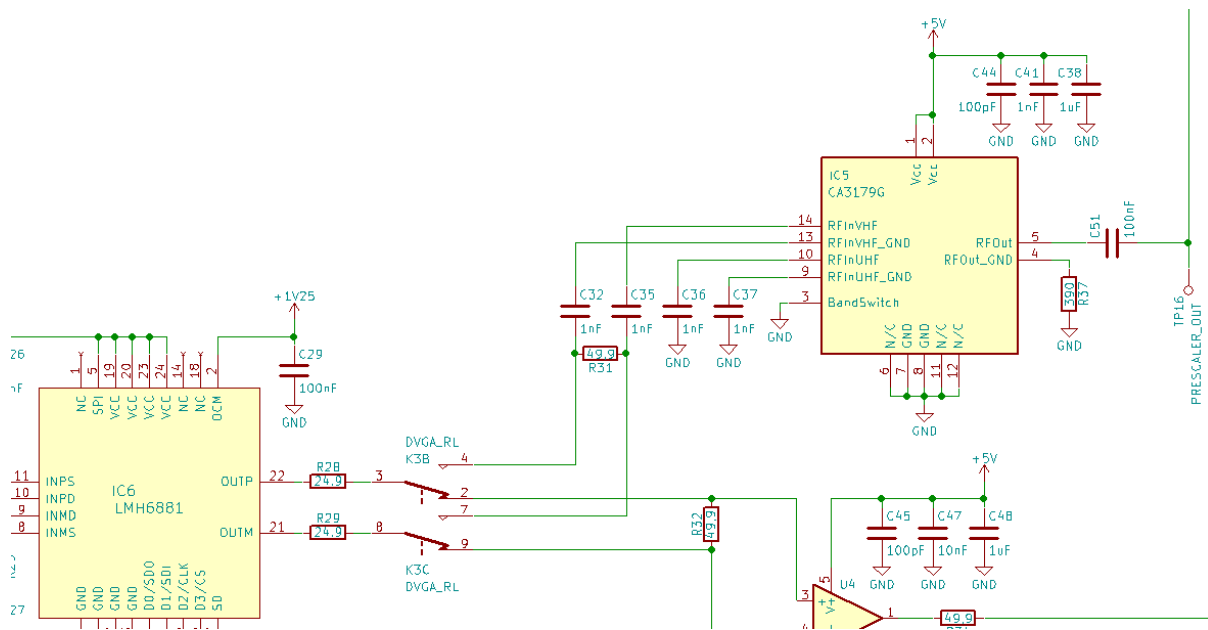


Figura 1: detalle del esquemático donde se aprecia la conexión entre el DVGA y el prescaler

La sensibilidad del prescaler a la señal de entrada, configurado con módulo de 64, se traza en la Figura 75. Como se ve, el nivel está por debajo de los 10 mV<sub>RMS</sub> para una señal sinusoidal en el rango de frecuencias de 20 MHz a 500 MHz.

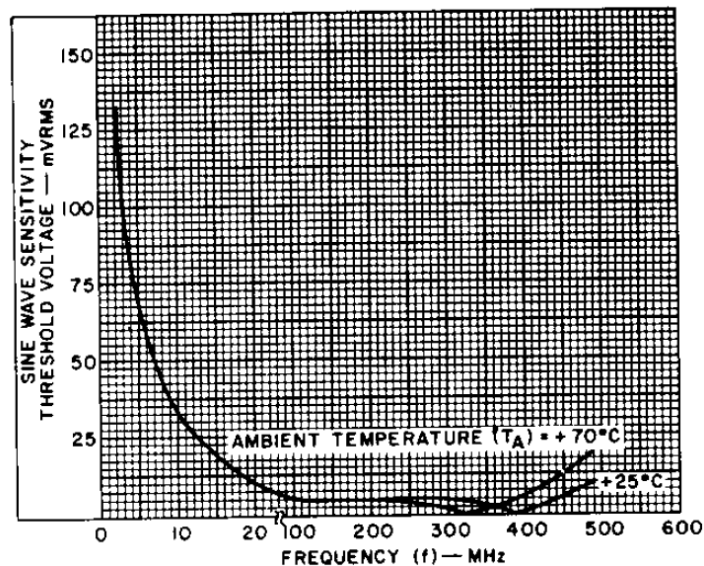
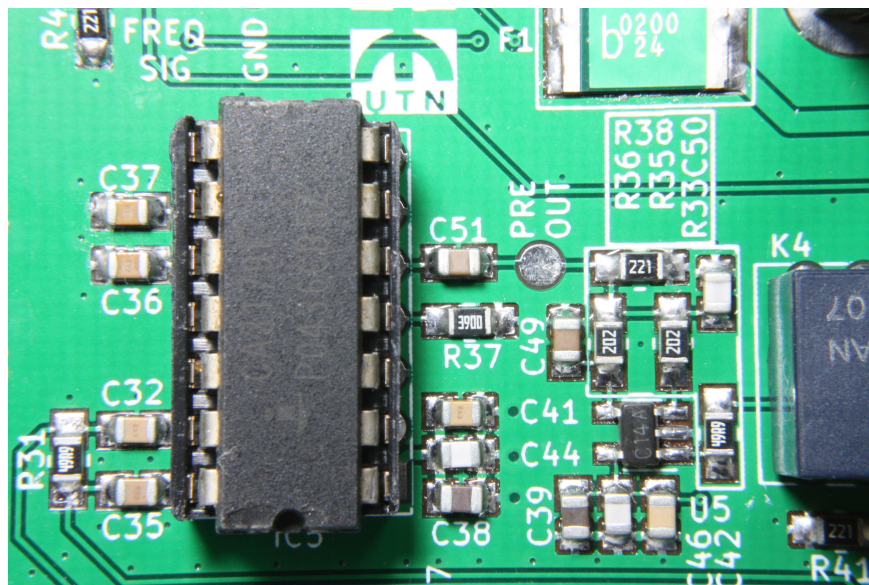


Figura 75: sensibilidad del CA3179G en función de la frecuencia (RCA)

La señal amplificada por el DVGA debe mantenerse entre 5 mV<sub>RMS</sub> y 500 mV<sub>RMS</sub>, ran-

go de trabajo del CA3179G. Una vez acondicionada, es dirigida mediante el relé selector K3, de iguales características a los empleados en el atenuador variable, al prescaler, e inyectada diferencialmente mediante capacitores de desacople de tensión continua. Estos se aprecian en detalle en la *Figura 76*, como así también el resistor R31 a la entrada del prescaler, utilizado para terminar la CPWGP en  $50 \Omega$ .



*Figura 76: detalle del CA3179G en el PCB*

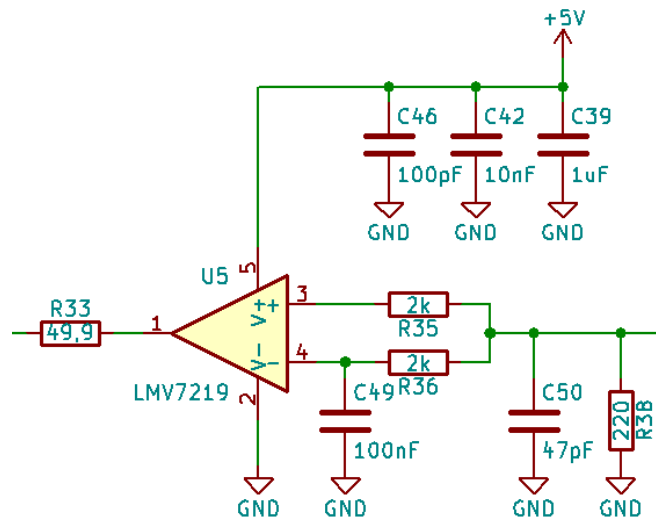
Cuando se esté trabajando con señales de HF, es decir, menores a 30 MHz, el relé K3 redirigirá la señal directamente a la etapa siguiente de procesamiento, evitando su escalado en frecuencia a través del prescaler.

#### **11.4.4.4. Slicers**

Una vez acondicionada, tanto en amplitud como en frecuencia, la señal derivada del canal incidente, se torna necesario convertirla de una onda alterna sinusoidal a una onda cuadrada con niveles TTL. De esta manera, el microcontrolador podrá aceptarla en su puerto de entrada para determinar su frecuencia. El arreglo de componentes, activos y pasivos, utilizado



para la conversión se denomina slicer. En total, el instrumento de medición posee dos slicers idénticos, uno dedicado a las señales de HF y otro, a las derivadas por medio del prescaler. En la *Figura 77* se aprecia el correspondiente a las señales de VHF/UHF.



*Figura 77: detalle en el esquemático del slicer de señales VHF/UHF*

El elemento activo del slicer es el comparador LMV7219 de Texas Instruments. Su bajo tiempo de propagación (7 ns) y bajo tiempo de caída/subida en su salida (1,3 ns), le otorgan características perfectas para la aplicación. Sumado a esto, el LMV7219 tiene un umbral interno de histéresis, otorgando transiciones limpias y libres de errores.

La *Figura 78* pone en primer plano la implementación del slicer, correspondiente a las señales de VHF/UHF entregadas por el prescaler, en el PCB. Nótese la proximidad de los componentes pasivos al activo, asegurando bajas capacitancias e inductancias parásitas en la alimentación del LMV7219. Asimismo, obsérvese el relé K4 encargado de conmutar entre las salidas de los dos slicer, de acuerdo al tipo de señal que se esté analizado, para entregársela al microcontrolador.

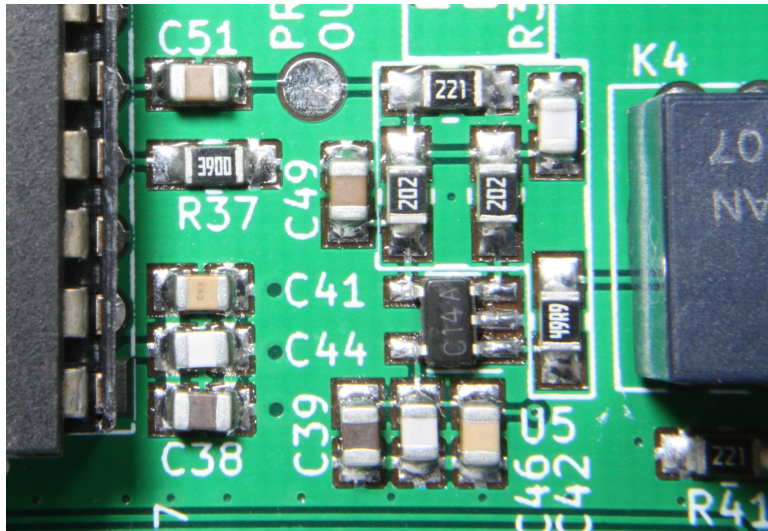


Figura 78: detalle de uno de los slicers en el PCB del instrumento de medición

#### 11.4.4.5. Periférico SMT

El microcontrolador Microchip PIC18F26K83 fue elegido para este proyecto por cumplir con una serie de requisitos impuestos. Uno de ellos fue la capacidad de medir la frecuencia de una señal. Para esto, el microcontrolador tiene un periférico dedicado, denominado *signal measurement timer*, o SMT. Consiste en un contador de 24 bits de longitud cuyas múltiples señales de entrada, tales como *gate* y *window*, entre otras, pueden ser configuradas para precedencias externas.

En nuestra aplicación, la configuración del SMT utilizada fue la llamada *windowed counter mode*, tal como la nombra su hoja de datos. En este modo, el contador acumula los ciclos de la señal presente en la entrada *SMTx\_signal*, durante el período de tiempo que dure la ventana dictada por un ciclo de la señal *SMTxWIN*. La *Figura 79* corresponde al diagrama de bloques del periférico y la *Figura 80*, al diagrama temporal de señales.

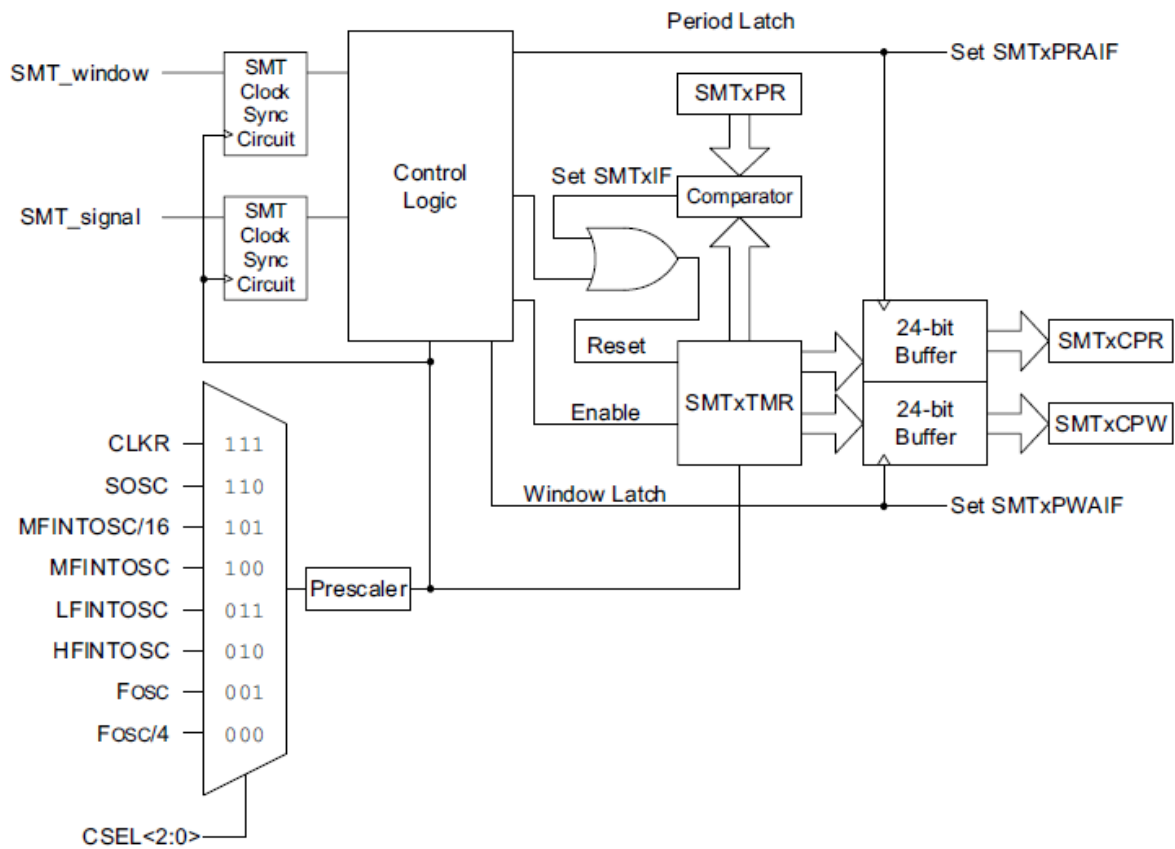


Figura 79: diagrama de bloques del periférico SMT, del PIC18F26K83 (Microchip, 2017)

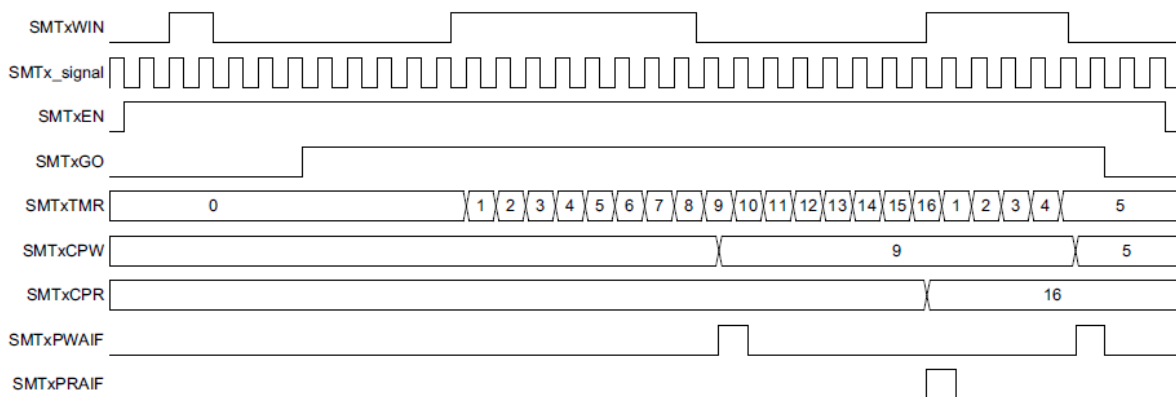


Figura 80: diagrama temporal para el modo repetitivo windowed counter mode (Microchip, 2017)

La señal cuyo período determina la ventana de medición puede generarse internamen-

te en el microcontrolador o provenir de una fuente externa. En vista de lograr una buena precisión en la medición de la frecuencia, se descartó las generadas por el propio PIC18F26K83, ya que todas usaban como base de tiempo el oscilador interno del sistema, con una estabilidad  $e$  de  $\pm 2\%$ . Teniendo en cuenta que la frecuencia central de oscilación  $f_c$  es de 64 MHz, su máxima desviación es,

$$\Delta f = f_c(1 \pm e) = 64 \text{ MHz}(1 \pm 0,02) = \pm 1,28 \text{ MHz} \quad (43)$$

lo que se traduce como un valor en partes por millón de,

$$\Delta f_{ppm} = \frac{\Delta f 10^6}{f_c} = \frac{\pm 1,28 \text{ MHz } 10^6}{64 \text{ MHz}} = 20.000 \text{ ppm} \quad (44)$$

Por esta razón, se optó por introducir en el circuito un oscilador compensado en temperatura, o TCXO, por sus siglas en inglés. Su frecuencia central de oscilación es de 20 MHz, con una desviación máxima de 100 ppm, es decir,

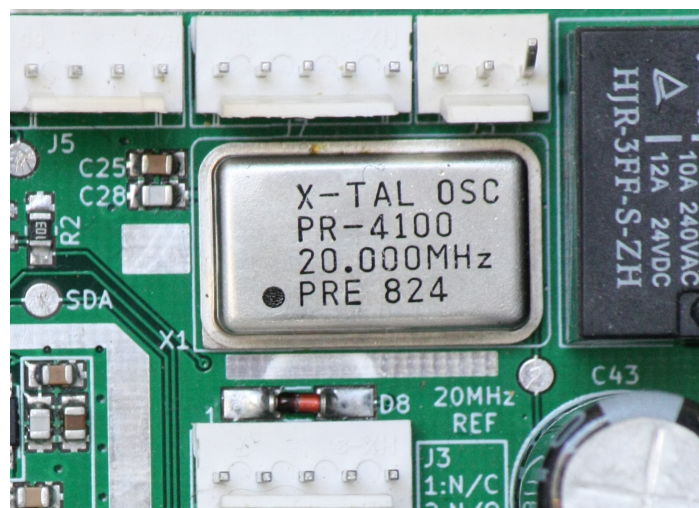


Figura 81: detalle del TCXO en el PCB

$$\Delta f = \frac{f_c \text{ ppm}}{10^6} = \frac{20 \text{ MHz} \cdot 100 \text{ ppm}}{10^6} = \pm 2 \text{ kHz} \quad (45)$$

En la *Figura 81* se aprecia el TCXO instalado en el PCB del instrumento de medición.

## **11.5. Plataforma digital**

### **11.5.1. Microcontrolador**

#### **11.5.1.1. Descripción**

Como ya se ha dicho anteriormente, el microcontrolador principal del instrumento de medición es el Microchip PIC18F26K83. Su elección vino de la mano del amplio conocimiento y vasta experiencia que el alumno tiene sobre esta plataforma, a pesar de haberse considerado otras opciones, tales como Texas Instruments, ST Microelectronics y NXP Semiconductors.

El PIC18F26K83 es un microcontrolador de 8 bits, con oscilador interno de 64 MHz y un tiempo mínimo de instrucción de 62,5 ns. Entre las principales características del microcontrolador se destacan su programación embebida (ICSP), arquitectura RISC optimizada para compiladores de lenguaje C, tres contadores de 8 bits y cuatro de 16 bits, veinticinco pines de entrada y salida (I/O), y su mapeo digital de pines para asociar cualquier periférico con un pin físico determinado.

#### **11.5.1.2. Lógica del firmware y diagrama de flujo**

Atendiendo a la *Figura 82*, el firmware desarrollado para el instrumento de medición es de muy sencilla naturaleza. Al comienzo, el microcontrolador se encarga de inicializar sus registros internos y, luego, de configurar adecuadamente el convertor analógico-digital y el amplificador de ganancia variable.

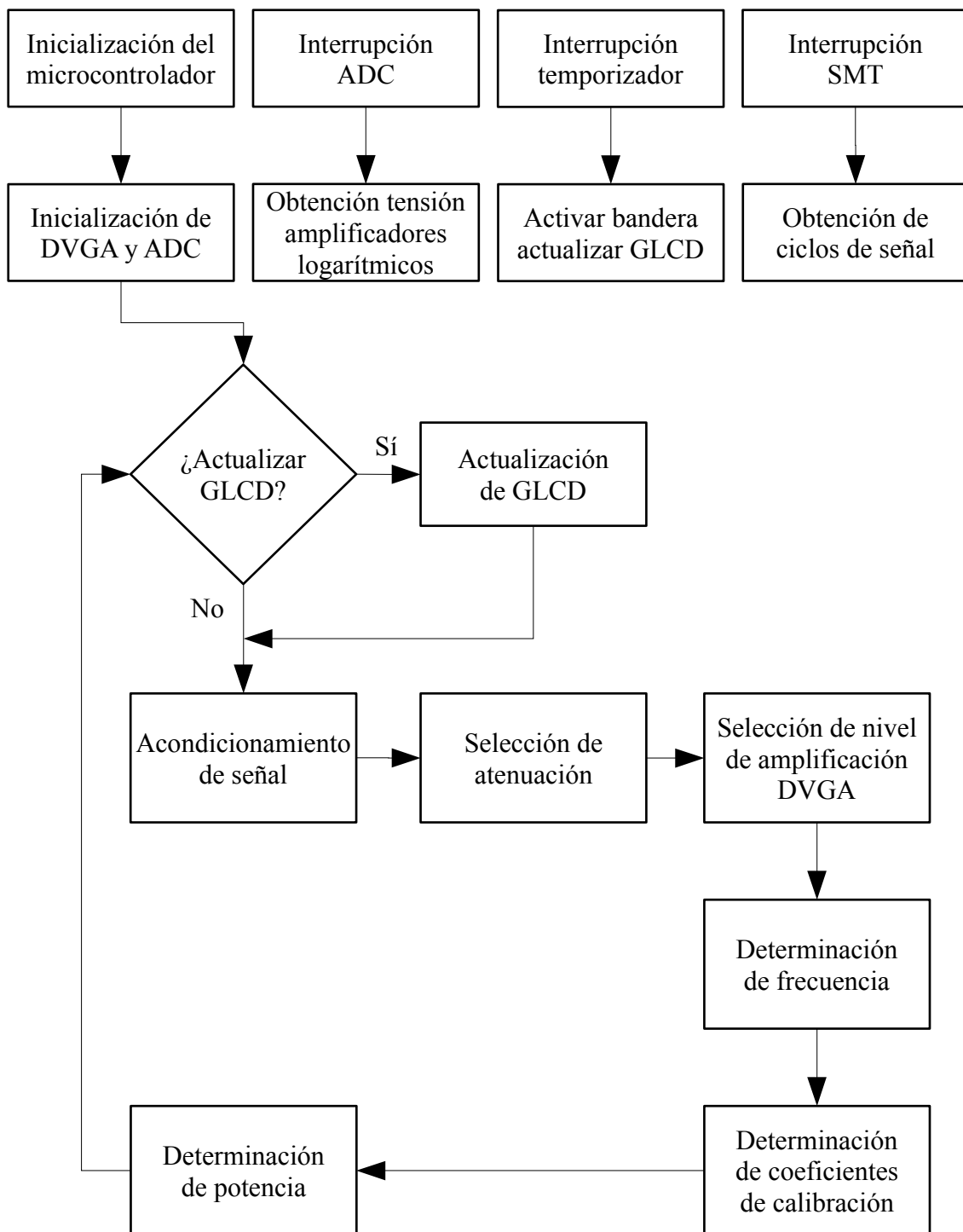


Figura 82: diagrama de flujo del firmware implementado en el PIC18F26K83

Inmediatamente al término de esta primera fase, ingresa en una rutina cíclica de manejo de la pantalla gráfica LCD y el cálculo de las variables a mostrar en ella.

Para esto, el primer paso que realiza es el acondicionamiento en potencia y frecuencia de la señal del puerto incidente. De acuerdo al tipo de acoplador direccional que se esté utilizando y su factor de acople promedio, el microcontrolador realiza una estimación rápida y gruesa de la potencia que está ingresando. Este resultado le permite configurar acordemente el nivel de atenuación y, posteriormente, el de amplificación del DVGA.

Con la señal ya estabilizada en amplitud, ahora puede determinar su frecuencia mediante el periférico SMT, tal como se vio en la *sección 14.3.5*. Además de ofrecer el resultado en pantalla, la frecuencia le lleva a elegir, de una tabla cargada en su memoria de programa, los coeficientes a utilizar en la ecuación para el cálculo fino de las potencias en los canales de entrada.

Mientras tanto, existen tres procesos que se desencadenan sucesivamente a raíz de tres interrupciones independientes. El primero de ellos es el manejo y comunicación con el conversor A/D. Cada vez que termina una digitalización, el ADC le informa al microcontrolador para que éste lea el resultado y actualice el valor de su registro asignado.

La segunda interrupción se lleva a cabo por la finalización del conteo de frecuencia que realiza el periférico SMT. Cuando la ventana de conteo termina, el contador de 24 bits transfiere su contenido a un registro específico de la RAM donde se almacena el valor más reciente del período de la señal muestreada.

Por último, la tercera interrupción se origina por un temporizador encargado de setear una bandera cada 200 ms. Esto hace que al comprobar si debe actualizar el GLCD durante la rutina principal, el microcontrolador se comunique con la pantalla para brindarle los últimos datos calculados.



## 11.5.2. Interfaz HMI

La interacción entre el usuario y el aparato es llevada a cabo por tres elementos. Uno de ellos es una pantalla gráfica de cristal líquido de 128 pixeles de ancho por 64 pixeles de alto, donde se presentan los datos organizados en diferentes menús, según la elección del usuario. La pantalla posee su propio controlador dedicado, el cual se comunica con el microcontrolador principal a intervalos regulares utilizando el protocolo serial SPI para la transferencia de los datos.

El segundo elemento integrante de la interfaz HMI<sup>27</sup> es un encoder rotativo de pulsador integrado. Éste le sirve al operario para poder desplazarse por las opciones de configuración y setear los diferentes apartados. Por último, el tercer elemento consiste en un buzzer cuya activación le indica al usuario del disparo de la alarma de alto ROE.



Figura 83: GLCD de 128 x 64 pixeles  
(Internet)



Figura 84:  
encoder (Internet)

### 11.5.2.1. Presentación de datos y menús de configuración

Según las preferencias del usuario, el instrumento de medición puede configurarse

---

<sup>27</sup> Del inglés, *human-machine interface*: interfaz hombre-máquina

para que presente la información sobre el sistema de comunicación de una forma u otra. La primera opción contempla los valores de potencia incidente y reflejada en unidad de Watts, la frecuencia de la señal en unidad de MHz y la relación de ondas estacionarias, como así también el nivel de disparo de la alarma de alto ROE, y el tipo de acoplador direccional utilizado. La segunda opción es similar a la anterior, con el simple cambio de la unidad potencia de Watts a dBm.



Figura 85: presentación de datos (opción 1)      Figura 86: presentación de datos (opción 2)

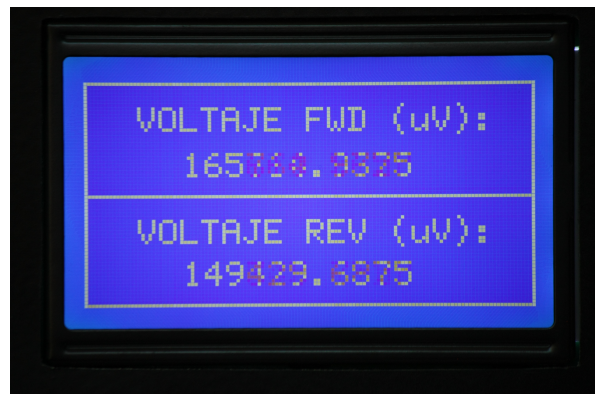


Figura 87: presentación de datos (opción 3)      Figura 88: presentación de datos (opción 4)

La tercera opción de visualización de la información muestra todos los datos que maneja el instrumento. Además de incluir aquellos presentados en las primeras dos opciones, incluye el módulo de la pérdida por retorno en dB, la eficiencia del sistema, y el módulo del co-

eficiente de reflexión, también en dB.

Con respecto a la cuarta opción, ésta fue incluida para su uso durante la etapa de calibración del instrumento. Las variables mostradas en esta pantalla son los valores de tensión en microVolts de las señales de tensión continua entregadas por los amplificadores logarítmicos al convertor A/D para su digitalización.

Por otro lado, el instrumento de medición debe ser configurado previo a su utilización para que adecue su operación al tipo de señal que se pretende observar.



Figura 89: configuración del atenuador



Figura 90: configuración del acoplador



Figura 91: configuración de la alarma

La primera configuración corresponde al atenuador variable, componente de la etapa de medición de frecuencia. Cuando se trabaja con señales moduladas en frecuencia o del tipo

de onda continua, el usuario puede optar por dejar que el instrumento elija el nivel de atenuación más conveniente, seleccionando el modo automático. En el caso que las señales sean moduladas en AM o en banda lateral única, donde la amplitud está constantemente fluctuando, se deberá elegir el modo de atenuación fija, con una reducción de 29 dB. Al hacer esto, evita que el instrumento conmute permanentemente los relés del atenuador, tratando de encontrar el nivel correcto de atenuación.

La *Figura 90* muestra el menú de configuración del tipo de acoplador direccional a utilizar. Aquí se detallan los dos acopladores diseñados para trabajar en conjunto con el instrumento de medición, y en qué rango de frecuencias se deben emplear cada uno de ellos.

Finalmente, el menú de alarma permite establecer el límite máximo de la pérdida por retorno, o de la relación de ondas estacionarias, que puede soportar el sistema de comunicación antes de que se dispare la alarma sonora. Además, y al mismo tiempo, con ella se activa un relé, cuya salida inversora no polarizada está disponible externamente para su utilización en el corte de la alimentación del transmisor, o para otra implementación.

## 11.6. Calibración del instrumento de medición

La etapa final antes de concluir el desarrollo del monitor de estación consistió en su calibración. Esto se consiguió obteniendo los valores de ganancia ( $1/V_{\text{SLOPE}}$ ) e intersección ( $P_0$ ) del amplificador logarítmico presentes en la *Ecuación (42)*.

El procedimiento llevado a cabo partió de la inyección de señales de distinta potencia y frecuencia en los puertos de señal incidente y reflejada del instrumento de medición, a medida que se corroboraban los valores arrojados por el conversor A/D para cada una de ellas. Las potencias de las señales se verificaron valiéndose de un vatímetro Walmar ZR200, para la banda de 160 m y HF, y de un Redot 1050A, para las bandas de 2 m y 70 cm.

La frecuencia y la potencia de las señales empleadas en el proceso de calibración no fueron fijadas de manera discrecional. Para el caso de 160 m y HF, se procedió a utilizar señales cuya frecuencia estuviesen en el centro de las bandas de radioaficionados. En el caso de las bandas de 2 m y 70 cm, debido a su gran ancho de banda, se optó por realizar la prueba con tres señales, una al principio de la banda, otra en su mitad y la tercera al final de la misma. Con respecto a sus potencias, se tomaron tres niveles de referencia, mínimo, medio y máximo, dados por los trancceptores utilizados en las pruebas. El lector puede encontrar todos estos datos en la sección *Anexos*.

### 11.6.1. Análisis de los datos de calibración

Los datos obtenidos de los ensayos de calibración fueron ingresados en el programa GNU Octave con la finalidad de interpolarlos y hallar sus funciones asociadas. Su análisis arrojó, tal como se esperaba, que el sistema no responde a una naturaleza lineal. Sin embargo,

para simplificar la implementación del firmware en el microcontrolador, se optó por generar una división del espectro de frecuencias y asociarle a cada una de estas bandas una función lineal. En ellas, la potencia de la señal muestreada es la variable dependiente y la tensión generada por los amplificadores logarítmicos es la variable independiente, mientras que la frecuencia de la señal es un parámetro de la función.

La *Tabla 15* muestra los coeficientes de las funciones halladas y su rango de frecuencias donde se aplican, mientras que las figuras 92 a 99 sus representaciones gráficas.

*Tabla 15: coeficientes de calibración*

Rango de frecuencias (MHz)	Potencia incidente		Potencia reflejada	
	$1/V_{\text{SLOPE}}$ (dBm/V)	$P_0$ (dBm)	$1/V_{\text{SLOPE}}$ (dBm/V)	$P_0$ (dBm)
1,000 – 2,675	42,573	-43,513	41,337	-43,732
2,675 – 4,576	41,792	-41,445	40,543	-41,650
4,576 – 6,183	41,889	-41,517	41,058	-42,577
6,183 – 8,705	41,911	-41,500	40,768	-41,867
8,705 – 12,066	41,912	-41,369	40,159	-40,538
12,066 – 16,209	41,358	-40,171	41,081	-42,431
16,209 – 19,584	41,101	-39,618	40,429	-41,000
19,584 – 23,170	41,189	-39,706	40,819	-41,840
23,170 – 26,495	40,602	-38,535	40,332	-40,839
26,495 – 100,0	41,258	-39,848	41,046	-42,359
100,0 – 154,0	41,863	-30,353	41,286	-32,411
154,0 – 175,0	41,599	-30,192	40,992	-32,289
175,0 – 297,0	41,834	-31,029	40,023	-30,930
297,0 – 432,5	38,921	-28,436	37,634	-29,533
432,5 – 457,5	39,408	-29,732	39,056	-32,736
457,5 – 500,0	38,706	-28,297	38,173	-31,18

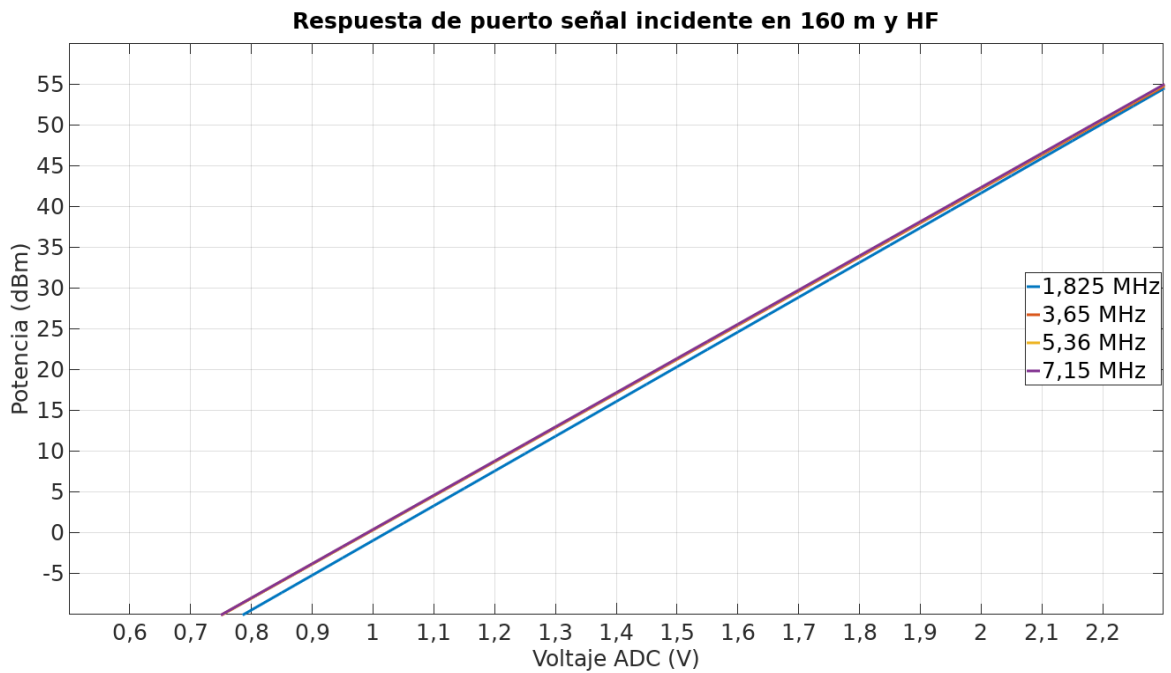


Figura 92: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en 160 m y parte baja de HF

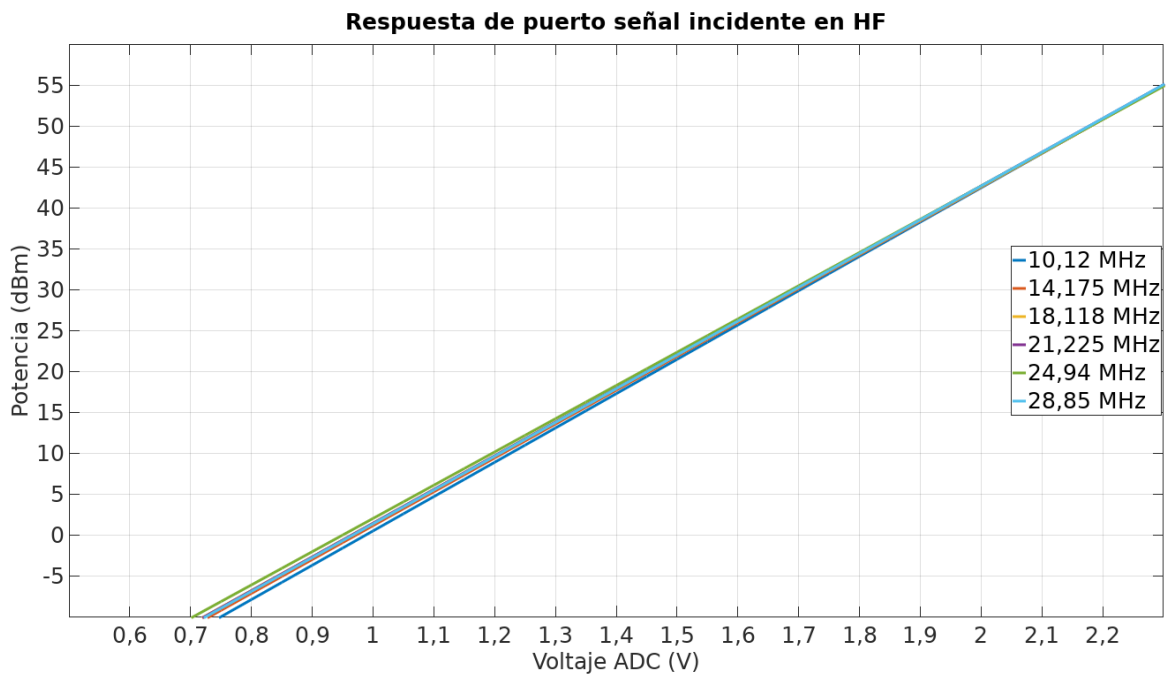


Figura 93: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en parte alta de HF

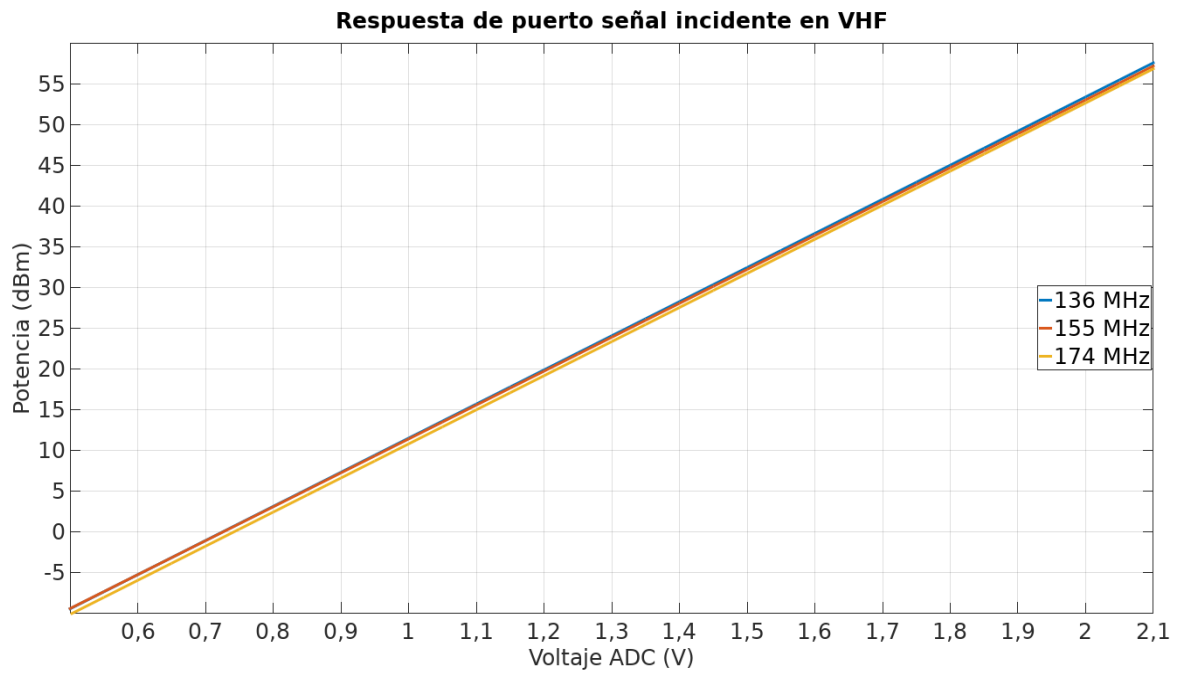


Figura 94: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en VHF

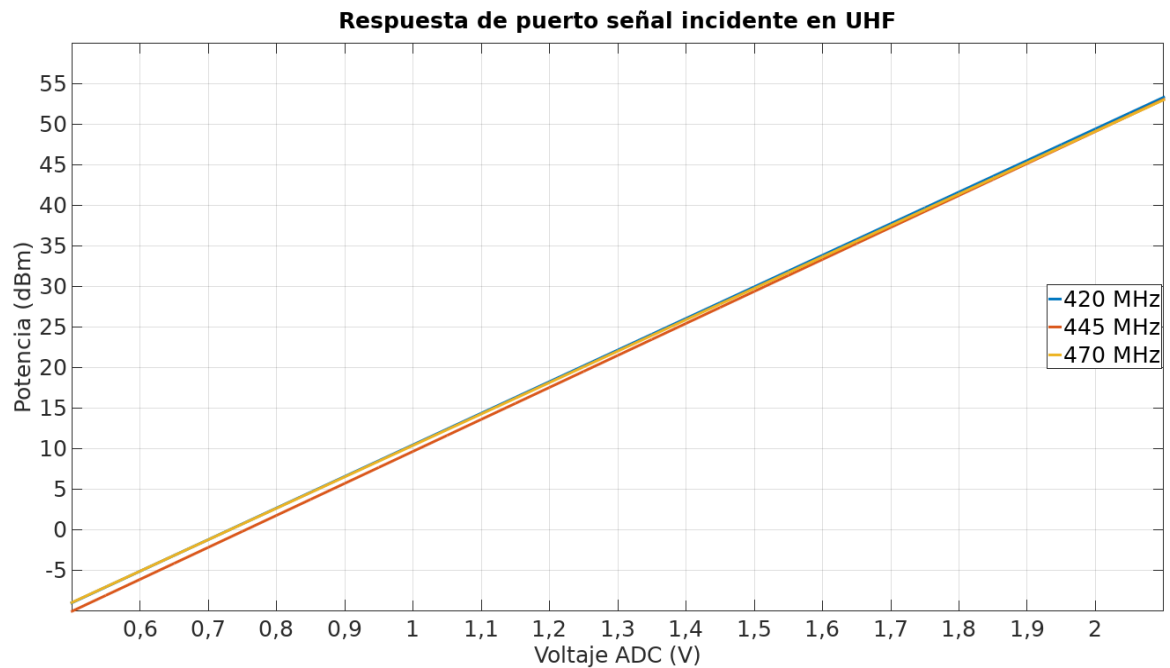


Figura 95: respuesta por interpolación del puerto de señal incidente en UHF



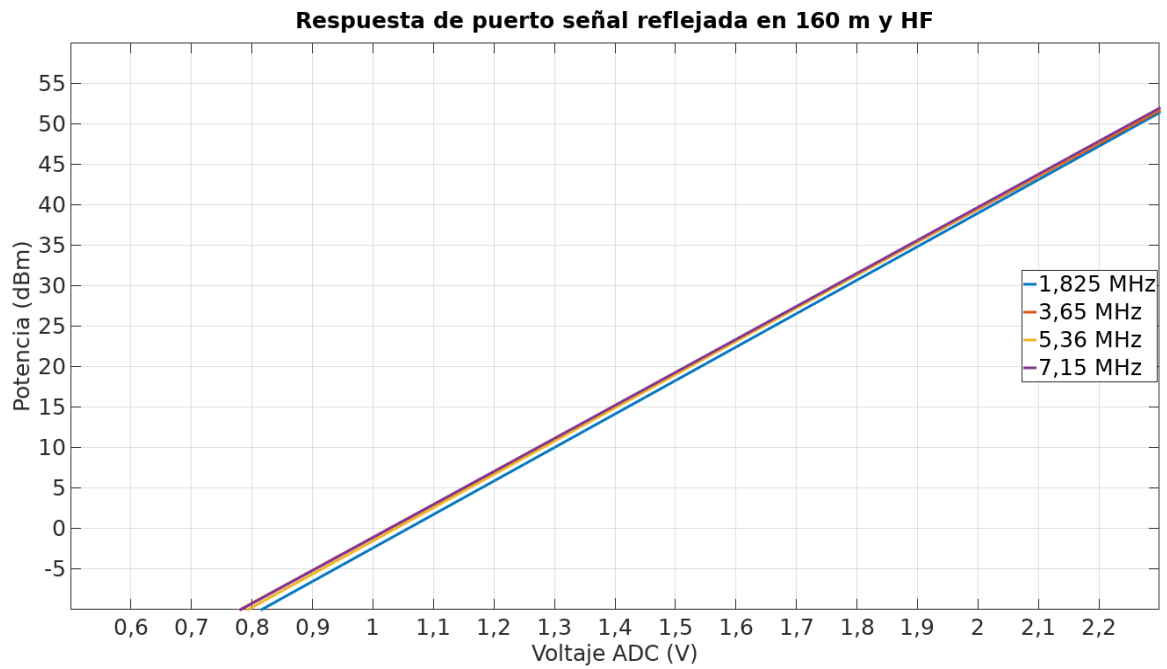


Figura 96: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en 160 m y parte baja de HF

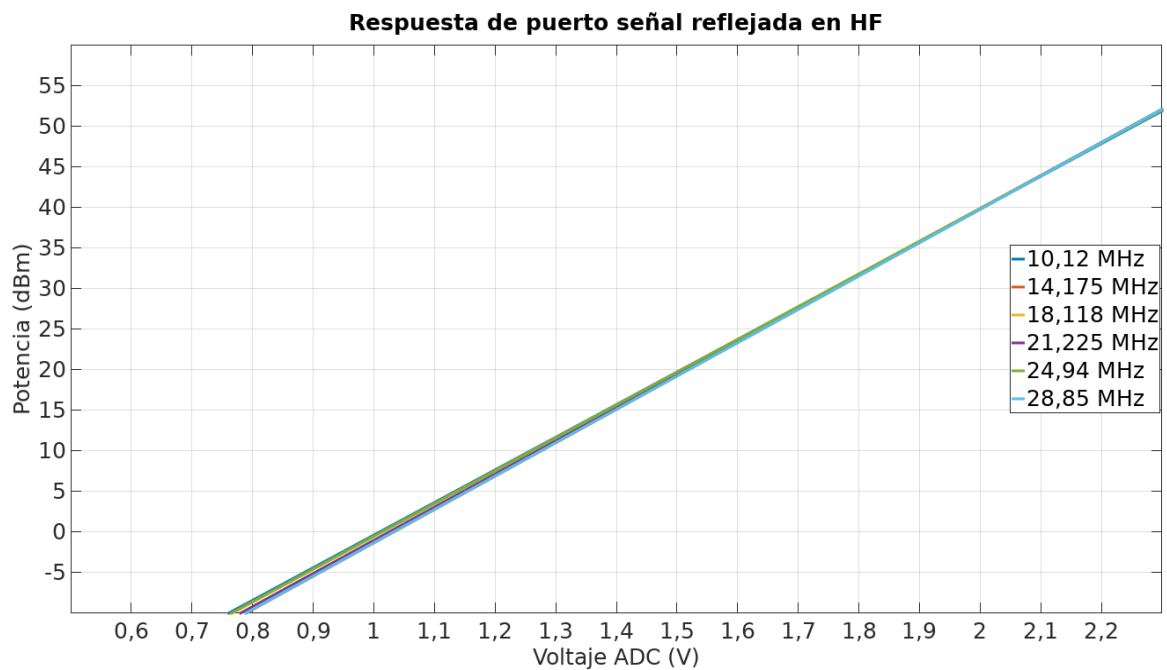


Figura 97: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en parte baja de HF

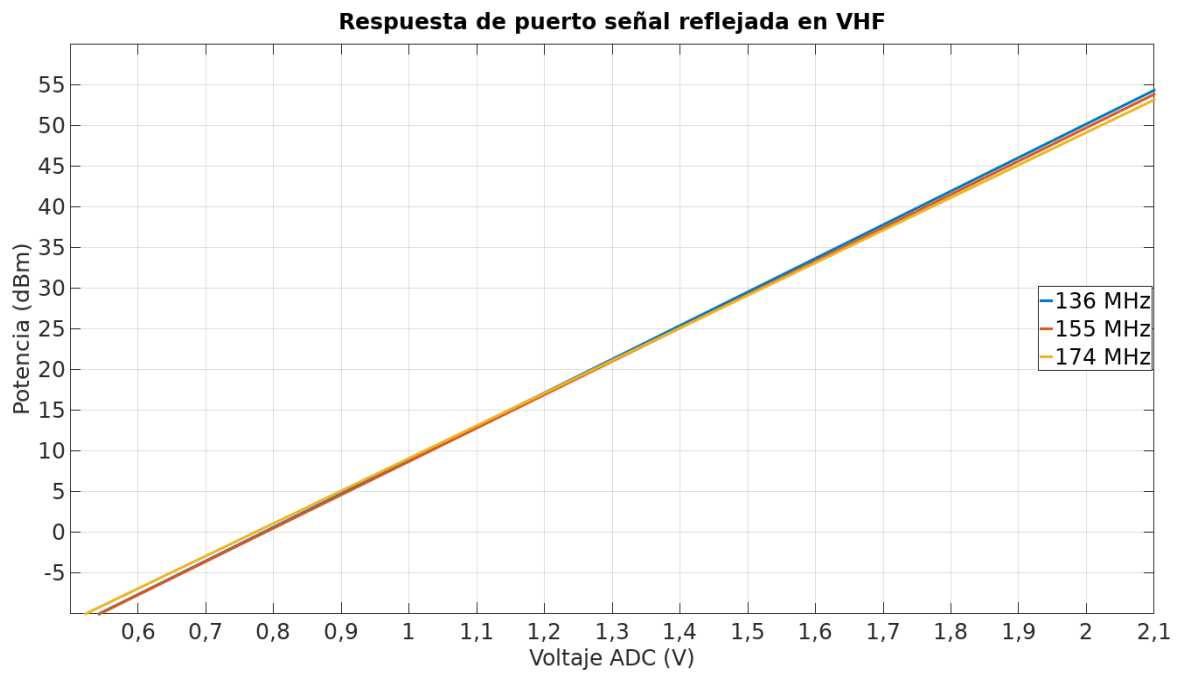


Figura 98: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en VHF

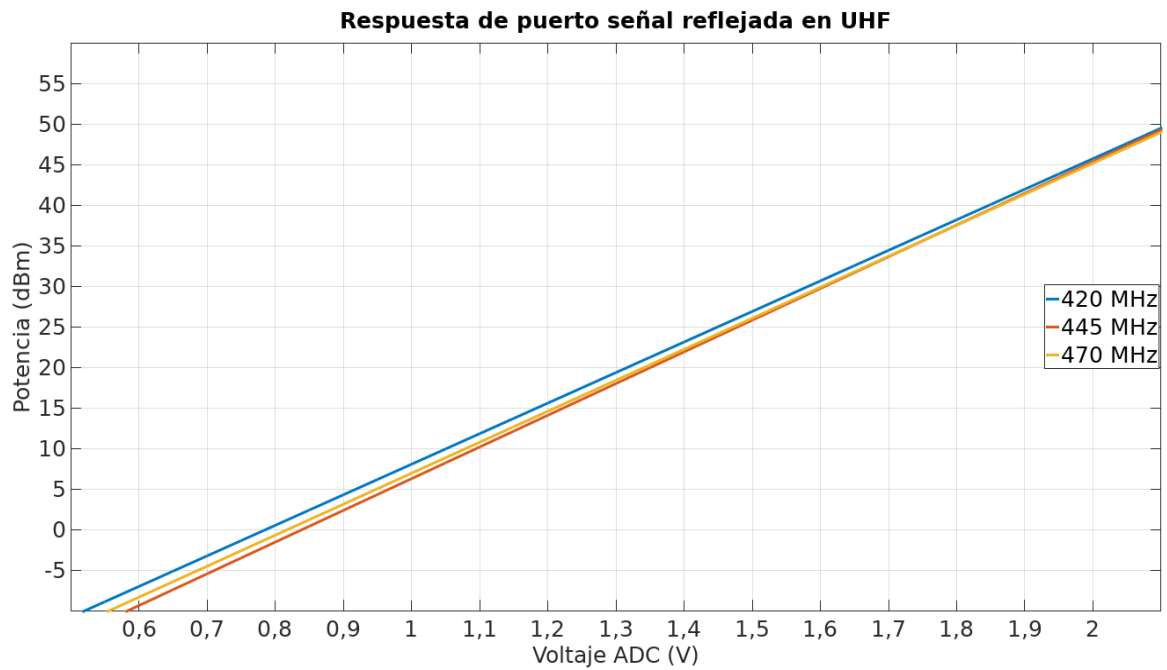


Figura 99: respuesta por interpolación del puerto de señal reflejada en UHF

## **12. Conclusión**

En el presente informe, correspondiente a la materia de Proyecto Final, se trató el desarrollo, diseño y construcción de un monitor de estación, integrado por el instrumento de medición y dos acopladores direccionales, donde los requerimientos de potencia y frecuencia impuestos al sistema en comienzo del tratado fueron de 0 dBm a 50 dBm y de 1 MHz a 500 MHz, respectivamente.

Tal como el lector pudo observar, el desarrollo de un sistema como el propuesto, que opera con señales de radiofrecuencia, es complejo. Su diseño impone a la persona que lo encaró el conocimiento de una teoría extensa y de un análisis minucioso del desempeño de los circuitos involucrados. No obstante, si bien el alumno pudo sortear los problemas que fueron surgiendo, todavía queda mucho por mejorar.

Esto hace que el dispositivo construido no sea más que un prototipo funcional, cuyo objetivo primario contemple la integración de los conocimientos adquiridos por parte del alumno durante el transcurso de la carrera de Ingeniería Electrónica. Si bien se pudo cumplir con todos los requerimientos propuestos, se deja constancia de que todavía es necesaria más investigación y desarrollo en torno a la construcción del equipo para que sea posible su producción con fines de venta al mercado potencial.

Por último, el alumno espera que el presente proyecto final sea de inspiración para sus compañeros de carrera y que pueda ser utilizada como punto de partida para una evolución del diseño hacia un análisis vectorial de un sistema de comunicación.

## v. Apéndice

- (Tomasi, 2003): Tomasi, W., (2003). *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*. México: Pearson Educación.
- (Neri Vela, 1999): Neri Vela, R., (1999). *Líneas de Transmisión*. México: McGraw-Hill.
- (CNC, 1998): Comisión Nacional de Comunicaciones (1998). *Resolución 50/98 de la Secretaría de Comunicaciones*. Argentina.
- (Mongia, Bahl, Bhartia & Hong, 2007): Mongia, R. K., Bahl, I. J., Bhartia, P. & Hong, J., (2007). *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. Estados Unidos: Artech House.
- (Greibenkemper, 1987): Grebenkemper, J. (1987). *The Tandem Match - An Accurate Directional Wattmeter*. Estados Unidos. Recuperado de: <https://www.cwtd.org/gadgets/rf-probe/Tandem%20Match.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- (Aliane, Benahmed, Benabdallah, Bekri & Meriah, 2012): Aliane, K., Benahmed, N., Benabdallah, N., Bekri, Y. & Meriah, S. M. (2012). *EM Parameters of Slotted Elliptical Tube-Lines*. Algeria. Recuperado de: <http://article.sapub.org/10.5923.j.ijea.20120202.01.html> (Consultado: 21/11/2018).
- (Bowick, 2008): Bowick, C., (2008). *RF Circuit Design*. Estados Unidos: Elsevier.
- (Gibson, 2008): Gibson, W. C., (2008). *The Method of Moments in Electromagnetics*. Estados Unidos: Chapman & Hall/CRC.

- (Silver, 2010): Silver, H. W. (Ed.), (2010). *The ARRL Handbook for Radio Communications*. Estados Unidos: The American Radio Relay League, Inc..
- (Analog Devices, 2015): Analog Devices (2015). *AD8307 Data Sheet*. Estados Unidos. Recuperado de: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8307.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- (Texas Instruments, 2018): Texas Instruments (2018). *ADS1115 Data Sheet*. Estados Unidos. Recuperado de: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1115.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- (Nais, 2000): Nais (2000). *TF2E-H-5V Data Sheet*. Japón. Recuperado de: [https://www.panasonic-electric-works.com/pew/uk/downloads/en\\_ds\\_61017\\_0000.pdf](https://www.panasonic-electric-works.com/pew/uk/downloads/en_ds_61017_0000.pdf) (Consultado: 21/11/2018).
- (Texas Instruments, 2015): Texas Instruments (2015). *LMH6881 Data Sheet*. Estados Unidos. Recuperado de: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmh6881.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- (Microchip, 2017): Microchip (2017). *PIC18F26K83 Data Sheet*. Estados Unidos. Recuperado de: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40001943A.pdf> (Consultado: 21/11/2018).

## vi. Bibliografía

- Agilent Technologies (1999). *Application Note 200 (Electronic Counter Series): Fundamentals of the Electronic Counters*. Estados Unidos. Recuperado de: <http://leapsecond.com/hpan/an200.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- Analog Devices (2009). *Tutorial MT-077: Log Amp Basics*. Estados Unidos. Recuperado de: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-077.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- Analog Devices (2009). *Tutorial MT-101: Decoupling Techniques*. Estados Unidos. Recuperado de: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-101.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- Bailey, M. (2011). *Tutorial 5100: General Layout Guidelines for RF and Mixed-Signal PCBs*. Estados Unidos: Maxim Integrated. Recuperado de: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5100> (Consultado: 21/11/2018).
- Boven, P. (s. f.). *Increasing the resolution of reciprocal frequency counters*. Alemania. Recuperado de: <https://www.febo.com/pipermail/time-nuts/attachments/20071201/e7833af5/attachment.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- Polar Instruments (2002). *Application Note AP157: Even mode impedance – an introduction*. Estados Unidos. Recuperado de: <https://www.polarinstruments.com/support/cits/AP157.pdf> (Consultado: 21/11/2018).

- Maxim Integrated (2003). *Tutorial 2866: Converting S-Parameters from 50Ω to 75Ω Impedance*. Estados Unidos. Recuperado de: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/2866> (Consultado: 21/11/2018).
- Mini-Circuits (1999). *Directional Couplers*. Estados Unidos. Recuperado de: <https://www.minicircuits.com/app/COUP7-2.pdf> (Consultado: 21/11/2018).
- Nash, E. (s. f.). *Measurement and Control of RF Power (Part I)*. Estados Unidos: Analog Devices. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/technical-articles/measurement-control-rf-power-parti.html> (Consultado: 21/11/2018).
- Nash, E. (s. f.). *Measurement and Control of RF Power (Part II)*. Estados Unidos: Analog Devices. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/technical-articles/measurement-control-rf-power-partii.html> (Consultado: 21/11/2018).
- Rachakonda, A. & Hawkins, L. (2007). *Log amps and directional couplers enable VSWR detection*. Estados Unidos: Analog Devices. Recuperado de: <https://www.analog.com/en/technical-articles/log-amps-and-directional-couplers-enable-vswr-detection.html> (Consultado: 21/11/2018).

## vii. Anexo



Figura 100: vista del interior del instrumento de medición



Figura 101: vista trasera del instrumento de medición





Figura 102: monitor de estación analizando un transceptor de 70 cm



Figura 103: monitor de estación multibanda

**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO FORWARD)***Roímetro RED DOT**Kenwood TH-22A en potencia EL**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	0,12	20,792	1,1733
155	0,07	18,451	1,1045
174	0,15	21,761	1,2005

*Roímetro RED DOT**Kenwood TH-22A en potencia L**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	0,66	28,195	1,3781
155	0,39	25,911	1,3245
174	0,96	29,823	1,4236

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, LOW1**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	4,70	36,721	1,6000
155	4,00	36,021	1,5901
174	5,20	37,160	1,6290

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, LOW2**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	8,70	39,395	1,6686
155	7,80	38,921	1,6633
174	10,10	40,043	1,7005

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, LOW3**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	29,00	44,624	1,7921
155	25,00	43,979	1,7835
174	33,00	45,185	1,8213

**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO FORWARD) (cont.)***Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, HIGH**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	75,00	48,751	1,8883
155	62,00	47,924	1,8770
174	82,00	49,138	1,9163

*Roímetro RED DOT**Baofeng UV-5R, L**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	0,96	29,823	1,4961
445	0,42	26,232	1,4214
470	0,51	27,076	1,4304

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, LOW**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	2,30	33,617	1,5953
445	2,90	34,624	1,6321
470	3,40	35,315	1,6441

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, MID2**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	4,40	36,435	1,6673
445	5,50	37,404	1,7017
470	6,30	37,993	1,7123

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, MIDI**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	8,90	39,494	1,7446
445	11,10	40,453	1,7809
470	12,40	40,934	1,7891

**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO FORWARD) (cont.)***Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, HIGH**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	22,00	43,424	1,8463
445	27,00	44,314	1,8806
470	17,00	42,304	1,8236

*Acoplador de antena WALMAR ZR-200, 20W fondo de escala, AVG**Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR toda a la izquierda**Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
1,825	2,50	33,979	1,8272
3,650	3,00	34,771	1,8289
5,360	3,00	34,771	1,8275
7,150	3,00	34,771	1,8261
10,120	3,00	34,771	1,8230
14,175	3,00	34,771	1,8185
18,118	2,90	34,624	1,8133
21,225	2,90	34,624	1,8115
24,940	2,90	34,624	1,8085
28,850	2,70	34,314	1,8052

*Acoplador de antena WALMAR ZR-200, 200W fondo de escala, AVG**Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR al centro**Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
1,825	28,00	44,472	2,0495
3,650	30,00	44,771	2,0501
5,360	30,00	44,771	2,0448
7,150	30,00	44,771	2,0433
10,120	30,00	44,771	2,0400
14,175	29,00	44,624	2,0347
18,118	28,00	44,472	2,0293
21,225	28,00	44,472	2,0272
24,940	27,00	44,314	2,0245
28,850	27,00	44,314	2,0215

**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO FORWARD) (cont.)**

*Acoplador de antena WALMAR ZR-200, 200W fondo de escala, AVG*

*Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR toda a la derecha*

*Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
1,825	95,00	49,777	2,2015
3,650	105,00	50,212	2,2008
5,360	105,00	50,212	2,1987
7,150	105,00	50,212	2,1971
10,120	105,00	50,212	2,1940
14,175	100,00	50,000	2,1893
18,118	95,00	49,777	2,1847
21,225	95,00	49,777	2,1821
24,940	90,00	49,542	2,1786
28,850	90,00	49,542	2,1773

**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO REVERSE)***Roímetro RED DOT**Kenwood TH-22A en potencia EL**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	0,11	20,414	1,2387
155	0,07	18,451	1,1737
174	0,14	21,461	1,2655

*Roímetro RED DOT**Kenwood TH-22A en potencia L**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	0,62	27,924	1,4446
155	0,39	25,911	1,3973
174	0,91	29,590	1,4896

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, LOW1**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	4,70	36,721	1,6749
155	4,10	36,128	1,6694
174	5,30	37,243	1,7061

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, LOW2**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	8,70	39,395	1,7403
155	7,90	38,976	1,7391
174	10,30	40,128	1,7734

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, LOW3**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	29,00	44,624	1,8625
155	25,00	43,979	1,8583
174	34,00	45,315	1,9015

**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO REVERSE) (cont.)***Roímetro RED DOT**Yaesu FT-2900, HIGH**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
136	75,50	48,779	1,9685
155	64,00	48,062	1,9615
174	83,00	49,191	2,0046

*Roímetro RED DOT**Baofeng UV-5R, L**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	0,92	29,638	1,5749
445	0,43	26,335	1,5123
470	0,46	26,628	1,5156

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, LOW**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	2,60	34,150	1,6888
445	2,90	34,624	1,7227
470	3,40	35,315	1,7373

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, MID2**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	4,90	36,902	1,7641
445	5,50	37,404	1,7968
470	6,10	37,853	1,8108

*Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, MIDI**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	10,00	40,000	8,4860
445	11,30	40,531	1,8808
470	12,10	40,828	1,8884

**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO REVERSE) (cont.)***Roímetro RED DOT**Yaesu FT-7900, HIGH**Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
420	24,00	43,802	1,9495
445	27,00	44,314	1,9693
470	15,50	41,903	1,9133

*Acoplador de antena WALMAR ZR-200, 20W fondo de escala, AVG**Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR toda a la izquierda**Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
1,825	2,50	33,979	1,8846
3,650	2,90	34,624	1,8866
5,360	2,90	34,624	1,8846
7,150	3,00	34,771	1,8838
10,120	3,00	34,771	1,8803
14,175	2,80	34,472	1,8766
18,118	2,80	34,472	1,8715
21,225	2,70	34,314	1,8697
24,940	2,70	34,314	1,8673
28,850	2,50	33,979	1,8646

*Acoplador de antena WALMAR ZR-200, 200W fondo de escala, AVG**Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR al centro**Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
1,825	27,00	44,314	2,1182
3,650	30,00	44,771	2,1182
5,360	30,00	44,771	2,1165
7,150	30,00	44,771	2,1151
10,120	30,00	44,771	2,1116
14,175	29,00	44,624	2,1073
18,118	28,00	44,472	2,1021
21,225	27,00	44,314	2,1003
24,940	26,00	44,150	2,0972
28,850	26,00	44,150	2,0955



**Calibración de Monitor de Estación ME-10 (PUERTO REVERSE) (cont.)**

*Acoplador de antena WALMAR ZR-200, 200W fondo de escala, AVG*

*Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR toda a la derecha*

*Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia (W)	Potencia (dBm)	ADC (V)
1,825	95,00	49,777	2,2693
3,650	100,00	50,000	2,2687
5,360	105,00	50,212	2,2666
7,150	105,00	50,212	2,2647
10,120	100,00	50,000	2,2622
14,175	100,00	50,000	2,2571
18,118	95,00	49,777	2,2526
21,225	95,00	49,777	2,2507
24,940	90,00	49,542	2,2470
28,850	90,00	49,542	2,2463

**Ensayo de acoplador direccional VHF/UHF V10**

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 0 dBm

Kenwood TH-22A en potencia EL

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
136	20,10	-14,30	-45,30	34,40	31,00	65,40
155	18,50	-14,40	-48,40	32,90	34,00	66,90
174	19,00	-12,80	-44,70	31,80	31,90	63,70
PROMEDIOS:				33,03	32,30	65,33

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 10 dBm

Kenwood TH-22A en potencia L

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
136	28,50	-5,70	-36,60	34,20	30,90	65,10
155	27,40	-5,50	-39,10	32,90	33,60	66,50
174	28,20	-3,60	-35,50	31,80	31,90	63,70
PROMEDIOS:				32,97	32,13	65,10

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-2900, LOW1

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
136	36,30	2,60	-28,50	33,70	31,10	64,80
155	36,30	3,60	-29,30	32,70	32,90	65,60
174	35,80	4,20	-28,00	31,60	32,20	63,80
PROMEDIOS:				32,67	32,07	64,73

**Ensayo de acoplador direccional VHF/UHF V10 (continuación)**

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-2900, LOW2

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
136	39,40	5,10	-25,80	34,30	30,90	65,20
155	39,70	6,60	-26,20	33,10	32,80	65,90
174	39,10	7,20	-25,10	31,90	32,30	64,20
PROMEDIOS:				33,10	32,00	65,10

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-2900, LOW3

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
136	44,50	10,90	-20,10	33,60	31,00	64,60
155	44,60	12,20	-20,60	32,40	32,80	65,20
174	44,30	13,10	-19,20	31,20	32,30	63,50
PROMEDIOS:				32,40	32,03	64,43

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-2900, HIGH

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
136	47,50	14,80	-16,40	32,70	31,20	63,90
155	47,90	15,80	-16,80	32,10	32,60	64,70
174	47,50	16,30	-15,60	31,20	31,90	63,10
PROMEDIOS:				32,00	31,90	63,90

**Ensayo de acoplador direccional VHF/UHF V10 (continuación)**

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-7900, LOW

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
420	34,20	11,30	-5,90	22,90	17,20	40,10
445	34,20	11,80	-6,20	22,40	18,00	40,40
470	35,30	13,30	-5,80	22,00	19,10	41,10
PROMEDIOS:				22,43	18,10	40,53

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-7900, MID2

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
420	37,40	14,10	-3,00	23,30	17,10	40,40
445	37,50	14,60	-3,10	22,90	17,70	40,60
470	38,40	15,70	-3,00	22,70	18,70	41,40
PROMEDIOS:				22,97	17,83	40,80

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-7900, MID1

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
420	40,90	16,70	-0,40	24,20	17,10	41,30
445	41,00	17,20	-0,40	23,80	17,60	41,40
470	41,60	18,20	-0,50	23,40	18,70	42,10
PROMEDIOS:				23,80	17,80	41,60

**Ensayo de acoplador direccional VHF/UHF V10 (continuación)**

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-7900, HIGH

Carga fantasma principal Bird, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
420	44,40	19,90	2,50	24,50	17,40	41,90
445	44,60	20,00	2,50	24,60	17,50	42,10
470	42,90	19,10	0,43	23,80	18,67	42,47
PROMEDIOS:				24,30	17,86	42,16

MFJ-269 (VHF: 5 dBm; UHF: 3 dBm)

Carga principal Bird, secundarias con 50 Ohm termination

VHF (2 m)

Frecuencia (Mhz)	Return Loss (dB)
100	24,00
110	23,00
120	21,00
130	20,00
140	19,00
150	18,00
160	18,00
170	17,00
PROMEDIOS	20,00

UHF (70 cm)

Frecuencia (Mhz)	Return Loss (dB)
415	28,00
420	28,00
430	28,00
440	26,00
450	24,00
460	21,00
470	19,00
PROMEDIOS	24,86

**Ensayo de acoplador direccional HF V1**

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 0 dBm

Generador de funciones GW Instek SFG-2120 (1,825 MHz ~ 18,118 MHz)

Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
1,825	-4,30	-31,20	-70,30	26,90	39,10	66,00
3,650	-3,60	-30,30	-68,80	26,70	38,50	65,20
5,360	-3,30	-29,70	-67,70	26,40	38,00	64,40
7,150	-3,10	-29,50	-66,50	26,40	37,00	63,40
10,120	-3,40	-29,90	-65,30	26,50	35,40	61,90
14,175	-1,80	-27,80	-61,20	26,00	33,40	59,40
18,118	-2,20	-28,40	-59,80	26,20	31,40	57,60
PROMEDIOS:				26,44	36,11	62,56

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 0 dBm

Generador de RF GW Instek GRG-450B (21,225 MHz ~ 52 MHz)

Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
21,225	-6,80	-31,80	-64,80	25,00	33,00	58,00
24,940	-7,10	-32,20	-63,80	25,10	31,60	56,70
28,850	-7,80	-32,80	-63,00	25,00	30,20	55,20
52,000	-14,00	-38,90	-62,90	24,90	24,00	48,90
PROMEDIOS:				25,00	29,70	54,70

**Ensayo de acoplador direccional HF V1 (continuación)**

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 20 kHz/div, RBW: 3 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR toda a la izquierda

Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
1,825	33,60	8,20	-25,90	25,40	34,10	59,50
3,650	34,50	9,20	-24,70	25,30	33,90	59,20
5,360	34,60	9,30	-24,30	25,30	33,60	58,90
7,150	34,50	9,30	-23,70	25,20	33,00	58,20
10,120	34,60	9,40	-22,30	25,20	31,70	56,90
14,175	34,80	9,70	-20,40	25,10	30,10	55,20
18,118	34,80	9,70	-18,80	25,10	28,50	53,60
21,225	34,90	9,80	-17,80	25,10	27,60	52,70
24,940	34,60	9,50	-16,90	25,10	26,40	51,50
28,850	34,30	9,30	-16,20	25,00	25,50	50,50
PROMEDIOS:				25,18	30,44	55,62

**Ensayo de acoplador direccional HF V1 (continuación)**

Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm

Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR al centro

Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
1,825	43,00	15,80	-16,90	27,20	32,70	59,90
3,650	43,80	16,80	-16,20	27,00	33,00	60,00
5,360	43,80	16,90	-15,90	26,90	32,80	59,70
7,150	43,80	17,00	-15,40	26,80	32,40	59,20
10,120	43,90	17,20	-14,30	26,70	31,50	58,20
14,175	44,10	17,70	-12,60	26,40	30,30	56,70
18,118	44,10	17,80	-10,90	26,30	28,70	55,00
21,225	44,10	17,90	-9,60	26,20	27,50	53,70
24,940	43,90	17,60	-8,70	26,30	26,30	52,60
28,850	43,80	17,10	-7,70	26,70	24,80	51,50
PROMEDIOS:				26,65	30,00	56,65



**Ensayo de acoplador direccional HF V1 (continuación)**

*Analizador de espectro GW Instek GSP-810, SPAN: 200 kHz/div, RBW: 30 kHz, REF. LEVEL: 20 dBm*

*Yaesu FT-840 – Perilla RF PWR toda a la derecha*

*Carga fantasma 50 Ohm termination, secundarias 50 Ohm termination*

Frecuencia (Mhz)	Potencia incidente (dBm)	Potencia FWD (dBm)	Potencia REV (dBm)	Coupling (dB)	Directivity (dB)	Isolation (dB)
1,825	46,00	16,60	-15,60	29,40	32,20	61,60
3,650	46,70	18,60	-14,40	28,10	33,00	61,10
5,360	47,00	18,70	-13,50	28,30	32,20	60,50
7,150	47,30	18,80	-11,90	28,50	30,70	59,20
10,120	48,20	19,30	-9,50	28,90	28,80	57,70
14,175	48,70	21,00	-6,50	27,70	27,50	55,20
18,118	48,90	21,00	-4,30	27,90	25,30	53,20
21,225	49,10	21,00	-3,10	28,10	24,10	52,20
24,940	49,00	21,00	-2,10	28,00	23,10	51,10
28,850	48,90	21,00	-1,20	27,90	22,20	50,10
PROMEDIOS:				28,28	27,91	56,19

*NOTA: las últimas cinco mediciones de Potencia FWD excedieron el umbral máximo admitido por el analizador de espectro*

**Ensayo de acoplador direccional HF V1 (continuación)***MFJ-269**Carga principal Bird, secundarias con 50 Ohm termination**HF + 160 m*

Frecuencia (Mhz)	Return Loss (dB)
1,825	26,00
3,650	31,00
5,360	33,00
7,150	34,00
10,120	34,00
14,175	33,00
18,118	32,00
21,225	30,00
24,940	29,00
28,850	27,00
PROMEDIOS	30,90

*6 m*

Frecuencia (Mhz)	Return Loss (dB)
52,000	18,00

```

% Script de GNU Octave 4.2.1
%
% Determinación de los parámetros de recta del Monitor de Estación ME-10
% Esta versión hace el análisis con los vatímetros WALMAR y RED DOT. Además
% se excluyen los resultados obtenidos con el Kenwood TH-22A en potencia EL
% y L,
% y Baofeng UV-5R (sólo e VHF).
% Esto es porque el RED DOT responde tal cual un diodo (exponencialmente),
% mientras que la interpolación hecha por Octave es lineal.
%
more off;

V = 0.1:0.05:2.5;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PUERTO FORWARD %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

fprintf("PUERTO FORWARD:\n") % Imprime el título entre comillas

% VHF (136 MHz)
FWD_dBm_136 = [36.7210 39.3952 44.6240 48.7506];
FWD_ADC_136 = [1.6000 1.6686 1.7921 1.8883];
Regresion_136 = polyfit(FWD_ADC_136, FWD_dBm_136, 1)

% VHF (155 MHz)
FWD_dBm_155 = [36.0206 38.9209 43.9794 47.9239];
FWD_ADC_155 = [1.5901 1.6633 1.7835 1.8770];
Regresion_155 = polyfit(FWD_ADC_155, FWD_dBm_155, 1)

% VHF (174 MHz)
FWD_dBm_174 = [37.1600 40.0432 45.1851 49.1381];
FWD_ADC_174 = [1.6290 1.7005 1.8213 1.9163];
Regresion_174 = polyfit(FWD_ADC_174, FWD_dBm_174, 1)

% UHF (420 MHz)
FWD_dBm_420 = [29.8227 33.6173 36.4345 39.4939 43.4242];
FWD_ADC_420 = [1.4961 1.5953 1.6673 1.7446 1.8463];
Regresion_420 = polyfit(FWD_ADC_420, FWD_dBm_420, 1)

% UHF (445 MHz)
FWD_dBm_445 = [26.2325 34.6240 37.4036 40.4532 44.3136];
FWD_ADC_445 = [1.4214 1.6321 1.7017 1.7809 1.8806];
Regresion_445 = polyfit(FWD_ADC_445, FWD_dBm_445, 1)

% UHF (470 MHz)
FWD_dBm_470 = [27.0757 35.3148 37.9934 40.9342 42.3045];
FWD_ADC_470 = [1.4304 1.6441 1.7123 1.7891 1.8236];
Regresion_470 = polyfit(FWD_ADC_470, FWD_dBm_470, 1)

% HF (160 m)
FWD_dBm_160 = [33.9794 44.4716 49.7772];
FWD_ADC_160 = [1.8272 2.0495 2.2015];
Regresion_160 = polyfit(FWD_ADC_160, FWD_dBm_160, 1)

```

```
% HF (80 m)
FWD_dBm_80 = [34.7712  44.7712  50.2119];
FWD_ADC_80 = [1.8289  2.0501  2.2008];
Regresion_80 = polyfit(FWD_ADC_80, FWD_dBm_80, 1)

% HF (60 m)
FWD_dBm_60 = [34.7712  44.7712  50.2119];
FWD_ADC_60 = [1.8275  2.0448  2.1987];
Regresion_60 = polyfit(FWD_ADC_60, FWD_dBm_60, 1)

% HF (40 m)
FWD_dBm_40 = [34.7712  44.7712  50.2119];
FWD_ADC_40 = [1.8261  2.0433  2.1971];
Regresion_40 = polyfit(FWD_ADC_40, FWD_dBm_40, 1)

% HF (30 m)
FWD_dBm_30 = [34.7712  44.7712  50.2119];
FWD_ADC_30 = [1.8230  2.0400  2.1940];
Regresion_30 = polyfit(FWD_ADC_30, FWD_dBm_30, 1)

% HF (20 m)
FWD_dBm_20 = [34.7712  44.6240  50.0000];
FWD_ADC_20 = [1.8185  2.0347  2.1893];
Regresion_20 = polyfit(FWD_ADC_20, FWD_dBm_20, 1)

% HF (17 m)
FWD_dBm_17 = [34.6240  44.4716  49.7772];
FWD_ADC_17 = [1.8133  2.0293  2.1847];
Regresion_17 = polyfit(FWD_ADC_17, FWD_dBm_17, 1)

% HF (15 m)
FWD_dBm_15 = [34.6240  44.4716  49.7772];
FWD_ADC_15 = [1.8115  2.0272  2.1821];
Regresion_15 = polyfit(FWD_ADC_15, FWD_dBm_15, 1)

% HF (12 m)
FWD_dBm_12 = [34.6240  44.3136  49.5424];
FWD_ADC_12 = [1.8085  2.0245  2.1786];
Regresion_12 = polyfit(FWD_ADC_12, FWD_dBm_12, 1)

% HF (10 m)
FWD_dBm_10 = [34.3136  44.3136  49.5424];
FWD_ADC_10 = [1.8052  2.0215  2.1773];
Regresion_10 = polyfit(FWD_ADC_10, FWD_dBm_10, 1)

VHF_136 = polyval(Regresion_136, V);
VHF_155 = polyval(Regresion_155, V);
VHF_174 = polyval(Regresion_174, V);

UHF_420 = polyval(Regresion_420, V);
UHF_445 = polyval(Regresion_445, V);
UHF_470 = polyval(Regresion_470, V);

HF_160 = polyval(Regresion_160, V);
HF_80 = polyval(Regresion_80, V);
HF_60 = polyval(Regresion_60, V);
```

```

HF_40 = polyval(Regresion_40, V);
HF_30 = polyval(Regresion_30, V);
HF_20 = polyval(Regresion_20, V);
HF_17 = polyval(Regresion_17, V);
HF_15 = polyval(Regresion_15, V);
HF_12 = polyval(Regresion_12, V);
HF_10 = polyval(Regresion_10, V);

figure(1)
plot(V, VHF_136, "linewidth", 3,
      V, VHF_155, "linewidth", 3,
      V, VHF_174, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto FWD en VHF", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("136 MHz", "155 MHz", "174 MHz", "location", "east");
xlim([0.5 2.1]);
ylim([-10 60]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 0.5:0.1:2.3);
set(gca, 'ytick', -10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

figure(2)
plot(V, UHF_420, "linewidth", 3,
      V, UHF_445, "linewidth", 3,
      V, UHF_470, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto FWD en UHF", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("420 MHz", "445 MHz", "470 MHz", "location", "east");
xlim([0.5 2.1]);
ylim([-10 60]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 0.5:0.1:2.1);
set(gca, 'ytick', -10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

figure(3)
plot(V, HF_160, "linewidth", 3,
      V, HF_80, "linewidth", 3,
      V, HF_60, "linewidth", 3,
      V, HF_40, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto FWD en HF y 160 m", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("1.825 MHz", "3.65 MHz", "5.36 MHz", "7.15 MHz", "location",
"east");
xlim([0.5 2.3]);

```

```

ylim([-10 60]);
set (gca, "fontsize", 25)
set(gca,'xtick',0.5:0.1:2.3);
set(gca,'ytick',-10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

figure(4)
plot(V, HF_30, "linewidth", 3,
      V, HF_20, "linewidth", 3,
      V, HF_17, "linewidth", 3,
      V, HF_15, "linewidth", 3,
      V, HF_12, "linewidth", 3,
      V, HF_10, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto FWD en HF", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("10.12 MHz", "14.175 MHz", "18.118 MHz", "21.225 MHz", "24.94 MHz",
       "28.85 MHz", "location", "east");
xlim([0.5 2.3]);
ylim([-10 60]);
set (gca, "fontsize", 25)
set(gca,'xtick',0.5:0.1:2.3);
set(gca,'ytick',-10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);
%}

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PUERTO REVERSE %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

fprintf("PUERTO REVERSE:\n") % Imprime el título entre comillas

% VHF (136 MHz)
REV_dBm_136 = [36.7210 39.3952 44.6240 48.7795];
REV_ADC_136 = [1.6749 1.7403 1.8625 1.9685];
Regresion_136 = polyfit(REV_ADC_136, REV_dBm_136, 1)

% VHF (155 MHz)
REV_dBm_155 = [36.1278 38.9763 43.9794 48.0618];
REV_ADC_155 = [1.6694 1.7391 1.8583 1.9615];
Regresion_155 = polyfit(REV_ADC_155, REV_dBm_155, 1)

% VHF (174 MHz)
REV_dBm_174 = [37.2428 40.1284 45.3148 49.1908];
REV_ADC_174 = [1.7061 1.7734 1.9015 2.0046];
Regresion_174 = polyfit(REV_ADC_174, REV_dBm_174, 1)

% UHF (420 MHz)
REV_dBm_420 = [29.6379 34.1497 36.9020 40.0000 43.8021];
REV_ADC_420 = [1.5749 1.6888 1.7641 1.8486 1.9495];
Regresion_420 = polyfit(REV_ADC_420, REV_dBm_420, 1)

```

```
% UHF (445 MHz)
REV_dBm_445 = [26.3347 34.6240      37.4036      40.5308      44.3136];
REV_ADC_445 = [1.5123 1.7227 1.7968      1.8808      1.9693];
Regresion_445 = polyfit(REV_ADC_445, REV_dBm_445, 1)

% UHF (470 MHz)
REV_dBm_470 = [26.6276 35.3148      37.8533      40.8279      41.9033];
REV_ADC_470 = [1.5156 1.7373 1.8108      1.8884      1.9133];
Regresion_470 = polyfit(REV_ADC_470, REV_dBm_470, 1)

% HF (160 m)
REV_dBm_160 = [33.9794 44.3136      49.7772];
REV_ADC_160 = [1.8846 2.1182      2.2693];
Regresion_160 = polyfit(REV_ADC_160, REV_dBm_160, 1)

% HF (80 m)
REV_dBm_80 = [34.6240 44.7712      50.0000];
REV_ADC_80 = [1.8866 2.1182      2.2687];
Regresion_80 = polyfit(REV_ADC_80, REV_dBm_80, 1)

% HF (60 m)
REV_dBm_60 = [34.6240 44.7712      50.2119];
REV_ADC_60 = [1.8846 2.1165      2.2666];
Regresion_60 = polyfit(REV_ADC_60, REV_dBm_60, 1)

% HF (40 m)
REV_dBm_40 = [34.7712 44.7712      50.2119];
REV_ADC_40 = [1.8838 2.1151      2.2647];
Regresion_40 = polyfit(REV_ADC_40, REV_dBm_40, 1)

% HF (30 m)
REV_dBm_30 = [34.7712 44.7712      50.0000];
REV_ADC_30 = [1.8803 2.1116      2.2622];
Regresion_30 = polyfit(REV_ADC_30, REV_dBm_30, 1)

% HF (20 m)
REV_dBm_20 = [34.4716 44.6240      50.0000];
REV_ADC_20 = [1.8766 2.1073      2.2571];
Regresion_20 = polyfit(REV_ADC_20, REV_dBm_20, 1)

% HF (17 m)
REV_dBm_17 = [34.4716 44.4716      49.7772];
REV_ADC_17 = [1.8715 2.1021      2.2526];
Regresion_17 = polyfit(REV_ADC_17, REV_dBm_17, 1)

% HF (15 m)
REV_dBm_15 = [34.3136 44.3136      49.7772];
REV_ADC_15 = [1.8697 2.1003      2.2507];
Regresion_15 = polyfit(REV_ADC_15, REV_dBm_15, 1)

% HF (12 m)
REV_dBm_12 = [34.3136 44.1497      49.5424];
REV_ADC_12 = [1.8673 2.0972      2.2470];
Regresion_12 = polyfit(REV_ADC_12, REV_dBm_12, 1)

% HF (10 m)
```

```

REV_dBm_10 = [33.9794 44.1497 49.5424];
REV_ADC_10 = [1.8646 2.0955 2.2463];
Regresion_10 = polyfit(REV_ADC_10, REV_dBm_10, 1)

VHF_136 = polyval(Regresion_136, V);
VHF_155 = polyval(Regresion_155, V);
VHF_174 = polyval(Regresion_174, V);

UHF_420 = polyval(Regresion_420, V);
UHF_445 = polyval(Regresion_445, V);
UHF_470 = polyval(Regresion_470, V);

HF_160 = polyval(Regresion_160, V);
HF_80 = polyval(Regresion_80, V);
HF_60 = polyval(Regresion_60, V);
HF_40 = polyval(Regresion_40, V);
HF_30 = polyval(Regresion_30, V);
HF_20 = polyval(Regresion_20, V);
HF_17 = polyval(Regresion_17, V);
HF_15 = polyval(Regresion_15, V);
HF_12 = polyval(Regresion_12, V);
HF_10 = polyval(Regresion_10, V);

figure(5)
plot(V, VHF_136, "linewidth", 3,
      V, VHF_155, "linewidth", 3,
      V, VHF_174, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto REV en VHF", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("136 MHz", "155 MHz", "174 MHz", "location", "east");
xlim([0.5 2.1]);
ylim([-10 60]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 0.5:0.1:2.3);
set(gca, 'ytick', -10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

figure(6)
plot(V, UHF_420, "linewidth", 3,
      V, UHF_445, "linewidth", 3,
      V, UHF_470, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto REV en UHF", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("420 MHz", "445 MHz", "470 MHz", "location", "east");
xlim([0.5 2.1]);
ylim([-10 60]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 0.5:0.1:2.1);
set(gca, 'ytick', -10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);

```



```
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

figure(7)
plot(V, HF_160, "linewidth", 3,
      V, HF_80, "linewidth", 3,
      V, HF_60, "linewidth", 3,
      V, HF_40, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto REV en HF y 160 m", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("1.825 MHz", "3.65 MHz", "5.36 MHz", "7.15 MHz", "location",
"east");
xlim([0.5 2.3]);
ylim([-10 60]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 0.5:0.1:2.3);
set(gca, 'ytick', -10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

figure(8)
plot(V, HF_30, "linewidth", 3,
      V, HF_20, "linewidth", 3,
      V, HF_17, "linewidth", 3,
      V, HF_15, "linewidth", 3,
      V, HF_12, "linewidth", 3,
      V, HF_10, "linewidth", 3)
title("Respuesta de puerto REV en HF", "fontsize", 25);
grid on;
x_label = xlabel("Voltaje ADC (V)");
y_label = ylabel("Potencia (dBm)");
legend("10.12 MHz", "14.175 MHz", "18.118 MHz", "21.225 MHz", "24.94 MHz",
      "28.85 MHz", "location", "east");
xlim([0.5 2.3]);
ylim([-10 60]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 0.5:0.1:2.3);
set(gca, 'ytick', -10:5:60);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);
```

```

% Script de GNU Octave 4.2.1
%
% Ensayo de Acoplador Direccional VHF/UHF V10

%%%%%%%%%% BANDA DE VHF (Kenwood TH-22A @ EL)%%%%%%%%%%
Frequency_VHF = [136 155 174];
Coupling_VHF = [34.40 32.90 31.80];
Directivity_VHF = [31.00 34.00 31.90];
Isolation_VHF = [65.40 66.90 63.70];

f = 136:2:174;

a = polyfit(Frequency_VHF, Coupling_VHF, 1);
b = polyfit(Frequency_VHF, Directivity_VHF, 1);
c = polyfit(Frequency_VHF, Isolation_VHF, 1);

C = polyval(a,f);
D = polyval(b,f);
I = polyval(c,f);

C_156 = polyval(a, 156)
D_156 = polyval(b, 156)
I_156 = polyval(c, 156)

a = figure(1)
plot(f, C, "linewidth", 6,
      f, D, "linewidth", 6,
      f, I, "linewidth", 6,
      156,C_156,"ro", "linewidth", 10,
      156,D_156,"ko", "linewidth", 10,
      156,I_156,"bo", "linewidth", 10);
grid;
title("Interpolación de mediciones en VHF", "FontSize", 25);
x_label = xlabel("Frecuencia (MHz)");
y_label = ylabel("Magnitud (dB)");
legend("Coupling","Directivity","Isolation",
       "Coupling: 32,97 dB", "Directivity: 32,32 dB", "Isolation: 65,29
dB",
       "location", "east");
xlim([136 174]);
set(gca, "fontsize", 25);
set(gca, 'xtick', 136:4:174);
set(gca, 'ytick', 20:5:70);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);
print(a, "a.jpg");

%%%%%%%%%% BANDA DE UHF (Yaesu FT-7900 @ HIGH)%%%%%%%%%%
Frequency_VHF = [420 445 470];
Coupling_VHF = [24.50 24.60 23.80];
Directivity_VHF = [17.40 17.50 18.67];
Isolation_VHF = [41.90 42.10 42.47];

f = 420:2:470;

```

```

a = polyfit(Frequency_VHF, Coupling_VHF, 1);
b = polyfit(Frequency_VHF, Directivity_VHF, 1);
c = polyfit(Frequency_VHF, Isolation_VHF, 1);

C = polyval(a,f);
D = polyval(b,f);
I = polyval(c,f);

C_446 = polyval(a, 446)
D_446 = polyval(b, 446)
I_446 = polyval(c, 446)

figure(2)
plot(f,C,"linewidth",6,
     f,D,"linewidth",6,
     f,I,"linewidth",6,
     446,C_446,"ro", "linewidth", 10,
     446,D_446,"ko", "linewidth", 10,
     446,I_446,"bo", "linewidth", 10);
grid;
title("Interpolación de mediciones en UHF", "FontSize", 25);
x_label = xlabel("Frecuencia (MHz)");
y_label = ylabel("Magnitud (dB)");
legend("Coupling","Directivity", "Isolation",
       "Coupling: 24,29 dB", "Directivity: 17,88 dB", "Isolation: 42,17
dB",
       "location", "east");
xlim([420 470]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 420:4:470);
%set(gca, 'ytick', 20:5:70);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

%%%%%%%%%% BANDA DE VHF (MFJ-269)%%%%%%%%%%
Frequency = [100 110 120 130 140 150 160 170];
ReturnLoss = [24 23 21 20 19 18 18 17];

f = 100:2:170;
a = polyfit(Frequency, ReturnLoss, 1);
RL = polyval(a,f);

RL_156 = polyval(a, 156)

figure(3)
plot(f, RL, "linewidth", 6, 156, RL_156, "ro", "linewidth", 10);
grid;
title("Interpolación de pérdida por retorno en VHF", "FontSize", 25);
x_label = xlabel("Frecuencia (MHz)");
y_label = ylabel("Magnitud (dB)");
legend("Return Loss", "Return Loss: 17,9 dB", "location", "east");
xlim([100 170]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 100:4:170);
set(gca, 'ytick', 16:1:24);

```

```
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);

%%%%%%%%%%%% BANDA DE UHF (MFJ-269) %%%%%%%%%%%%%
Frequency = [415 420 430 440 450 460 470];
ReturnLoss = [28 28 28 26 24 21 19];

f = 415:2:470;
a = polyfit(Frequency, ReturnLoss, 1);
RL = polyval(a, f);

RL_446 = polyval(a, 446)

figure(4)
plot(f, RL, "linewidth", 6, 446, RL_446, "ro", "linewidth", 10);
grid;
title("Interpolación de pérdida por retorno en UHF", "FontSize", 25);
x_label = xlabel("Frecuencia (MHz)");
y_label = ylabel("Magnitud (dB)");
legend("Return Loss", "Return Loss: 23,95 dB", "location", "east");
xlim([415 470]);
set(gca, "fontsize", 25)
set(gca, 'xtick', 415:5:470);
%set(gca, 'ytick', 20:5:70);
set(legend, "FontSize", 25);
set(x_label, "FontSize", 25);
set(y_label, "FontSize", 25);
```

```

% Script de GNU Octave 4.2.1
%
% Ensayo de Acoplador Direccional HF V1
%
% BANDA DE 160m + HF + 6m. GW Instek SFG-2120, GW Instek GRG-450B y MFJ 269
%
Frequency_HF = [1.825 3.65 5.36 7.15 10.12 14.175 18.118 21.225 24.94 28.85
52];
Coupling_HF = [26.9 26.7 26.4 26.4 26.5 26 26.2 25 25.1 25 24.9];
Directivity_HF = [39.1 38.5 38 37 35.4 33.4 31.4 33 31.6 30.2 24];
Isolation_HF = [66 65.2 64.4 63.4 61.9 59.4 57.6 58 56.7 55.2 48.9];
ReturnLoss_HF = [26 31 33 34 34 33 32 30 29 27 18];

f = 1:0.1:54;

a = polyfit(Frequency_HF, Coupling_HF, 1);
b = polyfit(Frequency_HF, Directivity_HF, 1);
c = polyfit(Frequency_HF, Isolation_HF, 1);
d = polyfit(Frequency_HF, ReturnLoss_HF, 1);

C = polyval(a,f);
D = polyval(b,f);
I = polyval(c,f);
R = polyval(d,f);

C_15 = polyval(a, 15.5)
D_15 = polyval(b, 15.5)
I_15 = polyval(c, 15.5)
R_15 = polyval(d, 15.5)
C_52 = polyval(a, 52)
D_52 = polyval(b, 52)
I_52 = polyval(c, 52)
R_52 = polyval(d, 52)

figure(1)
plot(f, C, "linewidth", 6,
f, D, "linewidth", 6,
f, I, "linewidth", 6,
f, R, "linewidth", 6,
15.5,C_15,"ro", "linewidth", 10,
15.5,D_15,"ko", "linewidth", 10,
15.5,I_15,"bo", "linewidth", 10,
15.5,R_15,"go", "linewidth", 10,
52,C_52,"ro", "linewidth", 10,
52,D_52,"ko", "linewidth", 10,
52,I_52,"bo", "linewidth", 10,
52,R_52,"go", "linewidth", 10);

grid;
title("Interpolación de mediciones en 160 m + HF + 6 m", "FontSize", 25);
x_label = xlabel("Frecuencia (MHz)");
y_label = ylabel("Magnitud (dB)");
legend("Coupling","Directivity","Isolation","Return Loss");
xlim([1 54]);
set(gca, "fontsize", 25);
set(gca, 'xtick', 1:4:54);

```

```
%set(gca,'ytick',20:5:70);  
set(legend,"FontSize",25);  
set(x_label,"FontSize",25);  
set(y_label,"FontSize",25);
```