

SISTEMA DE DETECCIÓN ESPECTRAL MEDIANTE FILTRADO ADAPTATIVO
HACIENDO USO DE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE.



CESAR LEONARDO VILLATE BARRERA

UNIVERSIDAD SANTO TOMÁS
FACULTAD DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES
BOGOTÁ
2015

SISTEMA DE DETECCIÓN ESPECTRAL MEDIANTE FILTRADO ADAPTATIVO
HACIENDO USO DE RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE.



CESAR LEONARDO VILLATE BARRERA

Trabajo presentado como proyecto de grado para obtener el título de Ingeniero de telecomunicaciones.

Directora: Mónica Espinosa Buitrago
Ingeniera Electrónica

Asesor: Víctor Manuel Castro Ramírez
Ingeniero Electrónico

UNIVERSIDAD SANTO TOMÁS
FACULTAD DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIONES
BOGOTÁ
2015

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	10
1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	11
2 JUSTIFICACIÓN Y PROPÓSITO DE LA INVESTIGACIÓN	12
3 OBJETIVO GENERAL	13
3.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	13
4 MARCO TEÓRICO	14
4.1 ESPECTRO RADIOELÉCTRICO	14
4.2 TELECOMUNICACIONES INALÁMBRICAS	15
4.3 RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE	17
4.3.1 Arquitectura SDR.	18
4.3.2 Arquitectura USRP N210	20
4.3.3 Tarjeta hija de recepción	21
4.3.4 Tarjeta hija de transmisión	22
4.4 DIVIDENDO DIGITAL	23
4.5 DETECCIÓN ESPECTRAL	24
4.5.1 Filtros digitales	25
4.5.2 Filtros FIR con fase lineal	27
4.5.3 Método por enventanado.	28
4.5.4 Técnicas de filtrado adaptativo para detección espectral	30
4.6 BANDA DE FRECUENCIA MODULADA – FM	37
4.7 INTERPOLACIÓN Y DIEZMADO EN FRECUENCIA	40
4.8 Correlación	42
5 DISEÑO METODOLÓGICO	43
5.1 ANÁLISIS	44
5.1.1 Equipos de trabajo	44
5.1.2 MATLAB	45

5.2	PRUEBAS PRELIMINARES	49
5.2.1	Recepción de señales	49
5.2.2	Transmisión de señales	51
5.2.3	Caracterización de las antenas	53
5.2.4	Densidad espectral	58
5.3	DEFINICIÓN DE MODELOS	61
5.3.1	Ruido Gaussiano	61
5.3.2	Correlación	62
5.3.3	Filtros digitales para detección espectral	63
5.3.4	Filtros adaptativos con algoritmo LMS.	67
5.3.5	Interpolación	73
5.3.6	Diezmado	78
5.4	APLICACIÓN DE MODELOS	80
5.4.1	Banda De Frecuencia Modulada - FM	80
5.4.2	Banda Del Dividendo Digital	91
6	RESULTADOS	104
6.1	PRUEBAS FINALES	104
7	CONCLUSIONES	110
8	BIBLIOGRAFÍA	113

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 SEGMENTO DE FRECUENCIA DE VHF CORRESPONDIENTE AL DIVIDENDO DIGITAL.	15
FIGURA 2 PRODUCTIVIDAD COLOMBIANA.	16
FIGURA 3 SERVICIOS DE TELECOMUNICACIONES.	16
FIGURA 4 MISIÓN NASA RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE	18
FIGURA 5. FUNCIONES Y COMPONENTES DE RADIO POR SOFTWARE.	19
FIGURA 6 DIAGRAMA DE BLOQUES CON LAS ESPECIFICACIONES DEL DISPOSITIVO USRP N210	20
FIGURA 7 TARJETA DE RECEPCIÓN ASOCIADA AL DISPOSITIVO USRP N210.	22
FIGURA 8 TARJETA DE TRANSMISIÓN ASOCIADA AL DISPOSITIVO USRP N210.	23
FIGURA 9 DISTRIBUCIÓN DE FRECUENCIAS DE TELEVISIÓN ANALÓGICA Y DIVIDENDO DIGITAL	24
FIGURA 10 DIMENSIONES DE ESPECTRO TIEMPO Y FRECUENCIA.	25
FIGURA 11 ESQUEMA GENERAL DEL FILTRO DE WIENER	32
FIGURA 12 ESQUEMA GENERAL DEL FILTRO DE KALMAN DISCRETO	34
FIGURA 13 ESTRUCTURA BÁSICA DEL FILTRO TRANSVERSAL.	35
FIGURA 14 SUPERFICIE DEL ERROR CUADRÁTICO PARA EL ALGORITMO LMS.	37
FIGURA 15 ESPECTRO DE FRECUENCIA DE LA MODULACIÓN FM	39
FIGURA 16 INTERPOLACIÓN DE UNA SEÑAL SINUSOIDAL CON UN FACTOR DE 2.	41
FIGURA 17 DIEZMADO EN UNA SEÑAL SINUSOIDAL.	42
FIGURA 18 EQUIPOS DISEÑO DEL RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE.	43
FIGURA 19 METODOLOGÍA DEL DISEÑO DEL RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE.	43
FIGURA 20 SISTEMA DE COMUNICACIÓN DEL SDR	45
FIGURA 21 LIBRERÍA ASSIMULINK DE SDRU	46
FIGURA 22 VERIFICACIÓN DE LA CONEXIÓN EN MATLAB	46
FIGURA 23 MODELO DE RECEPCIÓN	47
FIGURA 24 RECEPCIÓN DE DATOS CON SDRU RECEIVER.	48
FIGURA 25 PROCESAMIENTO DE DATOS	48
FIGURA 26 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECEPTOR FM UTILIZADO.	49
FIGURA 27 COMPONENTES DEL BLOQUE DE SIMULACIÓN FM RECEIVER.	50
FIGURA 28 RECEPTOR FM JUNTO CON EL ANALIZADOR DE ESPECTRO.	51
FIGURA 29 ESPECTRO DE LA FRECUENCIA RECIBIDA CON EL FM RECEIVER.	51
FIGURA 30 EFICIENCIA ESPECTRAL DE 88MHZ-89MHZ	52
FIGURA 31 SEÑAL TRANSMITIDA EN LA FRECUENCIA DE 88.3MHZ.	52
FIGURA 32. CARACTERIZACIÓN ANTENA VERT400.	55
FIGURA 33. CARACTERIZACIÓN ANTENA VERT900.	56

FIGURA 34. CARACTERIZACIÓN VERT2450.	56
FIGURA 35. CARACTERIZACIÓN ANTENA UHF AZOTEA UNIVERSIDAD SANTO TOMÁS.	57
FIGURA 36 UBICACIÓN DE LAS ANTENAS YAGUI.	58
FIGURA 37 COMPONENTES DE DENSIDAD ESPECTRAL EN LA BANDA DE FRECUENCIA MODULADA FM	59
FIGURA 38 CÓDIGO CON LAS LIBRERÍAS Y FUNCIONES USADAS PARA LA CAPTURA DE DATOS DENSIDAD ESPECTRAL EN FM.	60
FIGURA 39 DENSIDAD ESPECTRAL DE LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	61
FIGURA 40 COMANDO PARA GENERAR RUIDO GAUSSIANO	62
FIGURA 41 RUIDO GAUSSIANO CON LONGITUD DE 4096 MUESTRAS.	62
FIGURA 42 COMANDOS DE CORRELACIÓN ENTRE UNA SEÑAL SINUSOIDAL Y UN RUIDO GAUSSIANO	63
FIGURA 43 RESULTADO DE LA CORRELACIÓN MOSTRADA EN LA FIGURA ANTERIOR.	63
FIGURA 44 SEÑAL CUADRADA UTILIZADA PARA VERIFICAR EL FILTRO.	64
FIGURA 45 REPRESENTACIÓN DE LA SEÑAL DE LA FORMA SINC.	65
FIGURA 46 RESPUESTA EN MAGNITUD Y FASE DEL FILTRO IMPLEMENTADO.	65
FIGURA 47 REPRESENTACIÓN GRÁFICA DEL PRIMER ARMÓNICO DE LA SEÑAL CUADRADA.	66
FIGURA 48 RESPUESTA EN MAGNITUD Y FASE DE UN FILTRO FIR.	66
FIGURA 49 MODELO FILTRO FIR MATLAB.	67
FIGURA 50 DIAGRAMA DE FILTRO LMS CON SUS COMPONENTES.	68
FIGURA 51 SEÑAL DE AUDIO ORIGINAL EN LOS ÚLTIMOS 100 MILISEGUNDOS.	69
FIGURA 52 SEGMENTO DE AUDIO CON COMPONENTES DE RUIDO GAUSSIANO.	69
FIGURA 53 RESULTADO DE SALIDA DE LA SEÑAL DEL FILTRO LMS.	70
FIGURA 54 CÓDIGO PARA EL DISEÑO DE FILTRO LMS PARA SEÑAL DE VOZ.	71
FIGURA 55 RESULTADOS DE LAS SEÑALES DE VOZ ANTES Y DESPUÉS DEL FILTRO.	72
FIGURA 56 DISEÑO DEL SEGUNDO FILTRO LMS PARA LA SEÑAL DE VOZ.	72
FIGURA 57 RESPUESTA DEL FILTRO CON RESULTADOS ADECUADOS DESPUÉS DEL FILTRO LMS.	73
FIGURA 58 CÓDIGO DE INTERPOLACIÓN DE FRECUENCIA DE PORTADORA DE FM, CORRESPONDIENTE A 89.9 MHZ.	74
FIGURA 59 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL PROCESO DE INTERPOLACIÓN CON FACTOR DE 2.	75
FIGURA 60 REPRESENTACIÓN DE LA SEÑAL DE FM CON UN FACTOR DE INTERPOLACIÓN DE 5.	75
FIGURA 61 PORTADORA DE INFORMACIÓN CON FRECUENCIA CENTRAL EN 705.25 MHZ, PERTENECIENTE A LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	76

FIGURA 62 CÓDIGO DE INTERPOLACIÓN PARA LA PORTADORA DE 705.25 MHZ, PERTENECIENTE A LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	77
FIGURA 63 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL PROCESO DE INTERPOLACIÓN CON FRECUENCIA CENTRAL DE 705.25 MHZ.	77
FIGURA 64 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA PORTADORA CON FACTOR DE INTERPOLACIÓN DE 5.	78
FIGURA 65 PROCESO DE DIEZMADO EN LA BANDA FM	79
FIGURA 66 RESULTADO DEL DIEZMADO A LA SEÑAL CORRESPONDIENTE A 89.9MHZ	79
FIGURA 67 RESULTADO DEL PROCESO DE DIEZMADO EN LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	80
FIGURA 68 COMPORTAMIENTO ESPECTRAL DE LA BANDA FM CON PRESENCIA DE RUIDO.	81
FIGURA 69 COMPORTAMIENTO ESPECTRAL DE LA POSICIÓN 90, CORRESPONDIENTE A LA EMISORA UBICADA EN LA FRECUENCIA DE 88.9 MHZ	83
FIGURA 70 RESPUESTA DEL FILTRO PASA-BANDA	84
FIGURA 71 PROCESO DE ABSTRACCIÓN DE LA FILA 90 JUNTO CON LA CONVOLUCIÓN.	84
FIGURA 72 RESULTADO DE LA CONVOLUCIÓN ENTRE EL FILTRO Y LAS COMPONENTES DE LA PORTADORA DE 88.9 MHZ.	85
FIGURA 73 DISEÑO DEL FILTRO LMS APLICADO A LA BANDA DE FM.	86
FIGURA 74 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO LMS EN 104.4MHZ CORRESPONDIENTE A LA BANDA DE FM.	87
FIGURA 75 PROCESO DE INTERPOLACIÓN DE LAS SEÑALES PROMEDIO PERTENECIENTES A 88MHZ, 97MHZ Y RUIDO GENERADO.	88
FIGURA 76 RESPUESTA GRÁFICA DE LA INTERPOLACIÓN DE LAS SEÑALES DE FM.	88
FIGURA 77 PROGRAMA FINAL DEL FILTRO LMS CON LA UTILIZACIÓN DE INTERPOLACIÓN Y DENSIDAD ESPECTRAL PARA LAS FRECUENCIAS DE 88MHZ Y 97MHZ PERTENECIENTES A LA BANDA DE FM.	89
FIGURA 78 RESULTADO DE LA CORRELACIÓN ENTRE LAS SALIDAS DE LOS FILTROS TANTO DE 88MHZ (A) COMO DE 97MHZ (B).	90
FIGURA 79 RESULTADO DE LA CORRELACIÓN ENTRE : RUIDO Y LA SALIDA DE SEÑAL DEL FILTRO DE 88MHZ(A), RUIDO Y LA SALIDA DE RUIDO DEL FILTRO DE 88MHZ (B).	90
FIGURA 80 RESULTADO DE LA CORRELACIÓN ENTRE: RUIDO Y SALIDA DE SEÑAL DEL FILTRO DE 97MHZ (A), RUIDO Y SALIDA DE RUIDO DEL FILTRO DE 97MHZ (B).	91
FIGURA 81 ANÁLISIS CANAL 52 (A) ESPECTRO DE FRECUENCIA (B) ANÁLISIS DE PORTADORAS	91
FIGURA 82 ANÁLISIS CANAL 54 (A) ESPECTRO DE FRECUENCIA (B) ANÁLISIS DE PORTADORAS	92

FIGURA 83 IMAGEN CORRESPONDIENTE AL CANAL DE TELEVISIÓN NUMERO 52, UBICADO EN LA FRECUENCIA 705.25MHZ.	93
FIGURA 84 ANTENA TIPO YAGUI, USADA PARA LA CAPTURA DE INFORMACIÓN DE LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	93
FIGURA 85 GRÁFICA DEL DIVIDENDO DIGITAL EN FRECUENCIA VS DENSIDAD ESPECTRAL.	96
FIGURA 86 GRÁFICA DE DIVIDENDO DIGITAL EN FRECUENCIA VS DENSIDAD ESPECTRAL, EN DIFERENTE INSTANTE DE TIEMPO.	96
FIGURA 87 ARCHIVOS DE DENSIDAD ESPECTRAL DE LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL ALMACENADOS EN MATLAB.	97
FIGURA 88 DENSIDAD ESPECTRAL DE LOS PRIMEROS 20 MHZ DE LA BANDA DE DIVIDENDO.	99
FIGURA 89 COMPORTAMIENTO ESPECTRAL DEL SEGMENTO DE LA FIGURA ANTERIOR, EN DIFERENTE INSTANTE DE TIEMPO.	100
FIGURA 90 PROCESO DE FILTRADO, INTERPOLACIÓN Y DENSIDAD ESPECTRAL APLICADO A LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL EN FRECUENCIAS DE 780MHZ Y 705MHZ.	101
FIGURA 91 RESULTADO DE LAS CORRELACIONES ENTRE RUIDO Y SEÑAL A LA SALIDA DEL FILTRO DE 780MHZ (A) Y 705.25 MHZ (B)	102
FIGURA 92 RESULTADO DE LA CORRELACIÓN ENTRE LAS SEÑALES ARROJADAS EN EL FILTRO (A), Y LOS RUIDOS ARROJADOS DESPUÉS DEL FILTRO (B).	102
FIGURA 93 RESULTADO DE CORRELACIÓN ENTRE LOS RUIDOS SALIENTES DEL FILTRO DE CADA UNA DE LAS FRECUENCIAS PORTADORAS (A), Y DE LAS SEÑALES DESPUÉS DEL MISMO PROCESO DE FILTRADO (B).	103
FIGURA 94 COMANDOS DE LA VARIANZA APLICADA A LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	105
FIGURA 95 RESULTADO DE LA VARIACIÓN DEL RUIDO EN LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	106
FIGURA 96 RESULTADO DE LA VARIACIÓN DEL RUIDO EN LA BANDA, SEGÚN LA INFORMACIÓN DE LAS CAPTURAS FINALES.	108

LISTA DE TABLAS

TABLA 1 DESCRIPCIÓN DE LOS EQUIPOS UTILIZADOS EN EL PROYECTO.	44
TABLA 2 PARÁMETROS DE RECEPCIÓN DEL DISPOSITIVO, ARROJADOS EN EL EDITOR DE TEXTO DE MATLAB.	48
TABLA 3 LISTADO DE EMISORAS PERTENECIENTES A LA BANDA FM.	82
TABLA 4 RELACIÓN ENTRE POSICIÓN Y FRECUENCIA.	82
TABLA 5 CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO DE LA ANTENA YAGUI	94
TABLA 6 PROGRAMA PARA LA CAPTURA DE INFORMACIÓN CORRESPONDIENTE A LA BANDA DE DIVIDENDO DIGITAL.	95
TABLA 7 PROGRAMA PARA LA REALIZACIÓN DE LA DENSIDAD ESPECTRAL A LOS ARCHIVOS DE INFORMACIÓN DEL DIVIDENDO DIGITAL.	97
TABLA 8 PROGRAMA PARA LA CAPTURA DE DATOS DE LOS PRIMEROS 20 MHZ DE LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	98
TABLA 9 RESULTADOS DE LAS CORRELACIONES DESPUÉS DEL FILTRADO ADAPTATIVO EN LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	104
TABLA 10 RESULTADOS ESTADÍSTICOS DE LAS CORRELACIONES OBTENIDAS DESPUÉS DEL PROCESO DE FILTRADO.	105
TABLA 11 MODO DE CAPTURA DE DATOS EN LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL CON PASO DE 1MHZ.	107
TABLA 12 DATOS ESTADÍSTICOS DE LAS CORRELACIONES REALIZADAS A LAS ULTIMAS CAPTURAS DE DATOS EN LA BANDA DEL DIVIDENDO DIGITAL.	108

INTRODUCCIÓN

En Colombia el uso del espectro radioeléctrico, tiene gran importancia en el ámbito de las tecnologías de la información y las comunicaciones (TIC), debido al incremento de servicios que contribuyen a la interconexión de la población, haciendo uso de nuevas tecnologías que utilizan poca cantidad de espectro, lo cual se ve evidenciado en el cuadro nacional de atribución de frecuencias[1].

Procesos innovadores en cuanto a desarrollo de tecnologías, que mejoran las condiciones de funcionamiento de los dispositivos de comunicación actuales, brindan una reducción del espectro necesario para algunos servicios como televisión y telefonía móvil, por ende un segmento de espectro se libera. Un evidente ejemplo de estos procesos, es la transición de televisión analógica a digital en donde el segmento que se libera se denomina “Dividendo Digital, que será de vital importancia en la futura implementación de los servicios móviles de cuarta generación.

Los cambios en la distribución del espectro presentan beneficios en la sociedad, proporcionando un desarrollo tanto económico como cultural, teniendo como aporte la ubicación de las comunicaciones móviles en la banda de dividendo digital, que permiten la extensión de servicios en el país solucionando los problemas de cobertura existentes en algunas áreas y así mismo ofrecen altas velocidades en las comunicaciones inalámbricas que desde ahora están evolucionando a un estándar de comunicación de cuarta generación (4G), con el principal objetivo de consolidar el uso de redes de comunicación de alta velocidad con una gran calidad de servicio.

Teniendo en cuenta la continua evolución tecnológica y el papel que desempeña el espectro electromagnético en las comunicaciones, especialmente móviles, es importante revisar que las entidades que tienen una participación activa en el espectro, estén ajustadas con las normas establecidas por el Ministerio de las tecnologías de la información y las comunicaciones y no estén infringiendo los permisos que tienen establecidos. Este proceso se pretende realizar con el uso de filtros digitales y herramientas de radio definido por software que permiten la optimización de recursos y mejores resultados en cuanto al mejoramiento tecnológico de las comunicaciones.

1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En Colombia se presentan avances en las tecnologías de la información y comunicaciones (TIC)[2], que permiten estimular el desarrollo económico y social, ampliando la cobertura de servicios mediante la masificación y desarrollo de la tecnología; para esto una de las alternativas en la transmisión de los servicios son las infraestructuras de comunicaciones inalámbricas, teniendo un impacto en los planes de gobierno que se evidencian en el plan vive digital para los servicios móviles y de televisión. El espectro radioeléctrico que es el medio o canal donde se transmiten estos servicios será redistribuido con la transición de la televisión analógica a digital; que se presenta como oportunidad para los servicios móviles y sistemas de acceso de banda ancha inalámbricos.

En estos servicios, según el primer boletín trimestral del 2015 presentado por el Ministerio de las tecnologías de la información y las comunicaciones, la cantidad de abonados a telefonía móvil presenta un total de 56.139.892[3], cifra que supera la presentada en el mismo periodo de el año anterior en el que el índice fue un 8.2% mas bajo, lo cual expresa un crecimiento en el uso de servicios de telefonía móvil durante los últimos años, los cuales se verán beneficiados con los cambios que se proyectan en el espectro radioeléctrico. Teniendo este incremento de usuarios se requieren cambios tecnológicos que se reflejen en las infraestructuras que se deben implementar en las etapas de los sistemas de recepción y transmisión de señales, procesamiento de señales, codificación de señal y accesos múltiples al medio en los equipos de transmisión y recepción que componen un radio digital.

Por ello se presenta la necesidad de contribuir en el diseño de radios definidos por software (SDR), que permitan ser reconfigurados durante la operación del servicio sin generar problemas en actualizaciones futuras y grandes costos en cambio de hardware; por la modificación de cualquier parámetro en los equipos de transmisión y recepción. Con base en esto y para verificar cada una de las señales transmitidas en el espectro, surge la siguiente pregunta problema *¿Cómo se realiza la detección espectral con filtrado adaptativo en la banda del dividendo digital aplicando radio definido por software?*

2 JUSTIFICACIÓN Y PROPÓSITO DE LA INVESTIGACIÓN

El espectro radioeléctrico tiene gran importancia en los sistemas móviles de cuarta generación que se beneficiarán del dividendo digital ya que contarán con un ancho de banda que será el resultado del cambio de televisión analógica a digital[4][5]. Esto permitirá innovaciones tecnológicas en servicios de telecomunicaciones. Por lo tanto es importante que los servicios que hacen uso de gran proporción del espectro, estén ajustados a las normativas establecidas por el ministerio de las tecnologías de la información y las comunicaciones en el país. Para esto es necesario caracterizar el espectro radioeléctrico, con el fin evitar indisponibilidad e interferencias en los servicios[1]. La caracterización tiene como base la observación del comportamiento que tiene las diversas componentes espectrales en determinada banda de frecuencia, para establecer e interpretar cada una de ellas. Con ello puede evidenciarse cuales componentes espectrales pertenecen legalmente a la banda y cuales están haciendo un uso indebido de la misma para realizar un proceso de eliminación mediante filtrado adaptativo.

Teniendo en cuenta dichos inconvenientes, es necesario realizar un proceso de detección espectral[6] en la banda del dividendo digital mediante el diseño y la implementación de filtrado adaptativo aplicando radio definido por software, lo que permitirá detectar los huecos espectrales y señales de información en esta banda, y así mismo solucionar algunos de los problemas mediante las técnicas y características del filtrado digital[7].

La detección espectral ha sido importante en diferentes naciones, para identificar componentes ilegales dentro de las bandas de frecuencia, y con esto realizar la correspondiente supresión de las mismas, en búsqueda de una optimización y mejor utilización de este medio.

El uso de nuevas tecnologías facilita los procesos de comunicación dentro de la sociedad, por lo cual se resalta la importancia de estudiar, analizar y solucionar los problemas que se generen inherentes a dichos procesos. Por ende se impone una base para futuras investigaciones relacionadas con problemas de interferencia y demás factores afines al tratamiento digital de señales en bandas de frecuencia comúnmente utilizadas tanto para radiodifusión como para comunicaciones móviles haciendo uso de radio definido por software[8].

3 OBJETIVO GENERAL

Realizar el proceso de detección espectral en la banda de frecuencia del dividendo digital mediante la técnica de filtrado adaptativo utilizando sistemas de radio definido por software.

3.1 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Revisar las técnicas de filtrado adaptativo para realizar detección espectral.
- Analizar el funcionamiento del radio definido por software Ettus 210 que será utilizado en el proceso de filtrado adaptativo.
- Elaborar un diseño de filtros digitales y funciones adaptativas en un sistemas de radio definido por software que permitan realizar la detección espectral.
- Aplicar el diseño de los filtros digitales y funciones adaptativas en la banda de frecuencia de 88 MHz a 108 MHz.
- Implementar el proceso de detección espectral para la banda de frecuencia del dividendo digital aplicando filtros adaptativos.

4 MARCO TEÓRICO

4.1 ESPECTRO RADIOELÉCTRICO

El espectro radioeléctrico es el medio por el cual es posible la transmisión de frecuencias de ondas de radio electromagnéticas [2], las cuales tienen como fin permitir el funcionamiento de diferentes sistemas de telecomunicaciones como telefonía móvil, radio, televisión, entre otros.

El espectro radioeléctrico se encuentra dividido en bandas de frecuencia, en donde cada una de ellas permite el funcionamiento de determinados servicios de telecomunicaciones. Las bandas que comprende este espectro son:

- UHF - Ultra High Frequency
Esta banda se encuentra comprendida entre los 300 y 3000 MHz, y cubre servicios de telecomunicaciones tales como: telefonía fija y móvil, servicios satelitales, televisión, entre otros.
- VHF – Very High Frequency
Esta banda de frecuencia en comparación con UHF, presenta un mayor alcance en cuanto a distancia debido a que trabaja en un rango más bajo comprendido entre 30 y 300 MHz. En este segmento trabajan servicios de telefonía móvil y fija, emisoras radiales y radioaficionados principalmente.
- HF – High Frequency
En este segmento de espectro se tienen servicios como los presentes en las banda de UHF y VHF, pero debido a su baja frecuencia se presta para la transmisión de emisoras de radio de carácter internacional.

Por medio de estas tres bandas, se lleva a cabo la prestación de los principales servicios de telecomunicaciones en diferentes países. En el caso colombiano, en la banda de UHF se encuentra ubicado el segmento de frecuencia correspondiente al dividiendo digital, el cual se encuentra destinado para servicios de telefonía móvil.

608 MHz	614MHz	698MHz	806MHz
Radioastronomía	Radiodifusión (Televisión)	Móvil	Móvil
Móvil por Satélite salvo móvil			
Móvil Aeronáutico por Satélite (Tierra- Espacio)			

Figura 1 Segmento de frecuencia de VHF correspondiente al Dividendo digital.
Adaptado de: [1]

Como se observa en la Figura 1, los 108 MHz del dividendo digital se encuentran ya asignados para servicios móviles. La asignación completa del espectro colombiano, se encuentra plasmada en el cuadro nacional de atribución de bandas de frecuencia (CNABF) para Colombia.[1]

4.2 TELECOMUNICACIONES INALÁMBRICAS

Es preciso considerar que para finales de 2006, ya estaba claro que los procesos de innovación tecnológica sectorial apuntaban hacia el desarrollo de las comunicaciones personalizadas y ubicuas con convergencia de servicios (voz, video y datos, en cualquier momento y lugar). Esto implicaba la inminente integración de las redes fijas y móviles, y un vertiginoso aumento en el uso de sistemas y dispositivos inalámbricos,

Particularmente aquellos destinados al acceso de Internet en banda ancha [9]. Que han tenido un aumento de 10% en la penetración de servicios de banda ancha está asociado con un incremento de 3,2% en el PIB y de 2,6% de la productividad, de acuerdo con un estudio reciente del Banco Interamericano de Desarrollo. Estos resultados ilustran la importancia de las inversiones en infraestructura de las telecomunicaciones en el crecimiento económico de los países como se puede observar en la Figura 2[10]. A nivel de los servicios se pueden notar en la Figura 3[10].

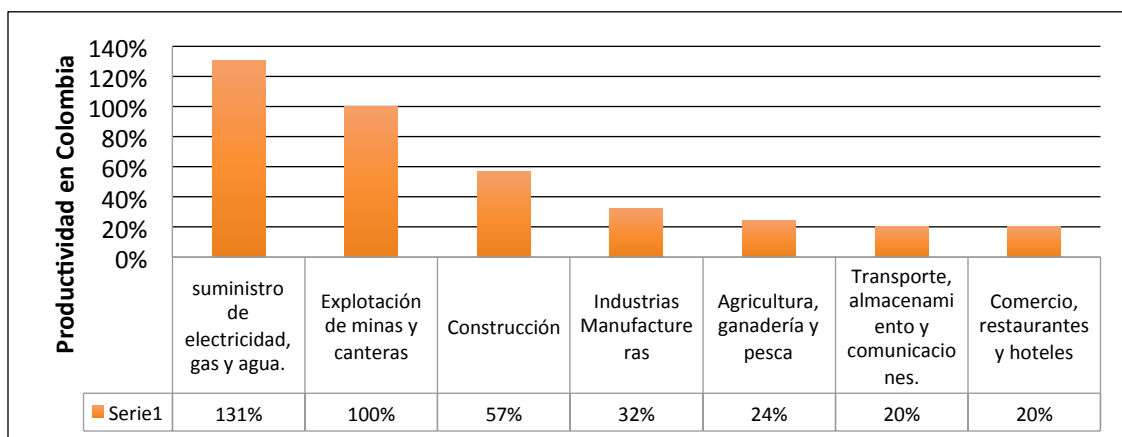


Figura 2 Productividad Colombiana.
Adaptado de: Informe de competitividad [10]

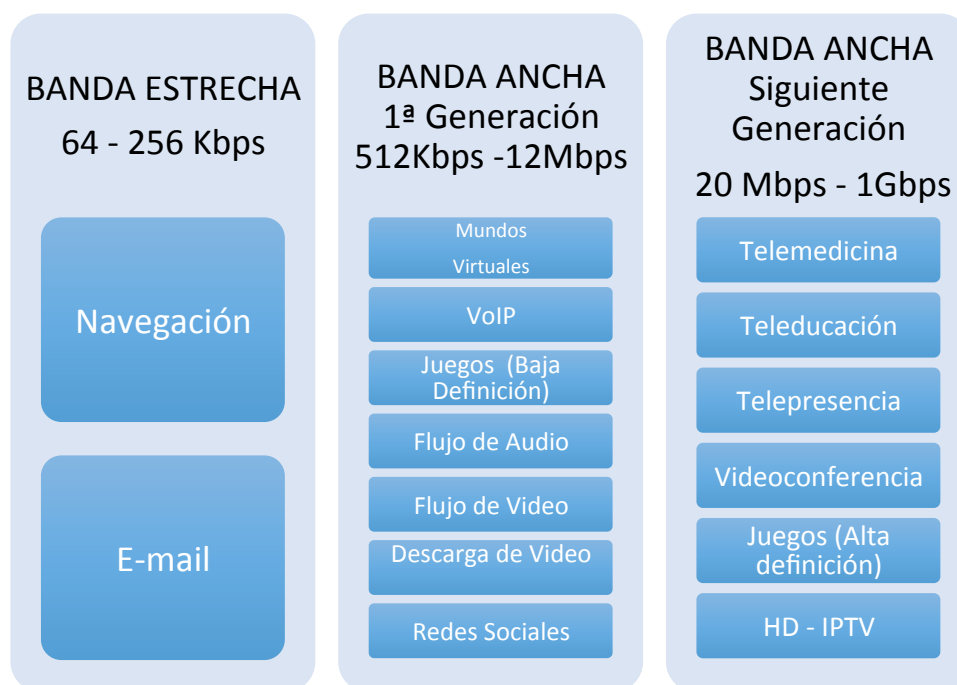


Figura 3 Servicios de Telecomunicaciones.
Adaptado de: Informe de competitividad [10]

De tal forma, en el contexto internacional, se ratificaba la versatilidad de las tecnologías inalámbricas de banda ancha como soluciones eficientes y pertinentes para la reducción de la brecha digital, por la rapidez y menor costo que tienen estas soluciones con respecto a redes cableadas.

Adicionalmente, se debe considerar que la globalización de las radiocomunicaciones no reconoce fronteras geográficas y que la armonización

regional y mundial facilita la introducción de nuevas tecnologías y propicia economías de escala. Siguiendo estos lineamientos, el Plan Nacional de Desarrollo 2006-2010 de Colombia [11], reconocía que las actividades de control y regulación, particularmente en el sector comunicaciones, contaban con una reglamentación heterogénea y dispersa que desorientaba la inversión y dificultaba el uso y explotación racional, eficiente y equitativa del espectro radioeléctrico (porción del espectro electromagnético utilizado para radio comunicaciones, que comprende actualmente las frecuencias desde 3 KHz a 3.000 GHz; este rango puede ser ampliado en el futuro, según los avances tecnológicos). [12]

En el contexto legal colombiano en el artículo 75 de la Constitución Política de 1991, se establece: *"El espectro electromagnético es un bien público inajenable e imprescriptible sujeto a la gestión y control del Estado. Se garantiza la igualdad de oportunidades en el acceso a su uso en los términos que fije la ley. Para garantizar el pluralismo informativo y la competencia, el Estado intervendrá por mandato de la ley para evitar las prácticas monopolísticas en el uso del espectro electromagnético."*

4.3 RADIO DEFINIDO POR SOFTWARE

El radio definido por software (SDR) ha sido una revolucionaria tecnología que opera dentro de los sistemas de telecomunicaciones, incluyendo aplicaciones en sistemas militares y comerciales. Con un avanzado sistema de procesamiento digital y desarrollo computacional, útil en la transición de sistemas de radio basados en hardware a software. Permitiendo la reconfiguración de servicio en operación[13]. Por esto, se ha iniciado la explotación científica de estos sistemas, evolucionando la reconfiguración de los servicios críticos permitiendo la flexibilidad al sistema en operación[14]. Dado que, el sistema de radiocomunicaciones puede ser configurable en diferentes bandas de frecuencia y cuya aplicabilidad en las comunicaciones actuales se ve altamente demandada.

Un sistema de SDR está compuesto por diferentes elementos electrónicos que son programados mediante algún software computacional, dichos elementos se pueden ser filtros, moduladores, demoduladores, amplificadores, entre otros[14]. La NASA ha adoptado el radio definido por software ya que permite la adaptación tecnológica en estándares abiertos[14]. Se observa en la Figura 4[14] una misión desarrollada por la NASA en Spacetelecommunications radio system (STRS), que ha permitido generar la plataforma de gestión y el radio definido por software[13].

Actualmente las investigaciones en el campo de la radio definida por software están dirigidas a la concepción del sistema de transmisión y la gestión del mismo que permitan la reconfiguración. En las redes de área local inalámbricas se observan propuestas de diseño IEEE 802 [15]. Para sistemas de radio FM se observa la propuesta [16] y las metodologías para definir de tecnologías de radio definido por software[17].

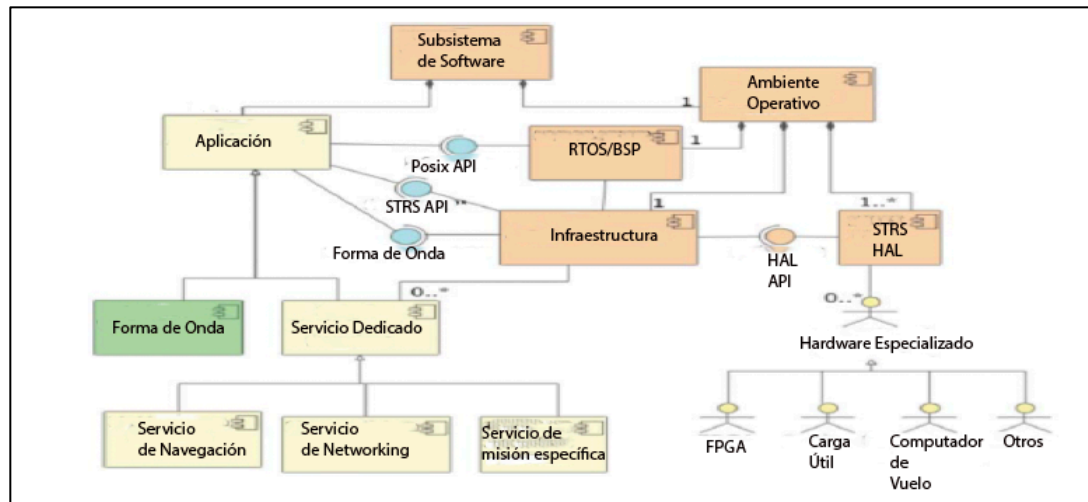


Figura 4 Misión NASA radio definido por software
Adaptado de: NASA [14]

4.3.1 Arquitectura SDR.

Una radio por software define todos los aspectos de las interfaces aéreas incluyendo el acceso al canal RF(Radio Frecuencia) y la síntesis de la forma de onda en software. Por lo tanto el radio por software, tiene un ancho de banda para recepción y transmisión, conversores análogo a digital y digital a análogo. Que transforman cada servicio de banda RF en señales digitales que operan en la banda IF (Frecuencias Intermedias) como se muestra en la Figura 5.

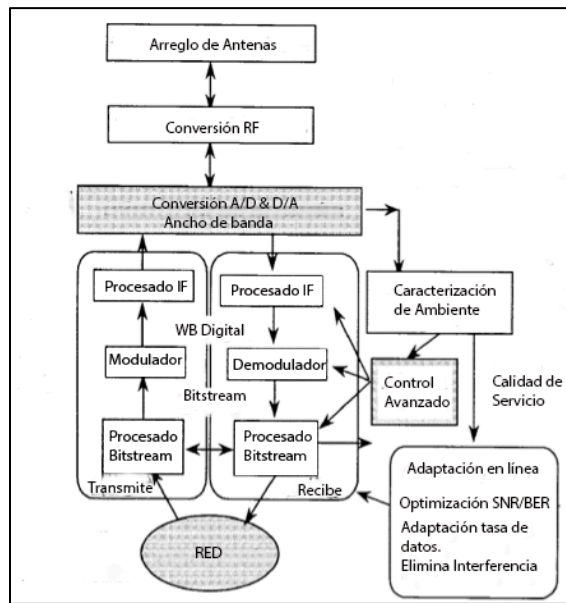


Figura 5. Funciones y componentes de radio por software.
Adaptado de:[18].

La banda ancha recibe streams, siendo una secuencia de datos habilitado para un tiempo determinado, digitalizadas de anchos de banda W_S ajustadas para todos los canales suscritos, cada uno de los cuales tiene un ancho de banda W_C ($W_C \ll W_S$). La matemática de entramado puede cambiar alternativamente entre las arquitecturas ADC y DAC, con atención en las diferencias en su parte programable. En radio definido por software los canales IF ADC y DAC son procesados de forma asíncrona utilizando hardware digital programable. El procesamiento señal de frecuencias intermedias (IF) puede incluir filtrado para aislar los canales de recepción [19].

En el transmisor de radio por software, las señales de banda base son transformadas con un muestreo de canal mediante las funciones del USRP implementadas en software para manejar alto rendimiento de los DAC's. Estas señales pueden ser previamente enfatizada o no linealmente pre-codificadas [20] por el software de procesamiento del IF. En algunas implementaciones, las funciones de modem, procesamiento de IF, y el acceso de canal RF puede ser unido dentro de un componente sencillo como una conversión directa de receptor RFIC ya estudiando en [21]. Adicionalmente, la compilación dinámica de software en tiempo real cambia entre programadores permitiendo que estas funciones discretas puedan ser integradas dentro de un componente sencillo como una FPGA [22]. La matemática de entramado representa a la vez implementaciones discretas e integradas.

4.3.2 Arquitectura USRP N210

Radio definido por software permite a un sistema de radiocomunicaciones convencional, tener un funcionamiento basado en software, debido a la utilización de diferentes circuitos electrónicos que permiten ser reconfigurables. En particular consiste en un sistema periférico universal de radio que permite que un computador estándar funcione como un alto rendimiento y con operación de banda ancha de amplia capacidad. [23]

Presenta algunas características básicas de funcionamiento como lo son las ilustradas en la **Figura 6** cuyo contenido tiene las especificaciones del dispositivo mediante diagrama de bloques.

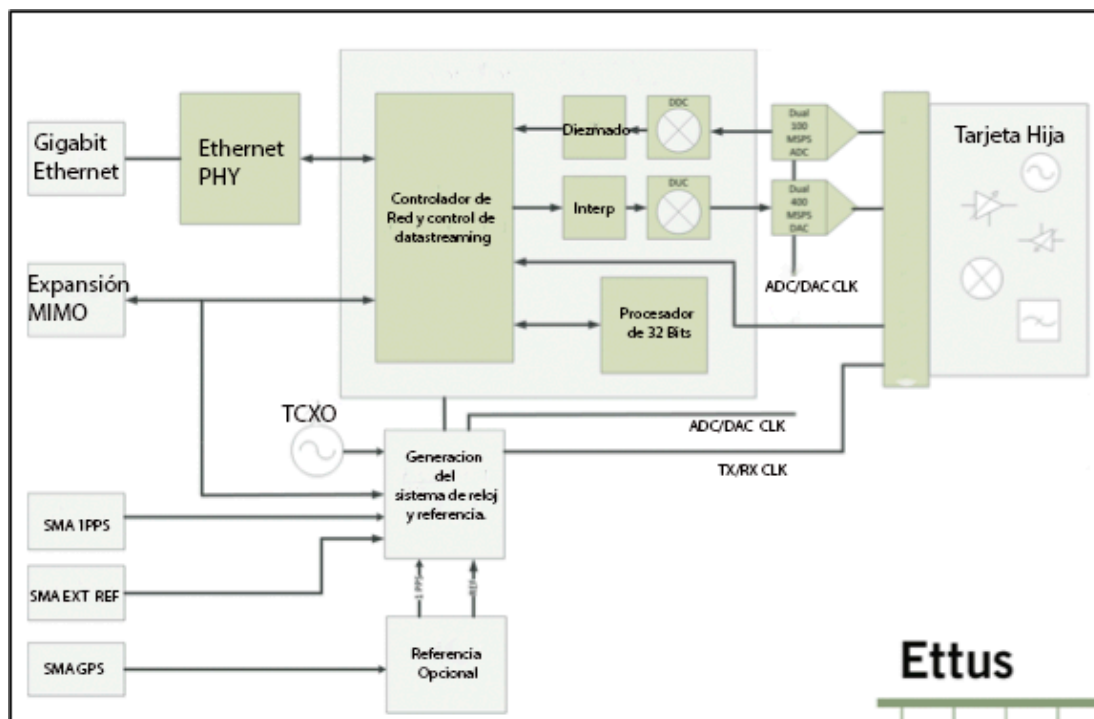


Figura 6 Diagrama de bloques con las especificaciones del dispositivo USRP N210
Adaptado de: [24, p. 2]

En la Figura 6 se observan los diferentes elementos que hacen parte del dispositivo, y los procesos que se realizan a las señales dentro del mismo. Las señales que ingresan al dispositivo se describen de acuerdo con los siguientes pasos:

- La información ingresa por un puerto Gigabit Ethernet que permite el transporte de información y luego es enviada al controlador de red.
- Luego pasa a un bloque interpolador que permite modificar las señales que pretenden ingresar al conversor análogo-digital o digital-análogo.
- Por último pasa a la tarjeta hija de trabajo en donde es posible realizar diferentes procesos y tratamiento digital de señales según lo que se desee.

Desde la tarjeta hija, se envía la información ya procesada que luego pasa por el bloque de diezmado, para ser transmitida de nuevo por el puerto Gigabit Ethernet.

4.3.3 Tarjeta hija de recepción

Este dispositivo tiene la facilidad de adaptarse a tarjetas transmisoras y receptoras con diferentes características tanto de velocidades como de ancho de banda. Lo que permite gran utilidad para diferentes aplicaciones relacionadas con radio definido por software.[8]

La tarjeta de recepción es una placa que ofrece acceso directo a las entradas ADC. Puede aceptar señales en modo real de 1 a 250 MHz. El receptor es ideal para aplicaciones que utilizan los puertos para antenas de radio frecuencias que proporcionan señales relativamente limpias dentro del ancho de banda operable[25]. Las frecuencias de muestreo ADC USRP se encuentran actualmente por debajo de 100 MS/s, pero es posible utilizar métodos de sub-muestreo para recibir frecuencias más altas.

La tarjeta de recepción utilizada se observa en la Figura 7.

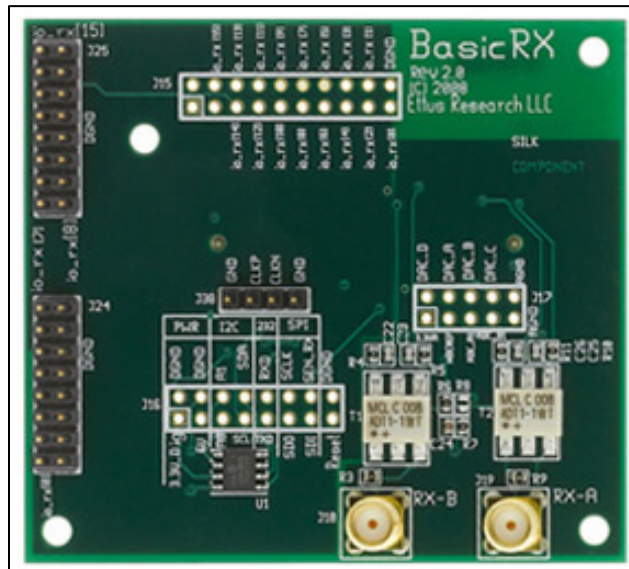


Figura 7 Tarjeta de Recepción asociada al dispositivo USRP N210.
Fuente: [25]

4.3.4 Tarjeta hija de transmisión

Así como se asocia la tarjeta de recepción, también es posible realizar el mismo procedimiento con la tarjeta de transmisión, que permite desarrollar diversas aplicaciones en la que es necesario llevar a cabo la emisión de algún tipo de señales.

La tarjeta básica de transmisión que proporciona la capacidad de transmisión desde el USRP de 1 a 250 MHz. También utiliza dos transformadores de banda ancha para que coincida con las salidas del conversor digital análogo DAC duales del USRP a las conexiones de 50-ohm. El amplio ancho de banda de la tarjeta de transmisión permite al USRP para operar en un modo de sub-muestreo igual que en la recepción cuando la frecuencia de salida deseada es más allá del ancho de banda crítico de los DACS USRP (100 MHz o 200 MHz) [26]. Es importante manejar un diseño de filtrado dentro de las señales emitidas con el fin de obtener las componentes más adecuadas que permitan desarrollar aplicaciones de alto nivel de calidad.

La tarjeta utilizada para realizar transmisión, se encuentra en la Figura 8.

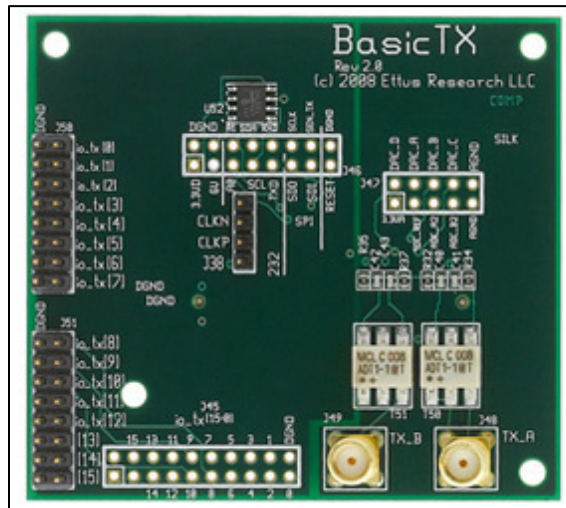


Figura 8 Tarjeta de Transmisión asociada al dispositivo USRP N210.

Fuente: [26]

Estas tarjetas son de gran utilidad para el desarrollo de aplicaciones, cuyas características requieran diversas variaciones en sus parámetros de funcionamiento, debido a que muy fácilmente puede llevarse a cabo este proceso.

4.4 DIVIDENDO DIGITAL

Al analizar las bandas de telefonía móvil en Colombia se observa una banda denominada dividendo digital. En la evolución de la televisión analógica a digital se generó la liberación de una porción de espectro radioeléctrico, lo que permite una optimización en el uso del mismo.

La Figura 9 [27] se describe el reordenamiento del espectro radioeléctrico en Europa luego de la migración de televisión analógica a digital, y la porción de espectro radioeléctrico que se designó para el Dividendo Digital.

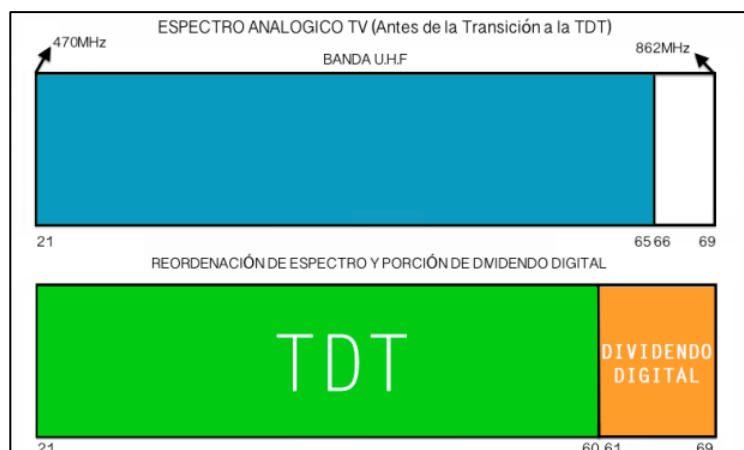


Figura 9 Distribución de frecuencias de televisión analógica y Dividendo Digital
Fuente: Gobierno de España [27]

En Colombia, ese rango de frecuencias (698-806MHz) [28] está siendo ocupado por la Televisión analógica, es por esta razón que el ministerio de Tecnologías de la información y las comunicaciones está adelantando un plan para hacer la migración de los servicios de televisión [29].

En aspectos económicos, los gobiernos de la mayoría de países han aumentado la percepción de los servicios de comunicaciones electrónicas inalámbricas para lograr innovar las tecnologías y así ganar más productividad, crecimiento, además de reducciones en el costo de los servicios a prestar para hacerlos con mayor acceso a la mayor parte de la sociedad y de esta manera poder posicionar su país como un pionero de desarrollo tecnológico y de aprovechamiento de recursos naturales.

En la atribución de las frecuencias [1] para la tecnología móvil 4G; que pretende revolucionar las velocidades de recepción y transmisión de datos que se trabajan con 3G, se da un rango amplio de frecuencias, distribuidas en 13 diferentes Bandas en las que en cada una se establece un rango de frecuencias donde se pretende establecer los diferentes servicios que se prestarán.

4.5 DETECCIÓN ESPECTRAL

La detección espectral se considera la forma en la que se busca realizar una identificación de las frecuencias que están disponibles y las que están siendo usadas del espectro electromagnético. Este proceso tiene en cuenta diferentes factores tales

como tiempo, frecuencia y tipos de señales, los cuales requieren de un estudio mas profundo con técnicas mas complejas que permitan realizar el proceso de detección.

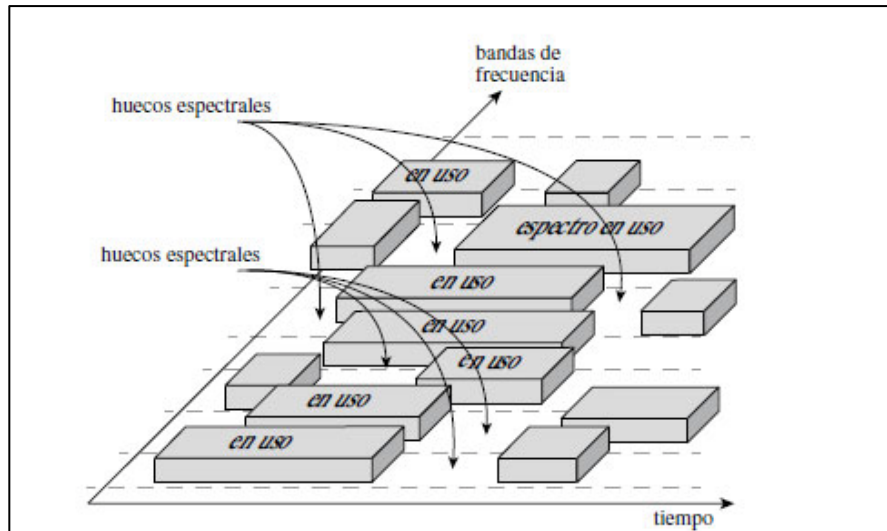


Figura 10 Dimensiones de espectro tiempo y frecuencia.

Fuente: Detección de espectro para radio cognitiva.[30]

La frecuencia y tiempo son los dos elementos de mayor utilización en la realización de la detección espectral, dado a que la existencia de bandas de frecuencia cuyos límites y aplicaciones ya se encuentran regulados, permite una mayor facilidad de trabajo con estas dos variables.

4.5.1 Filtros digitales

Los filtros digitales presentan una característica importante en el tratamiento digital de señales, ya que permiten modelar una determinada banda de frecuencia para obtener las componentes espectrales necesarias en un determinado trabajo. Estos filtros digitales en general son importantes para el desarrollo del sistema de filtrado adaptativo, debido a que son los que permiten la selección de la señal entre demás componentes como el ruido, que es la principal interferencia presentada en cualquier medio de comunicación.

Mediante el filtrado digital se realizan las pruebas necesarias para establecer si el comportamiento de las señales es el correcto, y si las componentes de cada una de ellas están en su lugar adecuado. La fase de experimentación y diseño tiene en cuenta gran parte de filtrado digital, para realizar la caracterización de las

componentes espectrales en la banda de frecuencia inicialmente trabajada y luego la del dividendo digital.

El núcleo del proyecto está constituido por el desarrollo de filtrado adaptativo, involucrando un filtrado digital, motivo por el cual es necesario realizar un estudio y contextualización acerca de esta temática. Esta profundización se muestra a continuación.

Un filtro analógico se puede describir a través su función de sistema:

$$H_a(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{\sum_{k=0}^M \beta_k s^k}{\sum_{k=0}^N \alpha_k s^k} \quad (1)$$

Donde $\{\alpha_k\}$ y $\{\beta_k\}$ son los coeficientes del filtro y su respuesta de impulso estará representada por la transformada de Laplace $H_a(s)$

$$H_a(s) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-st} dt \quad (2)$$

Alternativamente teniendo la función del sistema racional $H(s)$ dado en (1) se puede describir mediante la ecuación diferencial lineal de coeficiente constante

$$\sum_{k=0}^N \alpha_k \frac{d^k y(t)}{dt^k} = \sum_{k=0}^M \beta_k \frac{d^k x(t)}{dt^k} \quad (3)$$

Donde $x(t)$ se refiere a la señal de entrada y $y(t)$ denota la salida del filtro. De cualquiera de estas caracterizaciones de un filtro análogo se puede partir para convertir el filtro, mediante distintos métodos, en el dominio digital [31]. Es importante saber que un sistema análogo lineal invariante en el tiempo con función del sistema $H(s)$ es estable si todos sus polos están en la mitad izquierda del plano s . Consecuentemente si la conversión es efectiva debe tener las siguientes propiedades:

- El eje $j\Omega$ en el plano se debería reflejar como un círculo unitario en el plano z . Así habrá una relación directa entre las dos frecuencias variables en ambos dominios.
- El plano izquierdo (LHP) del plano s se debería reflejar dentro del círculo unitario en el plano z . así un filtro análogo estable se convertirá en un filtro digital estable.

Los filtros IIR físicamente realizables no tienen fase lineal. Un filtro con fase lineal debería satisfacer las condiciones de la función de sistema

$$H(z) = \pm z^{-N} H(z^{-1}) \quad (4)$$

Donde z^{-1} representa el retardo de N unidades de tiempo. Si este fuera el caso el filtro tendría una imagen espejo afuera del círculo unitario para cada círculo dentro del mismo. Entonces el filtro sería inestable. En consecuencia un filtro IIR causal y estable no debe tener fase lineal.

Sin embargo la fase lineal se puede obtener, mediante el supuesto de remover la parte física, mediante la inversión de tiempo de la señal de entrada $x(n)$, entonces se pasa $x(-n)$ a través del filtro digital $H(z)$, luego se aplica inversión de tiempo en la salida $H(z)$, y finalmente, el resultado pasa a través de $H(z)$ una vez más. Este proceso es computacionalmente complejo y no ofrece ventajas frente a los filtros FIR (Finite Impulse Response) de fase lineal, por lo tanto cuando una aplicación necesita un filtro de fase lineal debería ser un filtro FIR. En el diseño de los filtros IIR se deben especificar solamente las características deseadas de magnitud; lo cual no implica que no le demos importancia a la respuesta de fase. Sabemos que la magnitud y la fase están relacionadas entonces especificamos las características de magnitud deseadas y aceptamos la respuesta de fase que se obtiene desde la metodología del diseño.

Los filtros digitales ideales tienen una respuesta en frecuencia exacta, generando una discontinuidad en las frecuencias de corte que se establecen en el diseño. Para el diseño de filtros FIR se pueden realizar varios métodos, como el de fase lineal y diseño por enventanado.

4.5.2 Filtros FIR con fase lineal

Los métodos de diseño FIR con fase lineal y coeficientes con valores reales se pueden clasificar en cuatro tipos:

- **Simetría par.**

Los filtros con simetría par pueden tener una longitud o un orden, tanto par como impar. La forma de cada uno está determinada de la siguiente manera:

- **Tipo I.** Orden impar

$$\sum_{k=0}^{(N-1)/2} a(k) \cos(wk) \quad (5)$$

Donde $a(0) = h * \frac{N-1}{2}$ y $a(k) = 2h * (\frac{N-1}{2} - k)$

- **Tipo II.** Orden par.

$$\sum_{k=1}^{(N)/2} b(k) \cos(w(k - 1/2)) \quad (6)$$

Siendo $b(k) = 2h * (\frac{N}{2} - k)$

- **Simetría impar**

- **Tipo III.** Orden impar.

$$\sum_{k=0}^{(N-1)/2} c(k) \sin(wk) \quad (7)$$

Teniendo como $c(k) = 2h * (\frac{N-1}{2} - k)$.

- **Tipo IV.** Orden par.

$$\sum_{k=1}^{(N)/2} d(k) \sin(w(k - 1/2)) \quad (8)$$

En donde $b(k) = 2h * (\frac{N}{2} - k)$

4.5.3 Método por enventanado.

Para realizar el diseño por medio de enventanado, se tiene que realizar la relación de Fourier entre la respuesta al impulso y $H(w)$ donde se sugiere que $h(n)$ puede ser conseguido de la siguiente manera:

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} D(w) e^{jwn} dw \quad (9)$$

Teniendo en cuenta que $D(w)$ es la respuesta en frecuencia que se desea para el filtro.

Principalmente el método por ventana tiene un propósito, que consiste en que las series de Fourier infinitas sean limitadas y multiplicadas por una función adecuada, la cual será la ventana, que hará posible el filtro FIR. Este método tiene un componente empírico, debido a que es necesario realizar pruebas de cuál es la ventana ideal para el filtro que se esté diseñando, y el orden adecuado para su correcto funcionamiento. A diferencia de esto, existe una ventana en la que se puede obtener un tipo de algoritmo para encontrar algunos de los parámetros requeridos en FIR, la cual es la ventana de Káiser.

4.5.3.1 Ventana de Káiser

Para este método se propone inicialmente definir el tipo de filtro que se va a trabajar, teniendo en cuenta que puede ser pasa bajas, pasa altas, pasa banda y rechaza banda. Para este caso se realiza el diseño de un filtro que permita pasar bajas frecuencias. Luego se define la frecuencia de inicio de la banda de rechazo (w_s) y la frecuencia de corte (w_p), teniendo esto se determina la atenuación que va a tener la señal entre las frecuencias escogidas anteriormente, de la siguiente manera:

$$AT = -20 \log(\delta) \quad (10)$$

Siendo esta la atenuación en la banda de rechazo del filtro. Al tener la atenuación se realiza el cálculo del orden teniendo en cuenta el ancho de banda de transición del filtro (Δw), el cual se encuentra expresado así:

$$N = \frac{(AT - 0.8)}{2.285(\Delta w)} \quad (11)$$

Con (Δw) representado de forma adecuada para el filtro digital, que consiste en lo siguiente:

$$\Delta w = \frac{2\pi(\Delta w)}{fm} \quad (12)$$

Siendo f_m la frecuencia de muestreo que se esté utilizando. De esta manera el orden del filtro se obtiene y para que funcione correctamente se adecúa el β , el cual está dado como se muestra a continuación.

$$\beta = \begin{cases} 0.1102(AT - 8.7) & \text{Para } AT > 50 \\ 0.5842(AT - 21)^{0.4} + 0.7886(AT - 21) & \text{Para } 21 \leq AT \leq 50 \\ 0 & \text{Para } AT < 21 \end{cases} \quad (13)$$

Al obtener estos parámetros se puede implementar la aproximación de káiser que está dada por:

$$w(n) = \begin{cases} I_0 \frac{(\beta \sqrt{1-(n-M)^2/M^2})}{I_0(\beta)}, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{para otros} \end{cases} \quad (14)$$

En donde $n = (1, 2, 3 \dots)$, I_0 = orden de la función de Bessel de primera especie, y $M = \frac{(N-1)}{2}$.

De esta manera se obtienen los diferentes parámetros necesarios para realizar el filtro digital FIR, de una manera formal y organizada, a diferencia del método de ventana general en el que se tiene que suponer algunos valores, hasta que el filtro funcione de la manera deseada.

4.5.4 Técnicas de filtrado adaptativo para detección espectral

El filtrado adaptativo consiste en un sistema que permite realizar un modelo de la relación entre señales en el tiempo. A diferencia de los filtros digitales, los coeficientes de este filtro tienen una variación dependiendo del algoritmo de adaptación que se utilice, estos son calculados propiamente por el filtro y tienen un ajuste automático en cada una de las variaciones del filtro, de allí se tiene el proceso de aprendizaje[32].

Dentro del filtrado adaptativo se pueden destacar algunos factores importantes que permiten un óptimo desempeño en cada uno de los procesos utilizados para cada aplicación en la que sean necesarios este tipo de modelos.

Cada uno de los filtros se caracteriza principalmente por cuatro aspectos:

- El procesamiento de la señal por el filtro.
- La estructura en la que se trabaja para realizar una comparación de la

señal de salida teniendo en cuenta la entrada del sistema.

- Los parámetros parte de la estructura que permiten ser variados en el filtro y tienen una influencia en la relación entrada-salida del sistema.
- El algoritmo con el cual se describe como los parámetros son ajustados en el cambio en instantes de tiempo.

Filtrado Lineal Óptimo

El filtrado optimo considera algunos aspectos relevantes que permiten contextualizar la idea y el método de filtrado.

Teniendo en cuenta una entrada $x[n]$, se realiza un proceso de análisis para el diseño de un filtro digital que puede ser tanto FIR como IIR, en donde la salida consista aproximadamente en una señal deseada, comúnmente llamada $d[n]$. Luego de ello se hace necesario realizar una formulación que permita minimizar el error cuadrático medio MSE entre la señal que se obtiene como salida del filtro, y aquella señal deseada que se definió anteriormente, por lo que se usa el método no determinístico o estocástico.

En algunos casos es necesario resolver algunas ecuaciones normales, para el diseño del filtro, lo que es más comúnmente llamado como solución de bloque o batch.

- **Filtro de Wiener**

Este tipo de filtro es importante dentro de los que usan mínimos cuadrados ya que permite realizar algunos procesos como estimación, interpolación y filtrado. Su base de funcionamiento tiene que ver con las propiedades estadísticas de las señales, pero esto es complejo de obtener. Por tal motivo se usan filtros adaptativos que se caracterizan por aprender los datos estadísticos necesarios de una señal de entrada determinada.

Las características de un filtro lineal óptimo se muestran en Figura 11.

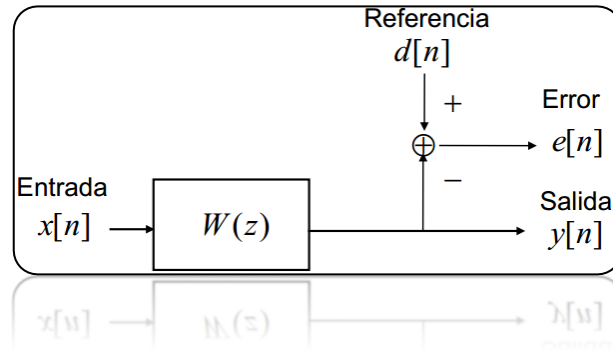


Figura 11 Esquema General Del Filtro de Wiener
Fuente: Propia

El proceso utilizado con el filtro Wiener es aplicado a los filtros digitales, si la respuesta impulso del filtro se usa para minimizar el error cuadrático medio, este se convierte automáticamente en Wiener. Dicho error es la diferencia entre la señal de salida del filtro y la señal deseada. Con base a los factores mencionados, se deben calcular los coeficientes del filtro $W(z)$, quienes actúan para minimizar la potencia o varianza del error.

$$e[n] = d[n] - y[n] \quad (15)$$

Para hallar la respuesta impulso del filtro es necesario encontrar una expresión para el error cuadrático medio y minimizarla con respecto a la respuesta impulsiva[33].

$$e[n]^2 = d[n]^2 - y[n]^2 - 2e[n]y[n] \quad (16)$$

Teniendo como base la expresión:

$$y[n] = \sum_{l=0}^{\infty} x[n] - l w_l \quad (17)$$

Sabiendo esto se sustituye, quedando una expresión como la siguiente:

$$e[n]^2 = d[n]^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} w_l w_m x[n] - l * x[n] - m - 2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} w_l x[n] - 1 d[n] \quad (18)$$

Al tomar un valor medio en ambos lados, la expresión para el error cuadrático medio se presenta de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
E[e[n]^2] &= E[d[n]^2] + \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} w_l w_m E[x[n] - l * x[n] - m] \\
&\quad - 2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} w_l E[x[n] - 1 d[n]]
\end{aligned}
\tag{19}$$

$$= \phi_{dd}(0) + \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} w_l w_m \phi_{xx}(l - m) - 2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} w_l \phi_{xd}(l)
\tag{20}$$

En donde ϕ_{mm} corresponde a la auto-correlación.

- **Filtro de Kalman**

El filtro de kalman es un algoritmo de procesamiento de datos óptimo y recursivo[34], es no determinista y su principal objetivo consiste en realizar una estimación de estados con el fin de efectuar una minimización en el error cuadrático medio al igual que el filtro de Wiener.

Este tipo de filtros estiman un estado futuro con el conocimiento del estado actual del sistema, de esta manera se utiliza la corrección proporcional al factor de predicción. Existen tres importantes clases de filtros: filtro de kalman continuo, discreto y extendido. El discreto es el que abarca la técnica de filtrado digital, siendo la base de esta investigación.

Ecuaciones de Predicción

Son aquellas que tienen el trabajo de proyección de estados en un instante K, teniendo como referencia un estado anterior K-L y la actualización intermedia de covarianza del error del estado estimado.

Ecuaciones de Actualización

Son aquellas que realizan la retroalimentación, aportan información nueva dentro de la estimación anterior, para lograr un estado mucho más óptimo.

Su esquema principal de funcionamiento es el mostrado en la Figura 12.

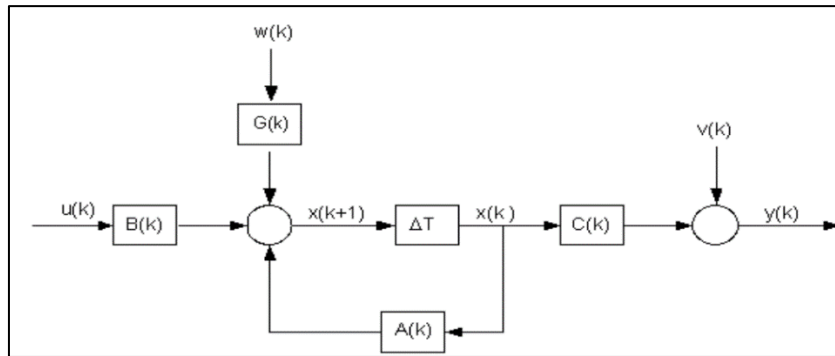


Figura 12 Esquema General Del Filtro De Kalman Discreto
Adaptado de:[34]

Puede considerarse que algunos bloques sean coeficientes, como A,B,C. Para el correcto funcionamiento de este modelo es necesario considerar algunos requerimientos tales como: el ruido del proceso debe tener distribución normal de probabilidad, las matrices de covarianza de ruido de proceso y de medición deben ser contantes, A y C pueden cambiar en el tiempo.

Ecuaciones del Proceso

$$x(k) = Ax(k - 1) + Bu(k - 1) + w(k - 1) \quad (21)$$

$$y(k) = Cx(k) + v(k) \quad (22)$$

- **Estructura de filtrado transversal**

El filtrado transversal tiene gran utilidad para los sistemas lineales, dado a que es una herramienta que contribuye al modelado de sistemas de este tipo, así mismo es relevante en el filtrado adaptativo, debido a que presenta características que facilitan este proceso. Su utilización proporciona facilidad y estabilidad en el filtrado, lo que permite mejores resultados en cada una de las aplicaciones en las que se utilice. Su estructura básica se encuentra a continuación en la Figura 13.

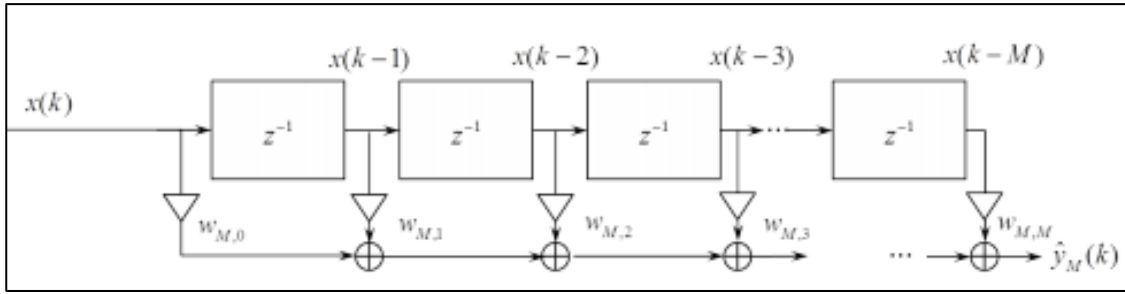


Figura 13 Estructura Básica del Filtro Transversal.

Fuente:[35]

Esta estructura tiene como salida una expresión que viene dada de la siguiente manera:

$$\hat{y}_M(k) = \sum_{i=0}^M w_{M,i} x(k-i) = w_M x_M(k) \quad (23)$$

En donde

$$w_M = [w_{M,0} w_{M,1} \dots w_{M,M}] \quad (24)$$

$$x_M(k) = \begin{bmatrix} x_0(k) \\ x_1(k) \\ \vdots \\ x_M(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-1) \\ \vdots \\ x(k-M) \end{bmatrix} \quad (25)$$

De esta manera queda representado el vector de coeficientes del filtro llamado w_M y $x_M(k)$ el cual representa los datos de entrada en forma de vector, con su correspondiente retardo. Este tipo de filtros se realizan teniendo en cuenta que la salida viene dada como una estimación de cierto orden, que para este caso será correspondiente a un orden M [35] de esta manera la respuesta impulso del sistema se representa de la siguiente manera:

$$\hat{h}_M(k) = \sum_{i=0}^M w_{M,i} \delta(k-i) \quad (26)$$

Como se observa anteriormente, la respuesta impulso es finita, lo cual permite de cierta manera otorgar estabilidad al filtro, así mismo también presenta un orden alto en las ocasiones en las que la aplicación requiera una mejor calidad de filtrado y por lo tanto un orden elevado.

- **Algoritmo LMS – Least mean Squares**

Este algoritmo es usado principalmente en filtros adaptativos para encontrar los coeficientes del filtro adecuados que conlleven al hallazgo del mínimo valor del cuadrado de la señal de error. Siendo la señal de error la diferencia entre la salida del filtro y la señal deseada.

Este algoritmo tiene en cuenta dos procesos fundamentales:

- Proceso de filtrado transversal, y estimación de la señal del error con base en la deseada y la salida del filtro.
- Proceso adaptativo de adecuación de los coeficientes del filtro con base en la señal de error estimada.

Este algoritmo tiene como su fundamento matemático la búsqueda del gradiente descendiente, el cual es posible de calcular con la máxima variación del error. Puede expresarse de la siguiente forma.

$$w[k] = w[k - 1] - \mu \nabla \quad (27)$$

En donde se considera $w[k]$ como el vector de coeficientes del filtro, μ un parámetro constante de adaptación y estabilidad del filtro, y ∇ el gradiente de la superficie del error cuadrático medio. La variación de la constante de adaptación permite obtener de forma más detallada el valor del error, lo cual hace más exacto el proceso de filtrado[36].

Con estos tres factores se realiza el proceso que permite realizar el filtrado de las señales. La superficie del error cuadrático medio con algunos de ellos se ilustra a continuación:

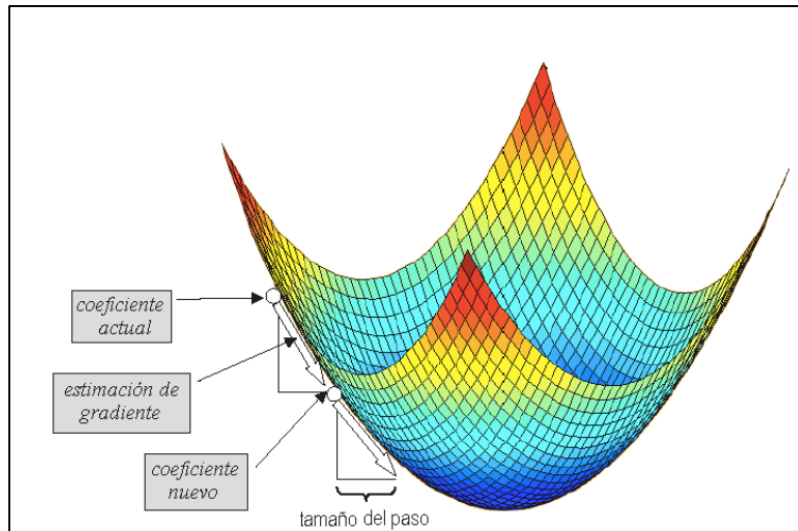


Figura 14 Superficie del error cuadrático para el algoritmo LMS.

Fuente: [37]

Al encontrar el valor mínimo del error en la superficie, el filtro automáticamente se adapta y permite el filtrado de la señal. Es decir realiza la comparación entre las señales tanto de entrada como de referencia y estima la señal de error. Este proceso se realiza iterativamente durante el proceso con el fin de obtener la respuesta mas aproximada al finalizar el proceso.

Este algoritmo es uno de los mas utilizados en cuanto a filtrado adaptativo debido a su forma de funcionamiento, ya que el procesamiento de la información de esta manera, permite una agilidad y exactitud en el proceso de filtrado.

4.6 BANDA DE FRECUENCIA MODULADA – FM

La banda de 88 MHz a 108 MHz corresponde a la modulación FM (frecuencia modulada), en donde se transmiten un gran número de emisoras radiales siguiendo los parámetros establecidos por la normatividad vigente en el país. Debido a la importancia que tiene esta banda para la investigación, su modelo matemático se describe a continuación.

$$V_{FM} = V_c \cos[2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t] = V_c \cos[\omega_c t + \beta \sin \omega_m t] \quad (28)$$

Expandiendo el coseno de esta Ecuación se tiene:

$$V_{FM}(t) = V_c \cos(\omega_c t) \times \cos(\beta \sin \omega_m t) - V_c \sin(\omega_c t) \times \sin(\beta \sin \omega_m t) \quad (29)$$

$$\cos(\beta \sin \omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{2n}^{\infty} 2J_{2n}(\beta) \cos n \omega_m t \text{ Para } n = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (30)$$

$$\sin(\beta \cos \omega_m t) = \sum_{2n-1}^{\infty} 2J_{2n-1}(\beta) \sin n \omega_m t \text{ Para } n = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (31)$$

Donde $J_n(\beta)$ son los *coeficientes de Bessel* de primer orden con argumento β , correspondiente al Índice de Modulación de FM.

Reemplazando en $V_{FM}(t)$ se tiene:

$$V_{FM}(t) = V_c \cos(\omega_c t) \left[J_0(\beta) + \sum_{2n}^{\infty} 2J_{2n}(\beta) \cos(n \omega_m t) \right] - V_c \sin(\omega_c t) \sum_{2n-1}^{\infty} 2J_{2n-1}(\beta) \sin(n \omega_m t) \quad (32)$$

Teniendo,

$$\cos a \times \cos b = \frac{1}{2} \cos(a - b) + \frac{1}{2} \cos(a + b) \quad (33)$$

$$\sin a \times \sin b = \frac{1}{2} \cos(a - b) - \frac{1}{2} \cos(a + b) \quad (34)$$

Desarrollando,

$$V_{FM}(t) = V_c J_0(\beta) \cos(\omega_c t) + \sum_{2n}^{\infty} J_{2n}(\beta) \cos(\omega_c t) + \cos(n \omega_m t) + \sum_{2n-1}^{\infty} V_c J_{2n-1}(\beta) \cos(\omega_c - (2n-1)\omega_m)t - V_c J_{2n-1}(\beta) \cos(\omega_c + (2n-1)\omega_m)t \quad (35)$$

Desarrollando la Sumatoria en algunos Términos se tiene:

$$\begin{aligned}
V_{FM}(t) = & V_c J_0(\beta) \cos(\omega_c t) + V_c J_2(\beta) \cos(\omega_c - 2\omega_m)t + V_c \cos(\omega_c + 2\omega_m)t + \\
& V_c J_4(\beta) \cos(\omega_c - 4\omega_m)t + V_c J_4(\beta) \cos(\omega_c + 4\omega_m)t + \dots \\
& - V_c J_1(\beta) \cos(\omega_c - \omega_m)t - V_c J_1(\beta) \cos(\omega_c + \omega_m)t + V_c J_3(\beta) \cos(\omega_c - 3\omega_m)t \\
& V_c J_3(\beta) \cos(\omega_c + 3\omega_m)t - \dots
\end{aligned} \quad (36)$$

Organizando:

$$\begin{aligned}
V_{FM}(t) = & V_c J_0(\beta) \cos(\omega_c t) + V_c J_1(\beta) \cos(\omega_c + \omega_m)t + V_c J_2 \cos(\omega_c + 2\omega_m)t \\
& + V_c J_3(\beta) \cos(\omega_c + 3\omega_m)t + \dots - V_c J_1(\beta) \cos(\omega_c - \omega_m)t - (-1) V_c J_2(\beta) \cos(\omega_c - 2\omega_m)t \\
& - V_c J_3(\beta) \cos(\omega_c - 3\omega_m)t - (-1) V_c J_4(\beta) \cos(\omega_c - 4\omega_m)t + \dots
\end{aligned} \quad (37)$$

Obteniendo finalmente una ecuación general para FM

$$V_{FM}(t) = V_c J_0(\beta) \cos \omega_c t + \sum_{n=1}^{\infty} V_c J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t + (-1)^n \sum_{n=1}^{\infty} V_c J_n(\beta) \cos(\omega_c - n\omega_m)t \quad (38)$$

En la Figura 15, se observa el espectro de frecuencia de la señal FM.

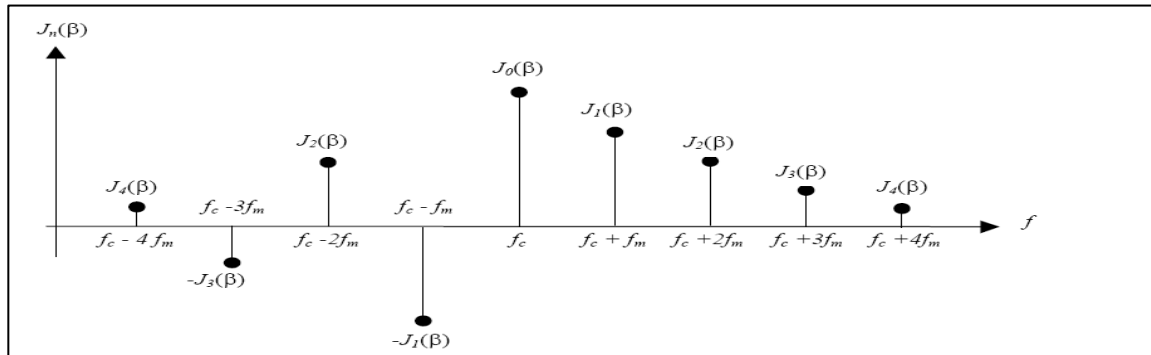


Figura 15 Espectro de frecuencia de la Modulación FM

Fuente: Propia

Este es el comportamiento que tienen las señales pertenecientes a la banda de FM teniendo en cuenta su modelo matemático.

4.7 INTERPOLACIÓN Y DIEZMADO EN FRECUENCIA

En sistemas de procesamiento digital de señales, en ocasiones es necesario llevar a cabo modificaciones en la frecuencia de muestreo de alguna señal con el fin de adaptarla a las necesidades del trabajo que se está desarrollando. Para realizar este cambio de frecuencia se tienen principalmente dos procesos, interpolación y diezclado.

El proceso de interpolación consiste básicamente en aumentar la frecuencia de muestreo por un factor entero, y por el contrario el diezclado la disminuye a razón de otro factor entero [38].

- ***Interpolador***

La interpolación tiene en cuenta una señal de entrada con un determinado número de muestras, y dependiendo del factor de interpolación L , se insertará $L-1$ muestras entre cada una de las muestras ya existentes de la señal ingresada [38].

Las muestras que se insertan, pueden tener diferentes valores, dependiendo del método de interpolación que se utilice. El principal y muy común es el método lineal, que permite encontrar el punto medio entre dos puntos, conociendo el valor de dichos puntos.

El cambio que sufren las señales con este proceso, se ilustra en la Figura 16, en donde se tiene una señal sinusoidal y un factor de interpolación de 2.

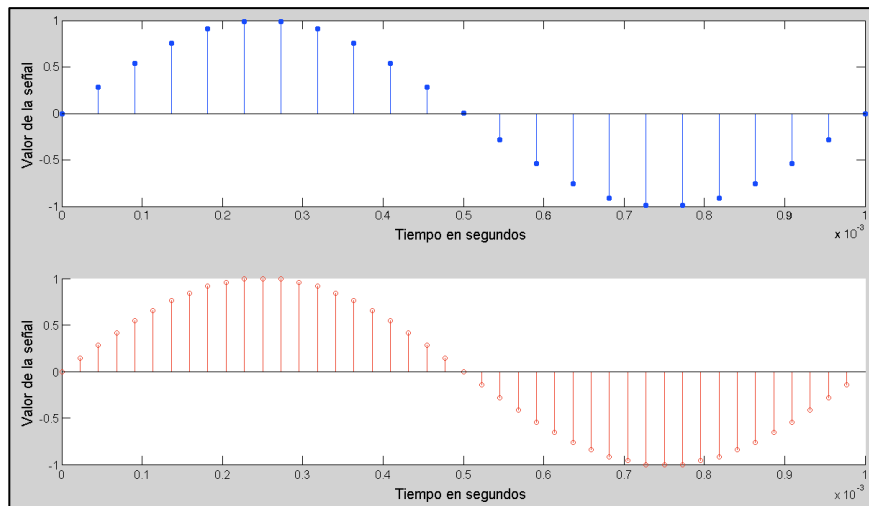


Figura 16 Interpolación de una señal sinusoidal con un factor de 2.

La señal original se representa con el color azul, y debido al factor, se inserta una muestra entre las ya existentes, generando una señal con un mayor número de muestras y en consecuencia con una frecuencia de muestreo mayor, la cual corresponde a la dibujada con color rojo.

○ **Diezmador**

El proceso de diezmado se encarga de disminuir la frecuencia de muestreo de las señales, de la misma manera que la interpolación su funcionamiento se ve regido por un factor que para este caso es M , el cual es el responsable de desechar $M-1$ muestras intermedias[38].

Su función es completamente contraria que la interpolación y su respectivo comportamiento con un factor $M=2$ se observa en la Figura 17.

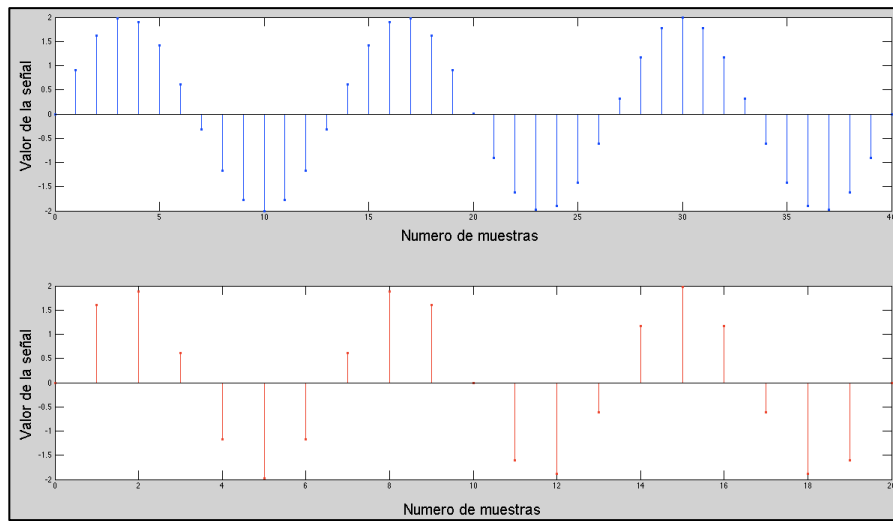


Figura 17 Diezmado en una señal sinusoidal.

En la Figura 17, se observa como la señal pierde muestras y su frecuencia de muestreo disminuye. Este proceso se realiza con el fin de adaptar señales con una alta tasa de muestreo, para que sean trabajadas de forma más sencilla en entornos que tienen ciertos límites en cuanto a frecuencias.

4.8 Correlación

La correlación es la comparación entre dos señales que permite cuantificar la similitud entre estas, de esta forma define matemáticamente la relación que existe entre señales. Este proceso matemático se basa en el promedio temporal y la transformada de Fourier, y permite la obtención de funciones tales como densidad espectral de energía o de potencia según las características de la señal. [39]

Cuando dos señales tienden a moverse en la misma dirección al mismo tiempo se dice que existe una correlación positiva de igual modo si se tienen dos señales que tienden a moverse en direcciones opuestas al mismo tiempo se dice que se tiene una correlación negativa. [40]

La función de correlación tiene dos áreas de aplicación: la primera es la Auto-correlación con la cual se detecta una señal repetitiva sumida en ruido o para la medición de una banda de frecuencia particular de una señal y la segunda se conoce con el nombre de inter-correlación que es utilizada para comparar dos señales con el fin de encontrar similitud entre ellas. [41]

5 DISEÑO METODOLÓGICO

Los sistemas de Universal Software Radio Peripheral (USRP) son una familia de dispositivos fabricados por ETTUS Research [42], su uso puede llevarse a cabo mediante arquitecturas de software como MATLAB [43] y GNU Radio [44]. Los dispositivos utilizados se observan en la Figura 18.



Figura 18 Equipos Diseño del Radio definido por software.

Fuente: <http://www.ettus.com>

En la Figura 19 muestra un resumen de los pasos que comprenden la metodología propuesta para el desarrollo del proyecto de la investigación. Esta consiste en una base cuantitativa, mediante el uso de distintas estrategias y mediciones realizadas a un sistema.

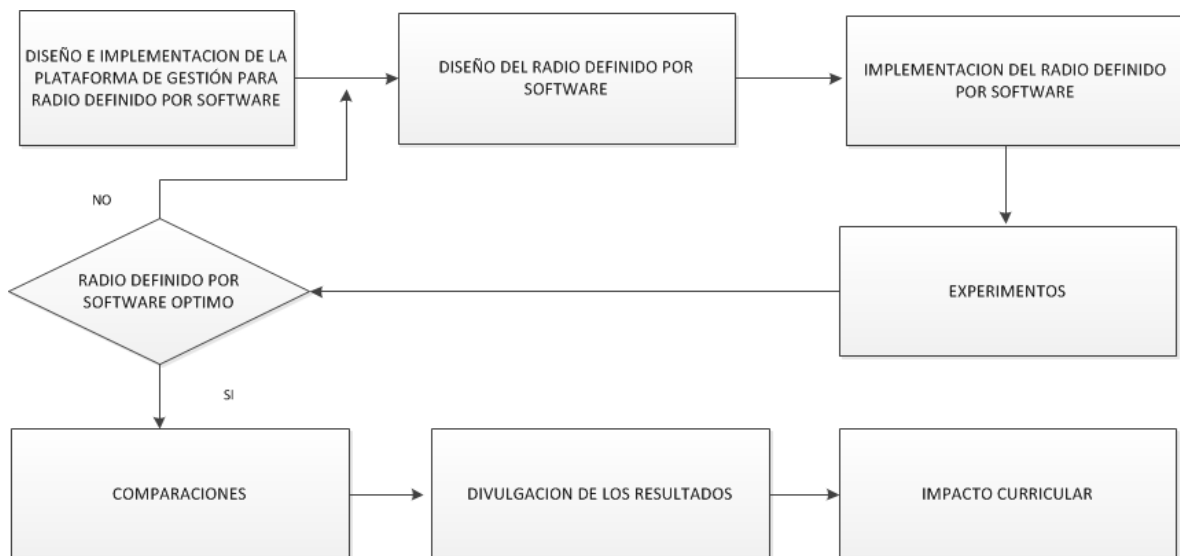


Figura 19 Metodología del Diseño del Radio definido por software.

Fuente: Propia

5.1 ANÁLISIS

Inicialmente se realizó un análisis que permitió conocer los equipos y sus diferentes requerimientos tanto en software como en hardware. Primero se hizo la revisión de los equipos de hardware, tanto el PC como el dispositivo de radio definido por software USRP N210 producto perteneciente Ettus Research y luego la plataforma de trabajo MatLab, que permitió el desarrollo del proyecto con su respectiva conexión al dispositivo de SDR.

5.1.1 Equipos de trabajo

Para la realización del proyecto fue necesario utilizar un equipo de computo y un dispositivo de radio definido por software, dichos elementos se encuentra descrito en la Tabla 1.

DISPOSITIVO	CARACTERISTICAS
USRP N210	Rango de frecuencias DC hasta 6GHz.
	Compatible con Linux, Windows y Mac.
	Compatible con GNU Radio, Matlab, Ossie.
	Conectividad con una interfaz Gigabit Ethernet .
	Necesita un dispositivo de control.
	Con capacidad MIMO
	Incluye una versión embebida de GNU Radio y Ubuntu.
	Spartan 3A-DSP 3400 FPGA
PC Thermaltake	Procesador Xeon 3040 Dual-Core 1.86GHz
	2 GB de Memoria RAM

Tabla 1 Descripción de los equipos utilizados en el proyecto.

Las características descritas en la Tabla 1, permitieron la captura de datos y correcto funcionamiento de los programas diseñados en MATLAB.

5.1.2 MATLAB

Teniendo como primera fase de la metodología el diseño e implementación de una plataforma de gestión para radio definido por software, se realizó la adaptación de cada uno de los equipos USRP N210 al software necesario para su funcionamiento en los PC de trabajo. Los principales elementos requeridos fueron:

- Software de simulación MATLAB edición 2013b.
- Caja de herramientas del sistema de comunicaciones- Communications System ToolBox.
- DSP System ToolBox - Herramientas del sistema de procesamiento digital de señales.
- Herramientas de procesamiento de señal – Signal Processing Toolbox.
- Simulink.

La plataforma de gestión del radio definido se desarrolló utilizando simulink en su fase inicial y luego el editor de MATLAB.

La plataforma de comunicación del SDR es realizada por medio de la interface Gigabit Ethernet a 1000Mbps que permite adquirir datos en esta tasa de muestreo como se observa en la Figura 20.

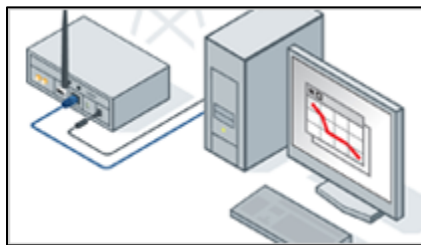


Figura 20 Sistema de comunicación del SDR

Fuente:<http://www.mathworks.com/hardware-support/usrp.html?refresh=true>

Se realizó la instalación del dispositivo Ettus en MATLAB versión 2014 como se observa en la Figura 21.

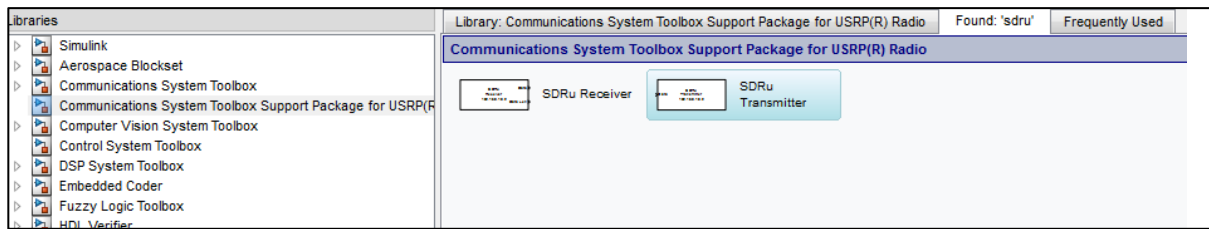


Figura 21 Librerías Simulink de SDRu

La confirmación de la instalación se realizó verificando desde la barra de comandos de MATLAB que el dispositivo se encuentra conectado, tal como se observa en la Figura 22.

```

----- see libuhd version information above this line -----
----- begin libuhd driver construction output -----
----- begin libuhd status message output -----
Opening a USRP2/N-Series device...
----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd status message output -----
Current recv frame size: 1472 bytes
----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd status message output -----
Current send frame size: 1472 bytes
----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd warning message output -----
The MTU (1472) is larger than the FastSendDatagramThreshold (1024)!
This will negatively affect the transmit performance.
See the transport application notes for more detail.

----- end libuhd warning message output -----
----- begin libuhd status message output -----
Creating WSA UDP transport for 192.168.10.2:49156
----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd status message output -----
Creating WSA UDP transport for 192.168.10.2:49158
----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd status message output -----
Creating WSA UDP transport for 192.168.10.2:49157
----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd status message output -----
Creating WSA UDP transport for 192.168.10.2:49159
----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd status message output -----
Detecting internal GPSDO.... ----- end libuhd status message output -----
----- begin libuhd status message output -----
not found
----- end libuhd status message output -----
----- end libuhd driver construction output -----
fx >>

```

Figura 22 Verificación de la conexión en MATLAB

Luego de verificar la conexión del dispositivo con MATLAB, se utilizó el modelo de recepción, dado que las señales con las que se va a trabajar se encuentran

establecidas en el Espectro Radio Eléctrico Colombiano. Como se observa en la Figura 23.

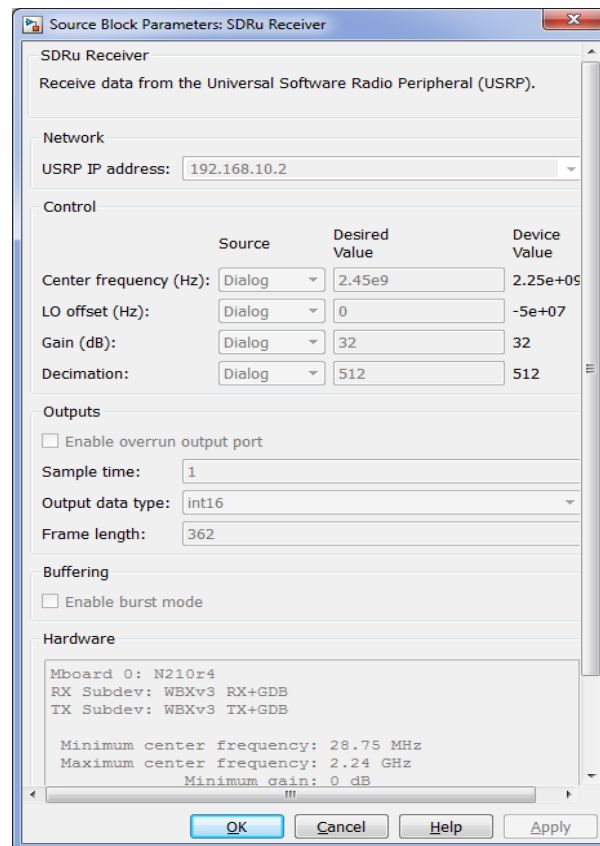


Figura 23 Modelo de Recepción

Al observar el modelo de recepción de forma clara, se definió el modelo inicial de captura de datos, utilizando una frecuencia cualquiera, de donde se esperaba un comportamiento espectral adecuado. Este modelo se encuentra ilustrado en la Figura 24 y como consecuencia de este, se observan las etapas del procesamiento de los datos en la Figura 25.

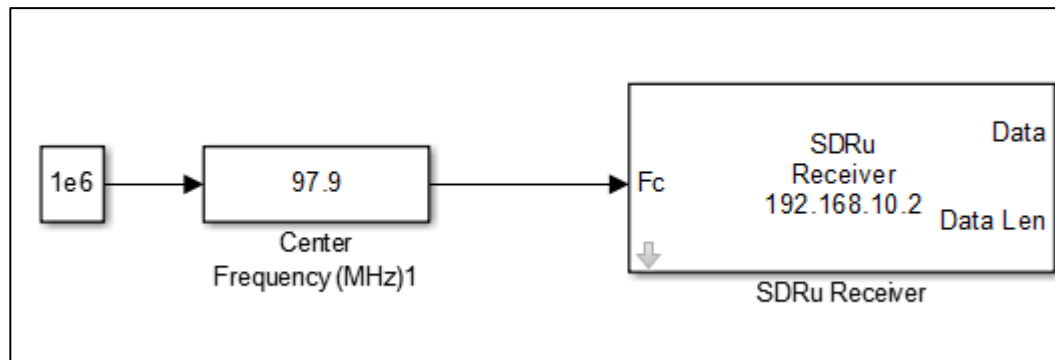


Figura 24 Recepción de Datos con SDRu Receiver.

En la Figura 24 se observa la frecuencia de referencia ajustada en 97.9 MHz para que el bloque SDRu pueda captar la información perteneciente a esta.

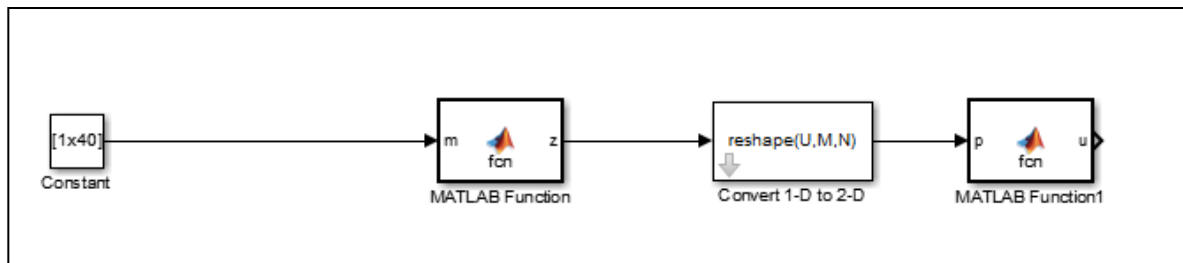


Figura 25 Procesamiento de Datos

Esta etapa se analizó en el editor de texto, en donde el trabajo de la recepción de datos tiene un resultado acorde con los parámetros que se tienen por defecto en el dispositivo. En consecuencia se obtiene la Tabla 2.

```
hSDRu= comm.SDRuReceiver('192.168.10.2', ...
'CenterFrequency',frecuencia, ...
'Gain',30, ...
'FrameLength',1000, ...
'SampleRate',1/(100e6/500), ...
'DecimationFactor',500);
```

Tabla 2 Parámetros de recepción del dispositivo, arrojados en el editor de texto de MATLAB.

De esta manera se concluyo el proceso de conexión y la verificación del funcionamiento entre el dispositivo de radio definido por software y el equipo de computo, en donde se obtuvieron los parámetros previstos para una correcta captura de datos.

5.2 PRUEBAS PRELIMINARES

Esta fase tuvo en cuenta la verificación de información recibida y transmitida mediante el dispositivo SDR, y demás aspectos como la caracterización de las antenas de recepción y el diseño de los filtros digitales y funciones adaptativas necesarias para la correcta elaboración del proyecto.

5.2.1 Recepción de señales

El USRP consiste básicamente en un sistema periférico universal de radio que permite que una PC estándar funcione como un software de radio de alto rendimiento y con operación de banda ancha de amplia capacidad. [23]

En la verificación de la operación se desarrolló una prueba de un receptor de FM (Frecuencia Modulada) comercial definido por software utilizando MATLAB y las librerías de simulink de USPR. Mediante el dispositivo USRP N210 con herramientas de gestión como el analizador de espectro, digitalización de la señal recibida y módulos de demodulación. Cubriendo el ancho de banda de 88MHz hasta los 108MHz el receptor funciona adecuadamente.

El esquema del receptor se muestra a continuación en la Figura 26, con sus respectivas componentes.

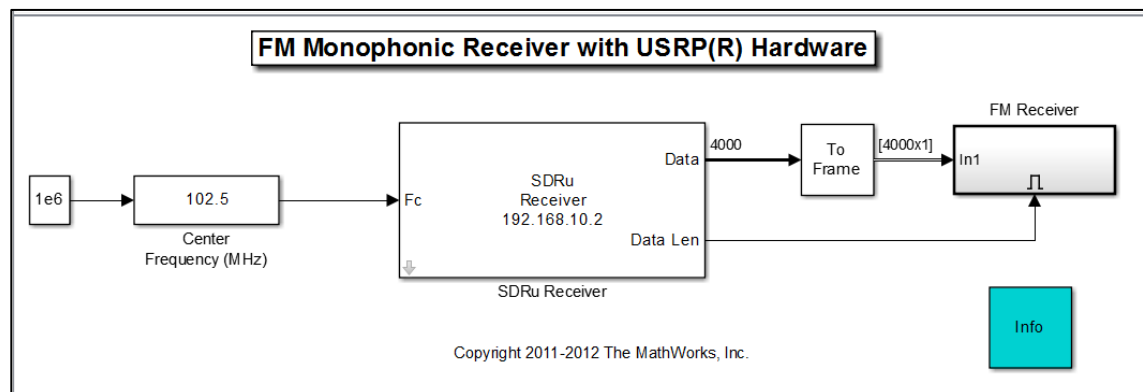


Figura 26 Diagrama de bloques del receptor Fm utilizado.

Fuente: Propia

El bloque de SDRu Receiver corresponde al elemento que sería utilizado como soporte para la conexión entre simulink y el dispositivo USRP N210, donde se tendría la comunicación para el correcto paso de la información hacia el receptor FM. Al dispositivo anteriormente nombrado fue necesario integrarle una antena radio frecuencia en uno de sus puertos para llevar a cabo la recepción de la banda de frecuencia.

Dentro de la caja FM Receiver ubicada al final del esquema se encuentran algunos componentes de vital importancia para la recepción, los cuales se ilustran en la Figura 27.

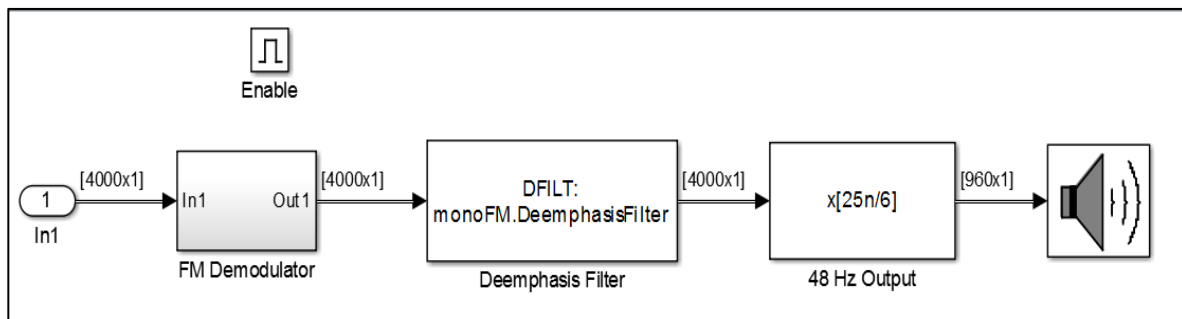


Figura 27 Componentes del bloque de simulación FM Receiver.

Fuente: Propia

Dentro de este bloque se emplea un componente importante como Deemphasis Filter el cual se encarga de realizar una amplificación de la señal y un filtrado en el que se eliminan las componentes de ruido que se hayan podido generar durante el proceso de recepción. Existen dentro de este bloque otros elementos que contribuyen al proceso con diferentes funciones como demodulación y digitalización de la señal recibida.

Para visualizar el comportamiento espectral fue necesario implementar dentro del diagrama del FM Receiver un analizador de espectro en el cual se observa la señal de banda base es decir la información, su repuesta en frecuencia se muestra en la Figura 29. Comprobando el funcionamiento de los dispositivos USRP Ettus Research de la Universidad.

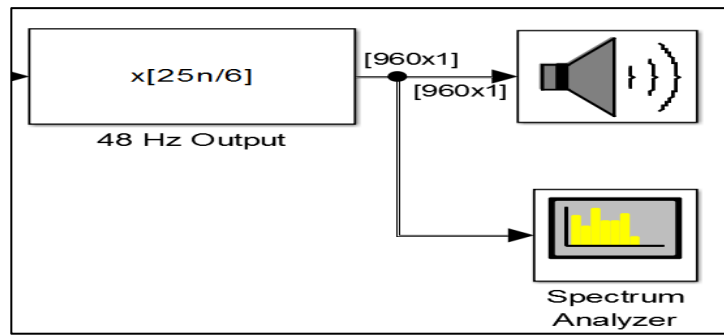


Figura 28 Receptor FM junto con el analizador de espectro.

Fuente: Propia

De la Figura 28 se obtiene la señal que se puede observar en la Figura 29.

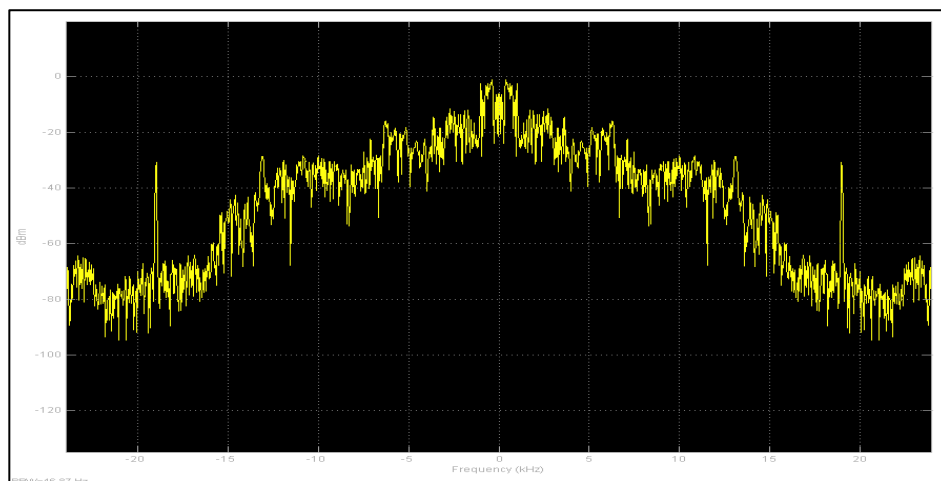


Figura 29 Espectro de la frecuencia recibida con el FM Receiver.

Fuente: Propia

La respuesta del analizador permitió observar el espectro en frecuencia de la emisora cuya frecuencia central fue definida inicialmente en el receptor FM.

5.2.2 Transmisión de señales

Con el fin de verificar el funcionamiento de las tarjetas de transmisión y las antenas, se hace uso de los equipos de SDR, con los que por medio de GNU RADIO es emitida una señal sinusoidal compleja en una frecuencia que presentó baja densidad espectral.

Se observaron las componentes espectrales de la Banda y se detectó un pequeño rango de frecuencias donde no se presentaba una alta densidad Espectral, por lo cual se realizó una captura de información que permitió observar las componentes

presentes en entre 88 y 89 MHz como se evidencia en la Figura 30. Luego de esto se realizó la transmisión de una señal mediante el dispositivo de SDR [42] Ettus USRP N210 en ese rango de frecuencias.

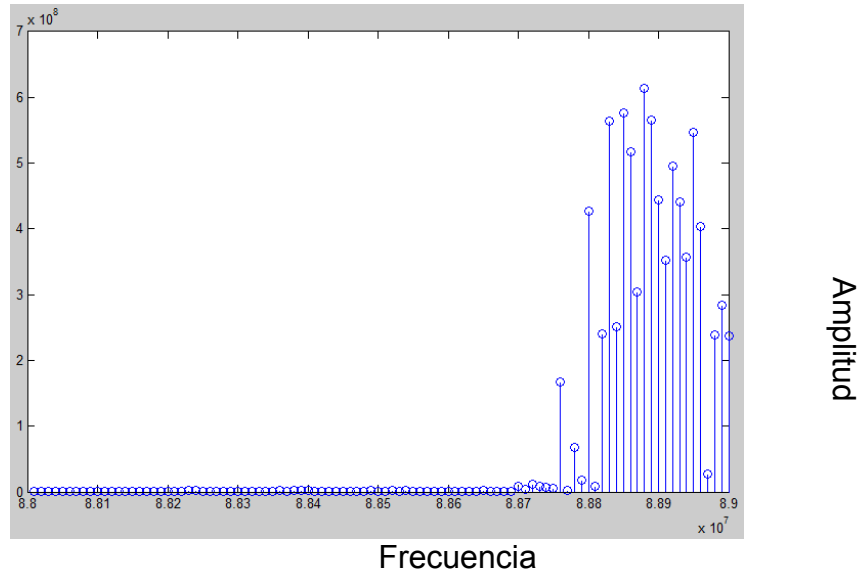


Figura 30 Eficiencia espectral de 88MHz-89MHz
Fuente: Propia

La captura de datos de 1 MHz empezando en 88MHz, arrojó pocas componentes, lo que permitió llevar a cabo la transmisión del tono complejo en una frecuencia perteneciente al intervalo entre 88MHz y 89MHz de la forma ilustrada en la Figura 31.

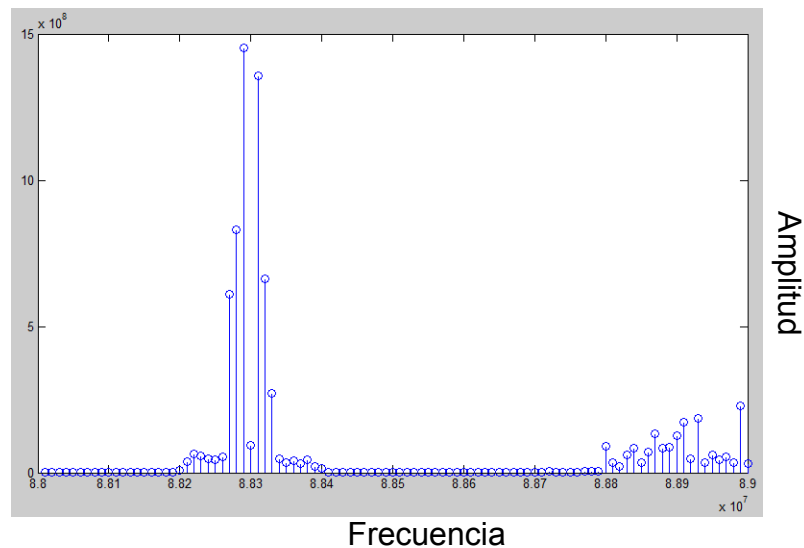


Figura 31 Señal transmitida en la frecuencia de 88.3MHz.

De esta manera se verificó el funcionamiento de los dispositivos para transmisión de señales, obteniendo un correcto resultado que es útil para el desarrollo de cada una de las etapas del proyecto.

5.2.3 Caracterización de las antenas

En radiofrecuencia e ingeniería de microondas, el osciloscopio es utilizado para visualizar señales en el dominio del tiempo, mientras que el analizador de espectros permite examinar señales en el dominio de la frecuencia. Para realizar mediciones en una antena, el instrumento más utilizado es un Analizador de redes (NA), que es básicamente la combinación entre un transmisor y un receptor. Normalmente este instrumento tiene 2 puertos por los cuales, una señal puede ser generada o recibida de forma indistinta. La función principal de este instrumento es medir la matriz de dispersión o parámetros S de una red, además es posible medir las pérdidas de retorno de un dispositivo de microondas, lo que permite establecer las características de transmisión de una red. Generalmente estas mediciones se realizan en un laboratorio en cámaras libre de eco y de cualquier interferencia electromagnética (Cámaras anecoicas), aunque existen ocasiones en la que estas pruebas se realizan a campo abierto ya que las cámaras tienen un costo muy elevado.

Existen principalmente dos tipos de analizadores de redes:

Analizador de redes escalares (SNA): realiza mediciones de la amplitud de los parámetros de una red, como el VSWR¹, ganancia, pérdidas de inserción y pérdidas de retorno.

Analizador de Redes de Vectores (VNA): realiza mediciones de fase y amplitud de los parámetros de una red. El VNA es un instrumento que opera en el dominio de la frecuencia, se puede obtener la señal en el dominio del tiempo aplicando la transformada de Fourier.

En el caso del proyecto se utilizó un VNA Rode&Schwarz con referencia FSH8 con las siguientes características:

- Rango de frecuencias de 9KHz a 8 GHz.
- Alta sensibilidad ($< -141\text{dBm}$ (1Hz), con preamplificación $< -161\text{dBm}$ (1Hz))

¹ Relación de Onda Estacionara por sus siglas en Ingles.

- 20 MHz de ancho de banda de demodulación para señales LTE.
- Baja incertidumbre de medida.
- Funciones de medición para todas las tareas de medición importantes relacionadas con la puesta en marcha y mantenimiento de sistemas de transmisión.
- Analizador de dos puertos.

Para el proyecto se utilizaron dos equipos EttusResearchUSRP N210 con dos tarjetas hijas de acuerdo a las siguientes especificaciones¹:

- **WBX 50-2200 MHz Rx/Tx (40 MHz):** El WBX es un transceptor de un amplio ancho de banda que proporciona una salida de hasta 100mW de potencia y una figura de ruido de 5dB. El WBX suministra una capacidad 40MHz de ancho de banda y es ideal para aplicación que requieren acceso a un buen número de banda dentro del rango de 50 MHz – 2,2 GHz.
- **CBX 1200-6000 MHz Rx/Tx (40 MHz):** El CBX es un full-duplex, transceptor de banda ancha que cubre una banda de frecuencia de 1,2 GHz a 6 GHz con un ancho de banda instantáneo de 40 Mhz.v El CBX puede servir a una amplia variedad de áreas de aplicación, incluyendo la investigación de WiFi, estaciones base celulares , investigación de radio cognitiva y RADAR.

Adicionalmente se emplearon 3 pares de antenas dentro de las bandas de operación de las tarjetas hijas, estas son:

- **VERT400 Antenna:** Incluye un VERT400 144 MHz, 400 MHz y 1200 MHz tribanda antena vertical omnidireccional.
- **VERT900 Antenna:** Incluye un VERT900 824-960 MHz, 1710-1990 MHz Quad- band celulares / PCS y antena vertical ISM Band omnidireccional , en 3dBi Gain.
- **VERT2450 Antenna:** Incluye una VERT2450 Dual Band 2,4-2,48 GHz y antena vertical 04.09 a 05.09 GHz omnidireccional , en 3dBi Gain.

Para cada una de estas antenas se realizó una caracterización a través del analizador vectorial el VNA FSH8 obteniendo los siguientes resultados:

VERT400 Antenna

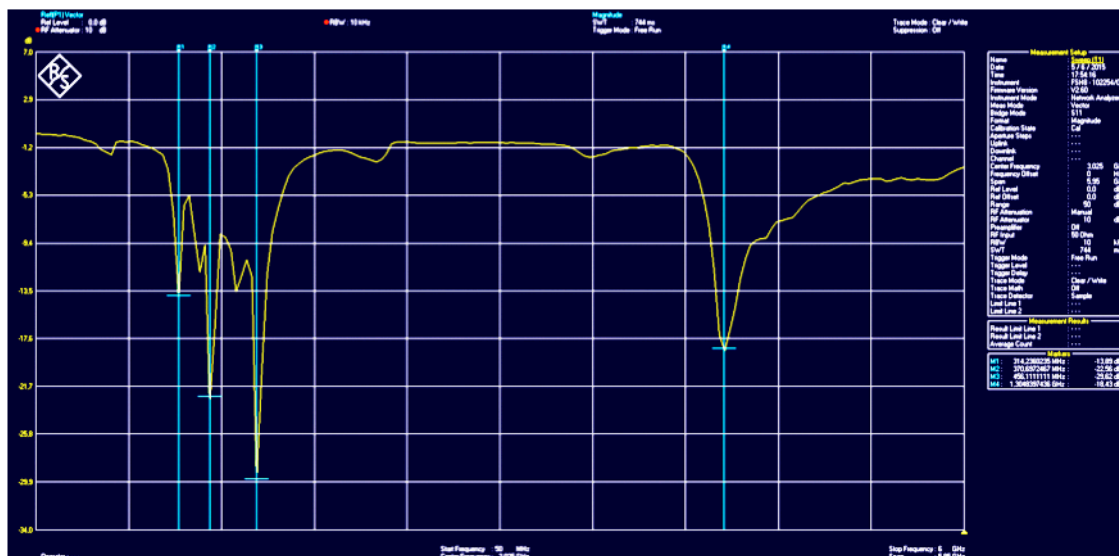


Figura 32. Caracterización Antena VERT400.

Tomado en un ancho de banda de 50 MHz a 3 GHz, se pudo determinar que esta antena tiene un buen funcionamiento entre las frecuencias de 314 MHz y 456 MHz en bandas bajas y resonancia en la frecuencia 1,3 GHz cumpliendo con las especificaciones del fabricante. Sin embargo puede tener buena operación en frecuencias menores a 100 MHz. Este tipo de antena posibilita la observación de componentes espectrales de una mejor manera en el rango de frecuencia mencionado anteriormente, lo cual facilita procesos tanto académicos como normativos.

VERT900 Antenna

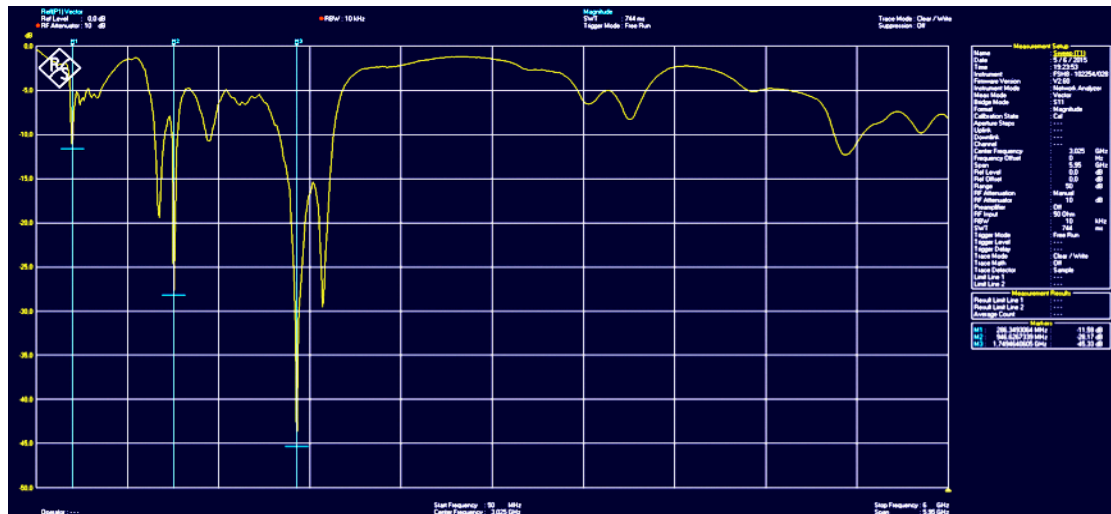


Figura 33. Caracterización Antena VERT900.

Para esta antena se detectó un buen funcionamiento en frecuencias bajas en los puntos de 256 MHz, 946 MHz y 1,74 GHz, cumple con las características del fabricante y tiene buen funcionamiento para las bandas de UHF. A diferencia de la VERT 400 esta antena tiene un mejor comportamiento a frecuencias bajas ideal para operar en banda FM.

VERT2450 Antenna

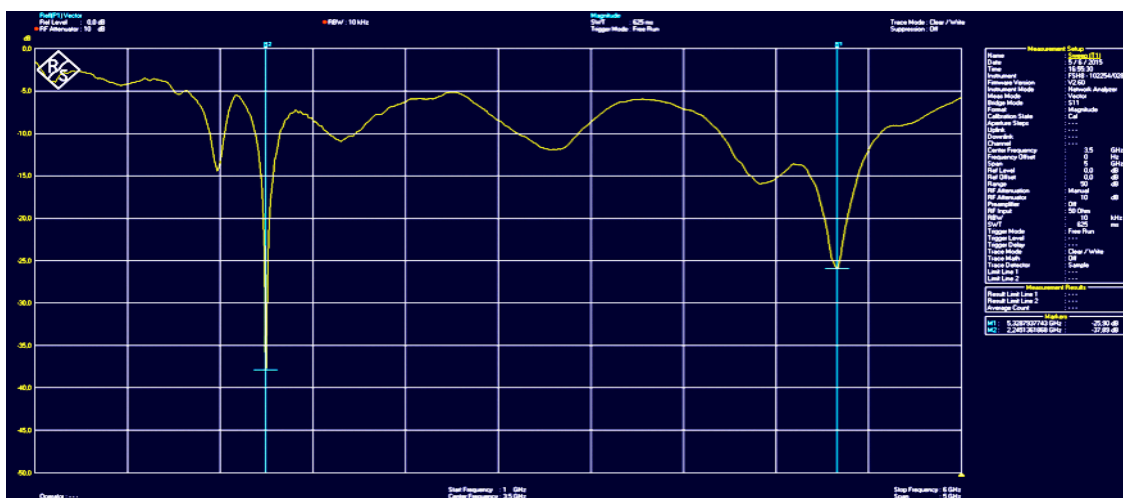


Figura 34. Caracterización VERT2450.

La antena 2450 por ser una antena de longitud mas corte tiene buena operación en la frecuencias de 2,24 GHz y 5,32 GHz ideal para las bandas móviles y de Wifi. Dado lo anterior esta antena tiene un comportamiento muy regular con el parámetro S11 en las bandas de UHF y por supuesto en FM.

Antena UHF Terraza Universidad Santo Tomas.

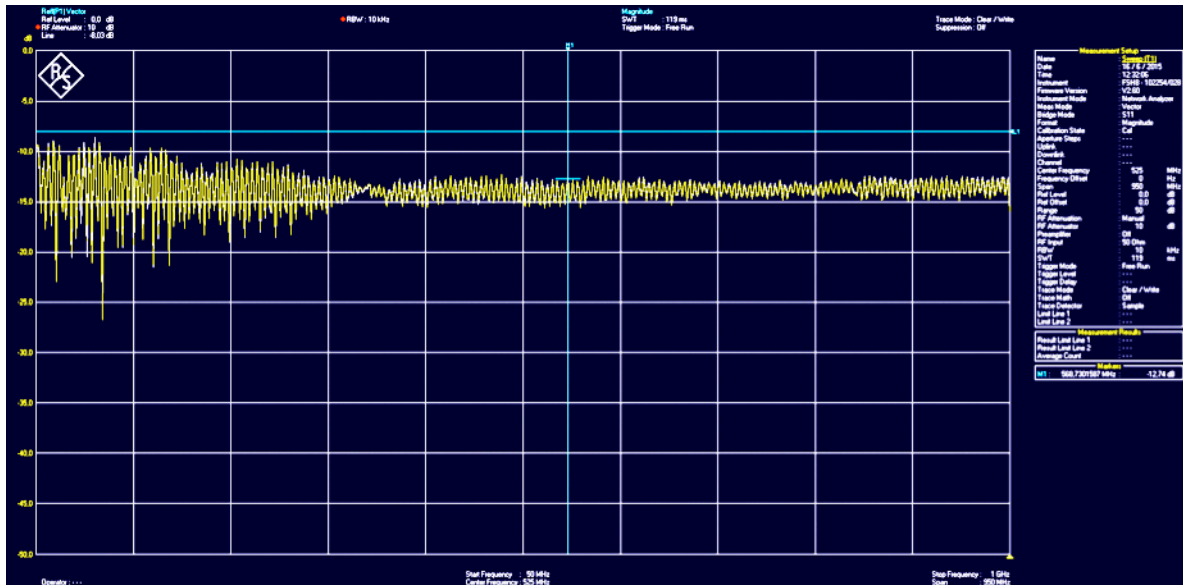


Figura 35. Caracterización antena UHF azotea Universidad Santo Tomás.

Esta antena ubicada en la azotea del edificio LJ Torres tiene una conexión desde la sala ETM13. De acuerdo a su estructura corresponde a una antena Yagui con 10 directores y un reflector, esta antena tiene la característica que opera en un gran ancho de banda. Observando la Figura 35 se puede evidenciar de acuerdo al nivel de referencia ubicado en los -8dB la capacidad de la antena para captar señal desde los 50MHz hasta 1GHz. Aunque su patrón de radiación es característicamente direccional aplica para la medición de señal con los equipos USRP N210 dentro de las bandas de FM y dividiendo digita. (Rango de 700 a 800 MHz).

En la Figura 36 se pudo observar la ubicación de las antenas UHF utilizadas para las medidas y caracterización del espectro.

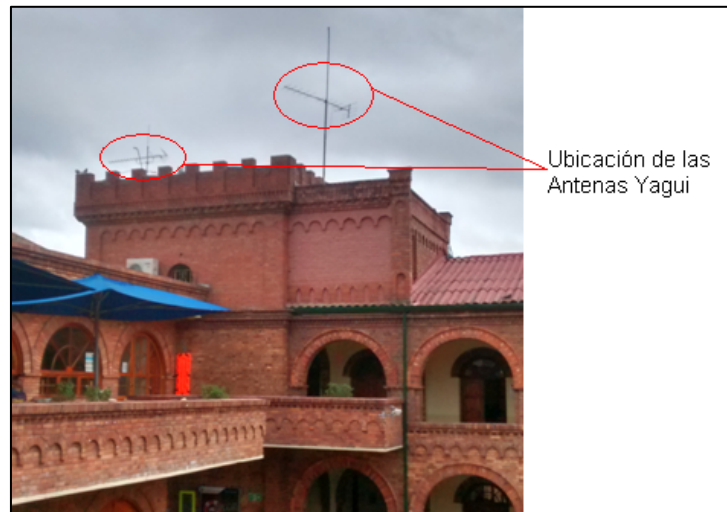


Figura 36 Ubicación de las Antenas Yagui.

5.2.4 Densidad espectral

En las bandas de frecuencia con las que se trabajó, fue necesario realizar una captura de datos que permitió ver el comportamiento de cada una de ellas. Para ver las componentes en frecuencia fue necesario realizar la densidad espectral de cada una, en donde se detectaron claramente las señales portadoras de información.

- **Banda FM**

Se realizó el proceso en la banda comprendida entre los 88MHz y los 108MHZ, haciendo uso de la densidad de potencia espectral para visualizar como se está utilizando la banda de frecuencia y en qué puntos se presenta mayor y menor densidad.

Fue necesario tomar una cantidad de muestras elevada, con el fin de observar unas componentes mucho más acertadas. Si bien es cierto este comportamiento no presenta los mismos resultados en cualquier instante de tiempo, por lo cual hay que realizar varias verificaciones y analizar en donde deben presentarse componentes de frecuencia destacadas como las señales portadoras de algunas emisoras radiales pertenecientes a esta banda.

El resultado obtenido en una de las capturas fue el siguiente:

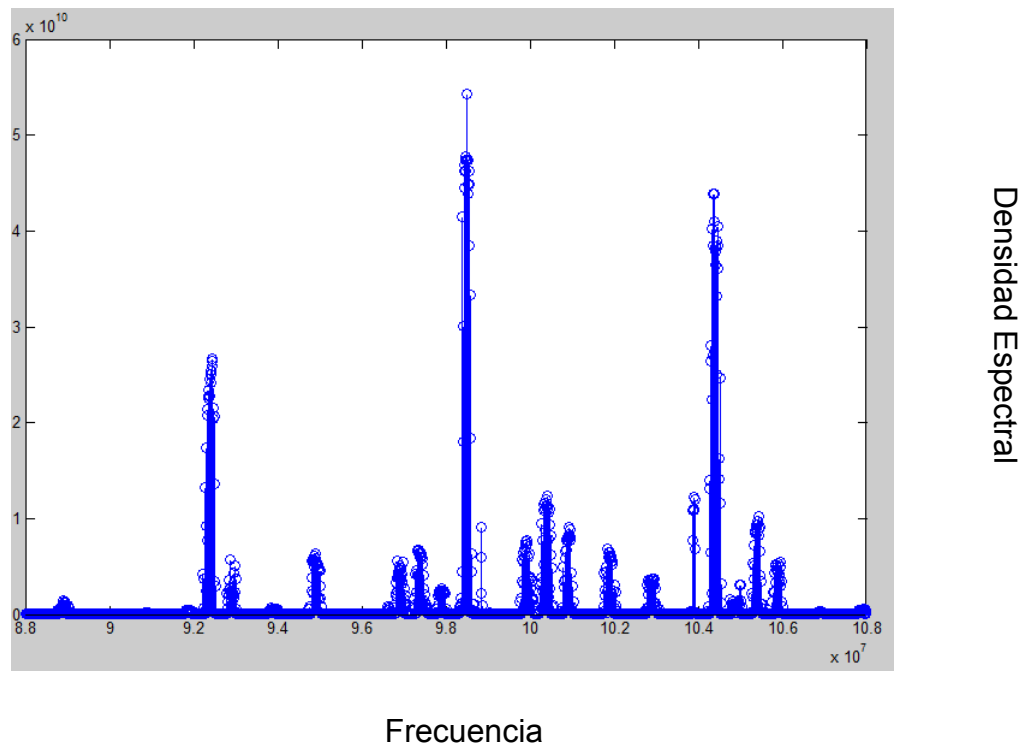


Figura 37 Componentes de Densidad Espectral en la Banda de Frecuencia
Modulada FM
Fuente: Propia

Claramente se observan las componentes de densidad espectral que presentan picos altos, que corresponden a emisoras radiales. Este resultado se obtiene haciendo uso de la librería de recepción del USRP asociada a MATLAB, y aplicando la formula de densidad espectral que incluye la transformada rápida de Fourier, de la siguiente manera:

```

rfRxFreq          = 88e6;  % Nominal RF receive center
frequency
bbRxFreq          = 1;     % Received baseband sine wave
frequency
matrizdat=double(zeros (1,16384));
prmFreqCalibRx = configureFreqCalibRx(rfRxFreq, bbRxFreq);
suma1=0;
l=0;
cont=0;
NDatos=100;
inicio=0;
fin=0;
for ciclos=1:20
for cont=1:2000
    f=88e6 + cont*(10e3)
    hSDRu = comm.SDRuReceiver(...
'IPAddress',          '192.168.10.2', ...
'CenterFrequency',    f,...
'Gain',               100, ...
'DecimationFactor',   2000,...
'SampleRate',         800000, ...
'FrameLength',        4096,...
'OutputDataType',
prmFreqCalibRx.OutputDataType)
    suma1=0;
while suma1 == 0
    [rxSig, len ] = step(hSDRu);
    suma1=double(abs (sum(rxSig)));
end
while suma1 ~= 0
    matrizdat(cont,:)=rxSig;
    suma1=0;
end
end
if ciclos==1
    dlmwrite('M1.txt',matrizdat);
    clear matrizdat
elseif ciclos==2
    dlmwrite('M2.txt',matrizdat);
    clear matrizdat
end
end

```

Figura 38 Código con las librerías y funciones usadas para la captura de datos densidad espectral en FM.

En esta captura se tuvieron en cuenta 2000 frecuencias para la banda, es decir captura de información cada 10KHz para mayor exactitud, cada una con 4096 muestras.

Mediante el resultado obtenido con este código, se pudo tener claridad de las componentes espectrales y su respectivas frecuencias, que serian utilizadas para el proceso de filtrado.

- Banda Dividendo Digital

Con el fin de identificar las portadoras presentes en esta banda, se realizo la captura, tomando 2160 frecuencias cada 50KHz, completando los 108 MHz correspondientes al dividendo digital. De esta captura se obtuvo información importante para la aplicación de modelos de filtrado y correlación.

El resultado obtenido fue el siguiente:

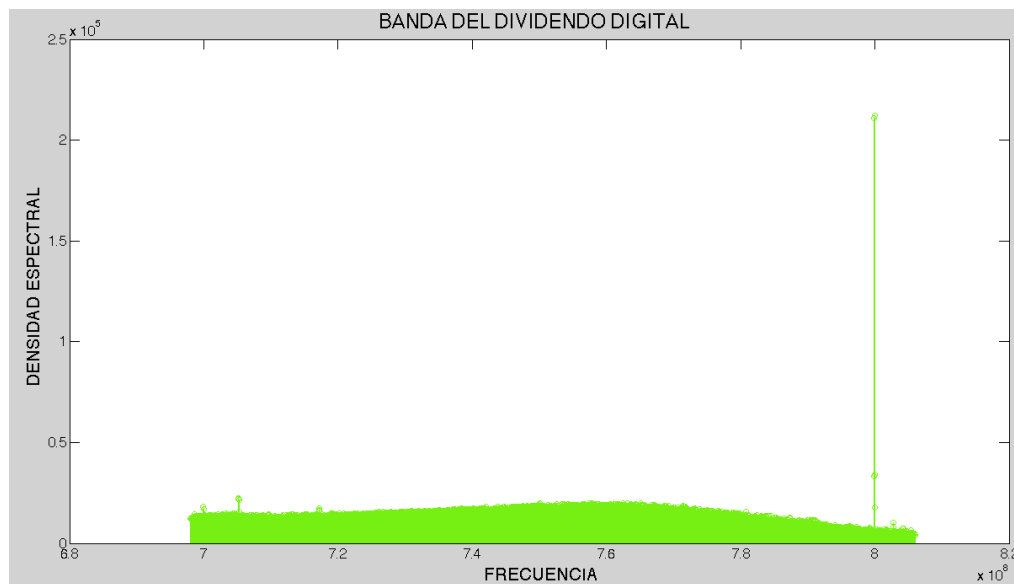


Figura 39 Densidad espectral de la banda del dividendo digital.

El código utilizado para la consecución de este resultado, es similar al ilustrado en la Figura 38, pero con modificaciones en cuanto a frecuencias y numero de muestras.

5.3 DEFINICIÓN DE MODELOS

5.3.1 Ruido Gaussiano

Para la simulación y realización de pruebas con la información correspondiente a la banda de FM y Dividendo Digital, fue necesario trabajar con un ruido gaussiano, cuyas propiedades permitieron simular un ambiente con ruido muy similar al presente en cada una de las bandas. Su uso fue necesario en los procesos de filtrado y correlación, con el fin de verificar su eliminación. Este ruido fue seleccionado debido

a su distribución de probabilidad que corresponde a una distribución normal, que permite representar de la manera más acertada el ruido presente en FM y Dividendo.

La simulación en MATLAB fue generada teniendo en cuenta una determinada longitud del ruido, como se muestra a continuación:

```
ruidog=rand(4096,1);  
stem(abs(fft(ruidog)), 'g')
```

Figura 40 Comando para generar ruido Gaussiano

Este longitud determina la cantidad de muestras que va a tener el ruido generado. Esta puede variarse según las necesidades de las pruebas. Su resultado al aplicarle la transformada rápida de Fourier para observar sus componentes en frecuencia, se encuentra en la Figura 41.

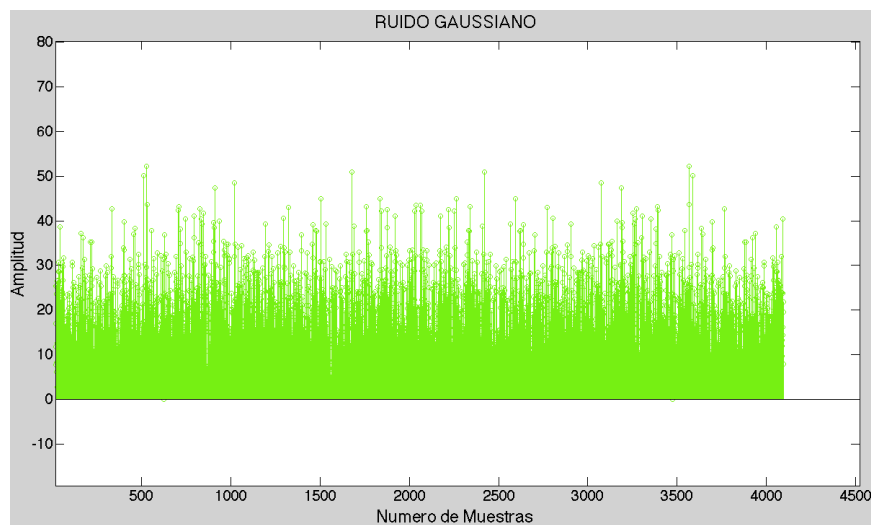


Figura 41 Ruido Gaussiano con longitud de 4096 muestras.

Este ruido desempeñó un papel importante en el desarrollo de pruebas con filtros adaptativos, debido a que fue la señal de referencia que utilizan para el proceso de filtrado.

5.3.2 Correlación

El proceso de correlación entre señales fue de gran importancia para la comprobación de resultados, debido a que su resultado correspondiente al coeficiente de correlación representado entre 0 y 1, permitió determinar el porcentaje de similitud entre señales de algunas pruebas.

Su funcionamiento fue verificado inicialmente con una señal sinusoidal y un ruido gaussiano de la misma longitud. Se realizó la correlación mediante el siguiente proceso:

```
fs = 500e3;  
n = 1:4096;  
x = sin(2*pi*1e3/fs*n);  
y=rand(4096,1);  
corrcoef(x,y)  
z= sin(2*pi*1e3/fs*n);  
corrcoef(x,z)
```

Figura 42 Comandos de correlación entre una señal sinusoidal y un ruido Gaussiano

En la Figura 42 se observa la creación de la señal y el ruido, luego de ello se realiza la correlación entre los dos, y después entre señal y señal. El resultado obtenido fue el siguiente:

```
ans =  
  
    1.0000    0.0311  
    0.0311    1.0000  
  
ans =  
  
     1     1  
     1     1
```

Figura 43 Resultado de la correlación mostrada en la figura anterior.

En la parte superior de la Figura 43 se observa el resultado de la correlación entre ruido y señal, donde se tiene un valor muy bajo debido a la poca similitud entre las dos. En cambio en la parte inferior se muestra el proceso realizado con la misma señal, en donde se tiene un 100% de coincidencias.

Este modelo permite verificar los resultados de los filtros digitales y adaptativos necesarios para la realización del proyecto.

5.3.3 Filtros digitales para detección espectral

En el diseño de filtros digitales se tuvieron en cuenta los FIR y los adaptativos con algoritmo LMS que fueron utilizados posteriormente para aplicarlos a la banda de frecuencia modulada y del dividendo digital.

5.3.3.1 Filtros FIR

En lo que tiene que ver con el diseño de filtros FIR, se realizó el que tuviera la capacidad de mostrar un único armónico de una señal cuadrada representada en frecuencia. Este filtro tuvo que ser un pasa-banda con unas características específicas de trabajo.

El respectivo proceso realizado para observar el comportamiento de los armónicos en frecuencia se muestra a continuación:

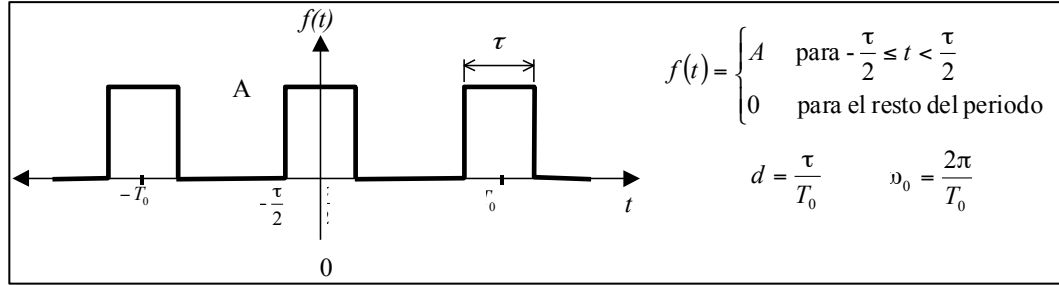


Figura 44 Señal cuadrada utilizada para verificar el filtro.

$$C_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) e^{-\frac{j2\pi n}{T_0} t} dt = \frac{1}{T_0} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A e^{-\frac{j2\pi n}{T_0} t} dt = \frac{A}{-j2\pi n} e^{-\frac{j2\pi n}{T_0} t} \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} \quad (39)$$

$$C_n = \frac{A}{-j2\pi n} \left(e^{-\frac{j2\pi n}{T_0} \cdot \frac{\tau}{2}} - e^{\frac{j2\pi n}{T_0} \cdot \frac{\tau}{2}} \right) \quad (40)$$

$$C_n = \frac{A}{j2\pi n} \cdot \frac{d}{d} \left(e^{j\pi n d} - e^{-j\pi n d} \right) = \frac{A}{\pi n} \cdot \frac{d}{d} \left(\frac{1}{j2} e^{j\pi n d} - \frac{1}{j2} e^{-j\pi n d} \right) = Ad \frac{\text{sen}(n\pi d)}{n\pi d}$$

$$= Ad \text{sinc}(n\pi d) \quad (41)$$

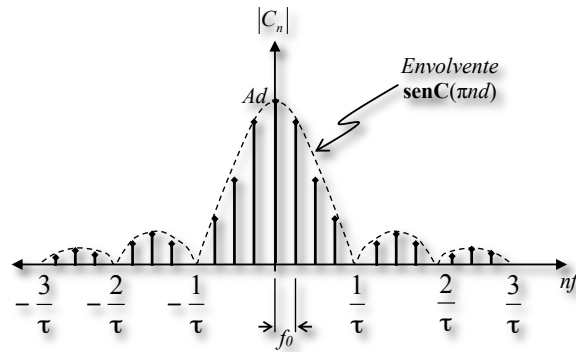


Figura 45 Representación de la señal de la forma Sinc.

Con base en la representación de la Figura 45 se realizó el diseño de un filtro, para llevar a cabo la detección de uno de los armónicos de la señal, el cual sería un múltiplo de la frecuencia fundamental.

Se verifico el funcionamiento del filtro con un armónico en 150Hz, primero se obtuvo la respuesta individual del filtro, y luego de ello la respuesta con el armónico representado a esa frecuencia.

La respuesta del filtro se observa en la Figura 46.

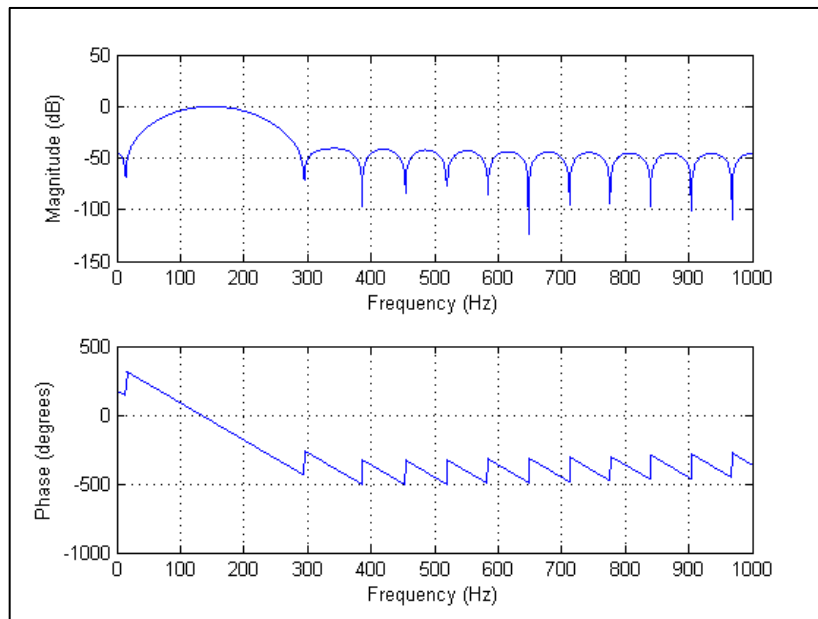


Figura 46 Respuesta en magnitud y fase del filtro implementado.

Luego de ver el funcionamiento del filtro se continuó con el armónico, en donde se llevó a cabo la generación de una señal cuadrada a la que se le realizó la

convolución con el filtro anteriormente mencionado. Para comprobar que la respuesta era correcta se tuvieron en cuenta los dos puntos extremos de un periodo de la señal, quienes fueron restados y a dicho resultado se le obtuvo la respuesta inversa, la cual proporciona la frecuencia aproximada del armónico que para este caso fue de 150Hz, y cuya respuesta gráficamente fue de aproximadamente 142Hz. La respuesta obtenida fue la siguiente:

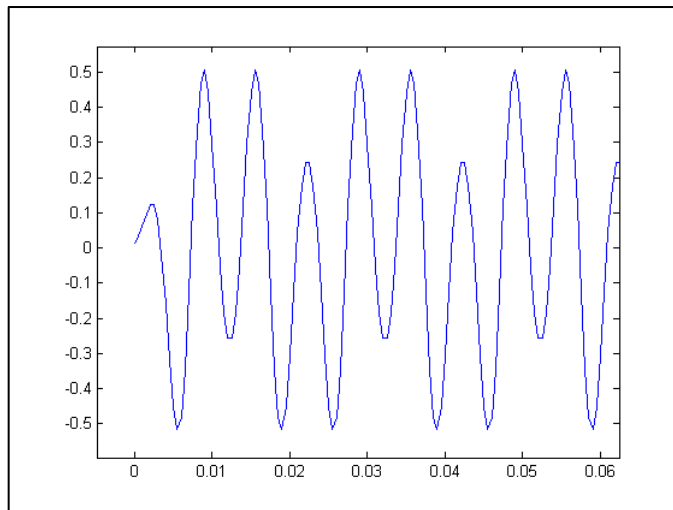


Figura 47 Representación gráfica del primer armónico de la señal cuadrada.

En el diseño de filtros FIR, se implementa también un filtro lineal pasa-banda que permite la selección de cierta frecuencia. En este caso se filtra de 300Hz a 3400Hz con el fin de obtener las componentes espectrales pertenecientes a la voz humana. El siguiente esquema representa el funcionamiento del filtro, resaltando que sus componentes se encuentran entre las frecuencias de corte mencionadas.

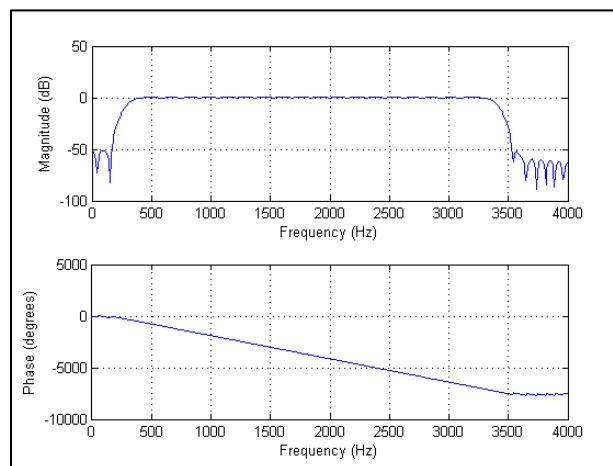


Figura 48 Respuesta en magnitud y fase de un filtro FIR.

El diseño se implementa por medio del editor de MatLab, teniendo componentes como las frecuencias de corte, la frecuencia de muestreo, y los coeficientes con los que se va a alimentar el filtro en la Figura 49.

```
fp=[300 3400];  
f=8000;  
n=100;  
%frecuencia normalizada  
wp=(2/f).*fp;  
%Coeficientes del filtro  
b=fir1(n,wp);  
%respuesta del filtro  
freqz(b,1,500,f);
```

Figura 49 Modelo filtro FIR MatLab.

Estos elementos son fundamentales para el filtro, debido a que definen los parámetros que se van a seguir y el comportamiento que quiere que se tenga dentro del mismo.

5.3.4 Filtros adaptativos con algoritmo LMS.

El algoritmo LMS tiene como base de su funcionamiento dos procesos destacados:

El primero de filtrado, que tiene en cuenta la señal de entrada y la señal deseada, con el fin de encontrar las variaciones presentes entre las dos y de este modo caracterizar el error, y como segundo un proceso adaptativo que se encarga de adecuar las señales para que la salida del sistema sea la más apropiada.

Con el fin de desarrollar la etapa de experimentación filtrado adaptativo de señales, se lleva a cabo la implementación de un filtro LMS tomando como base la señal o las componentes espectrales de un segmento de canción cualquiera, la cual tiene un proceso de adición de ruido Gaussiano, que es útil para observar el comportamiento del filtro.

El filtro funciona con dos principales parámetros: la señal deseada y la señal de entrada. Como nombres indican, una es la señal que se espera obtener después del proceso de filtrado, y la otra la señal de trabajo con un ruido inherente a ella o añadido digitalmente mediante otra herramienta.

En este caso como señal deseada se usa una canción en forma monofónica, con frecuencia de 44100Hz, y ruido Gaussiano con unas características específicas para el trabajo con dicho segmento de audio. El filtro lleva a cabo un proceso de entrenamiento que permite detectar las variaciones que tienen las dos señales de entrada con el fin de identificar las componentes que no deben pertenecer a la señal en la etapa de salida del proceso de filtrado[45]. A continuación se ilustra el diagrama implementado en Simulink para el filtro LMS.

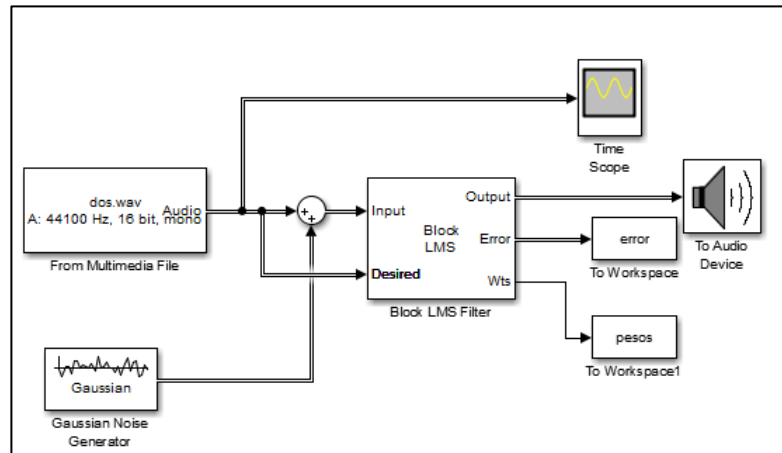


Figura 50 Diagrama de Filtro LMS con sus componentes.

Para observar las etapas en las que sufre modificaciones la señal, se toman algunas muestras del funcionamiento en cada una de ellas. En los últimos 100 milisegundos del segmento de audio se captura una imagen con el comportamiento original de la señal con el fin de llevar a cabo la comparación luego de los procesos realizados a dicho segmento.

El resultado del audio, tomando sus componentes originales antes del proceso de adición de ruido y posterior filtrado, se observa en la Figura 51.

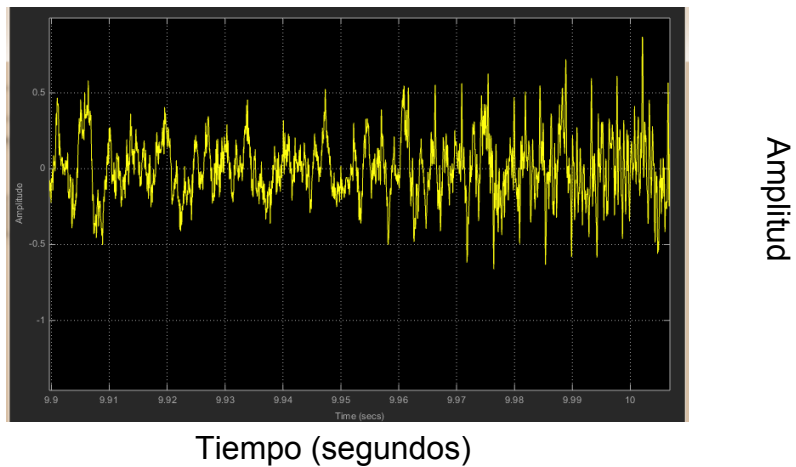


Figura 51 Señal de audio original en los últimos 100 milisegundos.
Fuente: Propia

Teniendo como base esta señal, se añade el ruido gaussiano acorde con la frecuencia del audio, obteniendo como resultado una señal contaminada en gran proporción, en la que no se logran distinguir las componentes de audio y de ruido.

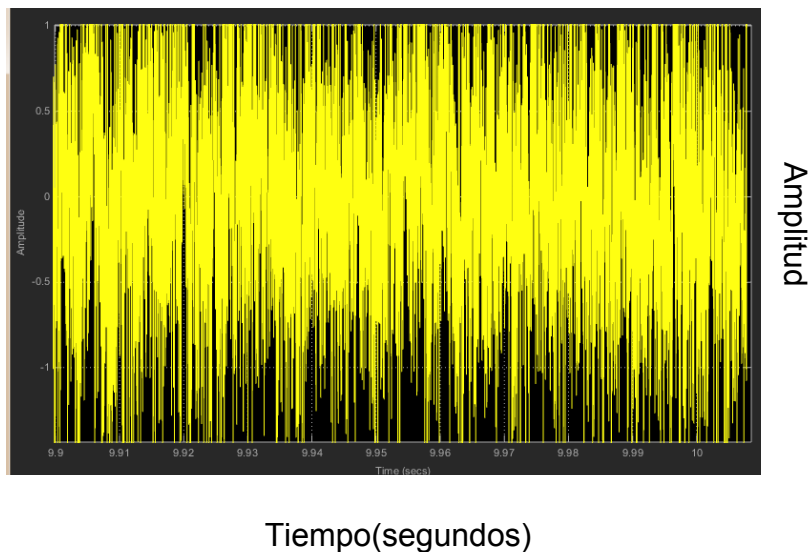


Figura 52 Segmento de Audio con componentes de Ruido Gaussiano.
Fuente: Propia

Al observar que el comportamiento de la señal es adecuado según los parámetros establecidos para el ruido, se incorporan los dos componentes de entrada al filtro para llevar a cabo el proceso de filtrado mediante el algoritmo de mínimo error medio

cuadrado [46].

El proceso de filtrado se logra, obteniendo una señal, con un ruido bastante disminuido, pero con componentes de audio eliminadas de la misma manera, lo cual se debe a que el proceso de entrenamiento del filtro es complejo teniendo tantas frecuencias de trabajo similares dentro del ruido y el audio utilizado.

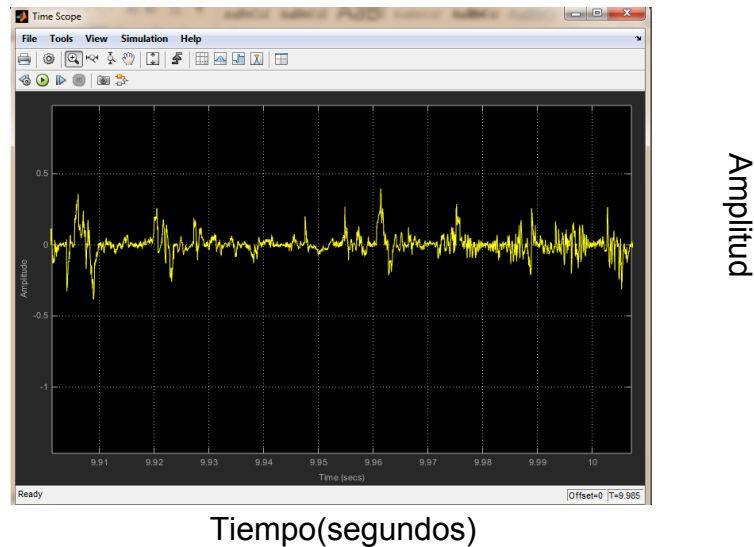


Figura 53 Resultado de Salida de la Señal del Filtro LMS.
Fuente: Propia

El resultado obtenido en la parte final del filtro demuestra consecuencias positivas en el tratamiento digital de la señal, teniendo como base que la contaminación añadida no permite la visualización de las componentes, y en el proceso de filtrado se detecta gran mayoría de los elementos pertenecientes a ruido y son eliminados.

El uso de filtros LMS para el comportamiento espectral de señales en la banda de FM es aún más complejo debido al contenido que se maneja en esta banda de frecuencia, motivo por el cual es importante realizar un trabajo de entrenamiento de filtros para obtener resultados de mejor calidad al trabajar en tiempo real con alguna frecuencia que presente alta densidad espectral y de componentes de ruido similares a los trabajados.

El proceso de filtrado para la banda de FM fue realizado mediante el algoritmo de mínimos cuadrados (LMS), inicialmente se comprobó su funcionamiento mediante

una señal de voz simple y un ruido gaussiano generado manualmente en MATLAB, como se muestra en Figura 54.

```

1 - hblms = dsp.BlockLMSFilter(100,25);
2 - hblms.StepSize = 0.01;
3 - hblms.WeightsOutputPort = false;
4 - hfilt = dsp.FIRFilter;
5 - hfilt.Numerator = fir1(100,[.5, .75]);
6 - [s,fs]=wavread('fourier_a.wav'); %audio vocal
7 - lo=length(s);
8 - sl=s(1:225550);
9 - x = randn(225550,1); % Ruido
10 - ruido=x;
11 - stats = [mean(ruido) std(ruido) var(ruido)];
12 - b=stats(:,1);
13 - a=stats(:,2);
14 - d = x + sl;%Ruido + señal
15 - [y, err] = step(hblms, x, d);
16 - sound(err,fs)
17 - subplot(2,2,1);
18 - plot(x);
19 - title('Ruido ', 'FontSize',20);
20 - subplot(2,2,2);
21 - plot(d);
22 - title('Ruido + Señal', 'FontSize',20);
23 -
24 - subplot(2,2,3);
25 - plot(s);
26 - title('Señal Original', 'FontSize',20);
27 - subplot(2,2,4);
28 - plot(err);
29 - title('Señal Filtrada', 'FontSize',20);|
30 -

```

Figura 54 Código para el diseño de Filtro LMS para señal de voz.

Al realizar el diseño, se verificó el funcionamiento del mismo, el cual tiene evidencia a continuación en la Figura 55, donde se muestran las señales de ruido y señal antes y después de pasar por el filtro LMS.

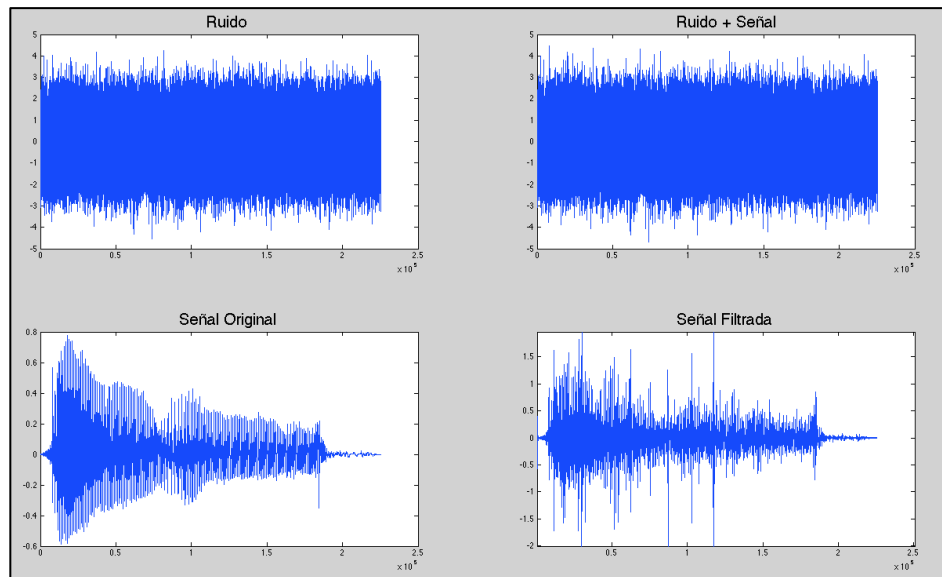


Figura 55 Resultados de las señales de voz antes y después del filtro.

El resultado de la señal filtrada no alcanzó a eliminar la totalidad de las componentes del ruido generado inicialmente, por lo cual se procedió a realizar otro filtro que pudiera mejorar el resultado obtenido en la Figura 55, y mostrara una señal aun más clara y similar a la buscada originalmente. Se modificó el factor de adaptación y demás factores del filtro, para lograr un filtrado mucho mas acertado, lo cual se observa en la Figura 56.

```

- /Users/cesarvillate/Documents/MATLAB/LMS ETM13/filtroLMSVoc
LMSint.m  lmsmatl.m  filtroLMSfm.m
hlms2 = dsp.LMSFilter('Length',11, ...
    'Method','Normalized LMS',...
    'AdaptInputPort',true, ...
    'StepSizeSource','Input port', ...
    'WeightsOutputPort',false);

%hfilt2 = dsp.FIRFilter('Numerator', fir1(10,[.5, .75]));
x = randn(10,1); % Noise

[s,fs]=wavread('fourier_a.wav');
lo=length(s);
%sound(s,fs)
%data=abs(M1(1641,:))

d =x + s; % Noise + Signal
a = 1; % adaptation control
mu = 0.05; % step size
[y, err] = step(hlms2,x,d,mu,a);

```

Figura 56 Diseño del segundo filtro LMS para la señal de voz.

La señal de voz correspondiente a la vocal A, fue grabada y almacenada en formato wav, y el ruido mediante MATLAB con una función randomica. A partir de ello se generaron las gráficas correspondientes al ruido Gaussiano generado, al ruido contaminado, señal original, y señal luego de pasar por el filtro LMS . Dicha respuesta se ve representada en la Figura 57 presente a continuación.

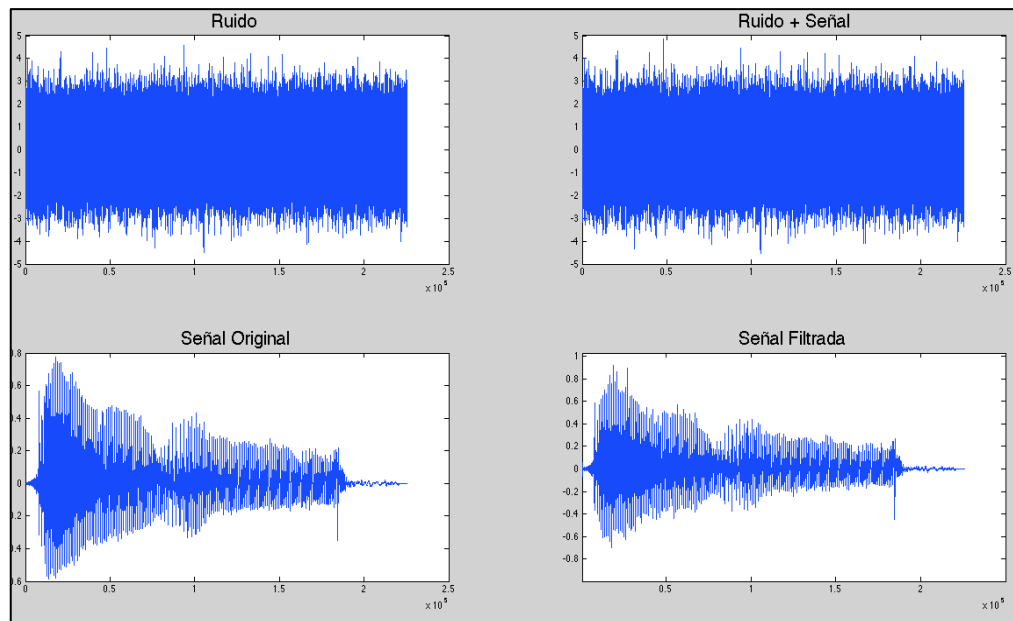


Figura 57 Respuesta del filtro con resultados adecuados después del filtro LMS.

En la señal filtrada se observa una similitud bastante alta con respecto a la señal original, verificando así el funcionamiento del filtro LMS, cuyo comportamiento corresponde a lo inicialmente proyectado.

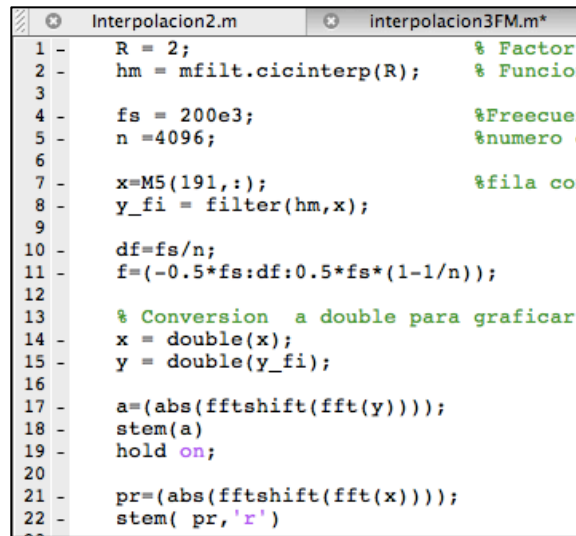
5.3.5 Interpolación

La interpolación fue realizada en dos etapas, primero en la banda de FM y luego en la banda del dividendo digital

- *Proceso de interpolación en la banda de frecuencia modulada (FM)*

El proceso de interpolación inicialmente fue realizado a algunas frecuencias pertenecientes a la banda de frecuencias de FM, en donde se tomaron algunas emisoras cuyas señales portadoras tuvieran un claro espectro con el fin de aumentar su frecuencia de muestreo. Teniendo como base que la información correspondiente

a esta banda se encuentra almacenada dentro de matrices de datos, es necesario seleccionar una de ellas y allí identificar donde se encuentra la información de cada una de las emisoras. Luego de ello se seleccionaron las que presentaban una mayor densidad espectral. Para este caso se tomó la fila 191 con dimensión de [1 x 4096], correspondiente a la frecuencia 89.9 MHz, a la cual se le realizó su correspondiente proceso, cuyo código fuente se muestra en la Figura 58.



```

1 - R = 2; % Factor
2 - hm = mfilter.cicinterp(R); % Funcio
3
4 - fs = 200e3; %Frecue
5 - n = 4096; %numero
6
7 - x=M5(191,:); %fila co
8 - y_fi = filter(hm,x);
9
10 - df=fs/n;
11 - f=(-0.5*fs:df:0.5*fs*(1-1/n));
12
13 % Conversion a double para graficar
14 - x = double(x);
15 - y = double(y_fi);
16
17 - a=(abs(fftshift(fft(y))));
18 - stem(a)
19 - hold on;
20
21 - pr=(abs(fftshift(fft(x))));
22 - stem( pr, 'r')

```

Figura 58 Código de interpolación de frecuencia de portadora de FM, correspondiente a 89.9 MHz.

La Figura 58 ilustra el proceso efectuado, en donde se tienen en cuenta elementos tales como el factor de interpolación, la señal a interpolar y la correspondiente librería que permite que se lleve a cabo esta acción. Como consecuencia de estos elementos se presenta un filtro que contribuye a que el proceso se realice de la mejor manera posible eliminando elementos que no sean propios de las señales. Finalmente se tiene la señal la cual se somete a la transformada rápida de Fourier, con el fin de observar su comportamiento en frecuencia. Debido a la dimensión inicial de la señal y su correspondiente factor de interpolación, fueron introducidas entre cada una de las muestras existentes $f-1$ muestras, siendo f el factor, dicha representación se observa a continuación.

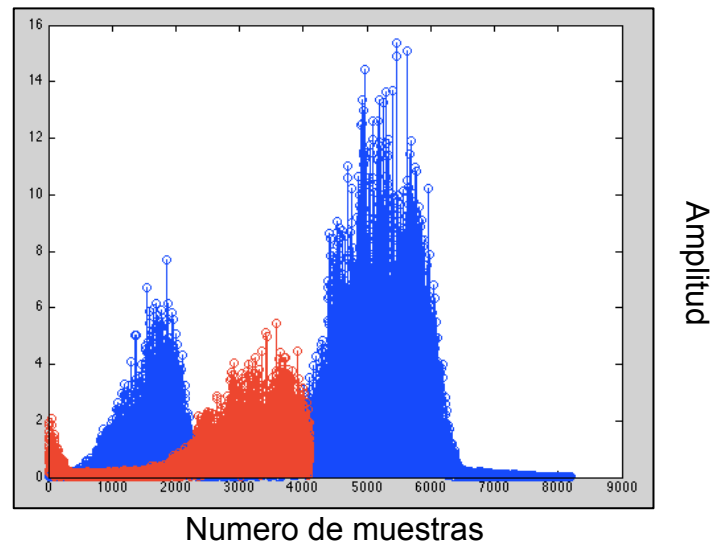


Figura 59 Respuesta en frecuencia del proceso de interpolación con factor de 2.

La representación en frecuencia tanto de la señal original como de la interpolada, dan respuesta coherente a un proceso realizado correctamente, dado a que la cantidad de muestras que se tenían inicialmente era 4096, como se ilustra con color rojo en la **Figura 59** y su equivalente interpolada en azul con 8192 muestras, lo que confirma que si se introducen $f-1$ muestras entre cada una de las existentes en la señal original.

Con el fin de confirmar su funcionamiento, dicho proceso fue realizado de nuevo con un factor de interpolación correspondiente a 5, con el cual el numero de muestras tendría un incremento y su nuevo valor sería 20480 muestras.

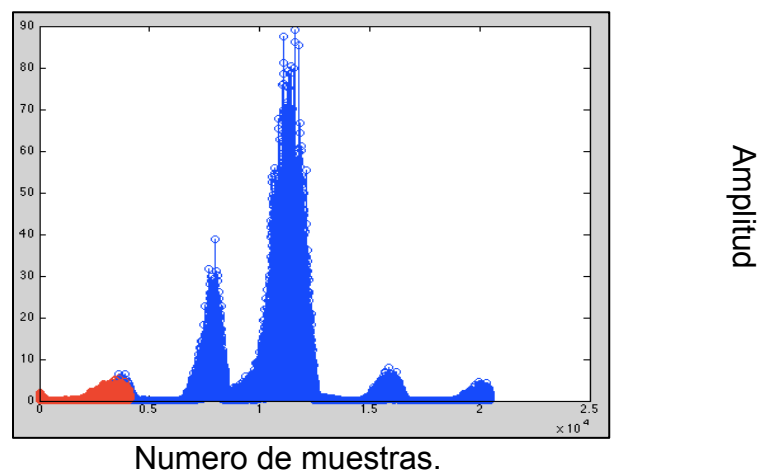


Figura 60 Representación de la señal de FM con un factor de interpolación de 5.

Finalmente se observa que el proceso responde de modo satisfactorio, por lo cual se continua con el proceso para la banda del dividendo digital.

- *Proceso de interpolación en la banda del dividendo digital.*

En la banda del dividendo digital, se lleva a cabo el mismo procedimiento, en el cual es necesario seleccionar información en la que sea posible visualizar la interpolación de señal. Según una revisión realizada con posterioridad a esta banda, se detectó la presencia de una portadora con un alto nivel situada con frecuencia central en 705.25MHz, por lo cual se decidió trabajar con ella.

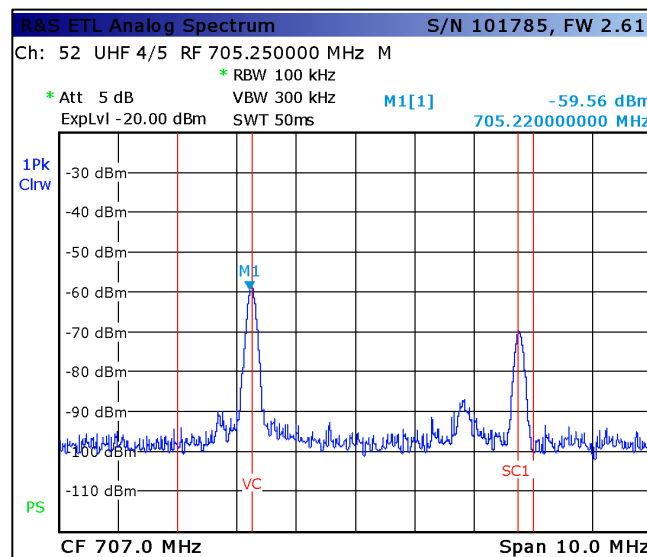


Figura 61 Portadora de información con frecuencia central en 705.25 MHz, perteneciente a la banda del dividendo digital.

Con base a esta señal de información, se realizó el proceso de interpolación de forma muy similar a la realizada con la señal perteneciente a la banda de frecuencia modulada (FM), pero teniendo en cuenta las matrices de datos y las posiciones de información de la banda del dividendo digital.

```

1 - R = 2; % Factor de interpolación
2 - hm = mfilter.cicinterp(R); % Funcion de interpolación
3
4 - fs = 800e3;
5 - n = 16384;
6 - %x = sin(2*pi*1e3/fs*n); %Fila correspondiente a una portadora presente
7 - x=DIV1(726,:); %en la banda del dividendo digital 705.25MHz
8
9
10 - ruido=DIV1(1,:);
11 - y_fi = filter(hm,x); %
12
13 - df=fs/n;
14 - f=(-0.5*fs:df:0.5*fs*(1-1/n));
15
16 % Conversion Double
17 - x = double(x);
18 - y = double(y_fi);
19
20 - a=(abs(fftshift(fft(y))));
21 - stem(a)
22 - hold on;
23
24 - pr=(abs(fftshift(fft(x))));
25 - stem( pr,'r')
26 %

```

Figura 62 Código de interpolación para la portadora de 705.25 MHz, perteneciente a la banda del dividendo digital.

El proceso anteriormente ilustrado en la Figura 62 tuvo en cuenta inicialmente un factor de interpolación correspondiente a 2, que trabajaría de la misma manera que en la banda de FM.

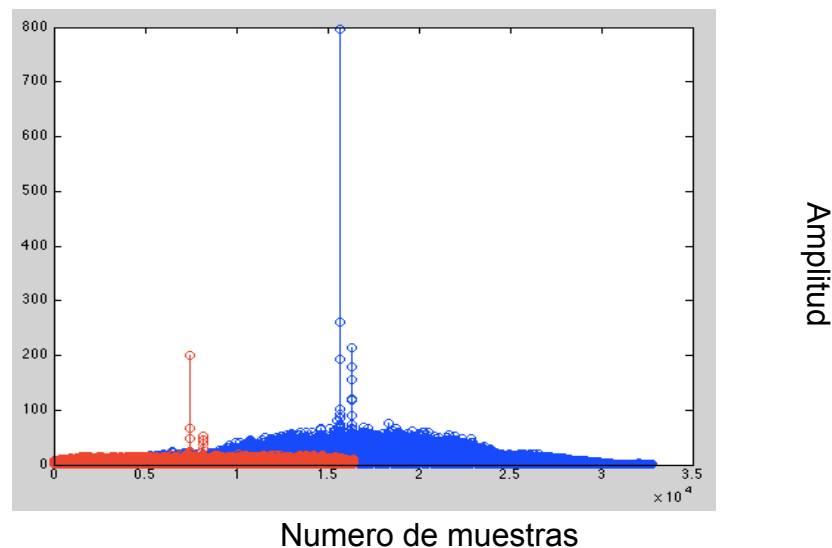


Figura 63 Respuesta en frecuencia del proceso de interpolación con frecuencia central de 705.25 MHz.

Al observar que el proceso responde de un modo adecuado, se procede a realizar la ultima verificación en esta banda, usando un factor de 5 que permitiría reafirmar que esta fase de experimentación funciona con cualquier factor de interpolación. Esta prueba final, permitió observar que la información sometida al proceso con posición numero 726 correspondiente a frecuencia 705.25 MHz, se comporta de igual manera con diferentes factores de interpolación. Lo cual se afirma con la Figura 64.

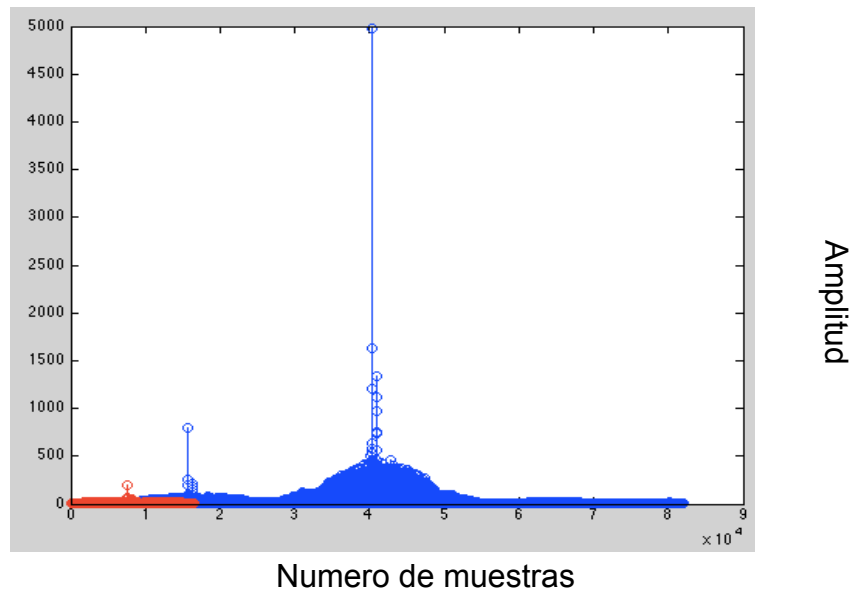


Figura 64 Respuesta en frecuencia de la portadora con factor de interpolación de 5.

De esta manera se concluyó con el proceso de interpolación con diferentes frecuencias de trabajo y factores de interpolación, con los cuales se verifico su correcto funcionamiento para luego aplicarlo en el proceso de filtrado adaptativo tanto a la banda de frecuencia de FM como del dividendo digital.

5.3.6 Diezmado

El proceso de diezmado tuvo un proceso similar al de interpolación, realizando pruebas inicialmente a la banda de FM y luego en el dividendo digital.

- *Diezmado en la banda de FM*

Debido a la función del diezmado, cuya finalidad corresponde a bajar la frecuencia de muestreo en señales, se realizo el diseño del modelo que permitiría realizar este proceso a la banda FM. De la misma manera que en la interpolación, se tomaron los datos correspondientes a una emisora radial, y se llevo a cabo la reducción de muestras. La elegida fue 89.9 MHz, y su proceso fue el mostrado en la Figura 65.

```

x = M5(191,:); %
y = decimate(x,2);

stem(abs(fftshift(fft(x))))
hold on
stem(abs(fftshift(fft(y))), 'r')
%
```

Figura 65 Proceso de diezmado en la banda FM

El proceso tuvo un factor de diezmado correspondiente a 2, lo cual significa la eliminación de 2-1 muestras entre las existentes. El resultado fue una nueva señal con 2048 muestras, debido a que la original tuvo 4096 como se en la Figura 66.

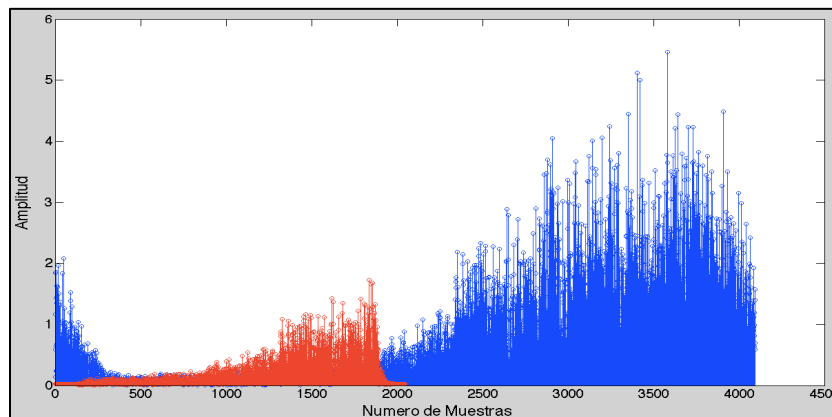


Figura 66 Resultado del diezmado a la señal correspondiente a 89.9MHz

El resultado fue el esperado, y este mismo proceso fue realizado en otras frecuencias con señales portadoras de información de emisoras radiales, en donde el proceso de diezmado tuvo un correcto funcionamiento.

- *Diezmado en la banda del Dividendo Digital*

Al verificar el funcionamiento del proceso de diezmado en FM, se realizó el mismo proceso a una señal perteneciente al dividendo digital. La elegida fue la correspondiente a una frecuencia de 705.25MHz, y se trabajó con un factor de diezmado de 2.

La señal original presentó 16384 muestras, por lo cual la señal generada luego del diezmado fue de 8192, como se observa en la figura.

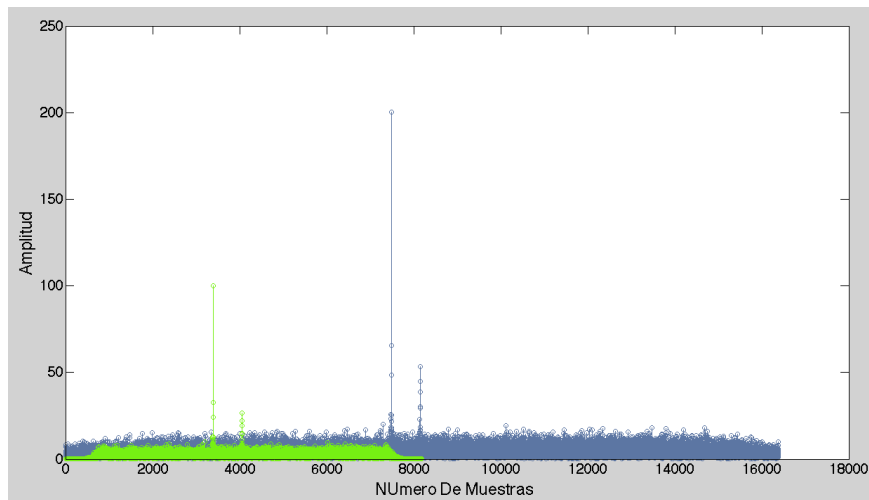


Figura 67 Resultado del proceso de diezmo en la banda del dividendo digital.
Fuente: Propia.

Las señales tuvieron un comportamiento adecuado, lo que confirmó que este proceso sería aplicable al sistema de detección mediante filtrado adaptativo.

5.4 APLICACIÓN DE MODELOS

5.4.1 Banda De Frecuencia Modulada - FM

Filtrado digital

Mediante el uso del dispositivo de SDR se recolectaron datos pertenecientes al comportamiento espectral de la banda de frecuencia modulada FM, a estos fue necesario realizar un proceso que permitió observar cada una de las portadoras pertenecientes a las emisoras asociadas a esta porción de espectro. Al visualizar cada una de ellas se observó adicionalmente un piso de ruido que integra la banda, por lo cual se filtró cada una de las portadoras haciendo uso de filtrado digital y herramientas de MATLAB.

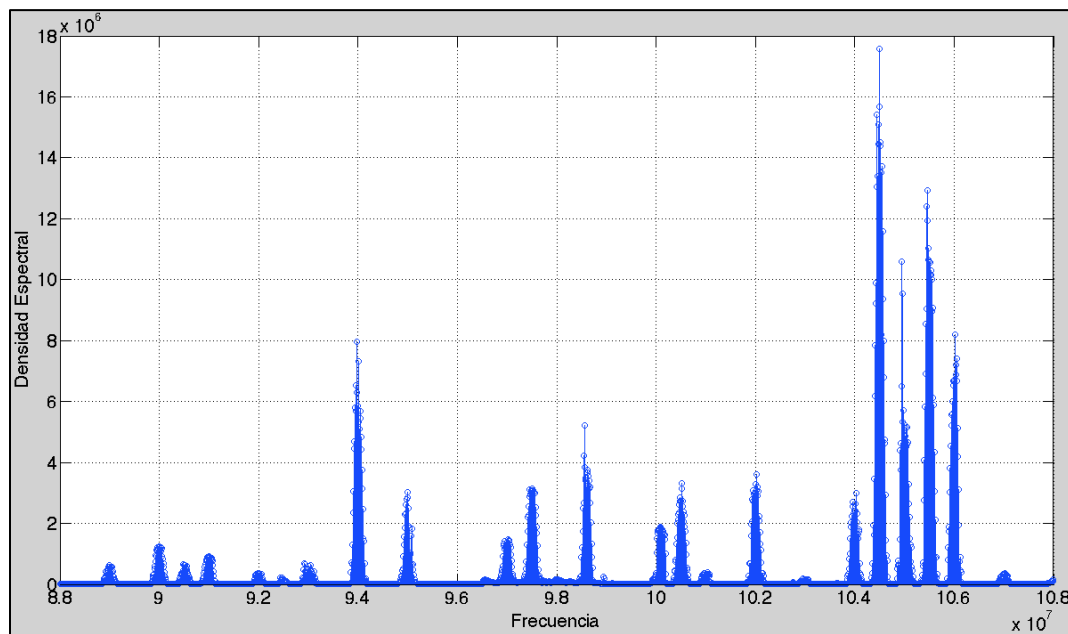


Figura 68 Comportamiento espectral de la Banda FM con presencia de ruido.

Para verificar las componentes de las emisoras que en la actualidad prestan el servicio, fue necesario consultar diferentes fuentes referentes a entes de control de radiodifusión, de donde se obtuvo la información plasmada en la Tabla 3.

Con base en la Tabla 3 se verificaron las componentes espectrales de cada frecuencia en funcionamiento. Para identificarlas, depende de la posición en la que se encuentra cada una de ellas, por lo que los datos fueron tomados con una frecuencia de muestreo de 10KHZ. Debido a esto se realiza la equivalencia mostrada en la Tabla 4, entre el número de la muestra y la frecuencia correspondiente para luego de esto filtrar únicamente la portadora.

EMISORAS FM BOGOTÁ			
Frecuencia MHz	Funcionamiento	Frecuencia MHz	Funcionamiento
88.3	NO	97.4	SI
88.4	NO	97.9	SI
88.9	SI	98.5	SI
89.3	NO	99.1	SI
89.9	SI	99.9	SI
90.4	SI	100.4	SI
90.9	SI	100.9	SI
91.4	NO	101.4	NO
91.9	SI	101.9	SI
92.4	NO	102.9	SI
92.9	SI	103.4	NO
93.4	NO	103.9	SI
93.9	SI	104.4	SI
94.4	NO	104.9	SI
94.9	SI	105.4	SI
95.5	SI	105.9	SI
95.9	NO	106.4	NO
96.3	SI	106.9	SI
96.4	NO	107.4	SI
96.9	SI	107.9	NO

Tabla 3 Listado de emisoras pertenecientes a la Banda FM.

CON MATRIZ M	
Posición	Frecuencia
1	88000000
2	88010000
3	88020000
4	88030000
5	88040000
6	88050000
7	88060000
8	88070000
9	88080000
10	88090000

Tabla 4 Relación entre Posición y Frecuencia.

El proceso de filtrado de cada una de las portadoras, se logró conociendo su frecuencia fundamental, para luego realizarle la convolución con un filtro digital diseñado mediante la herramienta de MATLAB *Filter Design and Analysis Tool* (*fdatool*). El filtro empleado necesariamente cumple con características de filtrado de alta calidad debido a la complejidad de filtrar una única componente, fue diseñado con un orden bastante grande, con el fin de obtener una mejor respuesta en el momento de llevar a cabo la convolución.

La información obtenida con el dispositivo de SDR, fue almacenada en archivos de texto que luego se ingresaron MATLAB para su respectivo tratamiento; el tamaño de cada uno de ellos estuvo condicionado por la frecuencia de muestreo con la que se captaron los datos y por el ancho de banda de banda que se fuera a trabajar. La información para la banda de FM, fue almacenada en matrices cuya dimensión fue de [2000 x 4096] datos. De allí se tiene en cuenta que las 2000 muestras corresponden a la totalidad del ancho de banda FM de 20 MHz. En la posición 90 se encuentran los datos pertenecientes a la emisora de 88.9 MHz. Sabiendo esto se toma únicamente la fila correspondiente a la posición 90, con el fin de observar su comportamiento, y se obtuvo la Figura 69.

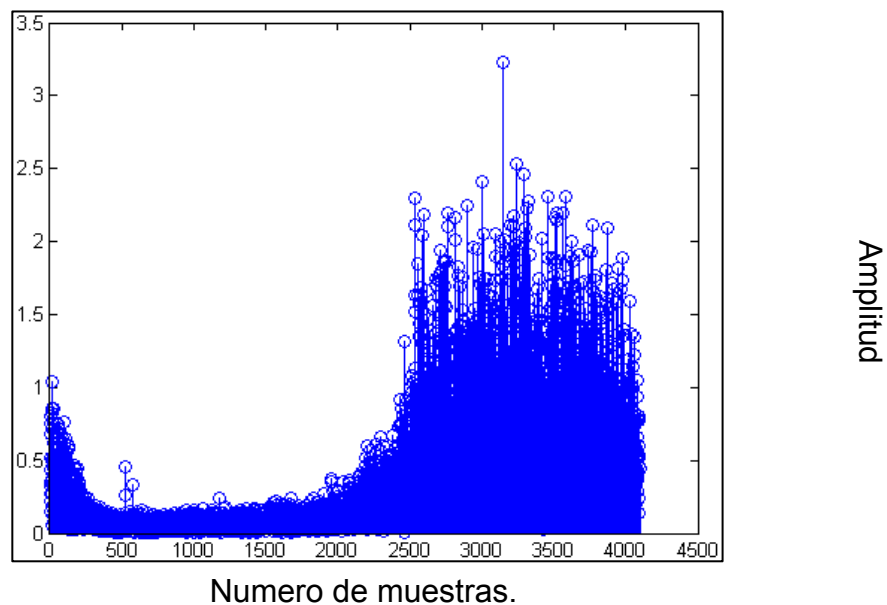


Figura 69 Comportamiento espectral de la posición 90, correspondiente a la emisora ubicada en la frecuencia de 88.9 MHz

Al analizar el resultado obtenido se observa una gran cantidad de componentes espectrales que no hacen parte sustancial de la portadora, y un piso de ruido bastante pronunciado. Debido a esto se realiza el proceso de filtrado, para obtener una componente más acertada de la señal portadora de la frecuencia de 88.9 MHz. El filtrado se realiza de modo que se obtienen unos datos arrojados por una herramienta de MATLAB, que corresponden a la caracterización de un filtro pasa banda utilizando la ventana de Kaiser con un orden adecuado para su correcto funcionamiento. La respuesta del filtro se muestra en la Figura 70:

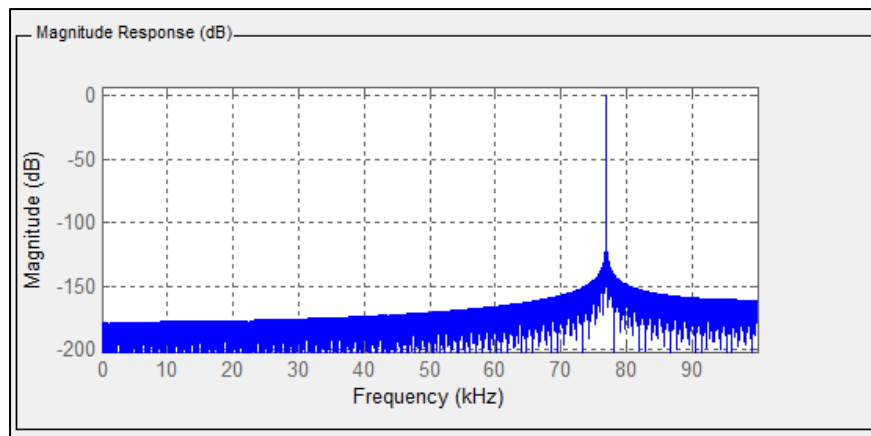


Figura 70 Respuesta del filtro Pasa-Banda

Luego de esto se realiza la convolución entre el filtro y los datos correspondientes a la fila de posición 90, para obtener la componente de la portadora exclusivamente. El proceso realizado presenta en la Figura 71.

```
f1(90,:)=M1(90,:);
z=abs(fftshift(fft(f1(90,:))));
filt=conv(Num,f1(90,:));
z=abs(fftshift(fft(filt)))
stem(z)
```

Figura 71 Proceso de abstracción de la fila 90 junto con la convolución.

Mediante el proceso ilustrado en la Figura 71 se puede observar el comportamiento de la señal luego de haber hecho la aplicación del filtro, con lo cual se generó un

panorama más claro de lo que en realidad sería la señal de información sin componentes de ruido que presentarían interferencia en la misma.

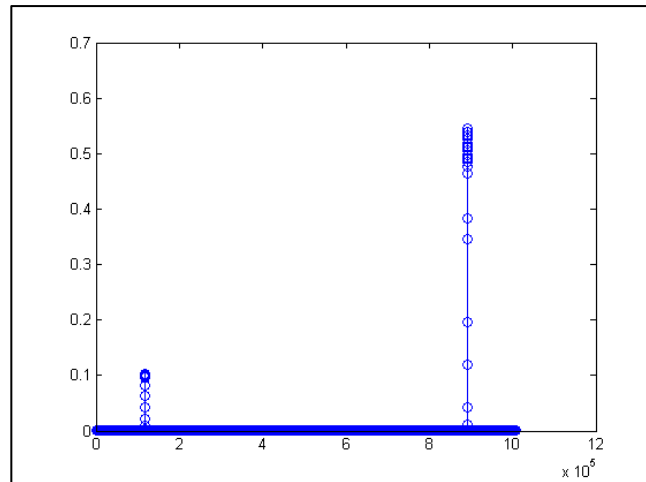


Figura 72 Resultado de la convolución entre el filtro y las componentes de la portadora de 88.9 MHz.

Al obtener una componente más cercana a la de la señal de información, se realiza el proceso similar para las demás matrices de datos cargadas inicialmente al workspace, con el fin de observar el comportamiento de cada una de ellas.

Este proceso arrojó resultados muy similares a los mostrados anteriormente, con cada una de las emisoras de radio presentes en la banda de FM, en las cuales según sus señales se tendrían variaciones, en cuanto a amplitud y componentes espectrales.

Después de la implementación de los filtros digitales, se procedió a implementar el filtro adaptativo LMS con una de las matrices de datos en la que se almacena información correspondiente a la banda de FM. Se realizó en la posición 1641 correspondiente a la señal portadora de la emisora con frecuencia de 104.4 MHz, en donde se presentan componentes espectrales con una amplitud adecuada a la de una emisora radial y un ruido inherente a las señales de información. Este proceso fue realizado de forma similar al filtro ilustrado en la Figura 56, pero en cambio de señal de voz, se tuvo en cuenta la información correspondiente a la emisora radial. Esto se evidencia en la Figura 73, que se encuentra a continuación.

```

1 - hlms2 = dsp.LMSFilter('Length',11, ...
2     'Method','Normalized LMS',...
3     'AdaptInputPort',true, ...
4     'StepSizeSource','Input port', ...
5     'WeightsOutputPort',false);
6
7     %hfilt2 = dsp.FIRFilter('Numerator', fir1(10,[.5, .75]));
8     %x = randn(10,1); % Noise
9
10 - x=(FM1(1,:))'; % ruido
11 - fila=FM1(1641,:);
12 - d =fila'+ x; % ruido + señal
13 - a = 1; % control de adaptacion
14 - mu = 0.05; % step size
15 - [y, err] = step(hlms2,x,d,mu,a);
16
17 - subplot(2,2,1);
18 - plot(abs(fftshift(fft(x))));
19 - title('Ruido','FontSize',20);
20
21 - subplot(2,2,2);
22 - plot(abs(fftshift(fft(d))));
23 - title('Ruido + Señal','FontSize',20);
24
25 - subplot(2,2,3);
26 - plot(abs(fftshift(fft(fila'))));
27 - title('Señal Original','FontSize',20);
28
29 - subplot(2,2,4);
30 - plot(abs(fftshift(fft(err))));
31 - title('Señal Filtrada','FontSize',20);
32

```

Figura 73 Diseño del filtro LMS aplicado a la banda de FM.

Este proceso tuvo un componente adicional que consistió en la aplicación de la transformada rápida de Fourier acompañada de su valor equivalente en valor absoluto con el fin de lograr una visualización más clara de las señales en frecuencia. En la Figura 74, se evidencia el ruido generado junto con el comportamiento antes y después del proceso de filtrado.

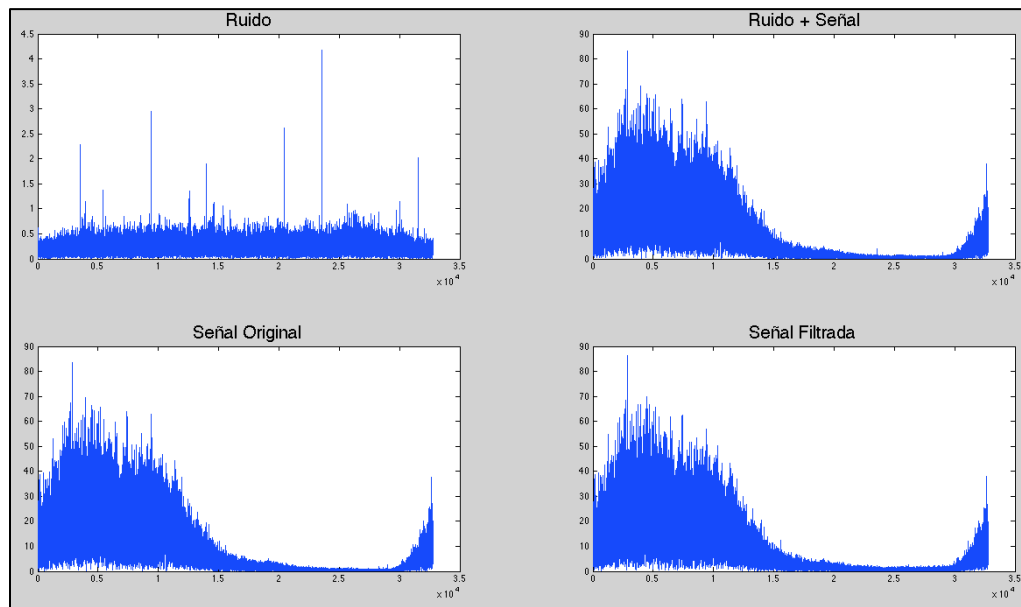


Figura 74 Respuesta en frecuencia del filtro LMS en 104.4MHz correspondiente a la banda de FM.

Como se observa anteriormente el filtro responde con la eliminación del ruido inicialmente generado el que luego se incorporó a la señal original, de tal manera que el funcionamiento del filtro fue verificado con una respuesta positiva.

Con el fin de corroborar los resultados y tratar de obtener una respuesta más clara del filtro, se realizó un promedio de cada una de las emisoras tomando los datos de las matrices de datos que se capturaron inicialmente, y con esta información se implementó nuevamente el filtro. Para esta nueva fase, se tomaron como ruido y como portadora de información las frecuencias de 88MHz y 97MHz respectivamente. Además de ello se añade el proceso de interpolación de las señales, lo cual aumenta la frecuencia de muestreo y permite trabajar las señales como las originales presentes dentro de la banda de FM.

```

1 - hlms2 = dsp.LMSFilter('Length',4096, ...
2   'Method','Normalized LMS',...
3   'AdaptInputPort',true, ...
4   'StepSizeSource','Input port', ...
5   'WeightsOutputPort',false);
6 - R=10;
7 - hm = mfilter.cicinterp(R);    % Funcion de interpolacion
8 -
9 - F88=M88(10,:);
10 - hm = mfilter.cicinterp(R);
11 - y_fil = filter(hm,F88);
12 - Senal_InterF88 = double(abs(y_fil));
13 -
14 - F97=M97(1,:);
15 - hm = mfilter.cicinterp(R);
16 - y_fi2 = filter(hm,F97);
17 - Senal_InterF97 = double(abs(y_fi2));
18 - RuidoN=length(Senal_InterF97)
19 -
20 - stats = [mean(Senal_InterF88) std(Senal_InterF88) var(Senal_InterF88)];
21 - b=stats(:,1);
22 - a=stats(:,2);
23 - ruido= a.*randn(RuidoN,1)+b; % Ruido$
24 - stem (Senal_InterF97, 'b')
25 - hold on;
26 - stem (Senal_InterF88, 'r')
27 - hold on;
28 - stem (ruido, 'g')

```

Figura 75 Proceso de interpolación de las señales promedio pertenecientes a 88MHz, 97MHz y ruido generado.

En este proceso también se tiene en cuenta un ruido generado el cual tiene una longitud igual a la de las señales sometidas al proceso de interpolación. Cada una de ellas presenta unas características, debido a su respectiva frecuencia, lo que se evidencia en la Figura 76.

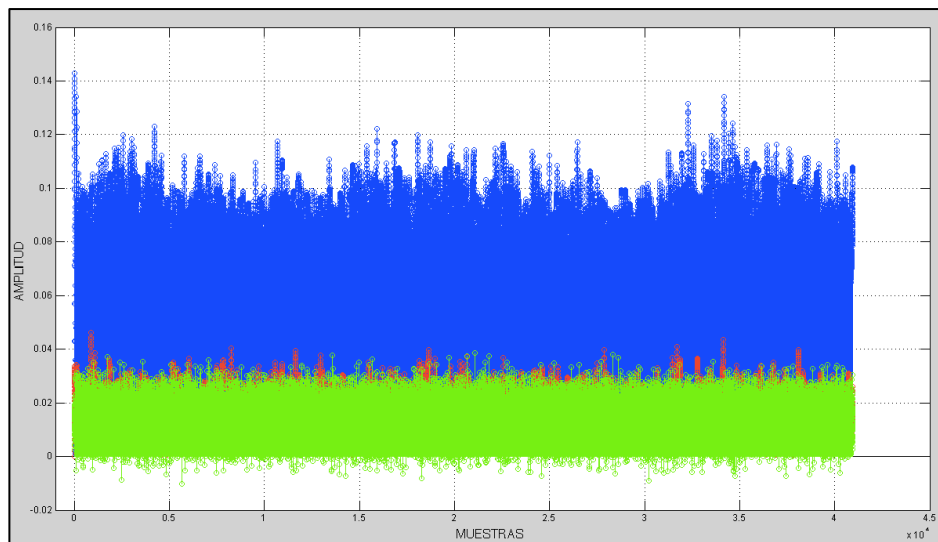


Figura 76 Respuesta gráfica de la interpolación de las señales de FM.

Como se observa en Figura 76, cada una de las señales responde a una interpolación con un factor de 10, lo cual aumenta el número de muestras y además permite observar la similitud de la señal verde y la roja, que corresponden al ruido y a la frecuencia de 88MHz respectivamente. Esta semejanza se presenta debido a que en 88MHz, no está presente ninguna emisora radial y se considera como un piso de ruido a diferencia de la señal azul de 97 MHz, en donde actualmente se encuentra trabajando una emisora radial.

Al finalizar, estas pruebas de funcionamiento, se realizó un filtro LMS con cada uno de los elementos experimentados anteriormente y añadiéndole la densidad espectral a cada uno de las salidas del filtro y al ruido, con el fin de realizar la correlación entre dichas señales y corroborar el funcionamiento del sistema.

```
hlms2 = dsp.LMSFilter('Length',4096, ...
    'Method','Normalized LMS',...
    'AdaptInputPort',true, ...
    'StepSizeSource','Input port', ...
    'WeightsOutputPort',false);
R=10;
hm = mfilt.cicinterp(R); % Funcion de interpolacion

F88=M88(1,:);
hm = mfilt.cicinterp(R);
y_fil = filter(hm,F88);
Senal_InterF88 = double(abs(y_fil));

F97=M97(1,:);
hm = mfilt.cicinterp(R);
y_fi2 = filter(hm,F97);
Senal_InterF97 = double(abs(y_fi2));
RuidoN=length(Senal_InterF97)

stats = [mean(Senal_InterF88) std(Senal_InterF88) var(Senal_InterF88)];
b=stats(:,1);
a=stats(:,2);
ruido= a*randn(RuidoN,1)+b; % Noise

d2=Senal_InterF88'; % ruido + señal
a = 0.01; % control de adaptacion
mu = 0.005; % step size
[y1, err1] = step(hlms2,ruido,d2,mu,a);

d3=Senal_InterF97'; % ruido + señal
a = 0.01; % control de adaptacion
mu = 0.005; % step size
[y2, err2] = step(hlms2,ruido,d3,mu,a);
n=RuidoN;
dx=abs(fft(err1)).^2;
dy=abs(fft(y1)).^2;
dx1=abs(fft(err2)).^2;
dyl=abs(fft(y2)).^2;
dr=abs(fft(ruido)).^2;
```

Figura 77 Programa final del filtro LMS con la utilización de interpolación y densidad espectral para las frecuencias de 88MHz y 97MHz pertenecientes a la banda de FM.

De esta manera se llevó a cabo el filtro con cada una de las componentes anteriormente mencionadas. Su resultado fue verificado con la correlación entre la densidad espectral de las salidas del filtro en cada una de las frecuencias y la densidad entre el ruido y las salidas del LMS. Esto se encuentra en la Figura 78.

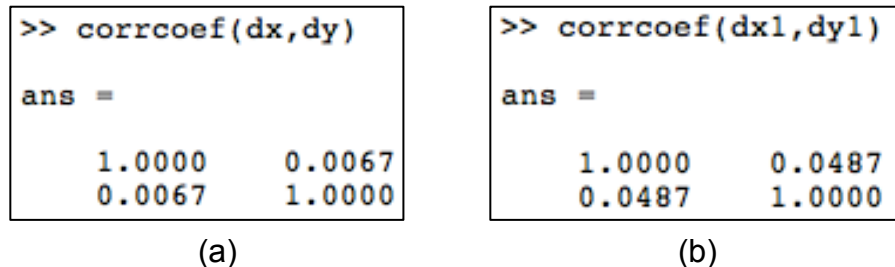


Figura 78 Resultado de la correlación entre las salidas de los filtros tanto de 88MHz (a) como de 97MHz (b).

Los resultados de las correlaciones entre las salidas de los filtros, tienen un valor muy bajo, lo que significa que las señales tienen un mínimo de similitud o coincidencias entre ellas debido a que dx corresponde a la señal que fue arrojada al finalizar el proceso de filtrado LMS y dy el ruido detectado y apartado de la misma manera.

Luego se realizó la correlación correspondiente al ruido generado con cada una de las salidas de los filtros, con el fin de verificar que el filtro haya separado tanto las componentes de señal como de ruido de cada una de las frecuencias.

Inicialmente se realizó tomando el ruido con las salidas del filtro de 88 MHz, obteniendo el resultado mostrado en la Figura 79.

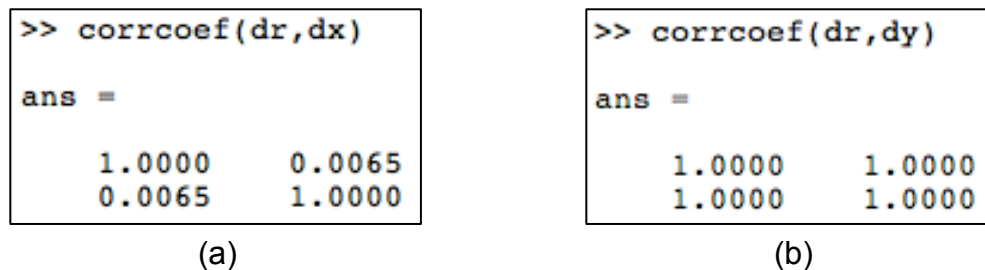


Figura 79 Resultado de la correlación entre : ruido y la salida de señal del filtro de 88MHz(a), ruido y la salida de ruido del filtro de 88MHz (b).

En la Figura 79 se observa que el filtro actuó y realizó la separación de ruido y señal, debido a sus valores de correlación. De la misma manera se realizó para la información de 97MHz, obteniendo los resultados de la Figura 80.

```
>> corrcoef(dr,dx1)

ans =

    1.0000    0.0485
    0.0485    1.0000
```

(a)

```
>> corrcoef(dr,dy1)

ans =

    1.0000    1.0000
    1.0000    1.0000
```

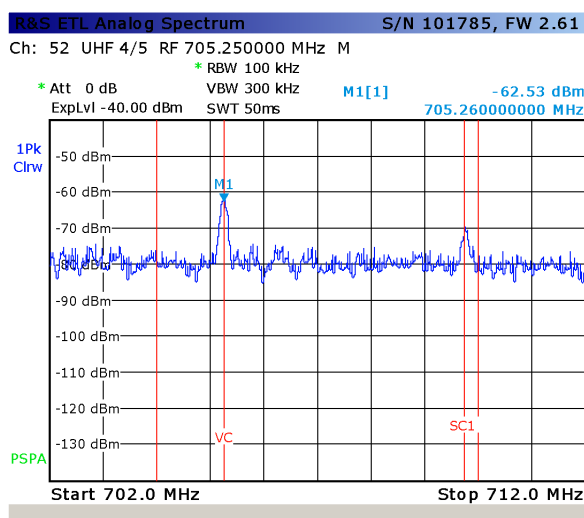
(b)

Figura 80 Resultado de la correlación entre: ruido y salida de señal del filtro de 97MHz (a), ruido y salida de ruido del filtro de 97MHz (b).

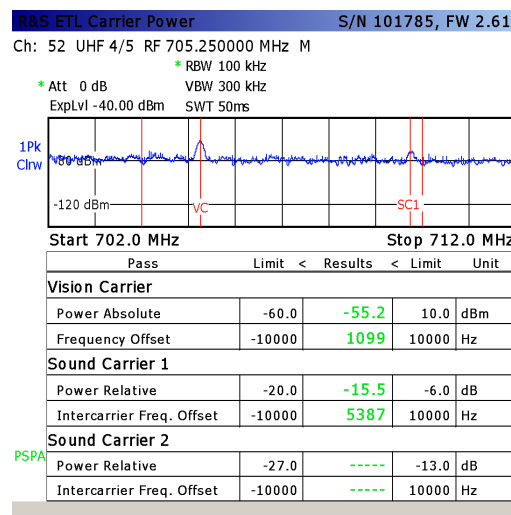
Esta es una forma clara en la que se puede observar el correcto funcionamiento del filtro LMS, en donde se realiza la detección de información y de ruido. De esta manera se dio por finalizado el proceso de filtrado adaptativo mediante el algoritmo LMS en la banda de frecuencia modulada (FM).

5.4.2 Banda Del Dividendo Digital

Para el análisis del dividendo digital en la banda de 698MHz a 806MHz se trabajó en su fase inicial con el equipo Rohde Schwarz ETL TV, teniendo un sistema de TV analógica, en donde se pudieron caracterizar las portadoras existentes de televisión analógica en el dividendo como se observa en la Figura 81 y Figura 82.



(a)



(b)

Figura 81 Análisis canal 52 (a) Espectro de Frecuencia (b) Análisis de Portadoras

En la Figura 81 se observan las componentes espectrales de las portadoras tanto de audio como de video pertenecientes al canal de televisión numero 52, ubicado entre las frecuencias 702 MHz - 712MHz, y también sus respectivos valores de potencia. De la misma manera en la Figura 82 se ilustran las componentes del canal 54, en donde sus portadoras presentan una clara variación con respecto al canal 52.

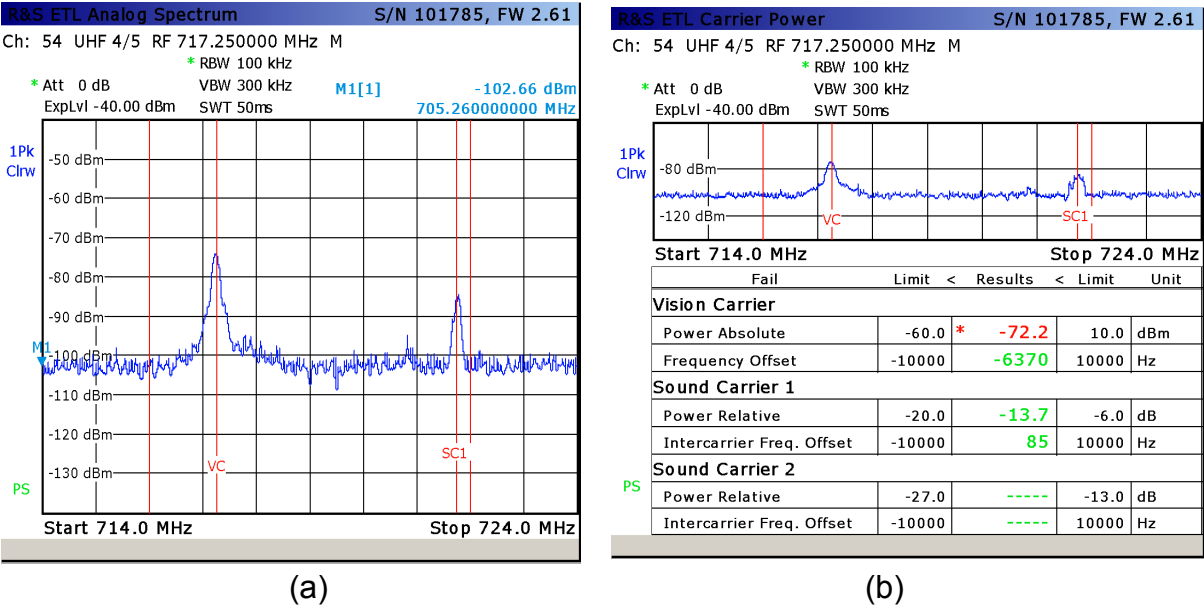


Figura 82 Análisis canal 54 (a) Espectro de Frecuencia (b) Análisis de Portadoras

Para observar el contenido de los canales de televisión anteriormente mencionados, se realizó una captura de imagen con el analizador de televisión. Se verificó su contenido al obtener el siguiente resultado de la Figura 83.

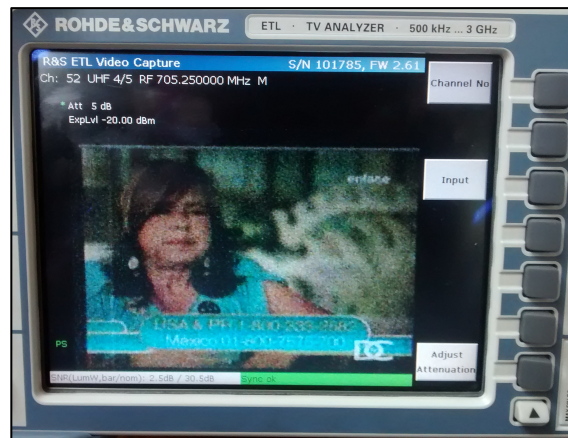


Figura 83 Imagen correspondiente al canal de televisión numero 52, ubicado en la frecuencia 705.25MHz.

Teniendo identificadas las componentes espectrales correspondientes a los canales de televisión presentes dentro de la banda, se procedió a realizar una captura de la información presente en los 108 MHz del rango de frecuencias del dividendo digital, mediante un programa realizado con MATLAB y ejecutado con la ayuda del dispositivo de radio definido por software USRP N210.

En esta fase de captura de datos, fue necesaria la utilización de una antena Yagui ubicada en la terraza de la universidad Santo Tomás sede central como se observa en la Figura 84, la cual cumplió con las características necesarias para esta banda. La antena se muestra a continuación.



Figura 84 Antena tipo Yagui, usada para la captura de información de la banda del dividendo digital.

Las características de funcionamiento que cumplieron con los requerimientos de la banda, se muestran en la Tabla 5.

PARÁMETROS ANTENA TIPO YAGUI	
GANANCIA	18-20 dB
IMPEDANCIA	75 Ω
FRECUENCIA	470-860 MHz
CANALES UHF	21-69
DIPOLOS	10

Tabla 5 Características de funcionamiento de la antena Yagui

Por medio de esta antena y con el programa realizado, se capturaron los datos correspondientes a la banda.

Cada una de las características y funciones que se tuvieron en cuenta para la realización del programa se muestra en la Tabla 6, en donde se tuvieron en cuenta 20 ciclos para la captura de información, es decir que se crearon ese número de archivos con la información de la banda. Todo esto con el fin de generar obtener un promedio de la información debido a que esta presenta una variación en el tiempo.

```

rfRxFreq      = 698e6; % Nominal RF receive center frequency
bbRxFreq      = 1;    % Received baseband sine wave frequency
matrizdat=double(zeros (1,16384));

prmFreqCalibRx = configureFreqCalibRx(rfRxFreq, bbRxFreq);

suma1=0;
l=0;
cont=0;
NDatos=100;
inicio=0;
fin=0;
for ciclos=1:20
for cont=1:2160
    f=698e6 + cont*(50e3)
    hSDRu = comm.SDRuReceiver(...
'IPAddress',      '192.168.10.2', ...
'CenterFrequency', f,...
'Gain',           100, ...
'DecimationFactor', 2000,...
'SampleRate',     800000, ...
'FrameLength',    16384,...

```

```
'OutputDataType',      prmFreqCalibRx.OutputDataType)
```

```

        suma1=0;
while suma1 == 0
    [rxSig, len] = step(hSDRu);
    suma1=double(abs (sum(rxSig)));
end

while suma1 ~= 0
    matrizdat(cont,:)=rxSig;
    suma1=0;
end
end
if ciclos==1
    dlmwrite('divbanda2.txt',matrizdat);
    clear matrizdat
elseif ciclos==2
    dlmwrite('divbanda3.txt',matrizdat);
    clear matrizdat
end
end
end

```

Tabla 6 Programa para la captura de información correspondiente a la banda de dividendo digital.

Por medio de la información obtenida mediante Tabla 6, y almacenada en archivos de texto, se cargaron en MATLAB con el fin de observar su comportamiento gráficamente. Con base a esto fue necesario realizar la densidad espectral a la información y luego gráficar para observar las componentes espectrales. Debido a que las mediciones de la banda fueron realizadas cada una en un tiempo diferente, se observa la variación presente en cuanto a densidad, lo cual se ve evidenciado en la Figura 85.

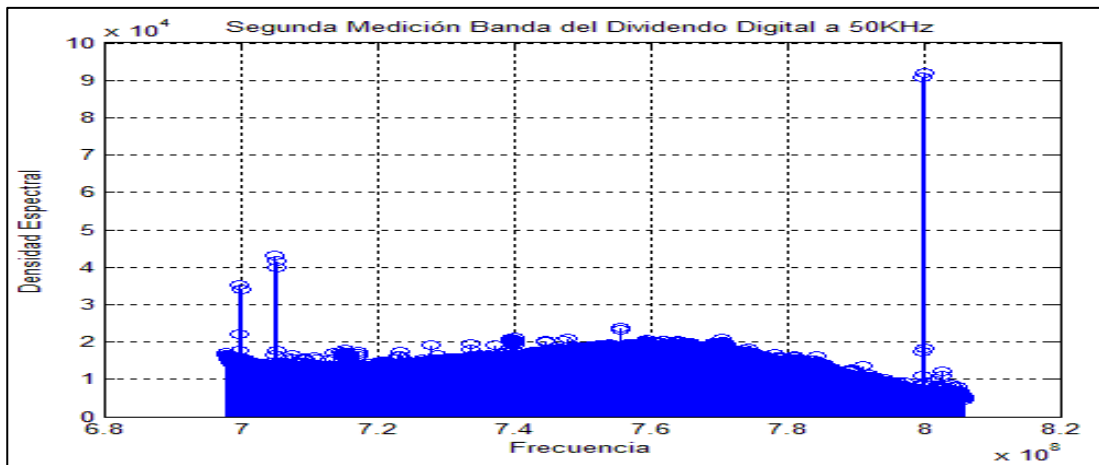


Figura 85 Gráfica del dividendo digital en frecuencia vs densidad espectral.

En la banda se observa un marcado piso de ruido y unas señales portadoras que tienen presencia en las frecuencias iniciales del dividendo digital como se había observado con el analizador de televisión y que corresponden a las ilustradas en Figura 81 y Figura 82. Para observar el comportamiento de la banda en otro instante de tiempo se realizó otra medición, cuyo resultado se observa en la **Figura 86**.

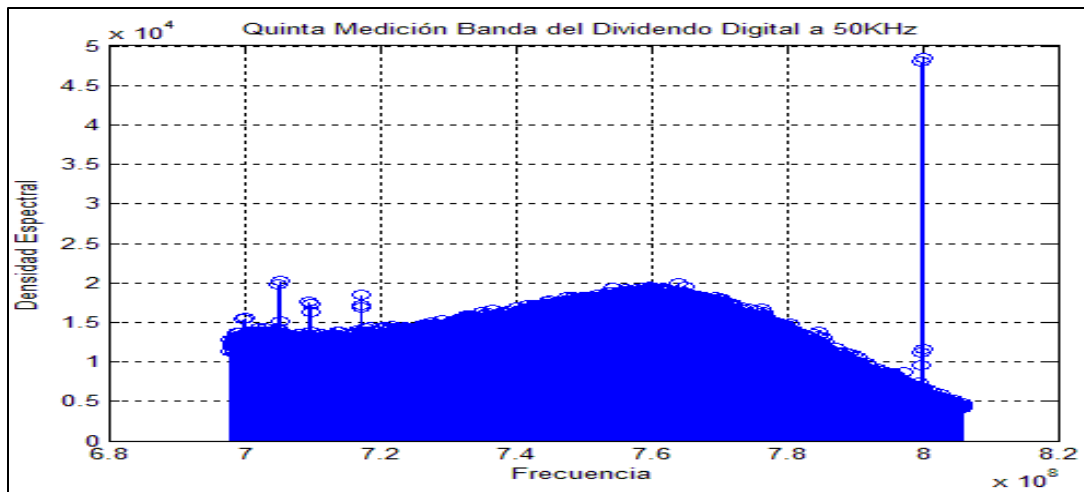
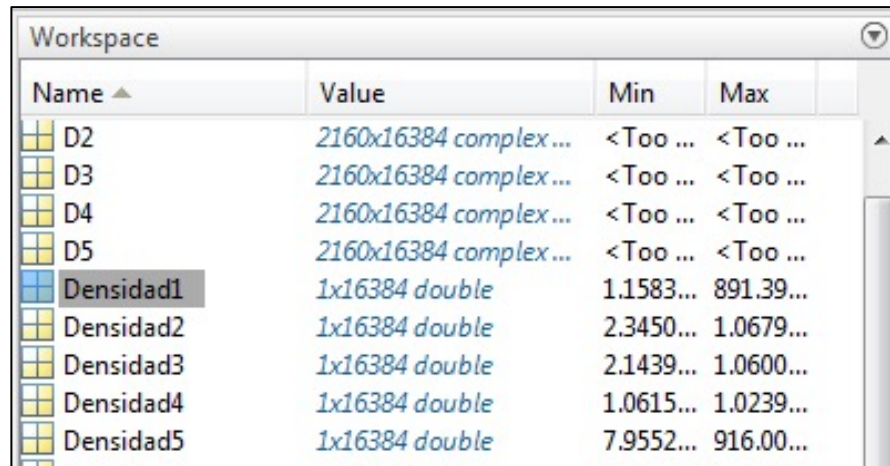


Figura 86 Gráfica de dividendo digital en frecuencia vs densidad espectral, en diferente instante de tiempo.

Se realizaron varias pruebas de densidad espectral vs frecuencia y aquellas en las que se observaron correctamente las portadoras se indicaron anteriormente. Como evidencia de esto en la Figura 87, se tienen las primeras 5 densidades espectrales realizadas y guardadas en Matlab.



Name	Value	Min	Max
D2	2160x16384 complex ...	<Too ...	<Too ...
D3	2160x16384 complex ...	<Too ...	<Too ...
D4	2160x16384 complex ...	<Too ...	<Too ...
D5	2160x16384 complex ...	<Too ...	<Too ...
Densidad1	1x16384 double	1.1583...	891.39...
Densidad2	1x16384 double	2.3450...	1.0679...
Densidad3	1x16384 double	2.1439...	1.0600...
Densidad4	1x16384 double	1.0615...	1.0239...
Densidad5	1x16384 double	7.9552...	916.00...

Figura 87 Archivos de densidad espectral de la banda del dividendo digital almacenados en MatLab.

Al tener conocimiento de la presencia de las portadoras en las frecuencias iniciales de la banda dentro de la información recolectada, se realiza una captura de datos de 20 MHz empezando en 698MHz y terminando en 718MHz, con una toma de muestras cada 10KHz, con el fin de observar con más detalle las componentes espectrales de cada uno de los canales de televisión.

En este proceso se realiza también la densidad espectral del siguiente modo como se observa en la Tabla 7.

```

for g=1:2000
Fourier= fft(D8(g,:));
Densidad1 = abs (Fourier).^2;
Densidadf1(g) =sum(Densidad1);
end
f= (698e6:10e3:(718e6-10e3));
stem(f,Densidadf1)

```

Tabla 7 Programa para la realización de la densidad espectral a los archivos de información del dividendo digital.

La obtención de la densidad fue realizada luego de la captura de información detallada de la banda, cuyo proceso fue muy similar al realizado para la banda completa, pero en donde se limitaron las frecuencias tanto de inicio como de finalización, y la de toma de muestras como se observa en la Tabla 8.

De igual manera se tomaron varios archivos para verificar el cambio presente debido al instante de tiempo en el que la información fue captada, para este caso fueron 31 ciclos, cada uno correspondiente a un archivo de texto con la información. En la Figura 88 se observan los primeros 2, que ilustran la forma en la que se realizó.

```

rfRxFreq      = 698e6; % Nominal RF receive center frequency
bbRxFreq      = 1;    % Received baseband sine wave frequency
matrizdat=double(zeros (1,16384));
prmFreqCalibRx = configureFreqCalibRx(rfRxFreq, bbRxFreq);
suma1=0;
l=0;
cont=0;
NDatos=100;
inicio=0;
fin=0;
for ciclos=1:31
for cont=1:2000
    f=698e6 + cont*(10e3)
    hSDRu = comm.SDRuReceiver(...
'IPAddress',      '192.168.10.2', ...
'CenterFrequency', f,...
'Gain',           100, ...
'DecimationFactor', 2000,...
'SampleRate',     800000, ...
'FrameLength',    16384,...
'OutputDataType', prmFreqCalibRx.OutputDataType)
    suma1=0;
while suma1 == 0
    [rxSig, len] = step(hSDRu);
    suma1=double(abs (sum(rxSig)));
end

while suma1 ~= 0
    matrizdat(cont,:)=rxSig;
    suma1=0;
end
end
if ciclos==1
    dlmwrite('div5.txt',matrizdat);
    clear matrizdat
elseif ciclos==2
    dlmwrite('div6.txt',matrizdat);
    clear matrizdat
end
end

```

Tabla 8 Programa para la captura de datos de los primeros 20 MHz de la banda del dividendo digital.

De igual manera se identificaron las componentes con la diferencia que esta captura arroja una información de forma más detallada que con la banda completa. Se observa en la Figura 88.

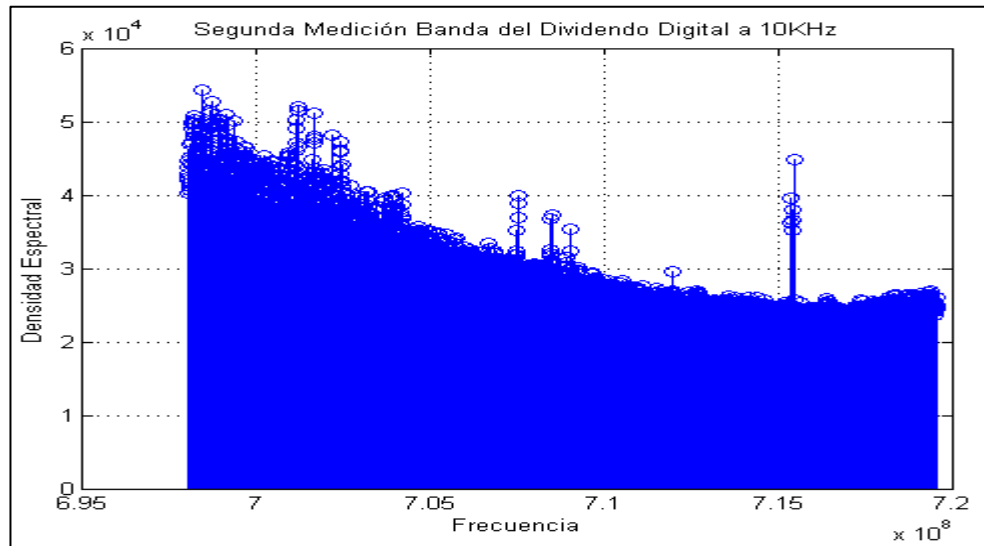


Figura 88 Densidad espectral de los primeros 20 MHz de la banda de dividendo.

En esta medición se observa claramente la portadora de video del canal 54, y con bajo nivel la del canal 52. Debido a la variabilidad del espectro, se muestra el comportamiento de este mismo segmento de banda en otro instante de tiempo en donde se reflejan algunos cambios importantes de la **Figura 88**, los cuales se evidencian en la **Figura 89**.

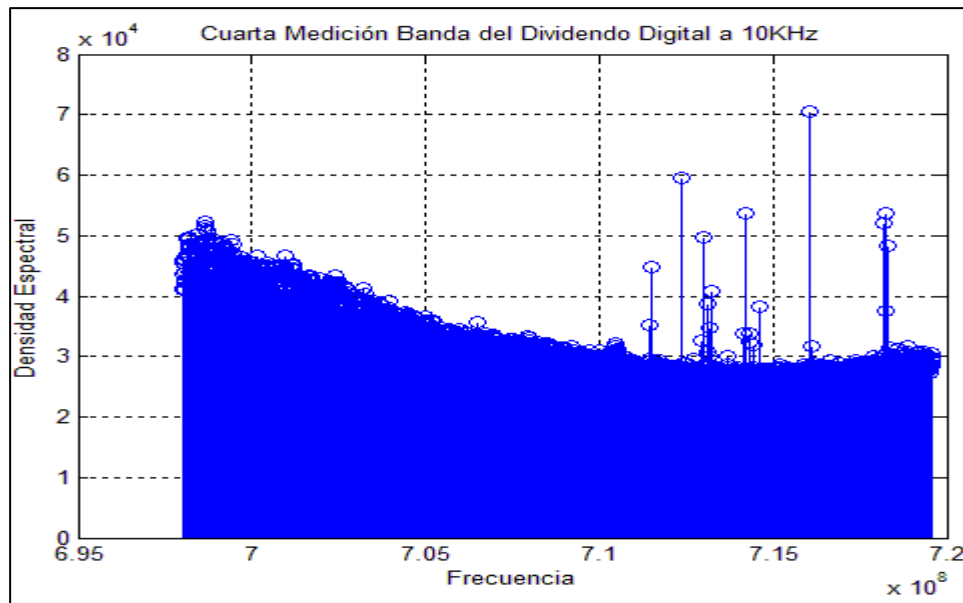


Figura 89 Comportamiento espectral del segmento de la figura anterior, en diferente instante de tiempo.

Teniendo total información acerca de la ubicación de las señales de información, se procedió a llevar a cabo el filtrado adaptativo con la utilización del algoritmo de mínimos cuadrados (LMS).

Filtrado adaptativo mediante algoritmo LMS en la banda de dividendo digital.

El proceso de filtrado en la banda del dividendo digital fue realizado de igual manera que a la banda de FM, con la diferencia que se tomaron las matrices de datos correspondientes a las frecuencias entre 698MHz a 806MHz, con las que se realizó la densidad espectral ilustrada en las figuras inmediatamente anteriores.

Para esta fase fueron tomadas las frecuencias de 780 MHz como referencia de ruido y 705.25MHz como señal, debido al comportamiento espectral de cada una de ellas las cuales se ubicaban en las matrices de datos en las posiciones 1641 y 146 respectivamente. Se tuvo en cuenta también el proceso de interpolación, que permitiría observar el comportamiento de la señal con su frecuencia de muestreo original.

El programa completo, con cada uno de los factores que se tuvieron en cuenta y fueron trabajados dentro del filtro, se observa en la Figura 90.

```

%-----Filtro LMS-----%
hlms2 = dsp.LMSFilter('Length',4096, ...
'Method','Normalized LMS',...
'AdaptInputPort',true, ...
'StepSizeSource','Input port', ...
'WeightsOutputPort',false);
%----- Interpolación-----%
R=25;
hm = mfilt.cicinterp(R); % Función de interpolación
F780=DIVBANDA(1641,:);% frecuencia de 780MHZ en la posición 1641, ruido
hm = mfilt.cicinterp(R);
y_fi1 = filter(hm,F780);
Senal_InterF780 = double(abs(y_fi1));
F705=DIVBANDA(146,:);% Frecuencia de 705MHz posición 146, portadora
hm = mfilt.cicinterp(R);
y_fi2 = filter(hm,F705);%
Senal_InterF705 = double(abs(y_fi2));
RuidoN=length(Senal_InterF705)
stats = [mean(Senal_InterF780) std(Senal_InterF780) var(Senal_InterF780)];
b=stats(:,1);
a=stats(:,2);
ruido= a*randn(RuidoN,1)+b; % Ruido
%-----Filtros LMS-----%
d2=Senal_InterF780'; % ruido + señal
a = 0.01; % control de adaptación
mu = 0.005; % step size
[y1, err1] = step(hlms2,ruido,d2,mu,a);
d3=Senal_InterF705'; % ruido + señal
a = 0.01; % control de adaptación
mu = 0.005; % step size
[y2, err2] = step(hlms2,ruido,d3,mu,a);
%-----densidad espectral-----%
n=RuidoN;
dx=abs(fft(err1)).^2;
dy=abs(fft(y1)).^2;
dx1=abs(fft(err2)).^2;
dy1=abs(fft(y2)).^2;
druido=abs(fft(ruido)).^2;
cruisen=corrcoef(dx,dy)
cruisen1=corrcoef(dx1,dy1)

cruidos=corrcoef(dy,dy1)
csenals=corrcoef(err1,err2)

```

Figura 90 Proceso de filtrado, interpolación y densidad espectral aplicado a la banda del dividendo digital en frecuencias de 780MHz y 705MHz.

La verificación del filtro y los procesos de la Figura 90 fueron comprobados mediante las correlaciones de las salidas de los filtros y de cada uno de los ruidos y señales. La respuesta entre las dos salidas de cada filtro tuvo que ser baja, debido a que corresponden a señales de información y a ruido, teniendo un bajo nivel de coincidencias o similitudes.

<code>cruisen =</code>	
1.0000	0.0622
0.0622	1.0000

(a)

<code>cruisen1 =</code>	
1.0000	0.0011
0.0011	1.0000

(b)

Figura 91 Resultado de las correlaciones entre ruido y señal a la salida del filtro de 780MHz (a) y 705.25 MHz (b)

Con el resultado obtenido en la Figura 91 se verifica el funcionamiento del filtro, y se puede afirmar que está separando adecuadamente cada una de las señales pertenecientes tanto a ruido como a información en cada uno de los filtros.

Luego de esto, se procedió a realizar la correlación entre ruido-ruido y señal-señal arrojados después del proceso de filtrado.

<code>cseñals =</code>	
1.0000	0.5088
0.5088	1.0000

(a)

<code>cruídos =</code>	
1.0000	0.7993
0.7993	1.0000

(b)

Figura 92 Resultado de la correlación entre las señales arrojadas en el filtro (a), y los ruidos arrojados después del filtro (b).

Como se esperaba, la correlación entre los ruidos arrojados tiene un valor elevado debido a que el ruido de la banda es muy similar en estas frecuencias, y entre las señales se tiene un valor medio en el que se alcanzan a correlacionar las señales de información pertenecientes a 705.25MHz, y algunas que se encontraron en la frecuencia de 780MHz que corresponden a un nivel DC.

Del mismo modo y para finalizar la verificación del filtro, se realizó la correlación entre las señales de dos frecuencias portadoras luego de pasar por el proceso de filtrado adaptativo. Para esto se utilizaron las frecuencias de 705.25 MHz y 717.25 MHz, a las cuales se les realizó el mismo proceso ilustrado en Figura 90 y se obtuvieron los resultados de la Figura 93.

<code>cruídos =</code>	
<code>1.0000</code>	<code>1.0000</code>
<code>1.0000</code>	<code>1.0000</code>

(a)

<code>cseñals =</code>	
<code>1.0000</code>	<code>0.8821</code>
<code>0.8821</code>	<code>1.0000</code>

(b)

Figura 93 Resultado de correlación entre los ruidos salientes del filtro de cada una de las frecuencias portadoras (a), y de las señales después del mismo proceso de filtrado (b).

En el resultado de la correlación entre los ruidos salientes de los filtros de cada frecuencia se tiene un valor de 1, que significa que ambos ruidos arrojados son iguales, lo cual es acertado debido a que son frecuencias cercanas y ambas pertenecientes a la misma banda. Por otro lado el resultado del proceso realizado a las señales tiene un valor de 0.8821 lo que permite suponer que ambas frecuencias tienen un comportamiento espectral similar, debido a que son canales de televisión y su funcionamiento resulta ser muy parecido.

Con esta verificación se concluyó el proceso de implementación de filtrado adaptativo haciendo uso del algoritmo LMS en la banda del dividendo digital, obteniendo unos claros y acertados resultados en cada uno de los procesos realizados.

6 RESULTADOS

6.1 PRUEBAS FINALES

Luego de aplicar los modelos tanto a la banda de frecuencias de FM como la del dividendo digital, y al obtener unos resultados de acuerdo con lo esperado, se procedió a realizar una captura de datos final para la banda de dividendo digital.

Se llevo a cabo, tomando datos de los 108 MHz con una captura cada 100KHz iniciando en 698MHz, a cada una de ellas se realizó el proceso de filtrado adaptativo y luego la correlación entre un ruido de referencia promedio de la banda y cada una de las señales salientes del filtro.

Como resultado se obtuvo una matriz de $[2 \times 1080]$, en donde se almacenaron los datos de la correlación entre el ruido promedio de la banda y el ruido detectado por el filtro, y el ruido promedio y la señal identificada por el filtro. Cada uno de estos datos correspondió a una respectiva frecuencia como se observa en Tabla 9.

Posición	Frecuencia	Correlación Ruido-Ruido	Correlación Ruido-Señal
1	698000000	0,99999768	-3,01069E-05
2	698100000	0,999995184	-0,00010688
3	698200000	0,999994279	-0,000105786
4	698300000	0,999996977	-0,000106442
5	698400000	0,999997053	-0,000100553
6	698500000	0,999997727	-0,00010316
7	698600000	0,999997914	-0,000104282
8	698700000	0,999963937	-0,000104981
9	698800000	0,999984651	-0,000108391
10	698900000	0,999997757	-0,00010807
11	699000000	0,999998019	-0,00010178

Tabla 9 Resultados de las correlaciones después del filtrado adaptativo en la banda del dividendo digital.

La correlación ruido-ruido, presenta una variación, lo cual ratifica el resultado obtenido en la banda del dividendo ilustrada en la Figura 85, donde se observa la densidad espectral de la banda con sus respectivos cambios.

Se realizó un análisis estadístico de los valores obtenidos en las correlaciones de la banda, para luego de ello observar gráficamente las variaciones del ruido presentes en los 108MHz. Estos datos se encuentran en la Tabla 10.

	Correlación Ruido-Ruido	Correlación Ruido-Señal
Media	0.999987784382078	-9.682336596990692e-05
Desviación estándar.	5.346619559959009e-05	1.763032830175200e-05
Varianza	2.858634071893627e-09	3.108284760275575e-10

Tabla 10 Resultados estadísticos de las correlaciones obtenidas después del proceso de filtrado.

Con base en estos datos, se aplicó la formula de la desviación estándar, que permitió observar los cambios de la señal a lo largo de la banda.

$$\alpha^2 = (xi - \bar{x})^2 \quad (42)$$

A partir de esta ecuación, se llevo a cabo el proceso a la información captada. Este procedimiento se ilustra en la Figura 94.

```
format long
Media = mean(crf);
vari=zeros;
for dat=1:108
    vari(dat,1)=((crf(dat,1))-Media)^2;
end
stem(vari)
```

Figura 94 Comandos de la Varianza Aplicada a la banda del dividendo digital.

De esta manera se tomaron cada uno de los valores de la correlación del ruido de referencia y el obtenido después del filtro LMS, y a cada uno de ellos fue restada la

media de todos los datos. Esta medida estadística arrojó gráficamente el resultado observado en la Figura 95.

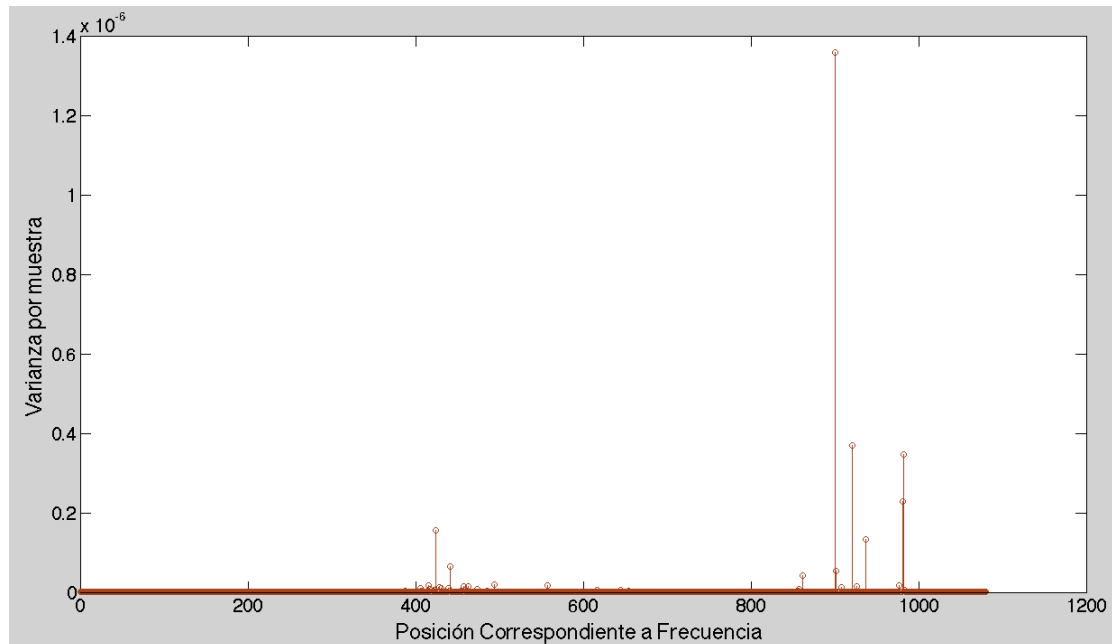


Figura 95 Resultado de la variación del ruido en la banda del dividendo digital.

Mediante el uso de los datos estadísticos de la banda fue posible encontrar la relación entre la frecuencia y la varianza por muestra como se observa en la Figura 95, donde se encontraron mayores variaciones en las posiciones 901 y 921, correspondientes a las frecuencias 788 y 790 MHz respectivamente. Siendo estos datos coherentes con la información capturada en la aplicación de los modelos en la banda del dividendo digital.

Para reafirmar los datos obtenidos, se realizó una serie de capturas finales de la banda en donde fueron tomados datos cada 1MHz, a lo largo de los 108MHz. En esta fase de recepción de datos se tuvo en cuenta un proceso similar a las capturas iniciales, con cambios en frecuencias, ciclos y demás factores como se observa en la Tabla 11.

```

rfRxFreq      = 697e6; % Nominal RF receive center frequency
bbRxFreq      = 1e6;  % Received baseband sine wave frequency
matrizdat=double(zeros (108,4096));

prmFreqCalibRx = configureFreqCalibRx(rfRxFreq, bbRxFreq);
suma1=0;
l=0;
cont=0;
NDatos=100;
inicio=0;
fin=0;
for ciclos=1:20
    for cont=1:108
        f=697e6 + cont*(1e6)
        hSDRu = comm.SDRuReceiver(...
            'IPAddress',      '192.168.10.2', ...
            'CenterFrequency', f,...
            'Gain',           100, ...
            'DecimationFactor', 500,...
            'SampleRate',     500000, ...
            'FrameLength',    4096,...
            'OutputDataType',  prmFreqCalibRx.OutputDataType)
        suma1=0;

        while suma1 == 0
            [rxSig, len] = step(hSDRu);
            suma1=double(abs (sum(rxSig)));
        end
        while suma1 ~= 0
            matrizdat(cont,:)=rxSig;
            suma1=0;
        end
    end
    if ciclos==1
        dlmwrite('DivR1.txt',matrizdat);
        clear matrizdat
    end
end

```

Tabla 11 Modo de captura de datos en la banda del dividendo digital con paso de 1MHz.

Con la información capturada mediante el proceso de la Tabla 11, se obtuvo una matriz de datos para contrastar los resultados de la Figura 95, a esta información de la banda fue realizado el proceso de filtrado adaptativo en donde a cada una de las salidas del filtro se realizó la misma correlación con un ruido de referencia de la banda.

De esta fase se obtuvo una matriz de [2x108], con los resultados de la correlación en cada una de las frecuencias.

De esta información, fueron hallados los datos estadísticos, como media, varianza y desviación estándar, para luego observar gráficamente su comportamiento. Los resultados se encuentran en la Tabla 12.

	Correlación Ruido-Ruido	Correlación Ruido-Señal
Media	0.999784437148233	-0.014707161822176
Desviación estándar.	0.001578150271708	0.002359902605330
Varianza	2.490558280091503e-06	5.569140306641351e-06

Tabla 12 Datos estadísticos de las correlaciones realizadas a las ultimas capturas de datos en la banda del dividendo digital.

Con estos datos, se llevó a cabo la aplicación de la varianza a la información para encontrar el comportamiento de la señal. Se utilizó la ecuación (42) y se generó el resultado mostrado en la Figura 96.

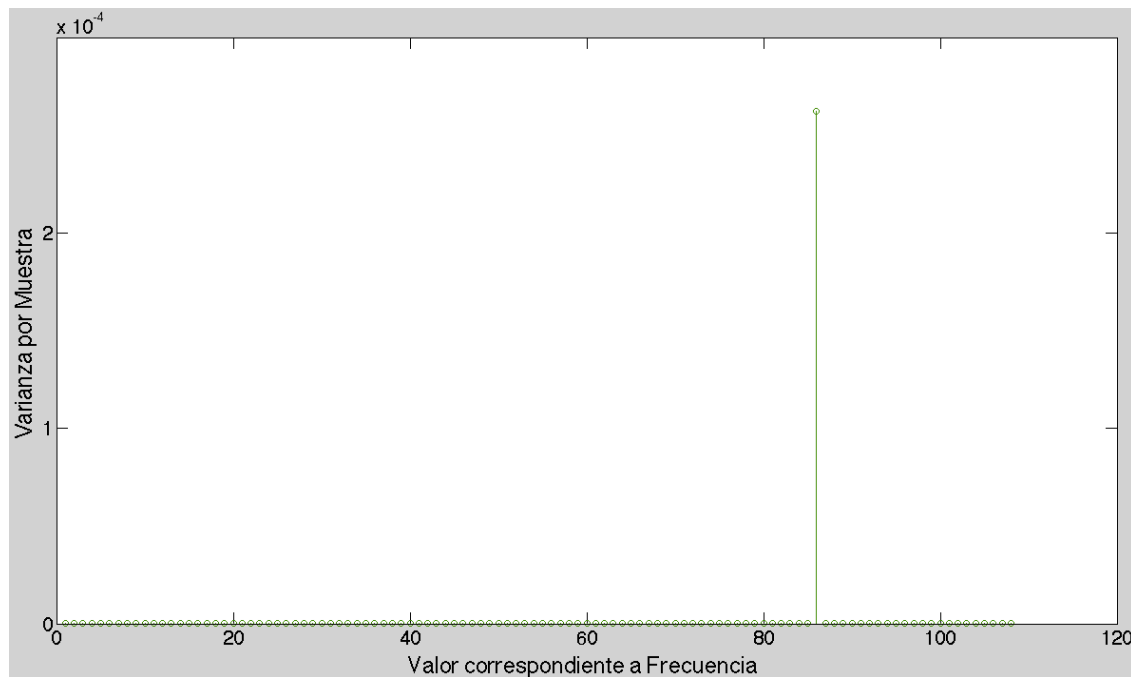


Figura 96 Resultado de la variación del ruido en la banda, según la información de las capturas finales.

El resultado obtenido, tuvo una respuesta similar a la mostrada en la Figura 95, pero dado a que los datos fueron tomados cada 1MHz, no se tienen el mismo nivel de detalle que en la otra, dado a que esa fue tomada cada 100KHz. Se observa que su

componente principal tiene un alto nivel que corresponde a la frecuencia 788MHz, que coincide con la componente de la Figura 95.

De esta forma, el sistema de detección espectral mediante filtrado adaptativo presenta optimo funcionamiento, corroborando todos y cada uno de los procesos realizados en las pruebas preliminares y en la aplicación de cada uno de los modelos.

7 Conclusiones

En el proyecto FODEIN “Diseño y desarrollo de un radio definido por software”, en donde participé como auxiliar de investigación, se identificaron los sistemas de radio como herramientas bastante robustas que a su vez presentan una gran complejidad en su manejo, por lo cual se hizo una experimentación previa que evidenció un funcionamiento correcto de cada uno de los dispositivos.

Como investigador al tomar dispositivos y tecnologías que no habían sido tratados en trabajos académicos de la Universidad Santo Tomás, es un reto conseguir un óptimo funcionamiento de los mismos y lograr utilizarlos para la creación e implementación de nuevas aplicaciones en el ámbito tecnológico, dejando abierta una base para futuros proyectos investigativos.

El sistema de detección espectral mediante filtrado adaptativo, tiene como resultado aquellos huecos espectrales presentes en diferentes bandas de frecuencia. Esto caracteriza las bandas y resalta donde se presentan transmisiones fuera de la normatividad establecida en el estado colombiano.

El trabajo con sistemas de radio por software, requiere gran cantidad de tiempo en cuanto a fase de experimentación como de implementación, y mas aún si es utilizado para trabajar con información presente en bandas de alta frecuencia.

En las pruebas preliminares, en cuanto al manejo de dispositivos de radio definido por software, debe hacerse un análisis previo que permite identificar todas y cada una de las funcionalidades que presenta. Es necesaria su realización para lograr aprovechar sus atributos y obtener mejores resultados.

Se evidencio en el trabajo de investigación con diferentes pruebas realizadas en MATLAB y Simulink que la arquitectura de los dispositivos SDR se presenta diferentes módulos que facilitan los procesos de tratamiento de información, lo cual permite la creación y procesamiento de diferentes aplicaciones tecnológicas.

Para el semillero TELESOFT de la universidad Santo Tomás, dada esta investigación es posible implementar diferentes aplicaciones en el ámbito tecnológico con sistemas de radio definido por software que permiten continuar con el proceso investigativo relacionado con este tipo de tecnología.

En dispositivos de radio definido por software, es posible la implementación de diversas aplicaciones en el ámbito tecnológico, que permiten facilitar los procesos de tratamiento de información debido a que reprogramable y puede adaptarse a nuevos algoritmos y tarjetas de programación.

Es un proceso fundamental para el trabajo de señales de alta frecuencia en dispositivos de SDR, realizar procesos tanto de interpolación como diezmado que aumentan o disminuyen la frecuencia de muestreo según la necesidad. Estos procesos posibilitan el tratamiento de las señales de información con menos complejidad que al trabajarlas en su frecuencia original. Ya que La interpolación es clave en las señales sometidas a los filtros adaptativos, por lo que simula una alta frecuencia de muestreo y hace que los resultados se asemejen a los datos reales de la banda de alta frecuencia.

El modelo de correlación es una herramienta que permite llevar a cabo la comparación de señales de un determinado entorno. En la investigación tuvo gran importancia, debido a que permitió la verificación del proceso de filtrado adaptativo a las señales pertenecientes tanto a la banda de frecuencia modulada, como a la banda del dividendo digital.

Debido a la transición de la televisión analógica a digital, se genera la banda del dividendo digital, la cual ha estado en constantes cambios entre el año 2013-2015. En la parte inicial del proyecto al verificar las componentes espectrales de la banda, se observaban señales portadoras de televisión analógica en el canal 52 y 54, lo cual permitió la captura de información de cada una de ellas y su respectivo tratamiento en cuanto a detección espectral mediante filtrado adaptativo. Al finalizar este proyecto y al implementar los resultados en la banda, se observa que dichos canales han desaparecido debido a que su transición esta provocando la reubicación de los mismos.

La banda del dividendo digital presentó un alto nivel de ruido, motivo por el cual fue necesario trabajar con un modelo de ruido que permitió simular el comportamiento de la banda. Este modelo facilitó el proceso de filtrado dado a que presentó un comportamiento similar al existente realmente dentro de la banda.

Con las funciones de probabilidad y estadística, se logró realizar un contraste entre los resultados de las correlaciones luego del proceso de filtrado en la banda del dividendo digital. Observando el comportamiento del ruido a lo largo de la banda,

donde tuvo unos cambios mínimos debido a la ausencia de las portadoras identificadas en el año 2014.

8 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Agencia nacional Del Espectro, «Cuadro Nacional De Atribución de Bandas de Frecuencia.» 2014.
- [2] «Ministerio de las Tecnologías de la Información y las Comunicaciones.» .
- [3] Ministerio de las tecnologías de la informacion y las comunicaciones-, «Boletín Trimestral De las TIC - Cifras primer trimestre de 2015», jul. 2015.
- [4] S. Ministerio de las tecnologías de la informacion y las comunicaciones-, «Participacion en total de abonados por categoria y proveedor- Telefonía Movil-Nivel Nacional.» mar-2014.
- [5] A. Garcia-Crespo, B. Ruiz-Mezcua, I. Gonzalez-Carrasco, J. L. Lopez-Cuadrado, Z. Hernandez, R. Barahona, y L. H. de Toppin, «Accessibility Services and Interactive Digital Television: An Opportunity to Reduce the Digital Gap», *Tecnologías del Aprendizaje, IEEE Revista Iberoamericana de*, vol. 9, n.º 1, pp. 8–16, 2014.
- [6] T. Yucek y H. Arslan, «A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications», *Communications Surveys & Tutorials, IEEE*, vol. 11, n.º 1, pp. 116–130, 2009.
- [7] V. K. M. Douglas B. Williams, *Digital Signal Processing HandBook*. CRC Net Base, 1999.
- [8] ETTUS, «Radio definido por software.» 2010.
- [9] J. D. Oviedo Arango y M. del R. Guerra de la Espriella, *De las telecomunicaciones a las TIC: Ley de TIC de Colombia (L1341)*. CEPAL, 2011.
- [10] C. P. de Competitividad Colombia, «Informe nacional de competitividad 2010-2011», vol. 10, 2010.
- [11] D. N. de Planeación, *Plan Nacional de Desarrollo 2010-2014*. Imprenta Nacional de Colombia, 2011.
- [12] M. Novick, S. Rojo, V. Castillo, G. Breard, y L. Turnini, «Nuevas actividades económicas surgidas a partir del paradigma TIC: el sector del software y los servicios de call center», 2011.
- [13] R. C. Reinhart, S. K. Johnson, T. J. Kacpura, C. S. Hall, C. R. Smith, y J. Liebetreu, «Open Architecture Standard for NASA's Software-Defined Space

Telecommunications Radio Systems», vol. 95, n.º 10, pp. 1986–1993, 2007.

[14] R. C. Reinhart, S. K. Johnson, T. J. Kacpura, C. S. Hall, C. R. Smith, y J. Liebetreu, «Open Architecture Standard for NASA's Software-Defined Space Telecommunications Radio Systems», *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, n.º 10, pp. 1986–1993, 2007.

[15] P. Murphy, A. Sabharwal, y B. Aazhang, «DESIGN OF WARP: A WIRELESS OPEN-ACCESS RESEARCH PLATFORM.»

[16] H. J. Eslava Blanco, L. A. Rojas Castellar, y M. L. Tello Castaneda, «Modelo de un sistema de radio digital utilizando infraestructura de FM comercial y recomendaciones de implementación en Colombia», *Revista Tecnura*, vol. 11, n.º 22, pp. 16–27, 2008.

[17] A. A. Tabassam, F. A. Ali, S. Kalsait, y M. U. Suleman, «Building Software-Defined Radios in MATLAB Simulink - A Step Towards Cognitive Radios», en *Computer Modelling and Simulation (UKSim), 2011 UkSim 13th International Conference*, 2011, pp. 492-497.

[18] J. Mitola III, «Software radio architecture: a mathematical perspective», *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, n.º 4, pp. 514–538, 1999.

[19] K. C. Zangi y R. D. Koilpillai, «Software radio issues in cellular base stations», *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 17, n.º 4, pp. 561–573, 1999.

[20] K. Feher, *Wireless digital communications: modulation & spread spectrum applications*. Prentice-Hall, Inc., 1995.

[21] A. Abidi y others, «Low-power radio-frequency ICs for portable communications», *Proceedings of the IEEE*, vol. 83, n.º 4, pp. 544–569, 1995.

[22] B. K. Fawcett, «New SRAM-Based FPGA Architectures Address New Applications», en *WESCON/95. Conference record. Microelectronics Communications Technology Producing Quality Products Mobile and Portable Power Emerging Technologies*, 1995, p. 231.

[23] H. A. Angulo Orquera y D. M. Paredes Calderón, «Diseño y desarrollo de un radio definido por software, para el ejército ecuatoriano, mediante la utilización de una tarjeta USRP y la herramienta simulink de matlab.», 2011.

[24] Ettus Research, A National Instruments Company, «USRP N210 NETWORK

SERIES.» 2015.

[25] Ettus Research, «BasicTX Daughterboard 1-250 MHz Rx.» National Instruments Company, 2014.

[26] Ettus Research, «BasicTX Daughterboard 1-250 MHz Tx.» National Instruments Company, 2014.

[27] M. T. G. Leiva, «La política europea del espectro radioeléctrico», en *I+ C Investigar a comunicación [Recurso electrónico]: Invetigar la comunicación= Invetigar la comunicació= Komunikazio-lkerketa: Actas y memoria final: Congreso Internacional Fundacional AE-IC, Santiago de Compostela, 30, 31 de enero y 1 de febrero de 2008, 2008, p. 20.*

[28] Oscar Giovanni León Suárez, «El Desafío De La Universalización De La Banda Ancha y Las Oportunidades De La Banda De 700 MHZ.» Agencia Nacional Del Espectro, nov-2010.

[29] M. T. García Leiva, «El dividendo digital: desafíos, oportunidades y posiciones nacionales», 2009.

[30] Luis Fernando Pedraza, Felipe Forero, y Ingrid Patricia Páez, «Detección de espectro para radio cognitiva», *ngeniare. Revista chilena de ingeniería*, vol. 20 N° 2, 2012, pp. 197-210.

[31] P. Manolakis y J. Proakis, «Tratamiento digital de señales», *Editorial Pearson Prentice Hall, 3era Edición, Madrid España*, 1998.

[32] Universidad Nacional de Cordoba, «Procesamiento Digital de Señales – FCEFyN – UNC FILTROS ADAPTIVOS – LMS – RMS – Filtro Kalman.» 2011.

[33] Jose Julio Hernandez Fernandez, «Control Inverso Adaptativo.» Diciembre-2005.

[34] Inelmatic, «El Filtro De Kalman.» 2007.

[35] JAVIER JALLE IBARRA, «ESTIMACION DE CANALES DE BANDA ULTRA ANCHA (UWB) MEDIANTE EL USO DE FILTROS DE LAGUERRE.» 12-nov-2011.

[36] P. J. M. S. MSc. Fabián Jiménez López, «ALGORITMOS LMS DE FILTRADO ADAPTATIVO PARA CANCELACIÓN DE ECO ACÚSTICO EN SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES», *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada*, vol. 1, n.º 23, 2014.

- [37] WALTER LEOPOLDO ZELAYA CHICAS, «Diseño de un filtro digital adaptativo como cancelador de ruido basado en el algoritmo LMS», UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA, 2004.
- [38] M. Martinez, L. Gomez, A. J. Serrano, y J. Gomez, «Modificación de la frecuencia de muestreo.», 2010 2009.
- [39] E. S. Olivas, *Tratamiento digital de señales: problemas y ejercicios resueltos*. Pearson Educación, 2003.
- [40] E. B. Albertí, *Procesado digital de señales-II: Fundamentos para comunicaciones y control*, vol. 170. Universitat Politècnica de Catalunya. Iniciativa Digital Politècnica, 2006.
- [41] M. J. Roberts, G. N. Cazares, y G. M. Hernández, *Señales y sistemas: análisis mediante métodos de transformada y Matlab*. McGraw-Hill, 2005.
- [42] J. de J. R. Uribe, T. M. Bojacá, y C. H. C. Sánchez, «Caracterización de la plataforma de radio definido por software USRP N210-WBX», *REVISTA GTI*, vol. 12, n.º 34, 2014.
- [43] A. A. Tabassam, F. A. Ali, S. Kalsait, y M. U. Suleman, «Building Software-Defined Radios in MATLAB Simulink-A Step Towards Cognitive Radios», en *Computer Modelling and Simulation (UKSim), 2011 UKSim 13th International Conference on*, 2011, pp. 492–497.
- [44] M. A. Sarijari, A. Marwanto, N. Fisal, S. K. S. Yusof, R. A. Rashid, y M. H. Satria, «Energy detection sensing based on GNU radio and USRP: An analysis study», en *Communications (MICC), 2009 IEEE 9th Malaysia International Conference on*, 2009, pp. 338–342.
- [45] J. Astola y P. Kuosmanen, *Fundamentals of nonlinear digital filtering*, vol. 8. CRC press, 1997.
- [46] B. Morcego y M. À. Cugueró, «Comparación de Implementaciones en C y Matlab de Filtros Adaptativos para DSP», *Proceedings of XXII Jornadas de Automática*, 2001.